

4^F

XLIX^e ANNÉE ★ N° 1396 DU 15 MARS 1973

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

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Clignotant de signalisation routière.
- Le mini voc générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires.
- Étude de l'oscilloscope MABEL ME114.
- Dispositif d'alarme à rayons infra-rouges.
- Un orgue digital.
- Un mélangeur à 3 voies équipé d'un CI TAA521.
- Initiation : les thyristors.
- Variateur de vitesse pour essuie-glaces.
- Modernisation d'un oscilloscope.
- Contrôleur de pose pour tirages monochromes et couleur.
- Récepteur de signaux horaires.
- L'émetteur de radiocommande UK300 en kit.
- La chaîne PHILIPS RH802.
- Mesure de la puissance HF de sortie d'un émetteur.

Voir sommaire détaillé page 106



Voir page 297

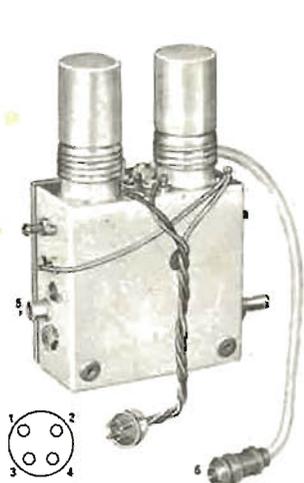
374 PAGES

DÉPANNERS !

que vous soyez professionnels, étudiants ou amateurs, ne perdez plus de temps à rafistoler un tuner, un rotacteur ou un ampli télévision, aux prix offerts ci-dessous... **CHANGEZ !**

A titre d'exemple, une lampe (EC86 ou EC88) coûte au tarif courant f5 à 20 francs ; à ce prix nous offrons le tuner et ses deux lampes.

CE MATERIEL EST NEUF ET GARANTI



- 1 (marron) filaments.
- 2 (rouge) H.T. 175 V.
- 3 (noir) masse.
- 4 (non connecté).
- 5 vers le rotacteur
- 6 vers antenne U.H.F.

TUNER UHF (TELE 2^e CHAINE)

entièrement préréglé
aucune difficulté de montage
avec connaissances élémentaires

15,00 F PRIX T.T.C.
Port et embal. 6,00

Neuf, en emballage d'origine, fourni avec ses deux lampes (EC86 et EC88). Par 10 pièces **13,00**, port global 20,00 Plus de 10 p. **12,00**, port gratuit

Grosses quantités : nous consulter
5 000 TUNERS DISPONIBLES

2 000 ROTACTEURS « à transistors »

neufs, en emballage d'origine
équipés tous canaux VHF français

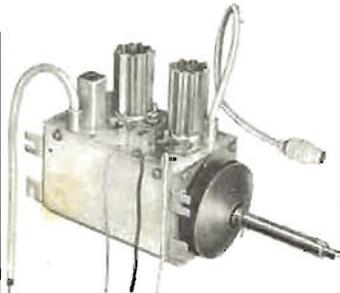


Dotés d'un accord d'appoint (fin) entrée antenne 75 Ω, sortie FI 50 Ω, alimentation 12 volts, avec ses 11 barrettes. A l'unité, T.T.C. **39,00**
(Port et emballage 6,00)

PRIX INTERESSANT PAR QUANTITE
(nous consulter)

LAG

électronique



- 1 vers antenne VHF
- 2 (blanc) filaments
- 3 (noir) H.T. 190 V
- 4 (bleu) C.A.G.
- 5 vers platine F.I.

ROTACTEUR TOUS CANAUX

type à circuits, entièrement préréglés
sur l'ensemble des canaux VHF
français

12,00 F PRIX T.T.C.
Port et embal. 6,00

Absolument neuf, fourni avec ses deux lampes (6B07 et EFC82).

Par 10 pièces **10,00**, port global 20,00 Plus de 10 p. **9,00**, port gratuit

Grosses quantités : nous consulter
3 000 ROTACTEURS DISPONIBLES



ROTACTEUR

(réf. TH. : FD 09209)

12 positions, équipé de
8 barrettes, avec lampes
PCF80 et PCC189 et
transfo image.

Prix T.T.C. **25,00**
Port et embal. 6,00

ENSEMBLE D'ACCORD complet VHF et UHF « VARICAP »

129 F
T.T.C.
PORT
12,00



Ensemble GRANDE MARQUE comprenant :

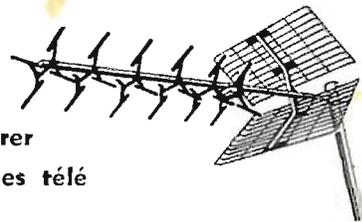
- la façade télé, 455 x 110 mm, très belle présentation bois et or.
- le mécanisme de commutation VHF et UHF avec 4 présélections et système de réglage.
- les sélecteurs VHF et UHF « VARI-CAP » fabrication HOPT.
- un vu-mètre d'accord.

Le mécanisme de commutation est doté des raccords souples avec embouts connecteurs.

3^e CHAINE...

depuis décembre 1972

Profitez-en pour reconsidérer
votre installation d'antennes télé



STOLLE, une solution à chaque problème

	Références	Nombre d'éléments	Gain en dB	Canaux au choix (à préciser)	T.V.A. compr. 25 %
1 ^{re} CHAINE	VLA4	4	5	Tous canaux VHF Tous canaux VHF Tous canaux VHF Tous canaux VHF	35,00 47,50 64,00 98,50
	VLA6	6	7		
	VLA10	10	11		
	VLA13	13	13		
2 ^e /3 ^e CHAINE	LA7	7	6 à 9	Tous canaux VHF 21 à 40 ou 40 à 65 21 à 40 ou 40 à 65 21 à 40 ou 40 à 65 21 à 29 spéc. Paris Tous canaux UHF	29,50 40,00 68,50 99,50 103,00 54,50
	LA12	12	8 à 12		
	LA16	16	9 à 15		
	LA23	23	11 à 17		
	LA23P	23	15		
	FA20	Panneau	9 à 13		
Couleur	LC11	11	9	21 à 29 ou 29 à 38 38 à 49 ou 49 à 60	44,50 73,00 98,00 161,00
	LC23	23	12		
	LC43	43	16		
	LC91	91	17		

ANTENNES MIXTES

Réf. AC5/12 - 5 éléments VHF + 12 éléments UHF **51,50**
Réf. LA12/345 - 4 éléments VHF + 9 éléments UHF **59,00**
Réf. LA24/345 - 7 éléments VHF + 17 éléments UHF **135,00**
Réf. LA40/345 - Spéciale caravane, 10 éléments VHF + 30 éléments UHF,
gain 9 à 13 dB **157,00**

AMPLIFICATEURS D'ANTENNES TOUS CANAUX

Réf. TRA3650 - Gain 14 dB, pour 1 télé, réception difficile, longue distance, ou fin de ligne d'antenne collective **144,00**
Réf. TRA3616 - Gain 20 dB, pour 1 télé en très longue distance, ou pour installation collective **308,00**

ANTENNES FM EXTERIEURES

Réf. US3 - 3 éléments, gain 4,5 dB **97,00**
Réf. US5 - 5 éléments, gain 6,5 dB **116,00**
Réf. US8 - 8 éléments, gain 9 dB **158,00**

ANTENNES FM INTERIEURES

Réf. Z1906 - FM stéréo, gain 3 dB **69,00**
Réf. Z1912 - FM stéréo, ampli incorporé, gain 8 dB **189,00**

ANTENNE INTERIEURE

« SATURN »

1^{re}, 2^e et 3^e chaîne



VHF tous canaux, F5, E8 - 12, UHF canaux 21 à 65, coax, 2 x 1,50 m.

Prix **79,00** + port et emb. 8,00
T.V.A. comprise 18,70 %

ANTENNE INTERIEURE

« ORION »

1^{re}, 2^e et 3^e chaîne



Ampli incorporé, gain 14 à 15 dB, alim. 220 volts, les éléments VHF et UHF peuvent être orientés indépendamment l'un de l'autre.

Prix .. **149,00** + port et emb. 8,00

Rotor-matic STOLLE

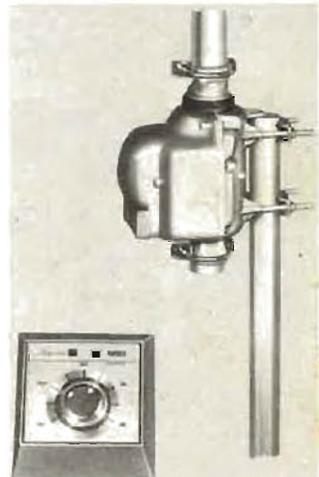
commande à distance l'orientation de

- toutes antennes, télé ou radio-amateurs,
- caméra,
- projecteur,
- enseigne,
- porte-voix, etc.

L'ensemble comprend :

- le moteur dans un boîtier étanche en zamac spécial anti-corrosion (même à l'eau de mer), équipé des attaches pour mât porteur et mât mobile (diam. max. 50 mm),
- le pupitre de commande, entièrement transistorisé, avec repères d'orientation cardinale 360° et 2 voyants indiquant le sens de rotation - Alimentation 110/220 V - Aucune consommation rotor immobile - Tous les dispositifs de réglage et calage sont contenus dans le pupitre de commande.

Prix : **395,00** + port et emb. 8,00
(T.V.A. comprise 18,70 %)



Journal hebdomadaire

Fondateur :

J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication

A. LAMER

Directeur :

Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

André JOLY

Comité de rédaction :

Bernard FIGHIERA

Charles OLIVERES

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 Radio et Télévision

Haut-Parleur Electrophones - Magnétophones

Haut-Parleur Radiocommande

12 numéros **HAUT-PARLEUR** « Radio Télévision Pratique »

11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Electronique Professionnelle - Procédés Electroniques »

11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Hi-Fi Stéréo »

FRANCE80 F

ÉTRANGER120 F

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

★ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120 000 F

2 à 12, rue Bellevue

75019 PARIS

202-58-30

SOMMAIRE

- Informations..... 107
- Un compteur fréquence-mètre le TFX1..... 108
- Clignotant intermittent de signalisation de voiture arrêtée 118
- Compléments et suppléments Radio-TV-B.F..... 119
- Le minivoc générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires 125
- Initiation au calcul électronique : l'ordinateur artiste 128
- Sélecteur UHF à accord par diodes à capacité variable 131
- L'enceinte Etrek à trois voies 135
- Etude de l'oscilloscope Mabel ME114 139
- Variateur de vitesse pour essuie-glaces..... 147
- Modernisation d'un oscilloscope 149
- Photo-ciné : La mise au point automatique des caméras de cinéma 156
- Contrôleur de pose pour tirages monochromes et couleurs.... 160
- Montages électroniques pour instruments de musique..... 164
- Récepteur de signaux horaires 168
- Photomètre à mémoire pour flash..... 172
- Le transistormètre Heathkit IT121 175
- Progrès et transformation des systèmes d'en-
- trainement du magnétophone 179
- Réducteur de vitesse pour moteurs électriques..... 183
- Dispositif d'alarme à rayons infrarouges..... 186
- Générateur de signaux sur 10,7 MHz..... 193
- Une serrure électronique..... 194
- Un orgue digital 197
- Un mélangeur à trois voies équipé d'un CI TAAS21..... 199
- A-B-C : les thyristors .. 221
- L'émetteur de radio-commande UK300 en kit..... 229
- Hi-Fi Stéréo au festival du son..... 232
- Convertisseur pour la réception de la SSTV .. 234
- L'autoradio Radiomatic..... 238
- La chaîne Philips RH802..... 240
- L'amplificateur stéréo AN24M Malik..... 243
- L'ampli-tuner Sharp « STA41 »..... 246
- Sélection de chaînes Hi-Fi..... 248
- La platine de magnétophone Akai 4000DS 251
- L'amplificateur Filson ATS808..... 255
- Les enceintes acoustiques Sonoplan..... 260
- Courrier technique..... 262
- Mesure de la puissance HF..... 267
- Le VFO NT29 Sefrac . 269



Commission Paritaire N° 23 643

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

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A**

142 000

EXEMPLAIRES

Informations

ÉMISSIONS DE TÉLÉVISION DESTINÉES AUX PROFESSIONNELS (3^e CHAÎNE)

DANS notre numéro 1379, pages 240 et 241, nous avons publié les horaires et contenus des émissions de télévision destinés aux professionnels.

L'alinéa III se rapportant à la troisième chaîne est désormais à modifier comme suit :

Troisième chaîne

Depuis le 1^{er} janvier, sur tous les émetteurs 3^e chaîne, au fur et à mesure de leur mise en service, le régime est le suivant :

Diffusion d'émissions destinées aux professionnels dans le même horaire que la 2^e chaîne, soit tous les jours de la semaine, sauf le lundi, de 10 heures jusqu'au début des émissions.

Le lundi, elles commencent à 12 heures à Paris, et à 16 heures en province.

Le contenu des mires est le suivant :

Diapositives couleur et diapositives « indicatif de la 3^e chaîne » diffusées dans l'ordre suivant :

Chaque heure, le premier quart d'heure est constitué par la diapositive indicatif 3^e chaîne. Les trois quarts d'heure suivants sont constitués par des diapositives couleur, portant l'indication 3^e chaîne. (En tout état de cause et en attendant l'élaboration de ces diapositives spéciales, toutes les dispositions seront prises pour qu'il n'y ait jamais identité entre les diapositives diffusées en 2^e et 3^e chaîne.)

De 17 h 45 à 18 h 45, diffusion d'images mobiles (aussitôt que les équipements le permettront - diapositives en attendant,

selon le rythme prévu).

Le son sera pour Paris, le son de F.I.P.; pour la province, la base musicale de F.I.P. (Les régions déjà dotées de F.I.P. locaux tels que F.I.L., F.I.M., etc., pourront diffuser leur propre programme.

PROCESSUS DE DEMARRAGE 3^e CHAÎNE

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

Heure H - 30 à H - 15 = Diapositive indicatif C3.

Heure H - 15 à H - 10 = Barres 25 + 75 %.

Heure H - 10 à H - 3 = Mire définition spéciale 3^e chaîne (ou mire C3).

Heure H - 3 à H - 0 = Pendule 3^e chaîne.

Dans le cas où les émissions débutent sans être précédées d'émissions destinées aux professionnels (le dimanche par exemple), ce processus de démarrage sera appliqué dans son intégralité.

Lorsque les émissions de programme auront été précédées d'émissions destinées aux professionnels, un processus de démarrage réduit sera appliqué. Il comportera les phases comprises entre H - 15 et H - 0.

Les dispositions de la présente note sont applicables jusqu'au 1^{er} juillet 1973.

R.A.R.

Salon international des composants électroniques

Le Salon international des composants électroniques se tiendra au Salon des expositions de la Porte de Versailles du lundi 2 au samedi 7 avril inclus. Heures d'ouverture : tous les jours de 9 heures à 19 heures.

Ce Salon est organisé par la Société pour la diffusion des Sciences et des Arts (S.D.S.A.), 14, rue de Presles, Paris-15^e.

RECTIFICATIF

Relais acoustique simple n° 1392

Le schéma de principe du relais acoustique et son implantation pratique des éléments sur la plaquette sont bons. C'est le principe de fonctionnement de l'ensemble qu'il faut interpréter différemment. Lorsqu'un signal est appliqué au microphone ou haut-parleur, le transistor T₁ passe à l'état bloqué, ce qui entraîne T₂ à l'état conducteur et par suite P₃ également.

Il en résulte que le relais « colle » dès qu'un signal est appliqué au haut parleur et qu'en conséquence à l'état repos, le relais reste en position « neutre ».

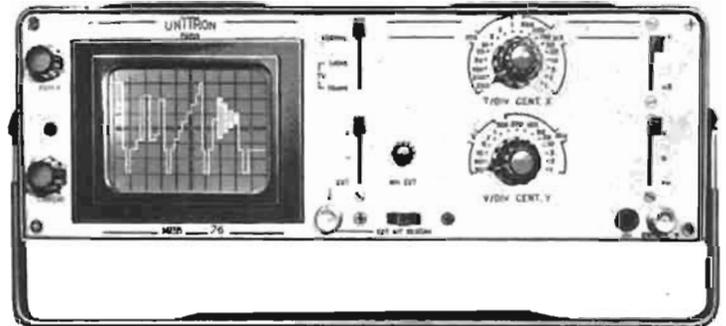
TV

examen des
lignes-tests..
facile !

avec la version

mini76T

10 MHz
1 mV



D'UN COUP D'ŒIL : bande passante, linéarité, définition, traînage.

Tube rectangulaire de 90 mm de diagonale, post-accélééré à 3 kV.
Vertical : 1 mV à 50 V/div - 0 à 10 MHz - 3 dB.
Horizontal : 500 ms/div à 1 μs/div, + loupe X5.
Sélection automatique : 110/220 V.
Dimensions : long. 305 ; haut. 111 ; prof. 246.
Poids : 5 kg.

nouveau modèle :
mini 76 CC
autonomie : 8 heures
poids : 10 kg

AUTRES FABRICATIONS

AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES
AMPLIFICATEURS A DECALAGE DE ZERO
OSCILLOSCOPE PORTATIF A DOUBLE FAISCEAU 10 DP
MODELE 10 DP/C SPECIAL POUR TV COULEUR
OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE POUR LE SERVICEMAN
OSCILLOSCOPE AUTONOME P 702
TIROIR TYPE T SPECIAL TELEVISION

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

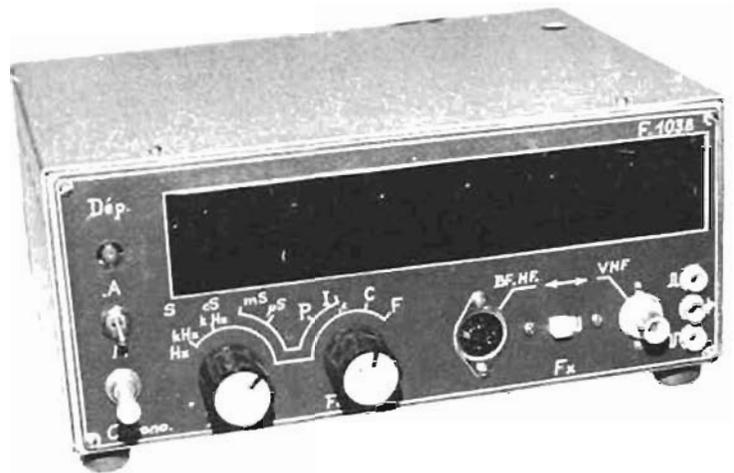
UNITRON

75 ter RUE DES PLANTES, PARIS 14^e
TÉL. 532.93.78

RAPY

UN COMPTEUR FRÉQUENCEMÈTRE

LE TFX 1



(suite voir n° 1 392)

III. LA BASE DE TEMPS (Voir Fig. 25)

SON rôle est de nous fournir les intervalles de temps dont nous avons besoin et cela, avec la meilleure précision.

Evidemment, cette base de temps sera pilotée par quartz. Certains compteurs utilisent bien le 50 Hz du secteur, comme référence de temps, mais nous ne croyons pas que nous puissions faire confiance à l'E.D.F. sur ce point ! A moins, bien sûr de se contenter d'une précision de l'ordre de 1%.

Or, nous voulons mieux !

Nous utiliserons donc un quartz de 10 MHz, taillé en fondamentale. (Ce qui est d'ailleurs le cas de presque tous les quartz de cette fréquence.)

Ce quartz est associé à un circuit SN7400 monté sans le moindre élément inductif et autorisant une retouche de la fréquence d'oscillation, par action sur un condensateur ajustable. Les résistances connectées entre sortie et entrées des Nand 3 et 4, permettent de les faire fonctionner dans un régime à peu près linéaire, avec une rotation de phase de 180°. Ces deux portes en série réalisent ainsi un amplificateur : le quartz en réunissant l'entrée et la sortie le fait entrer en oscillation. Par contre, quartz enlevé, le montage ne doit pas accrocher. Dans ce cas, il faudrait essayer de modifier les valeurs des résistances et éventuellement changer de SN7400.

La stabilité de fréquence est convenable, une certaine dérive se manifestant à la mise en route, pendant la période de recherche de l'équilibre thermique. Un petit condensateur à coefficient négatif de température, peut être connecté aux bornes de l'ajustable. Nous en reparlerons lors de l'étude de la réalisation. Les Nand 1 et 2 constituent un trigger de Schmitt. Nous obtiendrons ainsi en sortie un signal 10 MHz, susceptible de commander efficacement la première décade SN7490 de la chaîne de diviseurs par 10.

Le but visé étant d'obtenir la seconde, c'est-à-dire le hertz, il faut diviser le 10 MHz, 7 fois par 10. On trouve donc 7 décades SN7490 successives, sortant le 1 MHz, le 0,1 MHz, le

10 kHz, le 1 000 Hz, le 100 Hz, le 10 Hz et enfin le 1 Hz. A noter que les fréquences moitié de ces valeurs sont également disponibles pour un standard de fréquences.

En fait, le fréquencemètre n'utilise pas seulement la sortie 1 Hz, mais également le 100 Hz et le 1 000 Hz, permettant une lecture directe en kilohertz, avec ou sans prédiviseur (voir plus loin) ainsi que le 1 MHz, utilisé dans les fonctions périodemètre et impulsiomètre avec affichage en microsecondes.

Le calage précis de l'oscillateur 10 MHz se fera par battement avec une onde étalonnée : soit une émission WWV, soit tout simplement Droitwich, 1 500 m. La précision des mesures est liée à celle de la base

de temps : elle est de l'ordre de 1×10^{-5} . Nous en reparlerons dans le paragraphe traitant de l'utilisation du TFX1.

IV. LA PORTE

Comme nous l'avons vu précédemment, il s'agit de faire passer, pendant 1 s (ou 1 ms), le signal de fréquence inconnue (Fx) pour l'amener à l'entrée du compteur.

C'est très facile et il suffit d'une simple porte Nand (voir Fig. 26).

Le signal à compter est amené sur une entrée, l'autre entrée étant portée au niveau 1, pendant une seconde exactement. Cependant,

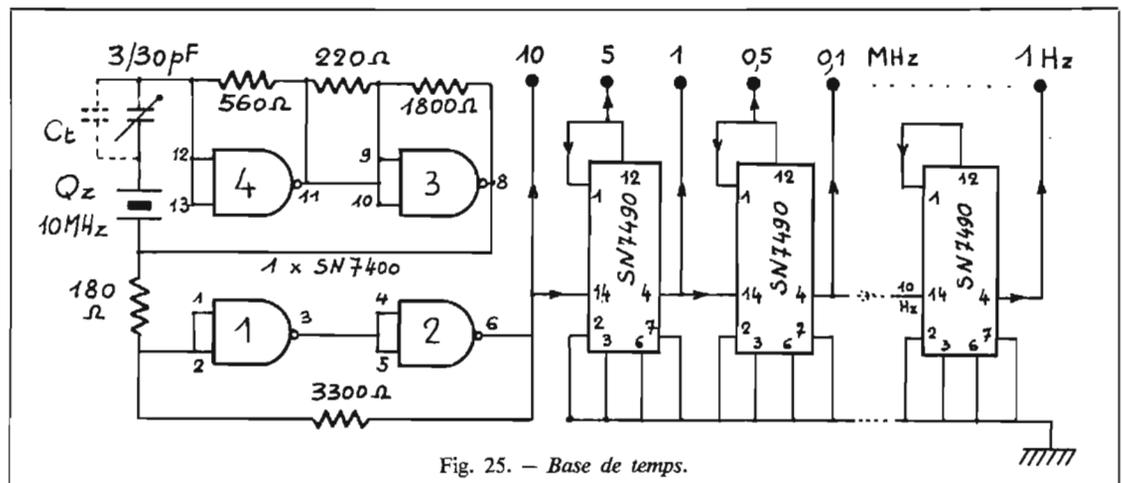
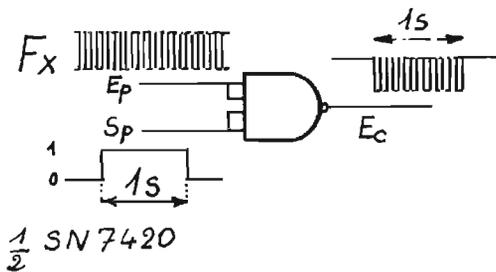


Fig. 25. — Base de temps.

Fig. 26. — La porte.



1 x SN7473

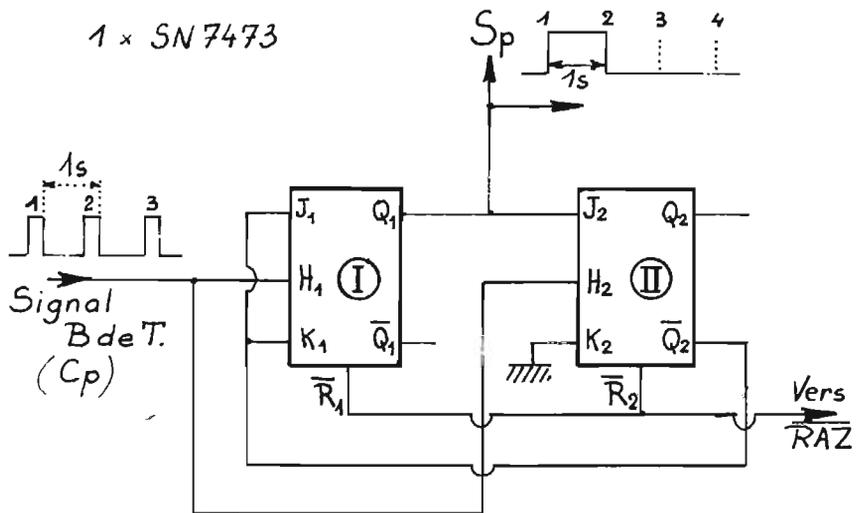


Fig. 27. — Commande de porte.

le signal dont nous disposons à la sortie de la base de temps, ne convient pas directement, car c'est sa période qui est de 1 s, et non son alternance positive (revoir la Fig. 17). Il faut donc transformer ce signal et c'est à un double basculeur JK, que nous allons confier ce travail.

Examinons le montage de la figure 27 :

Supposons les deux JK remis à 0.

On a donc : $Q_1 = Q_2 = 0$, $\bar{Q}_1 = \bar{Q}_2 = 1$ et $S_p = 0$.

On remarque que pour le basculeur I : $J_1 = K_1 = \bar{Q}_2 = 1$, et que pour II : $J_2 = Q_1 = 0$, alors que $K_2 = 0$.

Les deux entrées horloge reliées ensemble reçoivent donc la première impulsion de la base de temps : le basculeur I, ayant ses J et K à 1, bascule mais

l'autre ayant J et K à 0 ne bouge pas.

Après la première impulsion, on a donc : $Q_1 = 1$, donc $S_p = 1$ et $J_2 = 1$.

Arrive alors la deuxième impulsion : le premier basculeur a toujours J et K à 1, il rebascule. Le basculeur II, ayant $J_2 = 1$ et $K_2 = 0$, bascule également et prend son état stable : $Q_2 = 1$ et $\bar{Q}_2 = 0$.

Après la deuxième impulsion, on a ainsi : $Q_1 = 0$ donc $S_p = 0$.

Mais alors, puisque $\bar{Q}_2 = 0$, on a $J_1 = K_1 = 0$ et le basculeur I est bloqué.

De même on a : $Q_1 = 0$ donc $J_2 = K_2 = 0$. Le basculeur II l'est aussi.

La troisième impulsion arrivant, ne produit plus aucun effet, de même que toutes les suivantes. La sortie S_p est passée de 0 à 1, entre la première et la

seconde impulsion, donc pendant exactement 1 s. C'est bien ce que nous voulions obtenir.

Seulement... la porte est maintenant verrouillée et un seul comptage a été fait. Cela pourrait suffire dans le cas d'une fréquence à mesurer parfaitement stable. Mais nous voulons en réalité, un comptage répétitif et à une cadence choisie. Or, pour provoquer un nouveau comptage, il suffit de remettre à zéro la commande de porte. Il nous faut donc établir les circuits nécessaires à ce travail.

V. TRANSFERT REMISE A ZERO

N'oublions pas ce qui a été dit, lors de l'étude du compteur :

Pendant l'ouverture de la porte, les décades comptent. Les circuits de transfert (les SN7475) sont bloqués : $T = 0$. Le comp-

tage terminé, le transfert se fait : $T = 1$. Ces SN7475 se reloquent aussitôt : $T = 0$. Alors on remet les décades à zéro, en portant leurs entrées \bar{R}_1 et \bar{R}_2 à 1. Il est possible ainsi de recommencer un comptage en remettant à zéro la commande de porte : il suffit de porter les entrées \bar{R}_1 et \bar{R}_2 à zéro.

La figure 28 montre clairement les fonctions à assurer : comptage par ouverture de la porte, transfert par déblocage des SN7475, RAZ générale déclenchant un nouveau cycle.

En correspondance, on trouve les différents signaux à fabriquer. Nous avons déjà celui de commande de porte (voir Fig. 27). Restent ceux de transfert et de remise à zéro (RAZ).

Or, nous remarquons que ces différents signaux rectangulaires sont consécutifs : c'est donc un

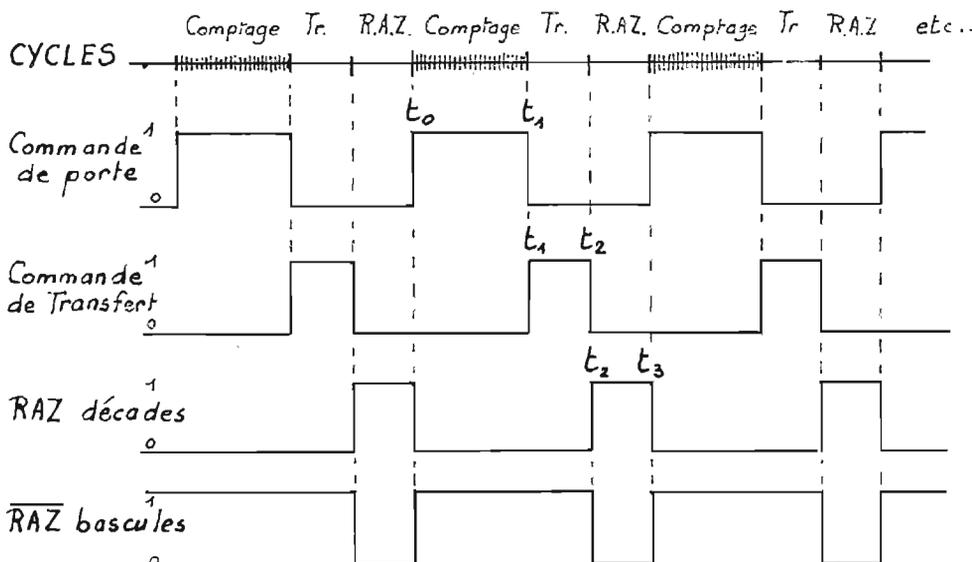


Fig. 28. — Signaux de fonctionnement.

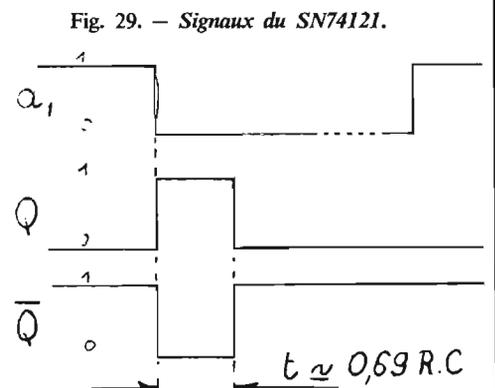


Fig. 29. — Signaux du SN74121.

Fig. 31. - Circuits de fonctionnement.

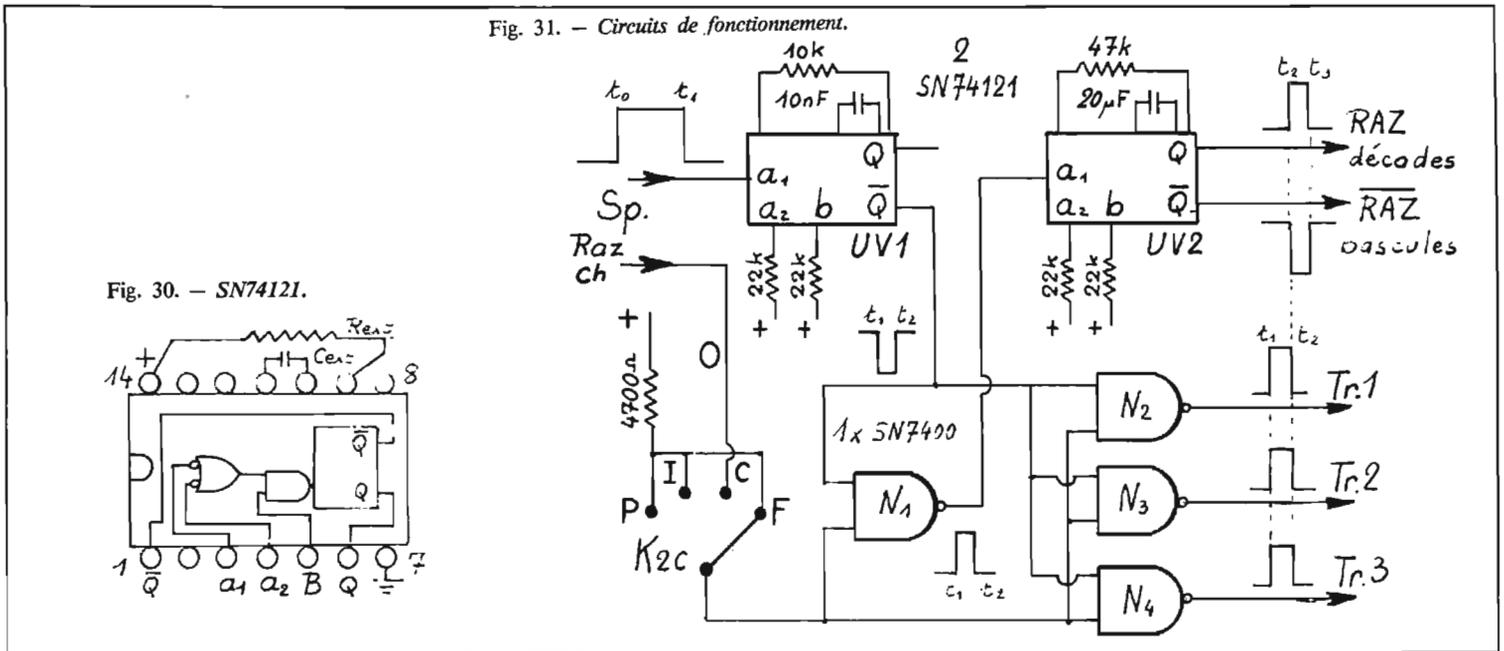
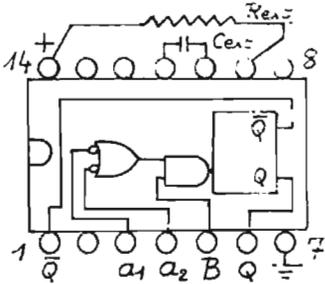


Fig. 30. - SN74121.



jeu d'enfant que de les réaliser. Il suffit en effet, d'avoir recours à un monostable, déclenché par la fin du signal précédent.

Or, la série TTL74, nous offre précisément un excellent monostable intégré : le SN74121, lequel associé à une résistance et un condensateur extérieurs, peut nous fabriquer un créneau allant de 40 ns à 40 s, selon les valeurs choisies. Il possède de surcroît deux sorties complémentaires : nous en ferons notre affaire. Le brochage du SN74121 est donné en figure 30.

Il possède trois entrées :

- les entrées a_1 et a_2 , du type TTL. Ces entrées sont actives en passant du niveau 1 au niveau 0. Si l'on n'utilise que a_1 , il faut relier a_2 au + 5 V par l'intermédiaire de la résistance de protection habituelle ;

- l'entrée b est du type trigger, elle peut donc être actionnée par des signaux à variation lente. Non utilisée, ce qui sera notre cas, elle doit aussi être raccordée au + 5 V.

La figure 29 donne le diagramme du signal généré par le SN74121.

Les circuits de fonctionnement s'organisent alors de la manière suivante (se reporter à la Fig. 31).

Le premier monostable UV1, reçoit sur son entrée a_1 , le signal de commande de porte, S_p , fabriqué par le montage de la figure 27. Le front descendant de S_p déclenche UV1, qui génère un créneau négatif sur \bar{Q} et dont la durée est :

$$t_2 - t_1 = 0,69 R \cdot C$$

$$= 0,69 \times 10^4 \times 10 \cdot 10^{-9} \text{ en s}$$

$$= 0,69 \times 10^{-4} = 69 \mu\text{s}$$

Ce créneau destiné au transfert est appliqué sur une entrée de N_1 , de N_2 , de N_3 , de N_4 , les deuxièmes entrées de ces Nand étant normalement au +, par K_{2c} . On retrouve donc sur les sorties de N_1 , N_2 , N_3 , N_4 , le même créneau inversé. On peut se demander la raison de cette « multiplication ».

Il s'agit d'un problème d'adaptation entre sorties et entrées TTL.

On définit les notions de :

- sortance (fan-out) ;
- d'entrance (fan-in).

Ces données sont des coefficients arithmétiques : ainsi pour un Nand de SN7400, chaque entrée a une entrance de 1 et chaque sortie, une sortance de 10. Cela signifie que 1 sortie de SN7400, peut alimenter 10 entrées du même type (au plus,

évidemment ; en fait, il sera toujours prudent de se réserver une marge de sécurité).

Or, pour assurer la fonction transfert, il faut commander simultanément 6 circuits SN7475, comportant chacun 2 entrées transfert, chacune commandant 2 bistables. Cela constitue une « charge » totale de $6 \times 2 \times 2 = 24$.

Or la sortance du SN74121 est de l'ordre de 10, comme celle d'un Nand : d'où la nécessité des 3 Nand N_2 , N_3 , N_4 , assurant le transfert avec une sortance de $3 \times 10 = 30$. Chaque Nand commande 2 SN7475.

Comme, par K_{2c} le niveau 1 est appliqué sur la seconde entrée des 4 Nand, ceux-ci fonctionnent en « porte ouverte ».

Par contre, en fonction chronomètre, on appliquera un zéro

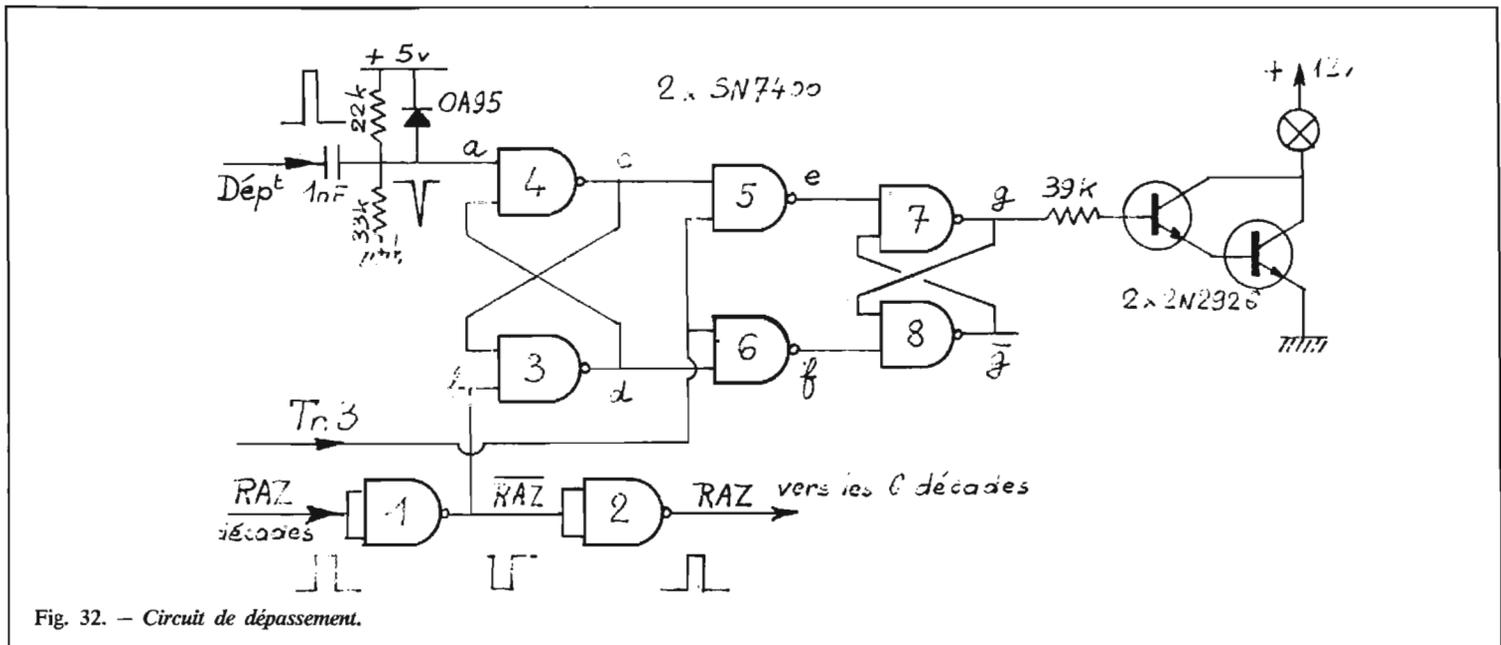


Fig. 32. - Circuit de dépassement.

sur toutes ces entrées et les 4 portes seront fermées, d'où :
 - les 3 sorties de transfert seront en permanence à 1 : les SN7475 seront donc « passants » et le comptage de secondes ou de millisecondes sera apparent ;
 - la sortie de N_1 sera aussi sur 1 et y restera : UV2, ne sera pas actionné (pas de RAZ).

En ce qui concerne UV2, si nous ne sommes pas en fonction chronomètre, il reçoit sur a_1 le signal de transfert en provenance de N_1 . Il génère alors le signal de RAZ, de durée :

$$t_3 - t_2 = 0,69 R \cdot C$$

$$= 0,69 \times 47 \cdot 10^3 \times 20 \cdot 10^{-6}$$

$$= 0,69 \times 47 \times 20 \times 10^{-3}$$

$$= 700 \text{ ms} = 0,7 \text{ s}$$

Cette durée relativement importante est indispensable, car il ne faut pas oublier que le temps séparant deux comptages est au minimum de :

$$T = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2)$$

Si $t^1 - t^0 = 1 \text{ s}$: cas de l'affichage en hertz.
 $T = 1 \text{ s} + 69 \mu\text{s} + 0,7 \text{ s} = 1,7 \text{ s}$
 ce qui est correct.

Si $t_1 - t_0 = 1 \text{ ms}$: cas de l'affichage en kilohertz.

$T = 1 \text{ ms} + 69 \mu\text{s} + 0,7 \text{ s} = 0,7 \text{ s}$
 et dans ce cas, on constate que c'est justement la durée $t_3 - t_2$ qui donnera l'intervalle séparant deux comptages. Or, il faut avoir là, un temps suffisant, faute de quoi les chiffres des unités et des dizaines changeraient si vite (cas d'une fréquence

mesurée peu constante) que leur lecture serait impossible, avec une impression assez désagréable pour l'utilisateur.

A noter qu'il aurait été possible de rendre réglable, cette récurrence du comptage, en remplaçant la résistance de 47 k Ω , par un potentiomètre de même valeur. Nous avons estimé cela inutile et gênant, à cause de l'occupation de la face avant de l'appareil.

Le créneau positif, disponible sur O de UVII est envoyé sur la platine compteur, via le circuit de dépassement, étudié ci-dessous. C'est la RAZ décades.

Le créneau négatif, disponible sur Q, est envoyé sur toutes les bascules SN7473 du montage. C'est la RAZ bascules.

VI. CIRCUIT DE DEPASSEMENT

Il s'agit d'allumer un petit voyant, lors d'un dépassement des possibilités du compteur (maximum 999 999) avec extinction automatique, dès retour à la normale, et cela quelle que soit la fonction utilisée.

Ce circuit est indispensable pour éliminer les fausses lectures.

On en trouve le schéma en figure 32.

Le fonctionnement est le suivant :

- **En fréquencesmètre :**
 a) **Pas de dépassement.** L'entrée a de N_4 est à 1, par le pont

de résistances. L'arrivée de l'impulsion de RAZ, inversée par N_1 , porte momentanément l'entrée b de N_3 , à 0. Le basculeur N_3-N_4 se met à l'état de repos : $c = 0$ et $d = 1$.

L'impulsion de transfert Tr_3 , du cycle suivant, rend alors « passant » le circuit N_5-N_6 et fait $e = 1$ et $f = 0$. Le basculeur N_7-N_8 , prend donc, lui aussi l'état de repos : $g = 0$ et $h = 1$.

L'entrée du Darlington à deux 2N2926 n'est donc pas alimentée : il n'est pas conducteur et le voyant reste éteint.

Les impulsions suivantes de RAZ et de transfert seront inactives et laisseront le tout dans le même état.

b) **Cas d'un dépassement.** La dernière décade dépasse 9 et recycle, alors le front descendant de l'impulsion de sortie de cette décade, différencié par la liaison à 1000 pF, porte brièvement l'entrée a à 0, amenant N_3-N_4 en position de travail : $c = 1$ et $d = 0$.

L'impulsion de transfert consécutive au comptage, transmet cet état à N_7-N_8 , qui passe aussi au travail : $g = 1$ et $h = 0$. Le Darlington conduit, le voyant s'allume. La fin du transfert déconnecte les basculeurs. La RAZ qui suit, remet N_3-N_4 au repos. Mais N_7-N_8 conserve la « mémoire » du dépassement.

Si au comptage suivant, le dépassement subsiste, N_3-N_4 repassera au travail, le transfert se faisant, N_7-N_8 restera sur sa position.

Par contre, si le dépassement

disparaît (en diminuant par exemple la fréquence comptée, ou en changeant de gamme de mesure) N_3-N_4 revenu au 0 par la RAZ, y restera, transférera son état à N_7-N_8 qui reviendra au repos et éteindra le voyant.

- **En chronomètre :**

Le fonctionnement est similaire, avec cette différence que les fonctions RAZ et transfert sont commandées par l'utilisateur et non automatiques. Nous y reviendrons d'ailleurs plus loin.

VII. COMMUTATIONS

a) **Gammes de mesure.**

Les différentes gammes de mesure sont obtenues en commutant les sorties 1 MHz, 1 kHz, 100 Hz et 1 Hz de la base de temps.

Nous avons voulu éviter d'amener au contacteur, placé sur la face avant, des fils « chauds » de manière à éviter toute réaction imprévisible.

Les portes Nand permettent une solution élégante du problème.

La figure 33 donne la solution simple rejetée, mais fixe le but à obtenir.

La figure 34 donne une première solution valable, mais elle nécessite un commutateur spécial, à secteur de court-circuit.

La figure 35 donne la solution retenue :

Dans la position dessinée pour K_{1a} , nous avons $c = 0$ et $a = b = c = 1$, ces entrées étant « en

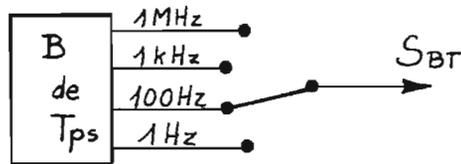


Fig. 33. - Une solution simple.

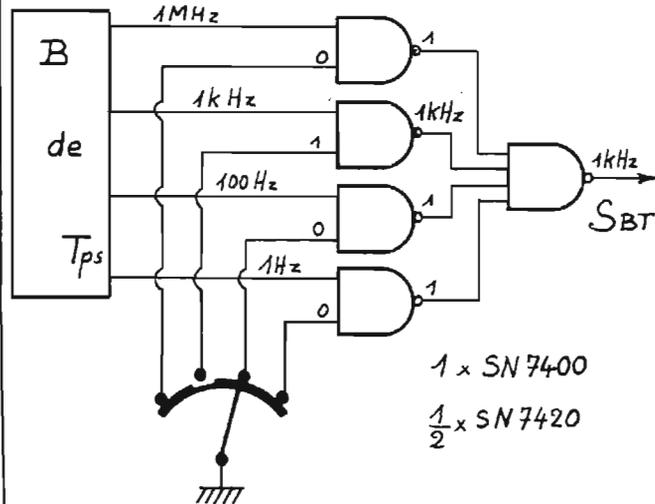


Fig. 34. - Une autre solution.

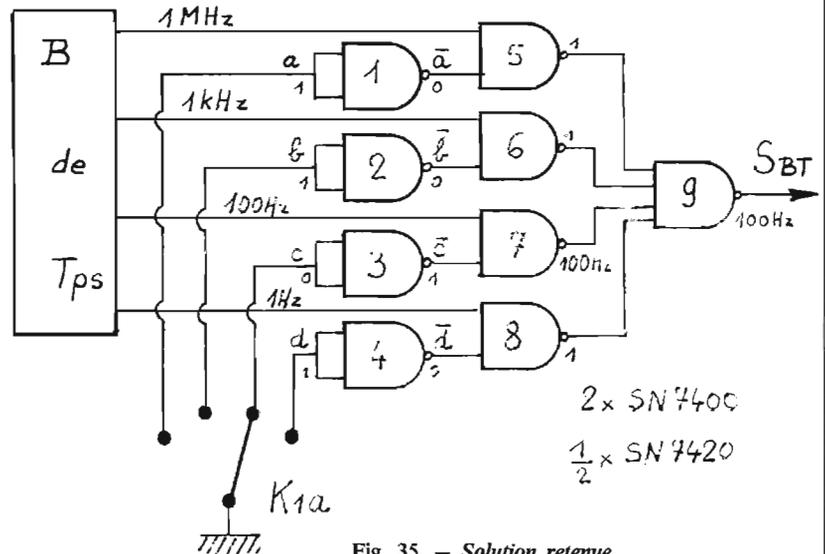


Fig. 35. - Solution retenue.

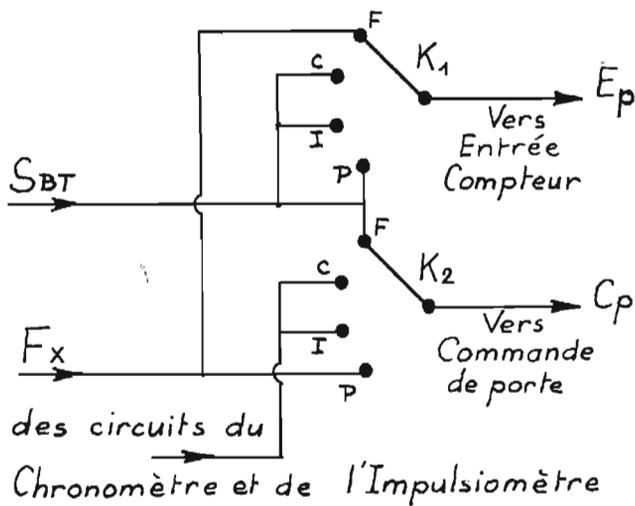


Fig. 36. - Commutation de fonctions à réaliser.

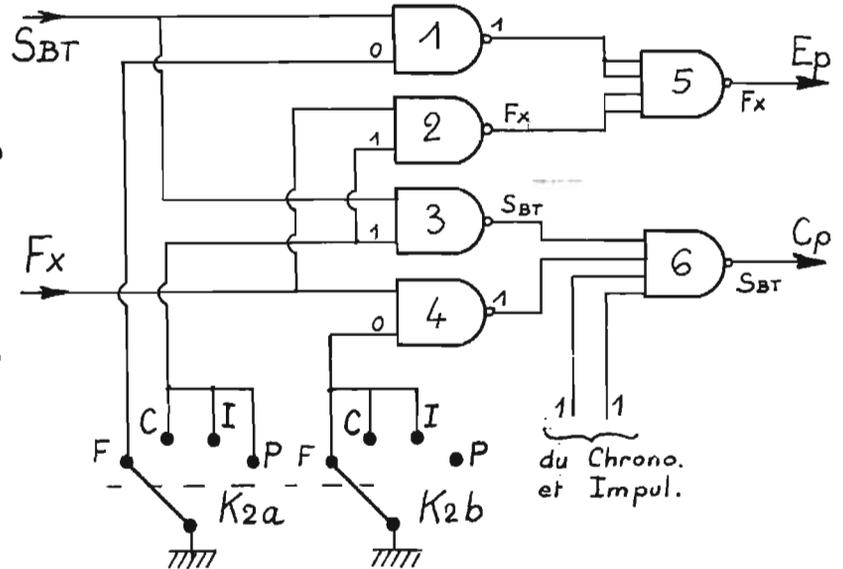


Fig. 37. - Schéma de commutation retenu.

l'air » (ce qui n'a présenté aucun inconvénient sur la maquette). D'où $c = 1$ et $a = b = c = 0$, les quatre Nand étant de simples inverseurs. Dans ces conditions, seule la porte N_7 est passante, les autres sont bloquées et leur sortie est à 1.

N_9 reçoit donc du 100 Hz sur une entrée et un 1 sur les autres. Cette porte sort donc du 100 Hz en S_{BT} .

La rotation de K_{1a} permettra de « sortir », à volonté, du 1 kHz, ou du 1 MHz, ou du 1 Hz, tous les conducteurs « chauds » restant très courts.

L'incidence financière de cette complication électrique est, par ailleurs, dérisoire, eu égard au prix très bas des circuits SN7400.

b) Commutations de fonctions

On trouve en figure 36, le problème à résoudre pour assurer les quatre fonctions :

- en **fréquence** : la fréquence à mesurer F_x , rejoint par K_1 , l'entrée du compteur. La sortie de la base de temps S_{BT} , commande la porte, via K_2 ;

- en **periodemètre** : c'est F_x qui commande la porte, par K_2 et l'ouvre pendant une période. S_{BT} (en ms ou μs) rejoint l'entrée compteur (par K_1). On affiche donc la durée exacte d'une période du signal étudié ;

- en **chronomètre** : la porte est commandée manuellement (ou électriquement) S_{BT} rejoint, par K_1 , l'entrée du compteur ;

- en **impulsimètre** : la porte est ouverte par le début de l'impulsion et fermée par sa fin. S_{BT} rejoint toujours l'entrée compteur (ms ou μs).

Le schéma retenu est celui de la figure 37. Là encore, la commutation se fait sans véhi-

culer les signaux à fréquence élevée, jusqu'au panneau avant.

Dans la position dessinée en figure 37 (en fréquencesmètre), les portes N_1 et N_4 , ayant une entrée à 0 sont bloquées, avec leur sortie à 1. Les portes N_2 et N_3 ; sont par contre passantes N_2 sortira donc F_x et N_3 sortira S_{BT} . Ces signaux sont transmis aux portes N_5 et N_6 , toutes deux passantes, puisque toutes les autres entrées sont à 1. On recueillera donc finalement F_x en E_p , entrée de la porte principale (Fig. 26). S_{BT} arrive en C_p , c'est-à-dire à l'entrée de la commande de porte (Fig. 27).

Le lecteur pourra vérifier aisément que dans les autres positions du commutateur, les liaisons prévues plus haut, sont effectivement assurées.

VIII. SCHEMA GENERAL (voir Fig. 38)

A ce stade de notre étude, nous croyons utile d'introduire le schéma complet de l'appareil, de manière à avoir une idée d'ensemble. Pour des raisons de clarté, nous avons dessiné un schéma-bloc. Chaque bloc correspond à un circuit élémentaire dont il est facile de trouver la composition exacte en se référant au numéro de figure porté dans le cadre correspondant.

La plupart des circuits ont déjà été étudiés. Nous allons passer à l'examen des autres.

IX. IMPULSIOMETRE

La fonction impulsimètre est celle qui nous a donné le plus de difficultés de conception. Pour-

tant le problème semble simple : il suffit, en effet, d'ouvrir la porte pendant la durée de l'impulsion, en comptant les millisecondes ou les microsecondes écoulées.

Mais en réalité, les impératifs sont nombreux :

- mesure d'une impulsion aussi bien positive que négative ;
- mesure répétitive ;

- élimination des fausses mesures (ex. de la Fig. 39, dans lequel on voit que la RAZ du compteur, se produisant pendant une partie de l'impulsion à mesurer, risque de fausser le résultat affiché) ;

- suppression de la confusion possible entre une impulsion positive et une négative (voir en Fig. 40). La partie t pouvant être comme une impulsion positive étroite ; alors que la partie T peut être considérée comme une impulsion négative large.

Le schéma retenu est donné en figure 41. Analysons son fonctionnement :

L'impulsion positive est appliquée sur la base de T_1 . On la retrouve, négative sur le collecteur. L'impulsion négative est appliquée sur la base de T_2 , suivi de T_3 . On retrouve également cette impulsion, négative à la sortie de T_3 .

Donc, dans l'un comme dans l'autre cas, on obtient une impulsion négative sur les entrées du double trigger de Schmitt intégré, SN7413.

Le premier trigger sort une impulsion, éventuellement recalibrée, positive et l'envoie sur l'entrée horloge d'un basculeur JKII (SN7473).

Le second trigger renverse à nouveau l'impulsion, laquelle, positive est appliquée sur l'entrée horloge du JKI.

Supposons les deux basculeurs remis à 0. Nous avons donc :

- Pour I : $J_1 = 1$ (en l'air) $K_1 = 0$; $Q_1 = 0$ et $Q_1 = 1$.

- Pour II : $J_2 = 0$; $Q_1 = 0$, $K_2 = 0$; $Q_2 = 0$ et $Q_2 = 1$.

Le deuxième basculeur est donc bloqué par le premier. Rappelons qu'un basculeur JK ne peut basculer que sur un flanc descendant : c'est donc bien le flanc avant de l'impulsion mesurée qui bascule JKI :

Q_1 passe alors de 1 à 0 ; or cette sortie est reliée à l'entrée a_1 d'un monostable UV1, monté sans constante de temps extérieure et qui, dans ces conditions, génère une impulsion de 40 ns, laquelle traversant N_6 (de la Fig. 37) fait basculer la commande de porte. Le comptage commence.

Le basculement de JKI a fait $Q_1 = 1$, donc J_2 est maintenant à 1. Le flanc arrière de l'impulsion mesurée étant descendant sur l'entrée horloge de JKII, il fait basculer celui-ci : Q_2 passe de 1 à 0. Q_2 relié à l'entrée a''_1 de UVII, ce dernier génère aussi une impulsion de 40 ns, laquelle, transmise par N_6 , referme la porte. Le comptage s'arrête.

Les deux basculeurs ont maintenant $J_1 = J_2 = 1$ et $K_1 = K_2 = 0$; ils sont dans leur position de travail. Toutes les impulsions ultérieures d'horloge seront inactives, jusqu'au moment où la RAZ générale, remettra le tout au repos, permettant une nouvelle mesure.

On trouvera en figure 42 le diagramme des différents signaux fabriqués par l'impulsimètre.

Terminons ce paragraphe en remarquant que les deux entrées du dispositif, sont de nature

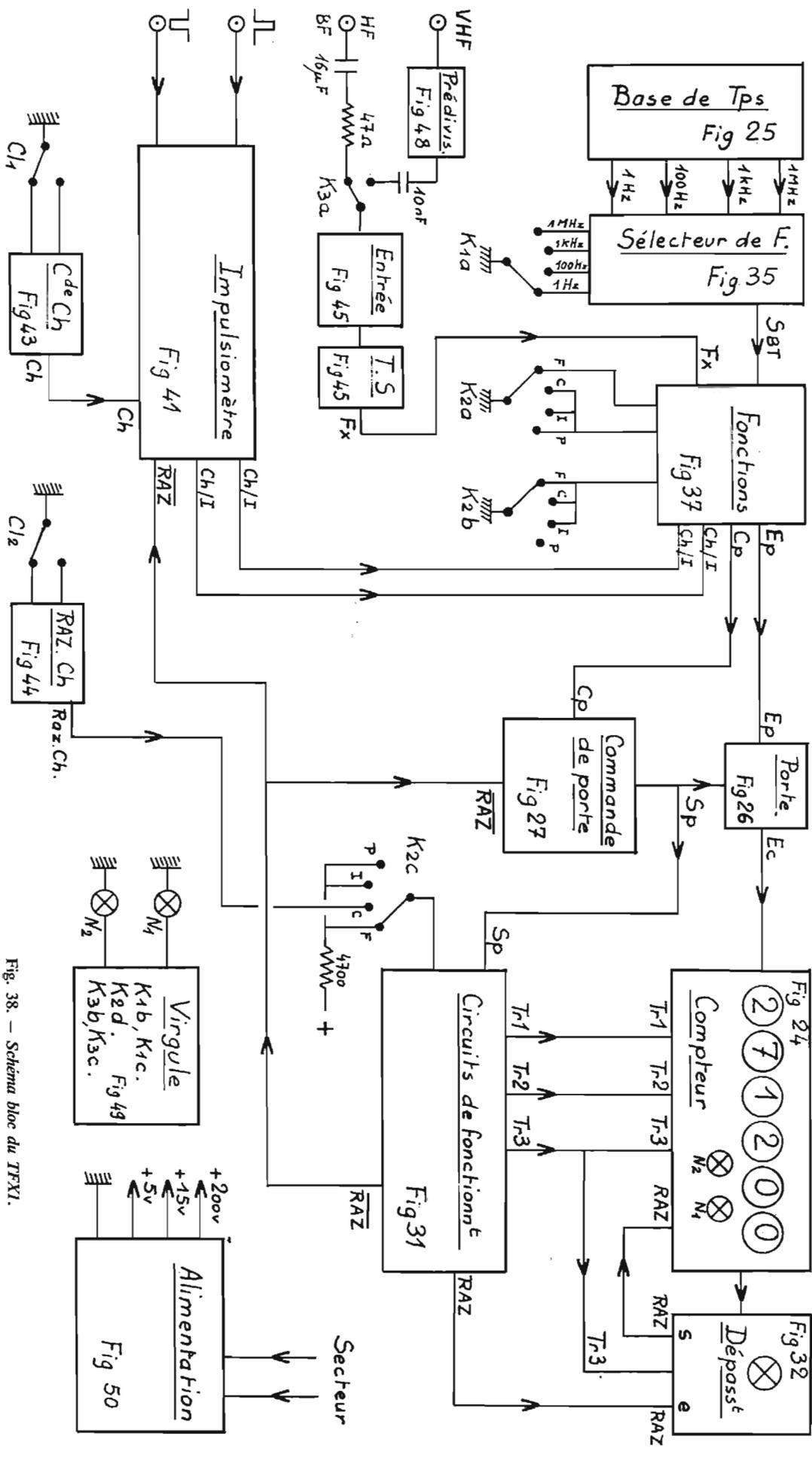


Fig. 38. — Schéma bloc du TFXI.

différente : l'une est à liaison continue (impulsions positives). Elle permettra des mesures de très longues durées et servira d'entrée extérieure pour le chronomètre. L'autre comporte au contraire un condensateur, ce qui sera utile, lorsque l'on devra se débarrasser d'une composante continue gênante.

X. CHRONOMETRE

Cette fonction est très voisine de la précédente et les mêmes circuits sont utilisés.

Une commande manuelle est prévue. Une clé Reuter, associée à un basculeur anti-rebond (voir Fig. 43) active l'entrée a''_2 de UVII, lequel génère l'impulsion de 40 ns, ouvrant la porte. Une nouvelle action sur la clé, donnera une seconde impulsion de 40 ns refermant la porte. On obtient ainsi le début et la fin du chronométrage.

La même clé, manœuvrée vers le haut, actionne par un autre inverseur Cl_2 , un deuxième basculeur anti-rebond (Fig. 44) lequel par K_{2c} , N_4 , N_3 , N_2 de la figure 31, bloque momentanément les SN7475 de transfert, mais surtout, par N_1 , déclenche UV2, qui remet l'ensemble du compteur à 0, donc apte à un nouveau chronométrage.

Au chapitre « Utilisation » nous verrons que, en réalité, de nombreuses et intéressantes variantes de commande sont possibles, en utilisant à la fois ou séparément, la commande manuelle et l'entrée « Impulsion positive » pour un déclenchement électrique extérieur.

Rappelons enfin que, en chronométrage, par K_{2c} , le transfert est continuellement débloqué de façon à rendre le comptage visible.

La fonction de dépassement est normalement assurée. L'extinction du voyant se faisant, par la remise à 0 du compteur.

XI. CIRCUITS D'ENTREE

S'il est particulièrement facile d'associer des circuits TTL entre eux, il est par contre beaucoup plus délicat de les relier à une électronique classique. Or, c'est précisément ce qu'il faut faire, dans le cadre de l'utilisation normale du fréquencemètre. Il s'agit donc de réaliser les étages d'adaptation nécessaires (voir Fig. 45).

a) L'entrée fréquencemètre est commandée par un transistor 2N914, saturé au repos. Le 2N914 est un modèle prévu pour une commutation rapide et il est apte à fonctionner jusqu'à 40 MHz.

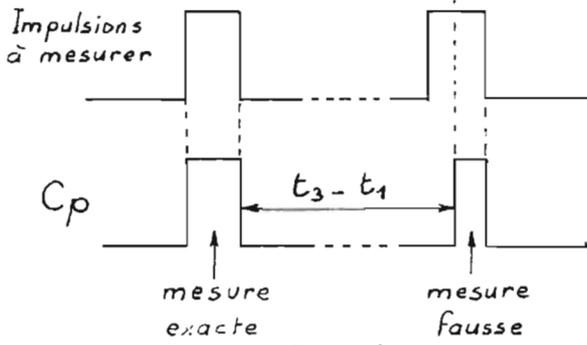


Fig. 39. — Danger d'erreur.

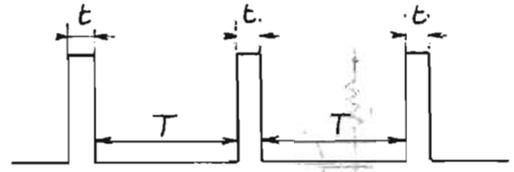


Fig. 40. — Impulsion positive étroite ou négative large ?

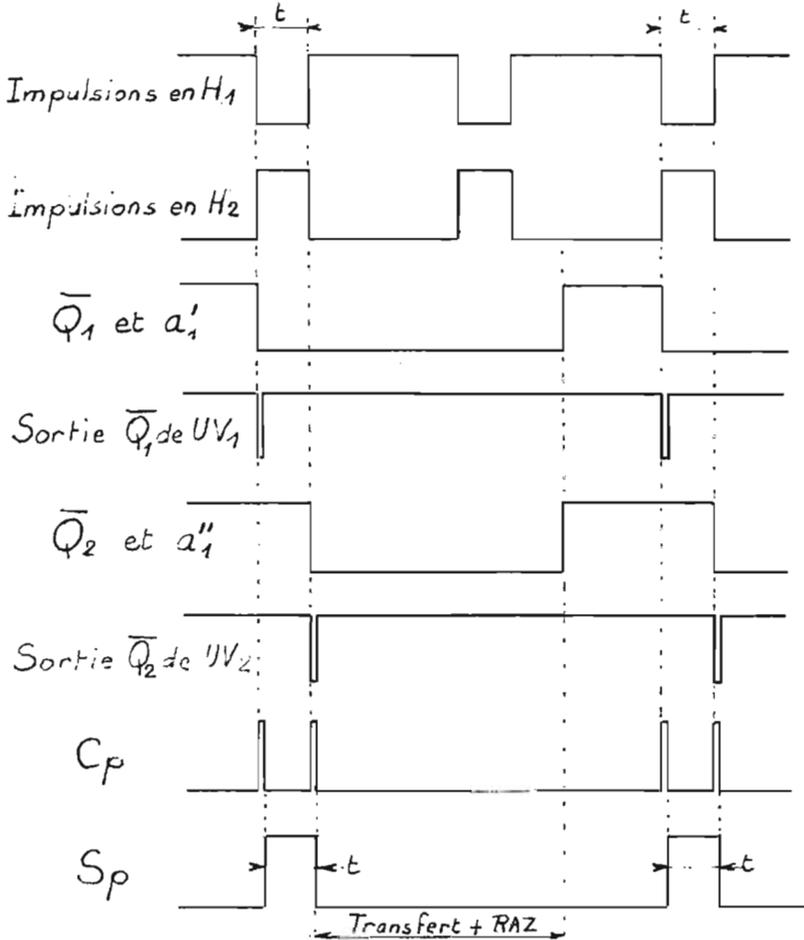
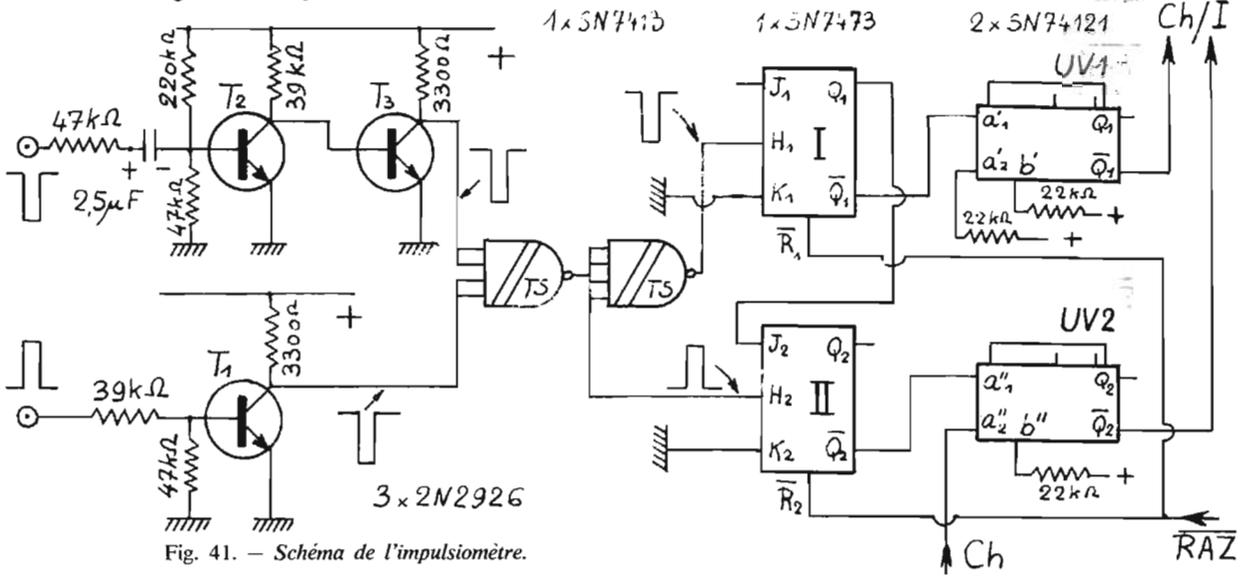


Fig. 42. — Signaux de l'impulsimètre.

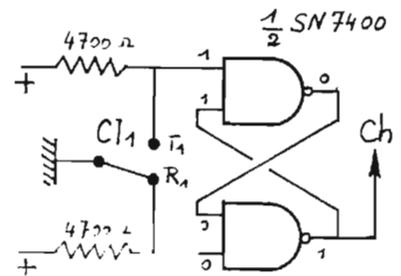


Fig. 43. — Cde chrono.

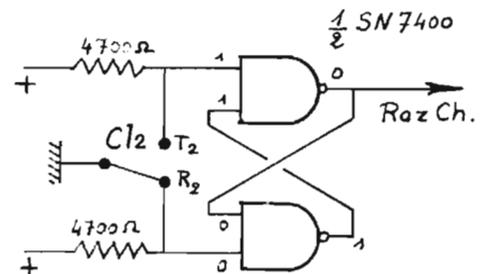


Fig. 44. — Raz chrono.

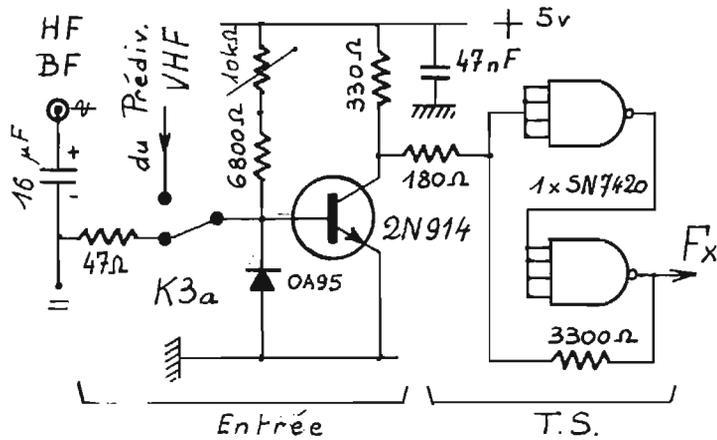


Fig. 45. - Circuits d'entrée.

Fig. 47. - 95H90.

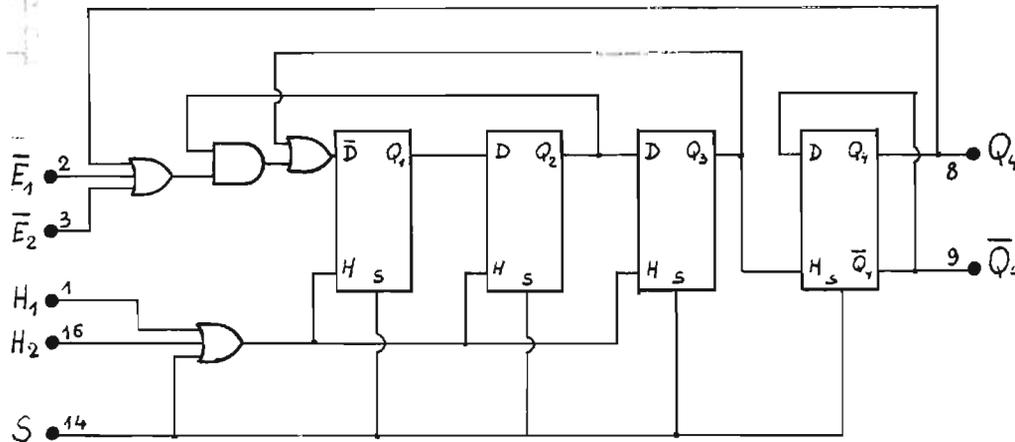
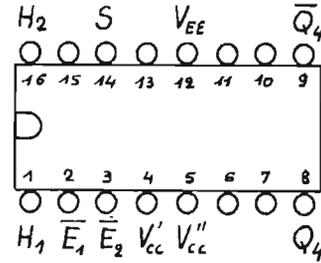


Fig. 46. - Equivalent logique du 95H90.

Le réglage de la saturation se fait par la résistance ajustable de base. Ce réglage conditionne la sensibilité, qui est de l'ordre de 75 à 100 mV. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 1000 Ω, donc relativement basse. Elle conviendra parfaitement pour tous les montages sortant en basse impédance (de nombreux générateurs ont une impédance de sortie de 75 ou 50 Ω).

Lorsque la fréquence mesurée augmente, la jonction base-émetteur du 2N914, conductrice sur les alternances positives, réalise une détection du signal, avec apparition d'une tension de plus en plus négative sur la base : la sensibilité diminue alors fortement. La diode OA95 supprime ce défaut et maintient le 2N914 au bon niveau de saturation, sauvegardant ainsi la sensibilité.

b) Le montage que nous venons de décrire suffirait pour les mesures en fréquences élevées et pour les fréquences basses mais rectangulaires.

Par contre, lorsque l'attaque se fait en basse fréquence sinusoïdale, on constate un fonctionnement anarchique du compteur, qui affiche des résultats absolument fantaisistes, et sans aucun rapport avec la réalité.

Que se passe-t-il ?

Il faut alors se rappeler ce

qui a été dit, tout au début, des conditions de fonctionnement des portes TTL : toute tension d'entrée comprise entre 0,8 V et 2,4 V est génératrice d'instabilité. Et c'est bien ce qui se passe lorsque l'entrée reçoit une tension à variation lente.

D'où l'absolue nécessité de monter entre le 2N914 et les circuits TTL normaux, un trigger de Schmitt. Ce trigger peut parfaitement se réaliser d'ailleurs en TTL : c'est ce que nous avons fait avec une double porte à quatre entrées, du type SN7420. Le fonctionnement devient alors correct.

c) Un mot pour finir, de la commutation par K_{3a} , reliant la base du 2N914, soit à la borne d'entrée, soit à la sortie du prédiviseur VHF, que nous étudierons ci-dessous. Une liaison directe est prévue, via un adaptateur extérieur, de manière à pouvoir mesurer la période de phénomènes très lents (marquée =).

XII. LE PREDIVISEUR VHF

Les circuits TTL sont donnés par les fabricants, comme ayant une fréquence maximale de comptage de 20 à 30 MHz typique. C'est beaucoup si l'on

songe à ce qui se faisait, il y a simplement quelques années, mais c'est insuffisant pour bon nombre d'applications importantes.

Or, nos activités de radio-commande nous amènent à travailler, soit sur 27 MHz, soit sur 72 MHz. Si la première fréquence s'obtient sans difficulté en TTL, par contre, la seconde est totalement inaccessible avec la série 74 normale.

Après quelques essais décevants, avec des circuits « rapides » nous avons enfin découvert, au hasard de nos recherches, parmi les diverses documentations disponibles, la solution. Solution si bonne, que ce n'est pas à 72 MHz que nous arrivons, mais à plus de... 200 MHz !!

Nous avons utilisé pour cela, un circuit MECL de Fairchild : le 95H90. Ce circuit, hélas coûteux (env. 150 F) est un prédiviseur par 10 ou 11.

Il s'agit d'un circuit fort complexe, contenant 4 basculeurs et un certain nombre de portes. Nous en donnons une équivalence logique en figure 46.

Le circuit 95H90 présente deux avantages énormes :

- il est donné pour une fréquence maximale de 320 MHz ;
- il est possible d'attaquer directement son entrée, par le

signal à mesurer, et cela avec une sensibilité de l'ordre de 70 mV typ.

Quelques mots sur son fonctionnement :

La sortie Q_4 est au niveau bas, pendant les 5 premières impulsions atteignant l'entrée H_1 . Elle est haute pendant les 5 ou 6 impulsions suivantes. Le choix entre les deux modes de fonctionnement (diviseur par 10 ou par 11) est donné par le niveau des 2 entrées E_1 et E_2 . Si ces deux entrées sont au niveau bas, on divise par 11, si elles sont, l'une ou l'autre, au niveau haut, on divise par 10.

Le fabricant recommande de relier Q_4 à E_2 , pour obtenir le mode de fonctionnement en diviseur par 10, c'est ce que nous avons fait.

L'entrée S permet de remettre à l'état haut, les 4 basculeurs. Elle n'est pas utilisée ici.

Le schéma d'utilisation est donné en figure 48.

Le signal VHF est appliqué sur l'entrée H_1 , à travers un circuit de limitation (2 diodes 1N914, montées tête-bêche) de manière à éviter tout risque de détérioration du 95H90, dans le cas d'un signal incident à trop forte tension. L'entrée est polarisée par une chaîne com-

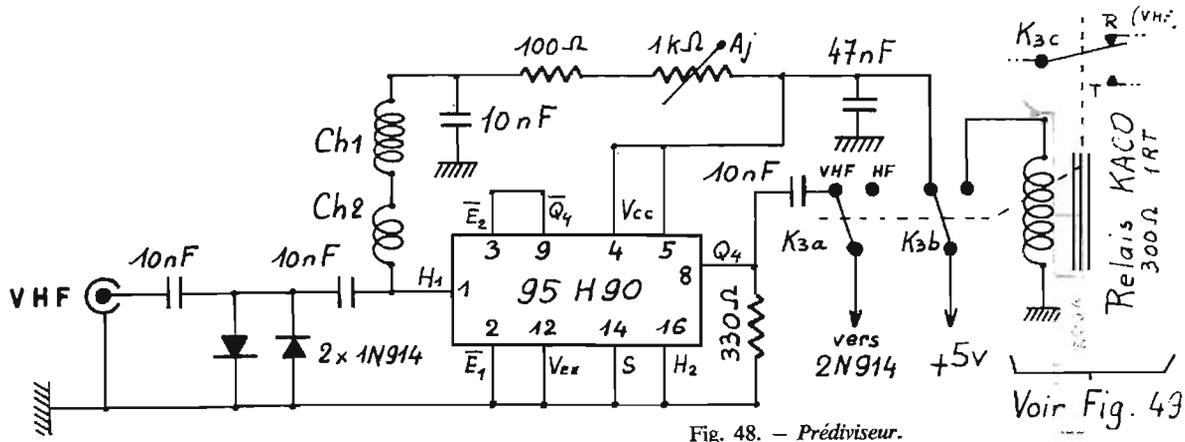


Fig. 48. — Prédiviseur.

portant une résistance ajustable et 2 selfs d'arrêt, destinées à empêcher des retours HF dans le circuit d'alimentation. La résistance ajustable détermine la sensibilité pratique, qui est de l'ordre de 100 mV à 144 MHz.

Le 95H90 sort donc un signal au $1/10^6$ de la fréquence d'entrée. Ce signal est appliqué au 2N914 par l'intermédiaire de K_{3a} .

Bien que donné pour 320 MHz max., il ne faut pas compter atteindre cette fréquence, en utilisation normale, car il faudrait alors avoir un signal incident, dont la forme soit parfaite, ce qui ne sera presque jamais le cas. On atteint par contre plus de 200 MHz, sans aucune difficulté, ce qui, il faut en convenir, n'est pas mal du tout.

Dans ces conditions maximales, les circuits TTL reçoivent donc du 20 MHz et sont parfaitement à l'aise.

Un petit revers à la médaille : le 95H90, comme tous les circuits à très haute vitesse, consomme beaucoup : 100 mA environ sous 5 V, soit 1/2 W. Il chauffe donc assez notablement (on peut envisager d'ailleurs de le munir d'un petit radiateur).

Aussi, pour éviter de faire fonctionner inutilement, un circuit aussi coûteux, nous avons combiné avec la commutation VHF-HF/BF, une coupure de l'alimentation + 5 V, par K_{3b} . Ainsi le 95H90 n'est sous tension que lorsqu'il est utilisé, ce qui est somme toute, très rationnel.

XIII. CIRCUITS DE VIRGULE

Une commutation doit permettre de positionner correctement la virgule, de manière à autoriser un usage facile de l'appareil, sans erreur de lecture possible. Deux petits témoins au néon, N_1 et N_2 , sont placés entre le premier et le deuxième Nixie de droite, d'une part, entre le

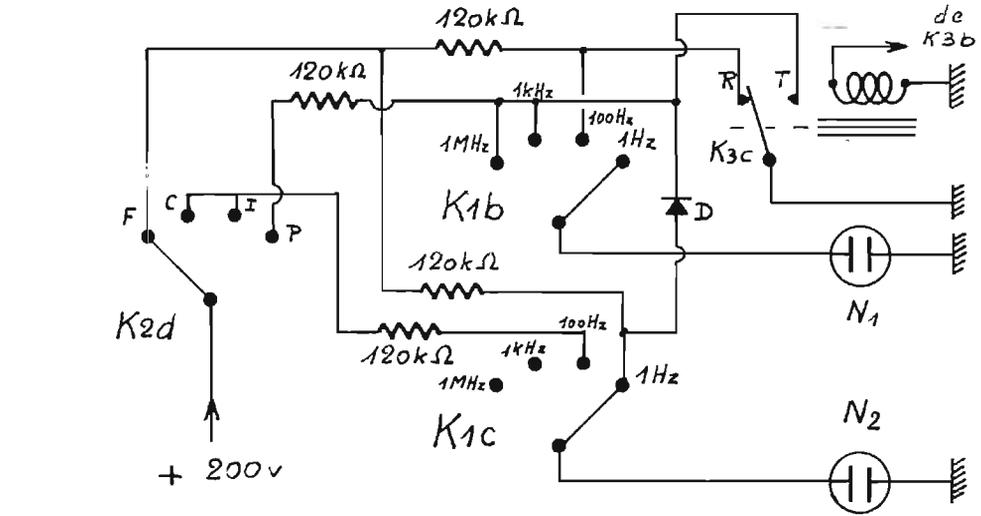


Fig. 49. — Circuit de virgule.

deuxième et le troisième, d'autre part.

La commutation est assez compliquée, car elle doit tenir compte :

- de la fonction (commutateur K_2) ;
- de la gamme (commutateur K_1) ;
- de l'utilisation éventuelle du prédiviseur (commutateur K_3).

On trouve le schéma retenu en figure 49.

On remarque que la commutation de N_1 et N_2 , se fait, au niveau de K_3 , par un relais Kaco, 300 Ω , 1 RT. Cette petite complication a pour cause, l'utilisation, en K_3 , d'un contacteur à glissière, à 2 circuits seulement (74M de Jeanrenaud). Nous avons voulu éviter d'amener le + 200 V, au voisinage des circuits du prédiviseur.

On pourrait certainement remplacer (sans modification de perçage du coffret) le 74M par un 94M de la même marque et comportant 4 circuits. Cela éliminerait le relais. Nous ne l'avons pas fait pour une raison très prosaïque : les 94M n'existent qu'avec bouton de manœuvre de « teinte noire » !!!

Passons en revue les différentes possibilités de virgule :

- a) **En fréquencesmètre :**
 - K_3 sur HF/BF.
 - K_1 sur 1 Hz : affichage en hertz, pas de virgule.
 - K_1 sur 100 Hz : affichage en kilohertz, avec 1 chiffre après la virgule, N_1 allumé.
- K_3 sur VHF
 - K_1 sur 1 Hz : affichage en kilohertz, avec 2 chiffres après la virgule, N_2 allumé
 - K_1 sur 100 Hz : affichage en kilohertz, pas de virgule.

Ce qui nous donne donc les quatre possibilités suivantes :

- hertz directs ;
- kilohertz directs ;
- kilohertz avec 1 chiffre après la virgule ;
- kilohertz avec 2 chiffres après la virgule.

b) **En périodesmètre ou impulsionsmètre.**

- K_1 sur 1 kHz : affichage en ms, pas de virgule.
- K_1 sur 1 MHz : affichage en μ s, pas de virgule.

c) **En chronomètre.**

- K_1 sur 1 Hz : affichage en secondes, pas de virgule.

- K_1 sur 100 Hz : affichage en secondes, avec 2 chiffres après la virgule (donc au $1/100^e$ s), N_2 allumé.
- K_1 sur 1 kHz : affichage en ms, pas de virgule.
- K_1 sur 1 MHz : affichage en μ s, pas de virgule.

XIV. ALIMENTATION

Trois tensions sont nécessaires pour assurer le fonctionnement du TFX1 :

- le + 5 V, pour l'alimentation des circuits TTL ;
- le + 200 V, pour l'alimentation des tubes Nixies ;
- le + 15 V, pour l'alimentation de la sonde d'entrée, que nous décrirons plus loin, lors de l'étude des accessoires.

a) **Le 5 V (voir Fig. 50).**
Il s'agit d'une alimentation stabilisée, parfaitement classique :

Le transformateur donne une tension alternative de 11 V, que nous redressons en double alternance par le pont de diodes BY164. La tension redressée est filtrée par 2 000 μ F. La stabilisation du type série est assurée

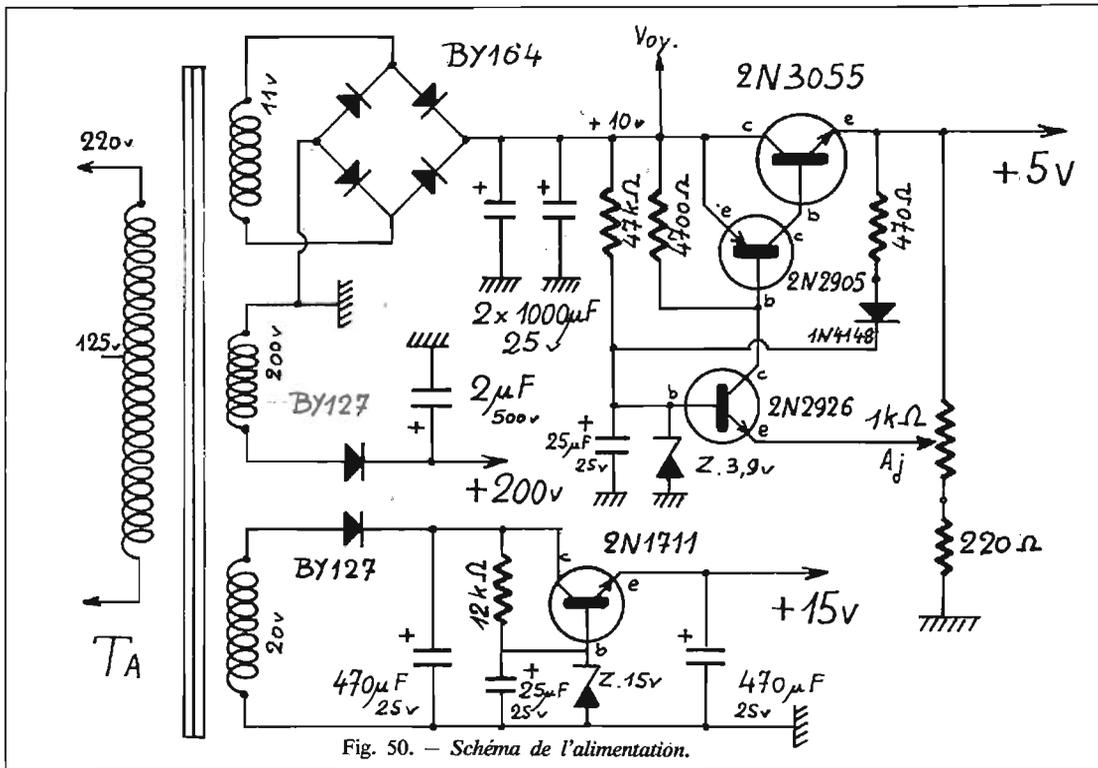


Fig. 50. - Schéma de l'alimentation.

par un 2N3055 dont la base est commandée par un 2N2905 et un 2N2926, amplifiant la tension d'erreur. La résistance ajustable de 1000 Ω, permet d'amener la tension de sortie, à 5 V exactement. Cette tension de

5 V est alors répartie, sur les diverses plaquettes du montage. Nous signalons à ce sujet, une caractéristique des circuits TTL : nous avons déjà indiqué l'utilisation dans la sortie des portes Nand, d'un montage

Totem-Pole, c'est-à-dire de 2 transistors, alternativement conducteurs. La sortie du Nand est ainsi plus franchement raccordée au + et au -. Cette disposition a pourtant un inconvénient : à l'instant de la com-

mutation il y a, pendant quelques nanosecondes, conduction simultanée des 2 transistors, ce qui occasionne une sorte de court-circuit, entre le + et le -, d'où une surintensité notable dans la consommation du circuit. Cette pointe d'intensité oblige à un découplage de l'alimentation, faute de quoi, il y aurait réaction d'un circuit sur l'autre. La brièveté du phénomène permet de se satisfaire d'une faible capacité : un 47 000 pF céramique convient parfaitement. On trouvera donc un certain nombre de ces condensateurs, dans le montage.

b) Le 15 V :

Cette alimentation doit fournir 25 mA. Elle est donc plus rudimentaire que la précédente : filtrage simple alternance. Stabilisation directe par Zener et transistor sérié.

c) Le 200 V :

Redressement simple alternance et filtrage sommaire par un 2 µF. Ce filtrage a surtout l'avantage d'éliminer sur le + 200 V, les parasites à front raide, lesquels s'ils atteignent les SN7441, peuvent produire des anomalies de comptage. Cette précaution prise, notre maquette est absolument insensible aux parasites « normaux » véhiculés par le secteur.

F. THOBOIS
(à suivre)

tabey à LYON

15, rue Bugeaud - Tél. 24-32-29

Casques

Micros
Boîtes de mixage
Pieds micro
Bandes magnétiques
Alimentations secteur
Emission 27 MHz

Haut-parleurs

Kit haut-parleurs
Tissus pour baffles
Enceintes
Haut-parleurs guitare
Cordons de jonctions
Connecteurs

Composants

Module B.F.
Module F.I. H.F.
Kit ampli
Coffrets
Mesure
Fer à souder

Amplificateurs

Tuner
Platine P.U.
Magnétophones
Cellules magnétiques
Librairie
Télévision

BST - HECO - PEERLESS - AUDAX - GEGO - KF - SUPRAVOX - AMTRON - MERLAUD - TEKKO - AKG - BEYER - MELODIUM - CHINAGLIA - VEROBOARD - AGFA - SCOTCH - SHURE - EMPIRE METRIX - THORENS - GARRARD - Lenco - SONY - REVOX - UHER - SEM - SCIENTELEC, etc.

CLIGNOTANT INTERMITTENT DE SIGNALISATION DE VOITURE ARRÊTÉE

PAR temps de pluie ou de neige, ou dans le brouillard le conducteur d'une automobile se trouve parfois en difficulté pour ne pas avoir aperçu suffisamment tôt le triangle réglementaire signalant un véhicule arrêté par suite d'une panne ou pour toute autre raison.

C'est très souvent le cas, notamment, sur les autoroutes où les vitesses sont élevées, et qu'en conséquence, le temps nécessaire pour s'arrêter est plus long. Aussi est-il indispensable que le véhicule immobilisé soit signalé par un système efficace.

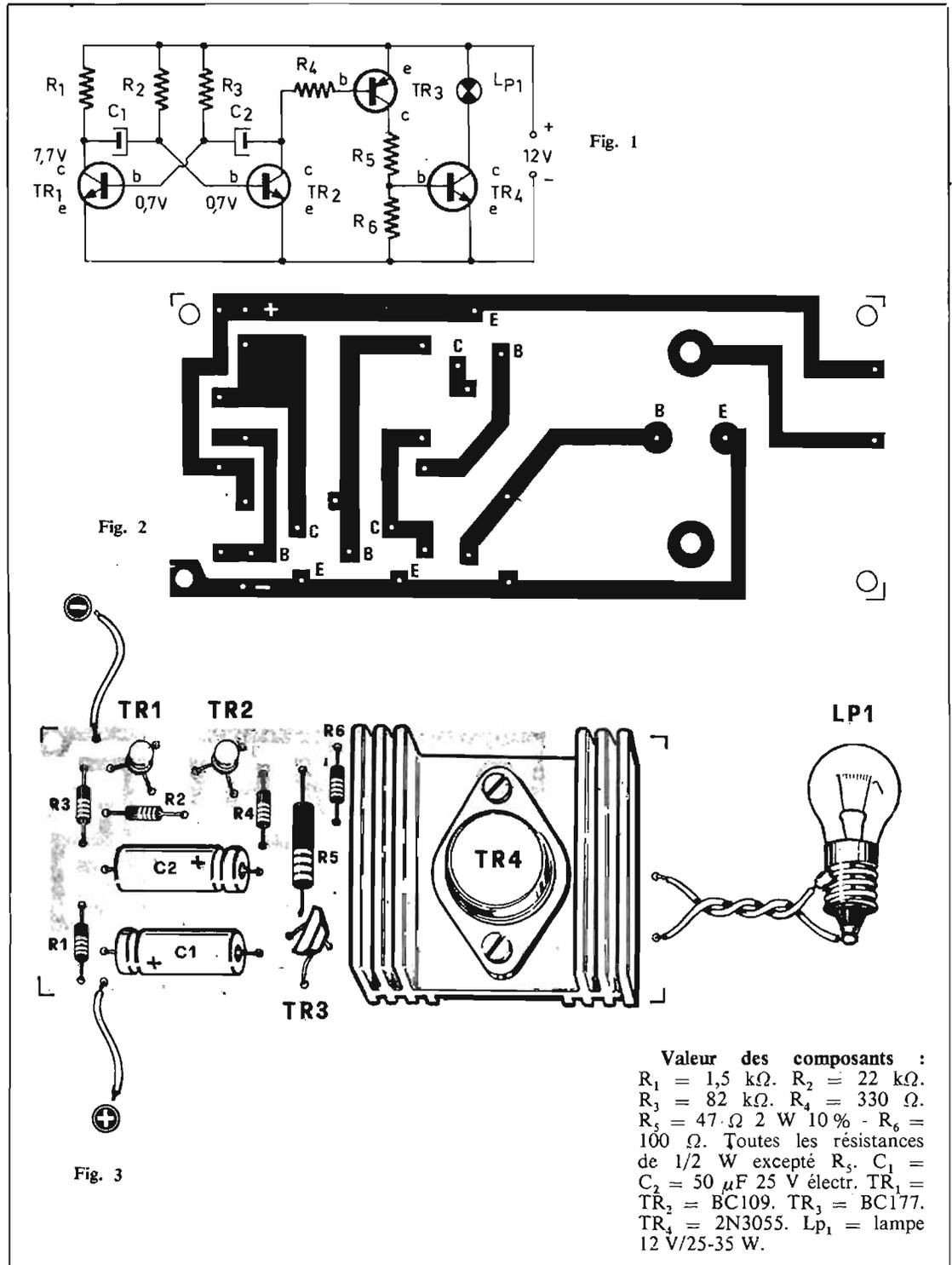
En ce qui concerne le triangle, on doit constater qu'avec le temps, celui-ci a tendance à s'oxyder et qu'il perd une partie de ses qualités réfléchissantes. A travers la neige ou la pluie, on discerne seulement sa présence à quelques mètres et dans ces conditions, il est très difficile, voire impossible, d'empêcher la collision.

On peut donc conclure que le triangle n'offre pas une sécurité suffisante et qu'il est préférable d'utiliser un dispositif visible de très loin pour signaler à temps la présence d'un obstacle. Celui-ci peut consister en un clignotant à feu rouge intermittent. En le plaçant à quelques mètres du camion ou de l'automobile, on peut considérer que les conditions de sécurité sont grandement améliorées même par temps de neige ou de pluie, ce dispositif étant visible d'assez loin pour éviter tout accident. Naturellement, il se prête également à différentes autres applications.

ETUDE DU SCHEMA

Le schéma électrique de ce clignotant est représenté à la figure 1. Comme on le voit, il est équipé de quatre transistors. Deux de ceux-ci, TR₁ et TR₂ sont des NPN au silicium du type BC107, montés en multi-vibrateur. La fréquence de clignotement est choisie de manière

(suite page 124)



Valeur des composants :
 $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 82 \text{ k}\Omega$ $R_4 = 330 \Omega$
 $R_5 = 47 \Omega$ $2 \text{ W } 10 \%$ - $R_6 = 100 \Omega$. Toutes les résistances de $1/2 \text{ W}$ excepté R_5 . $C_1 = C_2 = 50 \mu\text{F } 25 \text{ V}$ électr. TR₁ = TR₂ = BC109. TR₃ = BC177. TR₄ = 2N3055. LP₁ = lampe 12 V/25-35 W.

COMPLÉMENTS et SUPPLÉMENTS

RADIO-TV-BF-ÉLECTRONIQUE

CETTE série d'articles est destinée à l'analyse des circuits ou procédés nouveaux. Ils constituent des études complétant les ouvrages classiques et, d'une manière générale, les connaissances diffusées jusqu'ici par voie écrite ou orale.

ETAGE DE DEVIATION HORIZONTALE POUR TUBE DE 32 cm - 110°

Dans les petits téléviseurs et principalement dans les téléviseurs portables, il y a intérêt, évidemment, à ce que les dimensions et le poids de l'appareil soient réduits autant que possible.

Des tubes de 32 cm de diagonale sont généralement utilisés dans les applications; les réductions citées doivent être effectuées jusqu'à l'extrême limite du confortable. En effet, il existe des tubes encore plus petits que ceux de 32 cm de diagonale mais l'observation des images et des titres devient difficile pour plus d'une seule personne.

La réduction de dimensions et de poids s'obtient aussi avec l'augmentation de l'angle de déviation. Le circuit que nous allons analyser est étudié pour un tube à angle de déviation de 110°, ce tube répondant aux réductions requises.

L'emploi d'un petit tube permet également de réduire presque de moitié la THT qui, de presque 20 kV passe à 10 kV environ. Bien entendu, il ne sera utilisé dans le montage décrit que des semi-conducteurs, en particulier des diodes et des transistors.

Même actuellement, l'emploi des transistors dans certains téléviseurs de grandes dimensions n'est pas encore total. C'est justement dans l'étage final de base de temps lignes qu'il y a encore suspicion et réticences au sujet des transistors. Actuellement, on préconise des thyristors mais aussi des lampes qui parfois peuvent être associées à des circuits intégrés. Avec un tube de 110° et 32 cm de diagonale, l'emploi des transistors offre une sécurité normale, aussi la presque

totalité des petits téléviseurs sont équipés de transistors, dans tous les étages, y compris l'étage final de base de temps lignes.

Le montage qui sera décrit ci-après est proposé par Ates-SGS dans le document NTS 374 F dont nous nous sommes inspirés pour le texte ci-après.

LE MONTAGE ATES

Le système de déviation horizontale proposé a été étudié avec le souci de l'économie et de la fiabilité, deux qualités qui ne manqueront pas d'intéresser nos lecteurs.

Sur le plan de l'économie ce montage utilise :

- Une récupération série de tension, ce qui permet de travailler avec un déviateur de haute impédance, c'est-à-dire à faible courant et par conséquent, de supprimer la self de linéarité et d'utiliser des capacités de « S » de faible valeur;

- Un jeu de transistors et diodes de puissance au germanium de grande diffusion et à

faible tension de saturation (ce qui contribue également à une bonne linéarité);

- Seulement un transistor en boîtier TO18 (BC267) comme driver;

- Un seul transistor comme oscillateur sinusoïdal et réactance.

Sur le plan de la fiabilité ce montage comporte :

- Une série de transistors et diodes très largement dimensionnés;

- Un système de commutation 819-625 qui évite les surcharges (surtensions et surintensités) aux bornes de l'étage de puissance;

- Un oscillateur sinusoïdal dont la fréquence est parfaitement stable en fonction de la température et de la tension d'alimentation (ce dernier point est très important car il permet d'éviter des surcharges à l'étage final au moment du démarrage du système);

- Ce montage peut travailler à des températures ambiantes de l'ordre de 60 à 70°C sans aucun risque pour les transistors.

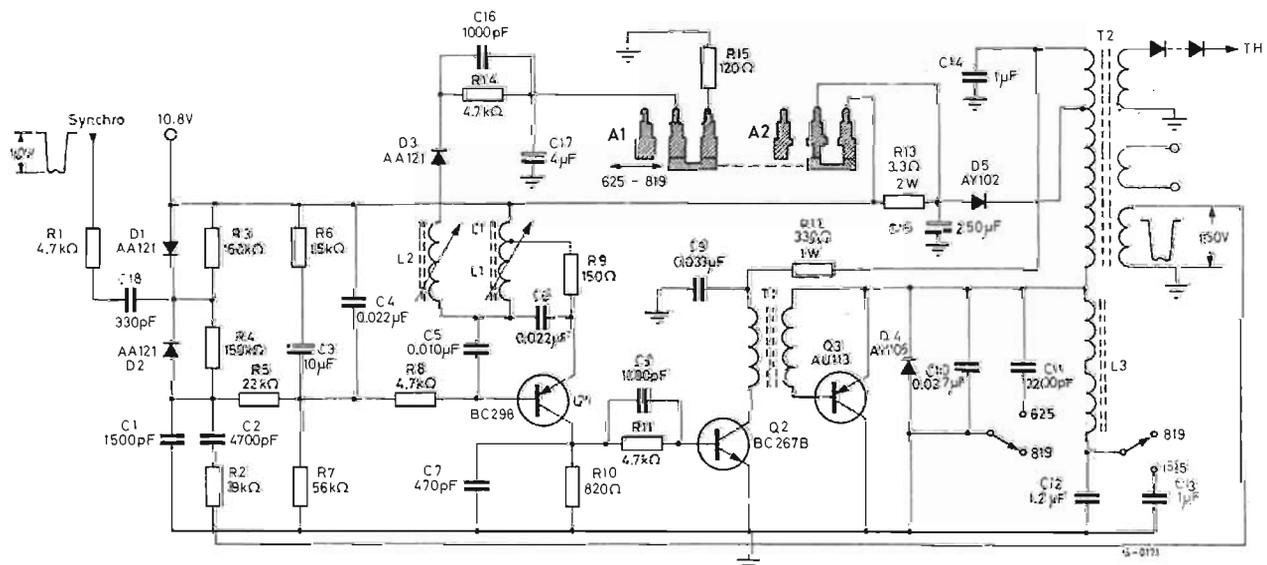


Fig. 1

FONCTIONNEMENT GENERAL (Fig. 1)

Le comparateur de phase est du type à diode à attaque dissymétrique. L'oscillateur est du type « Hartley ». Il commande le driver Q_2 à travers un réseau de mise en forme composé de R_{11} et C_8 .

Le driver est alimenté à partir de la tension récupérée, ce qui lui permet de travailler avec un courant environ trois fois plus faible que s'il était alimenté à partir de la source de 10,8 V.

L'utilisation d'un transistor en boîtier TO₁₈ tel que le BC267 est, dans ces conditions, largement dimensionné. (Voir Fig. 3 et 4, relevés de la puissance dissipée).

L'étage final comporte deux systèmes de récupération d'énergie :

- a) Une récupération parallèle avec la diode D_4 ,
- b) Une récupération série avec la diode D_5 .

La tension récupérée se développe aux bornes de C_{14} . Elle est, dans ce cas, environ trois fois plus importante que la tension d'alimentation.

L'impédance du déviateur est par conséquent trois fois plus importante que dans un montage à alimentation directe (ce qui contribue également à l'amélioration de linéarité).

La commutation de la tension d'alimentation pour les deux standards est réalisée par la mise en ou hors circuit de la résistance R_{13} .

COMMUTATION

Comme dans tous les téléviseurs actuels destinés aux émissions françaises, le problème de la commutation s'impose. Ce problème est toujours délicat et oblige le constructeur à prendre des précautions qui se déterminent au prix d'études sérieuses en laboratoire et d'essais effectués dans des conditions normales de fonctionnement des appareils.

Si certaines précautions ne sont pas prises, les commutations 819-625 lignes peuvent mettre en danger la vie du transistor de puissance. Il n'est pas rare, en effet, de constater dans les montages traditionnels, des surcharges de l'ordre de 80 % au moment de la commutation et très variables en fonction de la dispersion du matériel employé. La solution que nous proposons permet de supprimer efficacement toute surcharge (voir Fig. 5).

Ce dispositif met en œuvre les éléments suivants :

- a) Un retard électronique sur l'oscillateur passage de 819 en 625 (constante de temps $R_{14} C_{17}$),
- b) Un ensemble de $R_{15} C_{17}$ qui évite la transition brutale de la fréquence de 625 en 819.

c) Des contacts décalés sur le même axe obtenus grâce aux moyens :

- d'un commutateur A_1 à inversion court-circuitante pour la fréquence (voir schéma Fig. 2A1);

- d'un commutateur A_2 à inversion à coupure franche pour la tension d'alimentation (voir schéma Fig. 2A2).

d) Une faible capacité de récupération série C_{14} .

e) Une résistance R_{13} découplée par C_{15} permettant de chuter la tension d'alimentation en 625 lignes.

En ce qui concerne le fonctionnement le but est d'éviter :

- Des transitions brutales de fréquences qui peuvent engendrer des suroscillations importantes sur l'étage final.

- Un fonctionnement en 625 lignes avec une tension correspondante à celle en 819 lignes.

PASSAGE DE 819 EN 625 LIGNES

Par action sur le commutateur (A_1 - A_2) les événements arrivent dans l'ordre chronologique suivant :

1° La résistance R_{13} vient en série dans l'alimentation de l'étage de puissance.

2° La capacité C_{17} n'est plus court-circuitée par R_{15} et se charge à travers R_{14} , D_3 , L_2 à la valeur de la tension d'alimentation. Par conséquent, le courant de charge diminue exponentiellement dans L_2 . L'influence de cette self sur L_1 diminue également et la fréquence passe progressivement de 819 en 625 lignes. Lorsque C_{17} est complètement chargée, D_3 ne conduit plus et L_2 est hors circuit. La constante de temps de charge $C_{17}R_{14}$ est plus grande que celle de décharge $C_{14}C_{15}$ dans l'étage de puissance et, dans ce cas, aucune surcharge n'apparaît sur l'étage final au moment de la commutation (voir Fig. 5).

PASSAGE DE 625 EN 819 LIGNES

En agissant sur le même commutateur A_1 - A_2 , et en suivant l'ordre ci-après, on réalise cette commutation.

(1) R_{15} se place en parallèle sur C_{17} , ce qui permet à ce condensateur de se décharger. La diode D_3 devient conductrice et L_2 se trouve en parallèle sur L_1 . De ce fait, le signal de déviation lignes passes **progressivement** de 625 à 819 lignes, autrement dit de 15 625 Hz à 20 475 Hz.

RESULTATS OBTENUS AVEC CE MONTAGE

Les mesures et les essais ont été effectués dans un local dont la température ambiante était

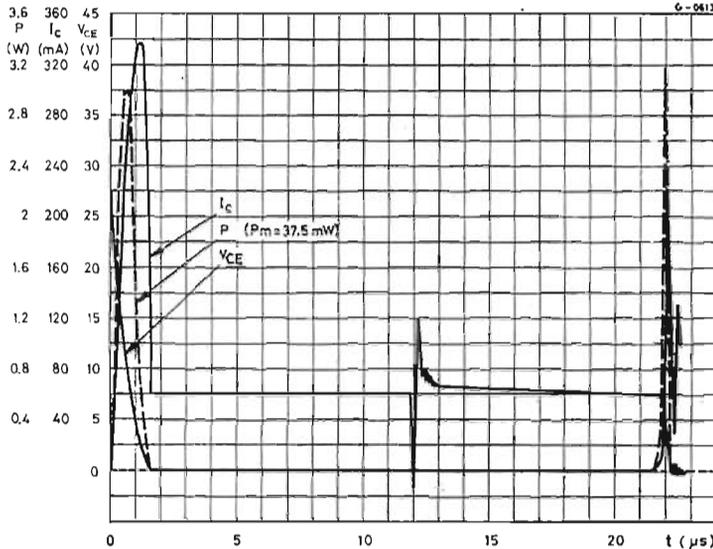
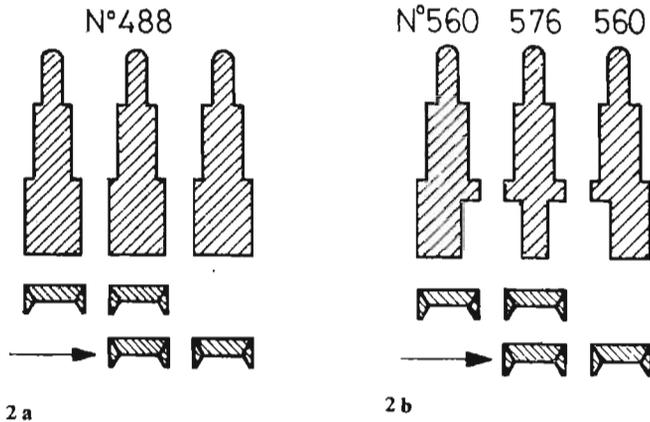


Fig. 3

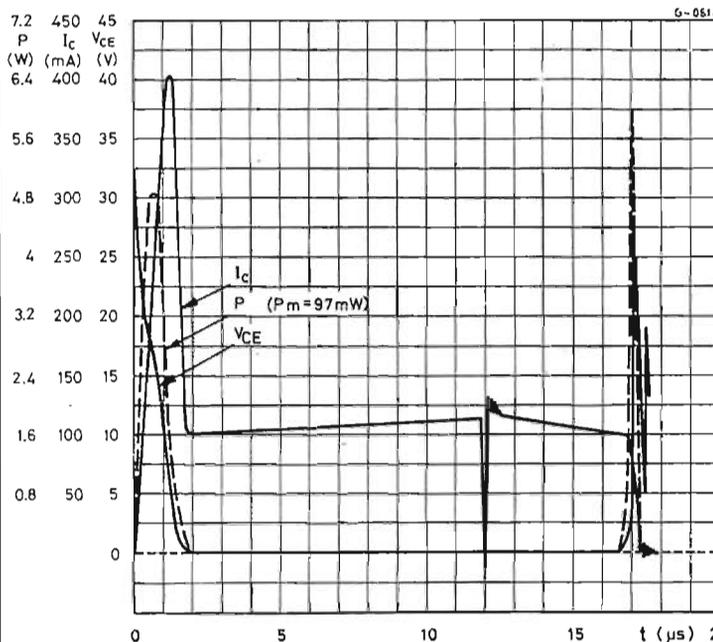


Fig. 4

Tableau I

	625 lignes	819 lignes
Tension alimentation	10,8 V	10,8 V
Courant total (oscillat., driver, final)	610 mA	610 mA
Tension récupération	24 V	31 V
THT	10,5 kV	10,5 kV
Puissance totale absorbée	6,65 W	6,65 W

de 25 °C. Le courant de faisceau du tube cathodique a été maintenu à zéro microampère. Voici les résultats des mesures au tableau I ci-dessus :

Il était tout indiqué de faire également des essais à une température ambiante $T_A > 25^\circ\text{C}$. Ces essais ont été effectués avec les semi-conducteurs suivants :

1° Transistor final AU113 ayant des paramètres :

$$h_{fe} = 33$$

$$t_{off} = 0,86 \mu\text{s}$$

2° diode « damper » AY105,

3° diode « booster » AY102 : montage sur un dissipateur de chaleur (radiateur) de 7°C/W . Le tableau II donne les résultats de ces essais :

Tableau II

T_c AU113 (°C)	T_a de l'étuve (°C)	Heure
36	58,2	0,00
56	59,8	0,15
62,5	60,2	0,30
66,5	60,1	0,45
68,1	59,9	1,00
68,8	60,0	1,15
68,9	59,8	1,30
69,0	60,3	1,45
69,1	60,2	2,00
69,2	59,9	2,15
69,3	60,1	2,30
69,3	60,0	2,45
69,3	60,1	3,00
69,2	60,0	3,15
69,1	60,1	3,30
69,1	60,1	3,45
69,1	60,1	4,00
69,1	60,0	4,15

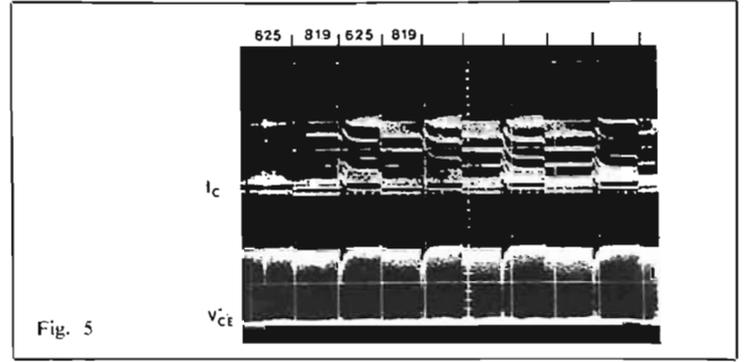


Fig. 5

NOMENCLATURE ET VALEUR DES ELEMENTS

La description de ce montage s'adresse à toutes les catégories de lecteurs de notre revue. Certains voudront essayer ce circuit moderne d'autres se contenteront simplement, mais très utilement, de se mettre au courant de son fonctionnement.

Un montage de ce genre est également intéressant comme sujet de travaux pratiques dans un cours d'école car, comme on le verra ci-après, les réalisateurs de ce circuit, donnent des renseignements complets pour les essais.

Bobinages : T_1 est le transformateur driver (« de commande ») dont le rapport de transformation est :

$$\frac{N_1}{N_2} = 5$$

et on peut le trouver chez Vidéon sous la nomenclature XL12 ; T_2 est le transformateur THT de la même marque du type T201.

Les bobines sont réalisables comme suit :

L_1 = bobine d'oscillateur sinusoïdal 625 lignes : 700 spires de fil émaillé de 0,12 mm de diamètre dans le même pot que L'_1 .

L'_1 = bobine d'appoint d'oscillateur sinusoïdal 625 lignes :

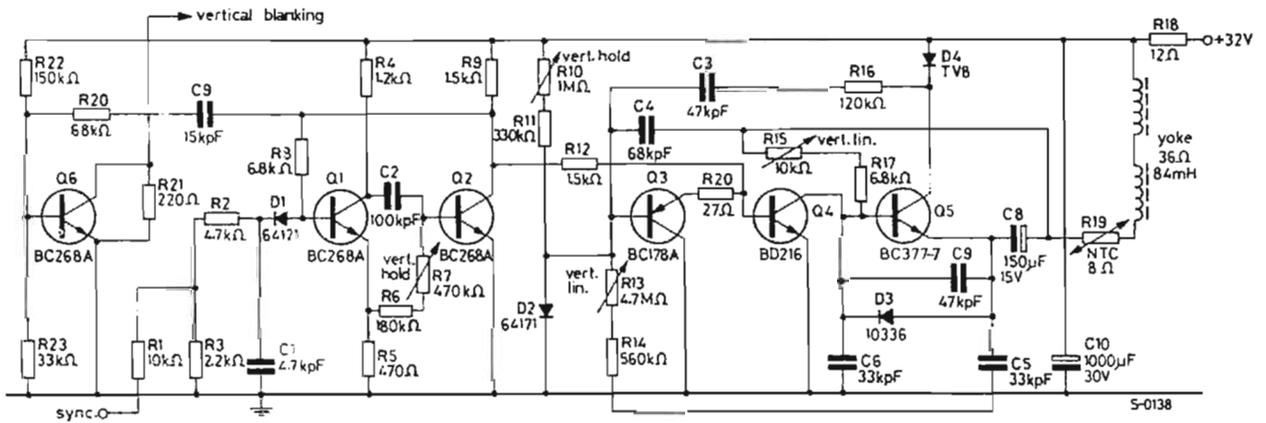


Fig. 6

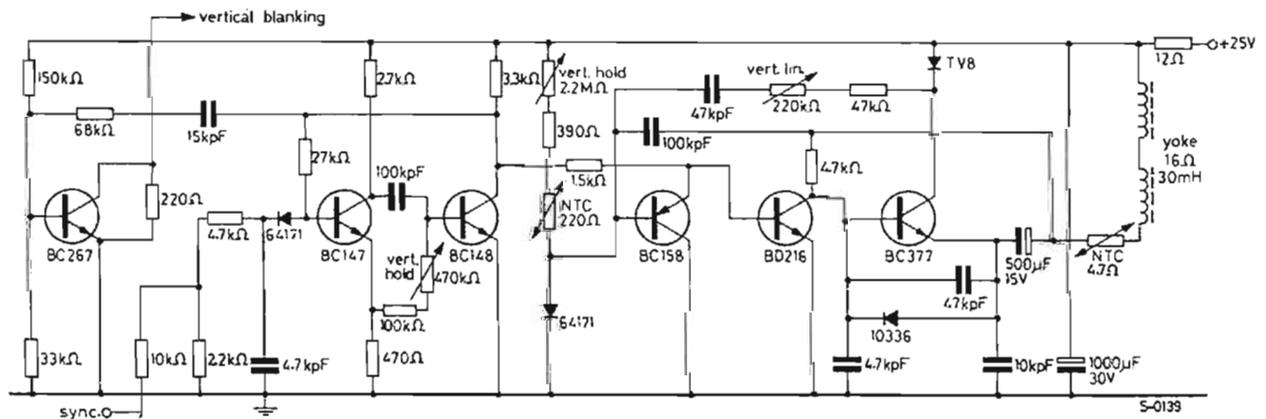


Fig. 7

Tableau III

Caractéristiques	17 à 24 pouces	12 pouces	12 pouces
	col de 28 mm	col de 20 mm	col de 20 mm
Tension d'alimentation V_s	+ 32 V	+ 25 V	+ 25 à + 12 V
Consommation de courant I_s	95 mA	58 mA	56 mA
Résistance de la bobine de dévia- tion R_V	36 Ω	16 Ω	36 Ω
Valeur de la bobine L_V	84 mH	30 mH	71 mH
Courant dans la bobine I_V (C-C)	470 mA	490 mA	360 mA
Temps de retour t_{ny}	0,38 ms	0,2 ms	0,26 ms
Température ambiante max. de fonctionnement T_a	70°C	70°C	70°C
% max. de linéarité lin	\pm 3 %	\pm 3 %	\pm 3 %
Schéma	Fig. 6	Fig. 7	Fig. 8

NPN) est excité par la tension de retour, qui peut atteindre de fortes valeurs avec le transistor Ates BD116. Ce transistor possède d'excellentes caractéristiques bien que faisant partie d'une catégorie économique de transistors.

Le condensateur C_6 impose une constante de temps de l'oscillation qui détermine la tension de retour et celui-ci se maintient dans les limites de fonctionnement du transistor BD216. Au centre de l'écran, la linéarité peut être réglée en superposant au courant de la bobine de déviation verticale le courant de décharge du condensateur C_4 .

De cette façon il y a correction de linéarité lors du courant initial de la capacité.

La composante continue du courant passant par la bobine de déviation verticale est de valeur tellement faible qu'elle ne donne lieu à aucune difficulté pour le cadrage vertical de l'image apparaissant sur l'écran du tube cathodique.

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Ces conditions sont données par le tableau III ci-dessus :

ANALYSE DU SCHEMA FIG. 6

Q_6 est le transistor d'effacement dans la direction verticale du retour du spot. La base de Q_6 reçoit le signal du collecteur de Q_2 par l'intermédiaire de C_9 et R_{20} .

Le signal d'effacement est obtenu sur le collecteur de Q_6 d'où il est transmis au tube cathodique après amplification VF. D'autre part, le signal synchro est appliqué à Q_1 par l'intermédiaire d'un circuit intégrateur de mise en forme composé de R_1, R_3, R_2, C_1 et la diode D_1 . L'oscillateur à multivibrateur astable comprend les transistors Q_1 et Q_2 . L'un des couplages est réalisé par C_2 et l'autre par la résistance R_8 reliant le collecteur de Q_2 à la base de Q_1 . On remarquera la résistance variable R_7 réglant la stabilité de l'image.

Il y a un deuxième réglage de stabilité effectué par R_{10} . La linéarité se règle avec R_{13} et R_{15} . Cette dernière résistance variable permet de régler la linéarité au milieu de l'image comme on l'a indiqué plus haut. On prélève le courant de sortie à l'émetteur de Q_5 par l'intermédiaire de C_8 et la résistance NTC de 8 Ω notée R_{19} . Le courant passe par la bobine de déviation de 36 Ω 84 mH. Remarquons l'absence de transformateur de sortie. Il y a peu de modification de ce schéma pour obtenir celui de la figure 7. La tension d'alimentation qui est de 32 V, passe à 25 V dans le montage figure 7. Dans ce dernier, il y a une tension d'alimentation de 10,8 V, distincte de celle de 24 V, pour les collecteurs du multivibrateur réalisé avec Q_1 et Q_2 .

Toutes les valeurs des éléments sont données sur les schémas des

figures 6 et 7. Dans la notice Ates NTS 3761 on donne un grand nombre d'oscillogrammes qui seront du plus haut intérêt lors des essais expérimentaux des montages décrits.

On y trouvera également des courbes indiquant la linéarité et la puissance dissipée pour les transistors finals des trois montages.

UN RADIO-RECEPTEUR AM SIMPLE

Il s'agit d'un appareil à transistors proposé également par Ates dans sa notice NTS 358 I (en anglais). Cet appareil a le mérite de la simplicité et les indications que nous donnerons ci-après sont assez complètes, aussi bien en ce qui concerne les schémas, les valeurs des éléments et le plan de câblage sur platine imprimée. Nous recommandons particulièrement cette étude pour constituer la base d'un travail expérimental de réalisation d'un appareil radio bien étudié et à excellentes performances.

Cette description n'est pas une « réalisation » commerciale, aussi, les lecteurs qui voudront le construire, devront se procurer le matériel nécessaire chez leur commerçant habituel, et fabriquer eux-mêmes les bobinages et la platine imprimée. A défaut de platine imprimée, on pourra monter l'appareil sur une platine à câblage classique imitant les connexions imprimées.

CARACTERISTIQUES ET VARIANTES

Deux variantes peuvent être envisagées avec le même schéma. Elles portent sur la tension d'alimentation. La première se rapporte à une tension de 6 V qui peut être considérée comme la valeur recommandée et la deuxième variante concerne le même appareil alimenté sous 3,6 V. En modifiant la tension d'alimentation, l'expérimentateur pourra se rendre compte de la modification des caractéristiques générales de l'appareil.

Pour simplifier, celui-ci ne recevra que les ondes moyennes (dites aussi petites ondes).

Pour $V_A = 6 V$ on devra mesurer les caractéristiques suivantes :

Tableau IV

Sensibilité utile pour S/N = 20 dB	150 μ V/m
Sensibilité utile pour un rapport S/N (signal sur souffle) de 20 dB	180 μ V/m
Puissance de sortie pour le niveau de distorsion de 10 %	500 mW

Pour $V_A = 3,6 V$ on a les caractéristiques du tableau suivant :

Tableau V

Sensibilité utile pour S/N = 20 dB	150 μ V/M
Puissance de sortie pour D = 10 %	150 mW

LE SCHEMA

Voici à la figure 8, le schéma complet du récepteur. Toutes les valeurs des éléments seront données plus loin. La principale caractéristique de cet appareil est l'emploi des transistors BF303 et BF304 dans les étages HF. Ils sont montés en émetteur commun : $Q_1 = BF303$ et $Q_2 = BF304$. Leur point de fonctionnement est défini par $I_c = 1 mA$, $V_{CE} = 5 V$ et ces données sont valables à $f = 500 kHz$ ($I = 600 m$).

La comparaison de ces transistors avec ceux au germanium permet de se rendre compte de leurs avantages : stabilité thermique supérieure, fréquence de coupure plus élevée et capacité de réaction de plus faible valeur donc meilleure stabilité. Les paramètres de ces transistors dépendent toutefois, et cela d'une manière presque exclusive, de leurs courants et il convient par conséquent de bien fixer les points de fonctionnement. A la figure 9, on donne le schéma simplifié du récepteur permettant d'identifier les fonctions des transistors avec leurs éléments de liaison, bobinages ou réseaux RC.

Il sera tout indiqué de polariser les transistors avec un courant de base constant et de réduire le nombre des composants passifs et l'influence de la variation des tensions d'alimentation.

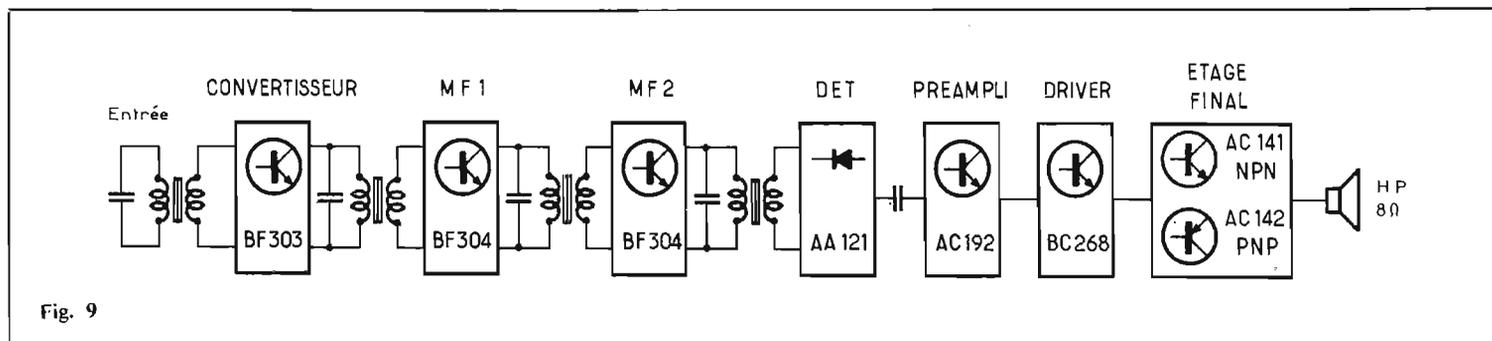


Fig. 9

FUNCTIONNEMENT EN CONTINU.

Il s'agit de l'état du récepteur au repos c'est-à-dire sans signal appliqué à l'entrée. Les conditions de fonctionnement sont données au tableau VI ci-après, pour les deux valeurs de la tension d'alimentation, 6 V et 3,6 V.

Tableau VI courant I_c (mA)

Transistor	$V_A = 6V$	$V_A = 3,6V$
Q ₁ BF303	1	0,6
Q ₂ BF304	1	0,5
Q ₃ BF304	1	0,5
Q ₄ AC192	0,4	0,4
Q ₅ BC268	7	3,5
Q ₆ AC141	6	3
Q ₇ AC142	6	3

Le courant total au repos est 22,5 mA pour $V_A = 6V$ et de 11,6 mA pour $V_A = 3,6V$.

ETAGE DE L'OSCILLATEUR LOCAL

Cet oscillateur emploie un BF303 avec un circuit à bobines constituant un transformateur T₂ avec prise au secondaire. Le primaire est inséré dans le circuit de collecteur de Q₁ tandis que la prise du secondaire est reliée par C₆ à l'émetteur de ce même transistor. On doit relever un courant de collecteur de 1 mA. La tension engendrée par l'oscillateur sur

l'émetteur est E_x. Elle vaut 200 mV à $f = 990$ kHz et 180 mV à $f = 2080$ kHz.

Tant que la tension d'alimentation est maintenue au-dessus de 2 V, il y a oscillation, qualité intéressante pour un appareil fonctionnant sur piles.

AMPLIFICATEUR MF ET DETECTION

Le signal MF est obtenu également sur le collecteur de Q₁ et il est transmis par le primaire de T₂ au primaire de T₃ premier transformateur MF. On voit que les transistors Q₂ et Q₃, amplificateurs MF sont des NPN montés en émetteur commun. Ils sont polarisés de façon que leur courant de collecteur soit de 1 mA. Il est facile de mesurer ce courant sans débrancher les connexions du circuit de collecteur. En effet, dans le cas du collecteur de Q₂, ce courant passe par R₄ dont la valeur est de 1,5 kΩ. Il est donc clair que la tension aux bornes de cette résistance sera $E = R_4 I_c = 1,5V$ (1 500/1 000). Si elle était par exemple de 1,8 V seulement, le courant serait 1,8/1,5 = 1,2 mA. Le détecteur est une diode AA121 autopolarisée afin de réduire la distorsion aux bas niveaux du signal capté par l'antenne. La fin de cette description sera donnée dans notre deuxième article.

CLIGNOTANT INTERMITTENT (Suite de la page 118)

à être sensiblement égale à celle des feux indicateurs de changement de direction ; si on le désire, on peut augmenter ou réduire les temps d'éclairement ou d'extinction en modifiant la valeur des condensateurs C₁ et C₂.

Les impulsions prélevées sur le collecteur de TR₁ à travers R₄ sont appliquées à la base d'un transistor PNP au silicium, de moyenne puissance, du type BC177 ou équivalent. Sur le diviseur de tension constitué de R₅-R₆, on prélève des impulsions positives d'une amplitude voisine de 1 V, pour attaquer la base du transistor final de puissance NPN au silicium type 2N3055.

Dans le circuit collecteur de ce transistor est insérée la charge constituée par une ampoule électrique 12 V, de 25 à 30 W.

Cette lampe sera disposée dans une ancienne lanterne, dont on aura remplacé le verre de protection blanc par un autre de couleur rouge ou dans tout autre boîtier conçu pour cette utilisation.

S'il est difficile de trouver du verre rouge dans le commerce, il est conseillé d'utiliser une plaque de matière plastique colorée utilisée précisément sur les voitures pour les feux arrière.

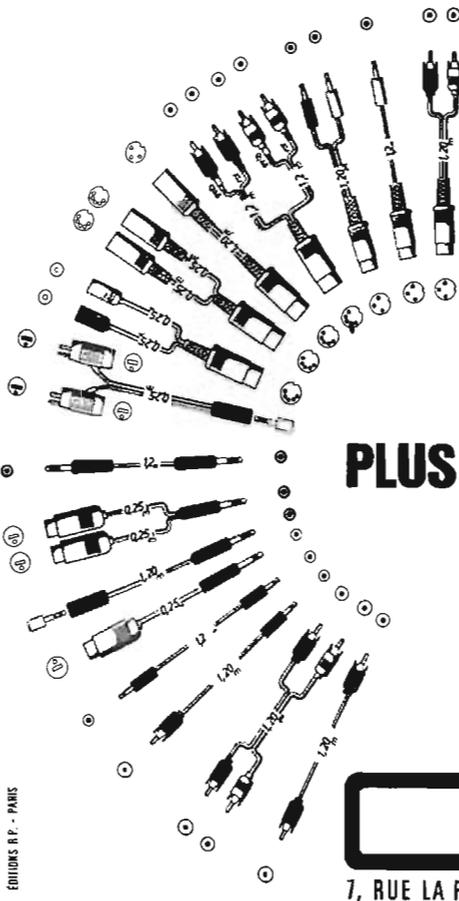
Le montage de ce clignotant est très simple. Le circuit ne présente aucun point critique ; il sera réalisé de manière correcte afin que le dispositif soit toujours en état de fonctionnement. La solution la plus sûre consiste à utiliser une plaque de circuit imprimé dont le dessin est représenté à la figure 2. La disposition des composants sur la face opposée est indiquée à la figure 3. Le transistor de puissance TR₁ devra être monté sur un radiateur de dissipation.

La prise d'alimentation sera connectée à un câble bifilaire d'une dizaine de mètres, bien isolé, pourvu lui-même d'une prise femelle polarisée afin d'éviter tout risque d'inversion.

Le branchement à la batterie de la voiture s'effectuera sur une seconde prise facilement accessible.

Rappelons enfin que si on désire modifier la fréquence des éclats, il suffira de modifier la capacité des condensateurs C₁ et C₂. Avec une capacité plus élevée la fréquence sera moins rapide ; avec une capacité plus faible, on aura un plus grand nombre d'éclats à la minute.

F. HURE d'après Radiorama n° 60.



POUR VOS JONCTIONS

AMPLIS
PLATINES
MAGNÉTOPHONES
ETC...

PLUS DE PROBLÈMES !

CONSULTEZ-NOUS

« VENTE EXCLUSIVE »
SONY

Camera 7

7, RUE LA FAYETTE - PARIS 9^e - TÉL. 874-84-43

RÉVOLUTIONNAIRE !

Téléviseur couleur portatif
SONY KV 1220 DF



Procédé entièrement nouveau pour la reproduction de la couleur

Un seul canon couleur de conception nouvelle en combinaison avec un mécanisme déterminant la couleur, appelé GRILLE LUMIÈRE, donne presque 2 FOIS la brillance des TV couleur conventionnelles.

Disponible immédiatement
Pour vos commandes
NE TARDEZ PAS
Très nombreuses demandes

Ecran de 30 cm
Circuits SONY entièrement transistorisés (transistors au silicium)
Système TV : normes TV françaises SECAM
Récepteur bistandard noir et blanc - et couleur
Chaînes VHF F2 - F12. Chaînes UHF 21 - 69
Télé Monte-Carlo - Télé Luxembourg
625 UHF/VHF 819 UHF/VHF

LE MINI-VOC

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX SINUSOÏDAUX ET RECTANGULAIRES



NOTRE journal consacre souvent ses colonnes à de nombreux articles sur les circuits basse fréquence. Il s'agit de préamplificateurs linéaires, corrigés RIAA ou NAB, de dispositifs correcteurs de tonalité, de filtres passe-haut et passe-bas, de modules amplificateurs de puissance. Nos lecteurs peuvent monter de tels schémas mais ils n'ont pas toujours la possibilité de les contrôler parce qu'il leur manque l'appareillage de mesure nécessaire. Le générateur BF, l'oscilloscope, le millivoltmètre alternatif constituent le strict minimum quand il s'agit d'effectuer des mesures valables. Au niveau du technicien d'atelier, un générateur très performant et onéreux ne sera pas toujours amorti, c'est pourquoi une gamme d'appareils de mesure telle la gamme Voc convient à l'amateur ou au technicien de l'après-vente.

Extrait du catalogue Voc, nous étudierons le générateur BF Mini-Voc compact et léger aux performances comparables à celles d'un bon générateur à lampes. Les dimensions très réduites n'altèrent pas les performances du montage.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DONNEES PAR LE CONSTRUCTEUR

- **Gamme de fréquence** : de 10 Hz à 100 kHz, variable en 4 gammes.
 - **Forme du signal** : Sinusoïdal et rectangulaire commutable.
 - **Précision de fréquence** : $\pm 2\%$.
 - **Tension de sortie** : 0 à 6 V, crête à crête réglable par le potentiomètre d'amplitude.
 - **Impédance de sortie** : $600 \Omega \pm 100 \Omega$.
 - **Distorsion harmonique** :
 - < 0,3 % de 200 Hz à 100 kHz.
 - < 0,8 % de 10 Hz à 100 kHz.
 - **Temps de montée du signal rectangulaire** : $\approx 0,2 \mu s$.
 - **Alimentation secteur** : 110 V - 220 V sur 50-60 Hz.
 - **Consommation secteur** : 3 VA.
 - **Dimensions** : 195 x 95 x 100.
- Sur le panneau avant du générateur, nous distinguons les commandes suivantes :
- **L'interrupteur marche-arrêt** permettant la mise sous tension de l'appareil.

- **Le répartiteur secteur** 110-220 V.

- **Un cadran démultiplié** dans l'axe permettant de faire varier la fréquence d'oscillation sur chaque gamme dans un rapport de 1 à 10.

- **Un contacteur** à glissière permettant de sélectionner le signal **sinusoïdal** ou le signal **rectangulaire**.

- **Un contacteur rotatif de gammes** pour la multiplication de l'ensemble des fréquences sur le cadran : $\times 1$; $\times 10$; $\times 100$; $\times 1000$.

- **Le réglage d'amplitude de la tension de sortie**.

- **La borne de sortie** du type coaxiale à vis.

- **La douille de masse** reliée au coffret.

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHEMA

Généralités : Les générateurs BF à transistors à pont de Wien sont beaucoup plus complexes à réaliser que les générateurs équipés de tubes électroniques et ceci pour une raison facile à comprendre. Les circuits accordés RC ayant un coefficient de surtension déjà faible, si pour un montage donné, ces circuits RC

sont encore amortis par une impédance d'accès faible — c'est le cas des montages transistorisés — il est très difficile d'obtenir une tension d'oscillation pure. C'est la raison pour laquelle il existait peu de générateurs BF à transistors capable de rivaliser avec les homologues à tubes électroniques.

Un bouleversement technologique a modifié ce point de vue depuis quelques années : il s'agit de l'apparition des transistors à effet de champ FET. En examinant le schéma de la figure 1, nous constatons que les valeurs des éléments ne sont guère différentes des valeurs utilisées sur les appareils à lampes. Le transistor FET se comporte comme un tube pentode. L'allure de la caractéristique I_p/V_p en fonction de V_g ressemble de façon étrange à celle de I_d/V_d en fonction de la tension de « gate ».

L'emploi d'un transistor FET présente ici un avantage certain sur les transistors bipolaires. Ne serait-ce que l'impédance d'entrée très élevée. Ainsi, les circuits accordés RC, très peu amortis présentent donc un coefficient de surtension Q plus élevé. Il ne faudrait pas non plus oublier le

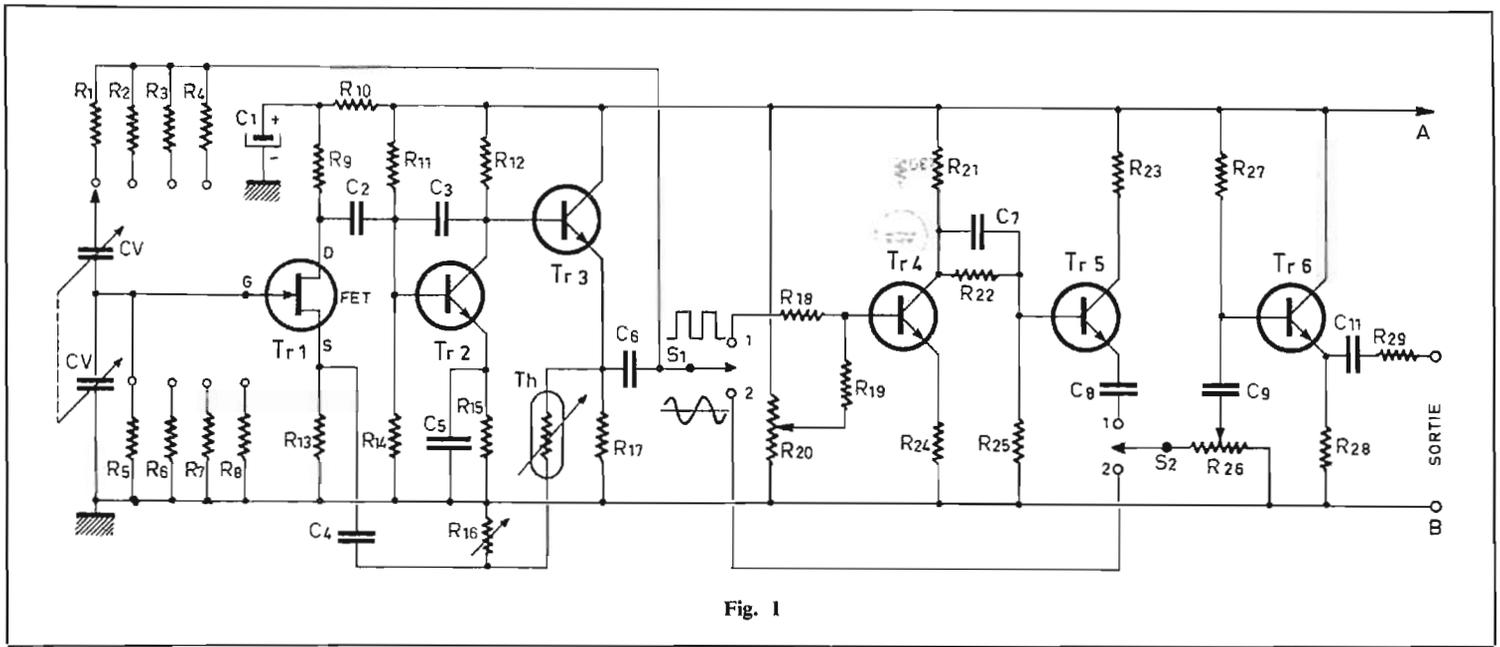


Fig. 1

niveau de bruit plus faible avec les transistors FET qu'avec les transistors bipolaires classiques.

LE SCHEMA (Fig. 1)

a) Principe de base :

Le générateur Mini-Voc est composé d'un oscillateur RC à pont de Wien utilisant un transistor FET et 7 transistors au silicium. Il délivre un signal à fréquence variable de 10 Hz à 100 kHz, en gammes fondamentales.

La régulation de la tension de sortie est assurée par une thermistance, et son action permet d'obtenir un niveau pratiquement constant quelle que soit la fréquence.

b) L'oscillateur :

Pour faire un générateur BF à pont de Wien, il faut avoir à sa disposition un amplificateur caractérisé par :

- une impédance d'entrée élevée pour les raisons évoquées ci-dessus ;
- un gain en tension très important ;
- un taux de distorsion déjà faible à l'origine, c'est-à-dire sans rétroaction en service.

En reliant l'entrée de cet amplificateur à la sortie par une boucle de réaction positive (entrée et sortie en phase), celui-ci se met à osciller selon une certaine fréquence déterminée par la valeur des éléments R et C introduits dans la boucle de réaction.

Il est évident que l'amplificateur doit avoir un très faible taux de distorsion harmonique si l'on désire obtenir à la sortie de cet amplificateur transformé en oscillateur une onde exempte de distorsion harmonique.

Examinons le schéma de l'amplificateur. Nous trouvons d'abord un transistor à effet de champ Tr_1 . La polarisation de gate ou porte est assurée par une résistance de fuite constituée ici par l'une des quatre résistances (R_5 à R_8), faisant partie d'un circuit RC accordé parallèle. La résistance de source R_{11} est fixée à 2,2 k Ω et aux bornes de celle-ci est prise une boucle de réaction négative que nous étudierons plus loin.

Les signaux BF, pris aux bornes de la résistance de drain $R_9/10$ k Ω , sont transmis à la base du transistor suivant Tr_2 par un condensateur de 10 μ F. Cette valeur élevée est nécessaire pour ne pas provoquer d'atténuation aux fréquences basses. L'étage Tr_2 est polarisé de la façon suivante :

- Pont de base : $R_{11} = 100$ k Ω , $R_{14}/8,2$ k Ω .
- Résistance d'émetteur : $R_{15} : 500$ Ω découplée par $C_{12}/100$ μ F.
- Résistance de charge de collecteur : $R_{12}/4,7$ k Ω .

L'étage suivant Tr_3 est monté en collecteur commun avec la polarisation de base assurée par la différence de potentiel aux bornes de R_{12} . La résistance d'émetteur de Tr_3 est fixée ici à 1 k Ω/R_{17} . La boucle de réaction négative est prise entre l'émetteur de Tr_3 et la source du transistor à effet de champ Tr_1 .

Le rôle de la boucle de contre-réaction est de maintenir constant le niveau de sortie de l'oscillateur quelles que soient les variations parasites de l'alimentation, de la température, des paramètres des semi-conducteurs utilisés en tant qu'éléments amplificateurs actifs.

La thermistance Th du montage fait partie du circuit de réaction négative et est capable par la

variation de sa propre valeur de faire varier le gain du montage amplificateur.

Lorsque la tension de sortie entre l'émetteur du transistor Tr_3 et la masse varie la différence de tension aux bornes de la résistance à coefficient de température négatif varie également. La thermistance Th est placée en série avec $R_{16}/3$ k Ω . La modification de l'échauffement de Th est faite par effet Joule. A ce moment intervient le phénomène « thermistance ». Lorsque la température s'élève, la résistance diminue et inversement. Cette explication donnée, l'on comprend alors le fonctionnement de ce circuit de régulation automatique d'amplitude.

La résistance ajustable $R_{16}/3$ k Ω est destinée au réglage de la valeur de la tension de contre-réaction déterminant le gain du montage :

La variation de fréquence est obtenue par action simultanée sur les éléments R et C du montage en pont de Wien. Deux solutions peuvent être retenues pour la variation continue de fréquence sur chaque gamme. Garder C fixe et faire varier R ou prendre R fixe et se servir d'un condensateur variable C. C'est la dernière solution qui a été adoptée sur le générateur BF Mini-Voc. Le condensateur variable employé est du même type que celui employé sur les récepteurs miniatures transistorisés. Sa valeur est de 2×480 pF avec une capacité minimale de 7 pF. La variation complète de ce condensateur CV-CV' permet d'obtenir une variation de 1 à 10 d'une gamme de fréquence à l'autre.

Ne figurant pas sur le schéma de principe figure 1 mais existant sur le modèle qui nous est soumis, des condensateurs ajus-

tables en parallèle sur chaque section du CV sont prévus pour permettre l'alignement correct, et ceci en particulier sur la gamme $\times 1000$. Il ne faut pas oublier qu'un cadran circulaire unique équipe ce générateur BF.

Avant de terminer l'étude de cette partie oscillateur il faut rappeler que la fréquence d'oscillation est donnée par la relation suivante :

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

les éléments R et C faisant partie du pont de Wien et constituant les éléments de la boucle de réaction positive. Pour les initiés, disons également que pour obtenir une oscillation pure, il faut que les oscillations soient entretenues tout juste au-dessus de la limite du décrochage, sinon les oscillations sont chargées de distorsion harmonique. Le condensateur C_3 placé entre le collecteur et la base du transistor Tr_2 est destiné à limiter la réponse de l'amplificateur aux fréquences très élevées, ceci afin d'éviter tout accrochage du montage.

c) Onde sinusoïdale ou rectangulaire :

Les signaux engendrés par l'oscillateur décrit ci-dessus sont de forme sinusoïdale. Lorsque le commutateur S_1-S_2 est en position 2, le transistor de sortie Tr_6 reçoit sur sa base les tensions sinusoïdales. Par contre, sur la position 1, les signaux sinusoïdaux pilotent une bascule ou trigger de Schmitt à la sortie de laquelle sont recueillis les signaux de forme rectangulaire.

Rappelons que ces deux types de signaux couvrent sans trou les fréquences comprises entre 10 Hz et 100 kHz. Les signaux rectangulaires ont leur temps de commutation de l'ordre de 0,2 μ s,

leur pente ou toit, étant inférieure à 1 % à toutes les fréquences.

Recueillis à la sortie du transistor Tr_7 , les signaux sinusoïdaux gagnent par l'intermédiaire du contacteur S_1 l'entrée du trigger de Schmitt, mettant en œuvre 2 transistors au silicium Tr_4 et Tr_5 . La résistance ajustable de 50 k Ω / R_{20} modifie le niveau du déclenchement. De la sorte, on peut agir sur la symétrie des signaux rectangulaires délivrés. Nous n'insisterons pas sur le fonctionnement de la bascule. Disons qu'elle est utilisée pour transformer une variation lente d'un signal en variation brusque.

d) Etage de sortie :

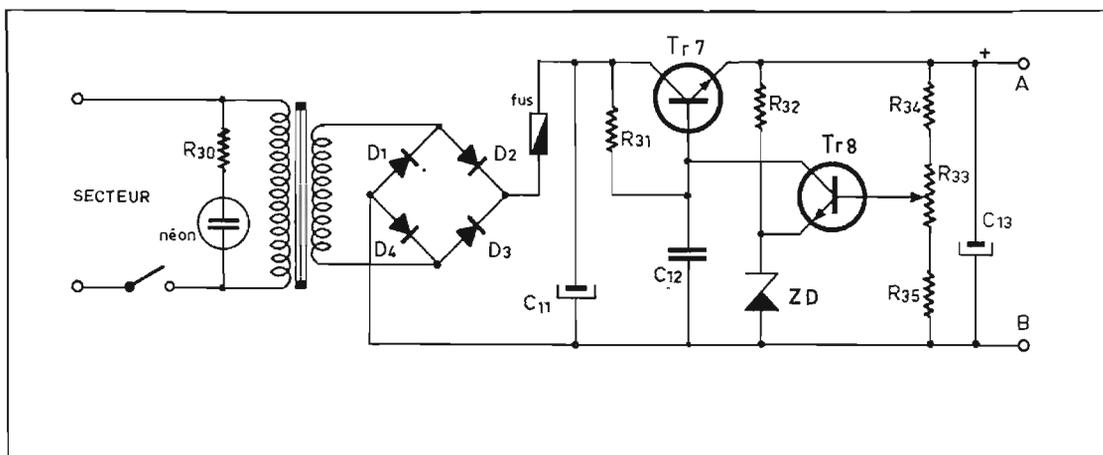
Le transistor Tr_6 monté en collecteur commun permet d'obtenir une très faible impédance de sortie puisqu'en effet nous obtenons ici 600 Ω . A la sortie de S_2 , les signaux rectangulaires ou sinusoïdaux sont envoyés sur la base de Tr_6 par l'intermédiaire du potentiomètre de réglage d'amplitude. Les valeurs élevées de C_8 , C_9 , C_{10} et C_{11} s'expliquent pour éviter la pente ou toit exagérée aux fréquences basses sur les signaux rectangulaires.

La base de Tr_6 est polarisée par $R_{27}/15$ k Ω , tandis que l'émetteur est chargé par $R_{28}/1$ k Ω . La résistance R_{29} (en série, avec $C_{11}/100$ μ F) matérialise l'impédance de sortie $R_{29} = 560$ Ω .

e) Alimentation stabilisée (Fig. 2) :

Un transformateur d'alimentation est monté sur le circuit imprimé qui supporte tous les éléments du générateur. L'enroulement secondaire attaque un pont de 4 diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 . A la sortie de ce pont, la tension non filtrée est admise à l'entrée du système de régulation et de filtrage. Le dispositif comprend :

- un transistor ballast Tr_7 ;
- un transistor de commande Tr_8 ;
- une diode zener ZD donnant la tension de référence.



Le potentiomètre $R_{33}/5$ k Ω ajuste la tension de sortie à celle fixée par le constructeur. Les condensateurs C_{11} et C_{13} éliminent toute ondulation résiduelle superposée à la tension d'alimentation.

Un voyant au néon indique la mise sous tension de l'appareil.

f) Nomenclature du générateur Mini-Voc :

$R_1 = 33$ M Ω ; $R_2 = 3,3$ M Ω ;
 $R_3 = 330$ k Ω ; $R_4 = 33$ k Ω ;
 $R_5 = 33$ M Ω ; $R_6 = 3,3$ M Ω ;
 $R_7 = 330$ k Ω ; $R_8 = 33$ k Ω ;
 $R_9 = 10$ k Ω ; $R_{10} = 3,3$ k Ω ;
 $R_{11} = 100$ k Ω ; $R_{12} = 4,7$ k Ω ;
 $R_{13} = 2$ k Ω ; $R_{14} = 8,2$ k Ω ;
 $R_{15} = 500$ Ω ; $R_{16} = RV = 3$ k Ω ;
 $R_{17} = 1$ k Ω ; $R_{18} = 5$ k Ω ; $R_{19} = 5$ k Ω ; $R_{20} = R_{v0} = 50$ k Ω ;
 $R_{21} = 22$ k Ω ; $R_{22} = 22$ k Ω ;
 $R_{23} = 1,5$ k Ω ; $R_{24} = 680$ Ω ;
 $R_{25} = 15$ k Ω ; $R_{26} = RV = 20$ k Ω ;
 $R_{27} = 15$ k Ω ; $R_{28} = 1$ k Ω ; $R_{29} = 560$ Ω ; $R_{30} = 250$ k Ω ; $R_{31} = 5$ k Ω ; $R_{32} = 2,2$ k Ω ; $R_{33} = RV = 5$ k Ω ; $R_{34} = 5$ k Ω ; $R_{35} = 5$ k Ω .

$C_1 = 100$ μ F ; $C_2 = 10$ μ F ;
 $C_3 =$ facultatif ; $C_4 = 100$ μ F ;
 $C_5 = 100$ μ F ; $C_6 = 100$ μ F ;
 $C_7 = 20$ pF ; $C_8 = 100$ μ F ;
 $C_9 = 100$ μ F ; $C_{10} = 100$ μ F ;
 $C_{11} = 100$ μ F ; $C_{12} =$ facultatif ;
 $C_{13} = 470$ μ F.

C_3 peut varier de 0 à 100 pF selon les paramètres du transistor Tr_2 .

C_{12} peut avoir une valeur de quelques nanofarads.

La distorsion harmonique :

1 000 Hz = 0,22 %.

10 000 Hz = 0,34 %.

100 Hz = 0,36 %.

Temps de montée du signal rectangulaire : 0,2 à 0,25 % selon la fréquence.

Les manipulations et les mesures que nous avons pu faire avec le Mini-Voc prouvent sa grande souplesse d'utilisation. Les performances consignées par les mesures sur l'appareil donnent à ce générateur BF Voc un très grand rapport qualité, prix, puisque son prix n'excède pas 500 F.

QUELQUES MESURES

Stabilité en fréquence : Le générateur Mini-Voc sous tension pendant quatre heures à une température fixe de 23° n'a pas accusé des variations de fréquences de $\pm 2,5$ %.

La tension de sortie du générateur est de 5 V efficaces (réglage d'amplitude au maximum).

Henri LOUBAYERE.

LA GALVANOTECHNIQUE à la portée de tous



Le laboratoire autonome portatif

galaxy

Vous permet de réaliser de véritables placages en OR 24 carats, ARGENT pur ou CUIVRE tribasique sur tous les objets métalliques conducteurs d'électricité. Ce stylo ordinaire devient un véritable stylo plaqué OR. Cette simple boîte métallique, un coffret à cigarettes plaquée d'ARGENT pur.

Vous pouvez sans connaissance spéciale, redonner l'éclat du neuf à vos bijoux, à votre argenterie, vos cuivres décoratifs.

Demandez notre DOCUMENTATION HPM GRATUITE

NEBOL-CENTER 5, rue Lagille 75018 PARIS

UNIQUE SUR LE MARCHÉ MONDIAL !

GÉNÉRATEUR BF MINIATURE « VOC »



TOUTES LES PRODUCTIONS «VOC» CHEZ

CIBOT RADIO

- Oscillateur à transistor à effet de champ Fet
- Fréquence de 10 Hz à 100 kHz en 4 gammes
- Forme d'onde : sinusoïdale, rectangulaire
- Tension de sortie max. : 0 à 6 V sur 600 ohms
- Distorsion inférieure à 0,8 % sur l'ensemble des gammes et à 0,3 % de 200 Hz à 100 kHz
- Temps de montée du signal rectangulaire 0,2 μ s

1 et 3, rue de REUILLY PARIS XII^e

Méto : Faidherbe-Chaligny. Tél. : 307.23.07 - 343.13.22 et 343.66.90 C.C.Postal 6129-57 - Paris

L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE :

① L'ORDINATEUR ARTISTE

LES œuvres d'art sorties de la mémoire d'un ordinateur n'ont jamais manqué d'être contestées par les artistes — les vrais — pour qui il n'est d'art sans imagination. Pourtant, de grands maîtres, tel Xénakis, ont recours à l'informatique. C'est que la création par ordinateur n'est pas radicalement différente de la création humaine : on y trouve le processus de sélection du matériau de création, la production de relations d'ordre et la sélection finale des œuvres. (Photos 1 et 2.)

LA MUSIQUE CALCULEE

Les œuvres de « computer music » abondent et comptent même quelques « classiques » : *Illiac Suite* (1956), de Hiller et Isaacson; *ST/10* (1962), de Xenakis; *Computer Cantata* (1963), de Hiller et Baker; *Mutations* (1969), de Jean-Claude Risset. L'Unesco a organisé, en 1970, une réunion internationale sur le sujet « musique et technologie » où le thème dominant de toutes les discussions fut celui des ordinateurs. Ces derniers

sont encore au cœur du sujet d'un ouvrage récent signé Pierre Schaeffer, chef de file français d'une certaine musique contemporaine. Parmi les plus récentes réalisations de l'informatique musicale, citons la mise au point par John Chowning et Leland Smith, de l'université de Stamford, d'un programme d'ordinateur permettant d'imprimer automatiquement des partitions musicales sur un traceur de courbes. Deux autres universitaires du Massachusetts Institute of Technology, Marvin Minsky

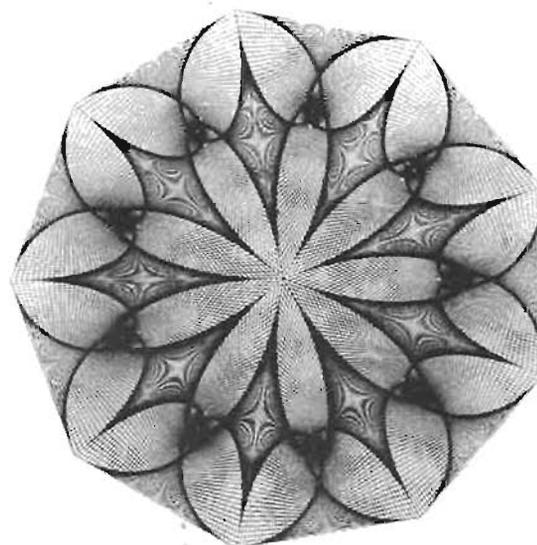
et Edward Fredkin, ont, quant à eux, conçu un mini-ordinateur affecté à la génération de variations mélodiques.

En France, plusieurs musiciens comme Michel Philippot, Yanis Xénakis, Pierre Barbaud, en sont venus à penser, dans le courant des années 1950, qu'il est possible de ramener la composition de musique à un calcul des événements sonores. On assiste alors à la naissance de la « machine imaginaire » (Michel Philippot), de la « musique stochastique » (Yanis Xénakis) et de la

Photo n° 1. — « Le pêcheur », par...
CALCOMP.



Photo n° 2. — « Simplexité », œuvre
également signée CALCOMP.



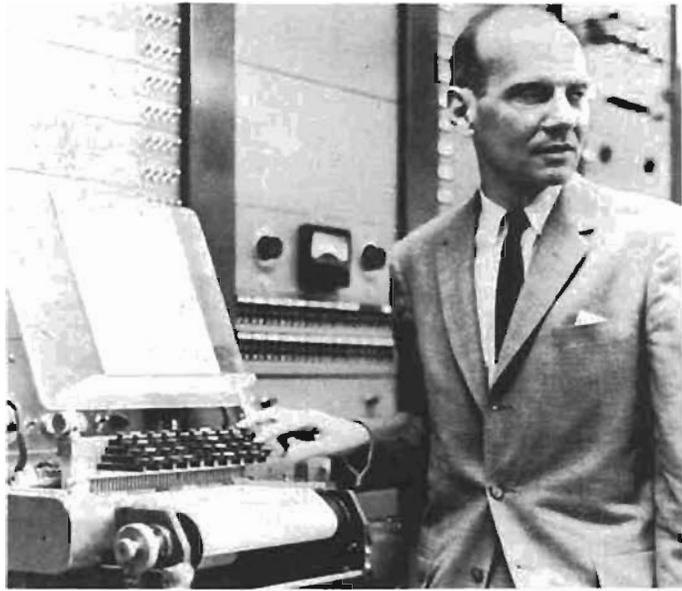


Photo n° 3. — Synthétiseur de Musique Electronique développé par la RCA

(Cliché Usis)

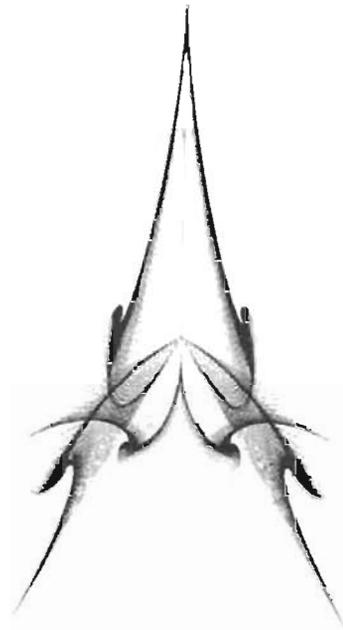


Photo n° 4. — HUMMINGBIRD.

« musique algorithmique » (Pierre Barbaud). En 1958, Pierre Barbaud associa Roger Blanchard à ses travaux : tous deux s'aperçurent bientôt qu'ils étaient submergés par le volume considérable des calculs nécessaire à la moindre des partitions; dès lors, l'ordinateur était nécessaire pour fournir des masses de musique résultant d'expériences, qui auraient nécessité des calculs inextricables à la main. C'est dans cet esprit qu'en 1958, P. Barbaud et R. Blanchard prirent contact avec la Compagnie des Machines Bull — devenue depuis Bull-General Electric — puis avec Honeywell-Bull, et fondèrent alors le « groupe algorithmique ».

LA MUSIQUE SYNTHETIQUE

Si l'on déroule à l'envers une bande de magnétophone où a été enregistré un morceau pour piano, non seulement la musique est méconnaissable, mais le timbre caractéristique de l'instrument est complètement dénaturé; on ne peut caractériser un timbre par un spectre sonore moyen : ce qui importe, c'est l'évolution dynamique du spectre instantané. En principe, chaque

son musical synthétisé appellerait un programme qui lui serait particulier : Max Mathews, un des chercheurs des Bell Telephone Laboratories, a « composé » une série de programmes permettant la synthèse d'une immense gamme de sons. La dernière version de ces programmes, conçus de 1958 à 1967 a reçu le titre de Music V; le programme Music V se divise en blocs fonctionnels, chacun des blocs assurant une fonction déterminée, celle de « mélangeur » par exemple. L'utilisateur peut alors combiner entre eux les blocs fonctionnels. Chaque assemblage de blocs est appelé « un instrument »; la réunion de plusieurs instruments donnera un ensemble instrumental, qui a été appelé « orchestre ». Les instruments sont mis en action par des instructions qui précisent en particulier le début de chaque événement sonore, sa durée et le numéro de l'instrument utilisé; les instruments pourront jouer en même temps; pour créer un vibrato, l'utilisateur peut moduler la fréquence d'un oscillateur par un second oscillateur. L'utilisateur de Music V se comporte en compositeur, et réalise de la musique synthétique.

Pour parvenir à une élaboration aussi évoluée, il a fallu analyser chaque son musical; pour

l'étude de sons de trompette, par exemple, l'onde a été segmentée en périodes successives, et le spectre de Fourier a été calculé pour chacune de ces périodes. Dans ce cas, la proportion d'énergie de haute fréquence augmente considérablement avec l'intensité, la période d'attaque est plus longue pour les harmoniques d'ordre plus élevé, et, enfin, la fréquence fondamentale est très évolutive : on la voit glisser et souvent fluctuer rapidement.

Au-delà des synthèses ayant pour objet la restitution des sons instrumentaux, c'est la capacité de l'ordinateur à fournir des sons entièrement nouveaux qui apporte les perspectives les plus intéressantes. Jean-Claude Risset, pianiste, compositeur et docteur en sciences, a travaillé pendant trois années aux Bell Telephone Laboratories : il a introduit dans ses compositions, des textures sonores très complexes, où des glissandi polyphoniques sont engendrés par des variations continues de fréquences, tout en maintenant entre deux voix un intervalle musical constant. On peut réaliser également des développements sonores complexes, où émerge de la structure harmonique une quantification de l'espace des hauteurs : J.-C. Risset en a tiré parti dans « Muta-

tions I », œuvre commandée par le groupe de recherches musicales de l'O.R.T.F.

La synthèse des sons par ordinateur diffère de la musique concrète, caractérisée surtout par une transformation électro-acoustique des sons naturels. Elle est distincte également de la musique électronique, dont les possibilités restent dépendantes de l'équipement électronique disponible dans un studio déterminé.

CHOREGRAPHIE DIGITALE

La chorégraphie du « Temps Partagé », réalisée par Jean Babilée, résulte d'un programme conçu par Pierre Barbaud. Le danseur a fourni au compositeur cinquante pas de danse qui furent mis dans une matrice 50 x 50, et à chaque enchaînement de pas a été attribuée une probabilité plus ou moins grande. Le programme est ensuite une simple lecture de la matrice, enchaînant des pas conformément aux probabilités assignées.

Quant à la musique du « Temps Partagé », elle fut composée par « Topologic Niceness Tabulatur », programme réalisé par Pierre Barbaud, et qui lui avait déjà servi pour plusieurs œuvres, entre

Le premier élément de votre kit, c'est le catalogue gratuit Heathkit.



Heathkit a toujours facilité le travail des techniciens «amateurs». Avec son nouveau catalogue gratuit, Heathkit facilite aussi leur choix. Hi-Fi, mesures, radio-amateurs; plus de cent modèles Heathkit sont présentés en couleurs.

Sur chaque appareil une fiche de renseignements complète : caractéristiques techniques, temps de montage, prix et les conseils nécessaires pour faciliter l'achat de votre Kit.

Pour recevoir gratuitement «le catalogue de la plus grande gamme de Kits au monde», envoyez-nous dès aujourd'hui le coupon ci-dessous.



HP.3.73

Adressez vite ce coupon à :
Heathkit - 84 boulevard Saint-Michel - 75006 Paris
Tél. : 326.18.90

Nom _____

Prénom _____

N° _____ Rue _____

Localité _____ Code postal _____

autres Ubivis Quibusvis et French Gagaku. Le compositeur travaille chez Honeywell-Bull sur une console de Time-Sharing reliée à l'ordinateur GE 265 de la faculté des sciences de Lille.

L'ART ET L'ORDINATEUR

L'ordinateur devient ainsi un outil pour l'artiste, au même titre qu'il l'est déjà pour le scientifique, le technicien, le médecin; pour le musicien, comme pour le peintre.

Un ordinateur peut, par exemple, mettre en mémoire une figure décrite mathématiquement, et la répéter indéfiniment, en y apportant des modifications programmées : distorsions, permutations... Par exemple, Ken Knowlton et Leon Harmon, des Bell Laboratories, ont mis au point un système capable de « lire » des photographies en noir et blanc et de les diviser en 14 images, ayant chacune la même teinte de gris. Chaque image ainsi trouvée est imprimée par l'ordinateur avec un symbole spécial (un avion, un animal, des notes de musique, un téléphone, une automobile... pour chaque teinte). L'effet global est surprenant. Les œuvres des peintres programmeurs sont nombreuses et variées : un groupe de programmeurs japonais (Masuo Komura, Koji Fujino et Makoto Ohtake) ont écrit un algorithme pour ordinateur, dénommé « Running Cola Is Africa », qui transforme un dessin de couleur à pied en un profil de bouteille de cola puis en carte d'Afrique.

Charles Csuri est un artiste américain ayant utilisé l'ordinateur pour accroître ses possibilités de création. Dans son œuvre *Random War*, un soldat armé d'un fusil, prêt à tirer, est représenté en maintes variations (suivant le camp qu'il défend, suivant sa position sur le terrain de bataille, etc.) déterminées par un ordinateur générant des nombres aléatoires.

Tout récemment, la General Mills Corp. a mis au point un système d'analyse de photographies en couleur au moyen d'ordinateurs : un ordinateur détermine les teintes contenues dans une photographie; un autre trace à grande échelle, au moyen d'un laser à argon, les contours des objets et personnages de la photographie : cette esquisse (codée : chaque profil est divisé en petits domaines, contenant des numéros correspondant aux teintes déterminés par le premier ordinateur), et la liste des teintes

à employer permettent à l'utilisateur du système de produire sa propre œuvre d'art.

LA LITTÉRATURE ARTIFICIELLE

Il y a déjà fort longtemps que J. Swift, dans les célèbres voyages de Gulliver, décrivait une machine à composer de la littérature. Plus récemment, on a présenté des poèmes composés par des calculatrices.

La machine vient en aide au littérateur. Il est en effet concevable de développer des programmes qui se substituent à l'écrivain pour imposer aux textes qu'il manipule des contraintes plus complexes que les contraintes phonétiques de la prosodie, telles que le sont les contraintes de style, de situation, etc. Ce genre de considérations est d'ailleurs au centre de groupements comme l'OULIPO (OUvroir de Littérature POTentielle) rassemblant écrivains et mathématiciens.

L'utilisation des machines en littérature peut se faire dans deux directions :

- Utilisation analytique : elle est amorcée dans les travaux de linguistique appliquée. On peut étudier la distribution des mots, le choix du vocabulaire, l'agencement des phrases, la fréquence des doubles, triples de mots revenant régulièrement, etc. Les programmes d'analyse syntaxique automatique peuvent mettre en évidence la préférence marquée d'un auteur pour tel type de construction, faire apparaître chez l'un, des stemmas « en profondeur », chez l'autre des stemmas « en largeur »;

- La synthèse : la création littéraire est plus délicate et peut donner lieu à de plaisantes anticipations, comme dans le roman de R. Escarpit : *Le Littéatron*. On peut par exemple utiliser des textes déjà existants et en créer de nouveaux, à l'aide de substitutions systématiques, compte tenu, bien entendu, de contraintes grammaticales.

(A suivre)

Marc FERRETTI

SÉLECTEUR UHF

à accord par diodes à capacité variable

L'IMPLANTATION progressive des tuners à accord par diodes à capacité variable est soutenue par des avantages très importants vis-à-vis des tuners à accord mécanique.

SIMPLIFICATION MECANIQUE DE L'ENSEMBLE

Le condensateur variable d'un encombrement important est éliminé; son remplacement par un jeu de diodes BB105A ou BB105B permet une réduction très importante du volume du tuner; en outre les éléments actifs ou passifs des circuits peuvent être disposés d'une façon plus rationnelle, le câblage en est grandement facilité.

FACILITE DE REGLAGE

Les trois diodes à capacité variable étant appariées dans des limites très serrées de capacité (quatre diodes s'il y a un circuit accordé entre la prise antenne et le premier étage amplificateur) il n'y a pas de problème de commande unique. Les réglages en haut de gamme et en bas de

gamme sont seuls utiles; ils sont effectués par variation de la valeur de capacités ajustables ou plus simplement encore par la position d'une boucle soudée sur la paroi parallèle à la ligne d'accord ou sur le circuit imprimé s'il y en a un.

Les circuits accordés peuvent être parfaitement isolés les uns des autres et l'on n'a plus à redouter de couplages intempé- rifs tels qu'ils se produisaient par l'axe de commande du condensateur variable, dans les anciens tuners.

POSSIBILITE DE COMMANDE A DISTANCE

La commande de l'accord des circuits se fait par variation de tension continue aux bornes des diodes à capacité variable, polarisées en inverse. Le tuner peut donc être éloigné du pupitre de commande situé sur le panneau avant du téléviseur et sa position sera choisie de façon à allier l'esthétique et le meilleur compromis de câblage (disposition du circuit imprimé, endroit où les variations de température sont

les moins importantes).

Nous avons également la possibilité de pré régler un grand nombre de canaux par un simple jeu de potentiomètres, fixant la tension nécessaire à l'accord de chacun des canaux TV en fonctionnement.

CONCEPTION D'UN TUNER A DIODES A CAPACITES VARIABLES

Les deux étages, amplificateur et convertisseur ont leurs transistors montés classiquement en base commune comme dans un tuner à CV.

Il y a par contre un choix à faire dans la conception des circuits d'accord.

Nous savons que dans la gamme de fréquence utilisée, qui, rappelons-le, va de 470 à 860 MHz, les circuits et notamment les « selfs » ne se comportent plus comme des éléments à constante localisée. Nous avons, aussi bien pour l'oscillateur que pour le filtre de bande une cavité et une ligne et il faut traiter le circuit en tant que tel.

C'est un élément dont l'impé-

dance caractéristique (Z_0) dépend des dimensions de la ligne et de la cavité et dont l'impédance ramenée vers la diode, à capacité variable, est toujours imaginaire et fonction de sa longueur. Ceci à deux conditions :

Nous considérons que les pertes ou résistances linéiques sont négligeables et que la longueur électrique de la ligne est plus petite que $\frac{\lambda}{4}$, ce qui est réalisé en pratique.

On peut employer la ligne de deux façons appelées : quart d'onde et demi-onde.

En quart d'onde la ligne est à la masse d'un côté et de l'autre reliée à la capacité variable.

L'accord est réalisé lorsque la diode à capacité variable ramène l'impédance imaginaire conjuguée de la ligne à la fréquence considérée.

$$\frac{1}{jC\omega} = j Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$$

En demi-onde, la ligne est fermée aux deux extrémités sur

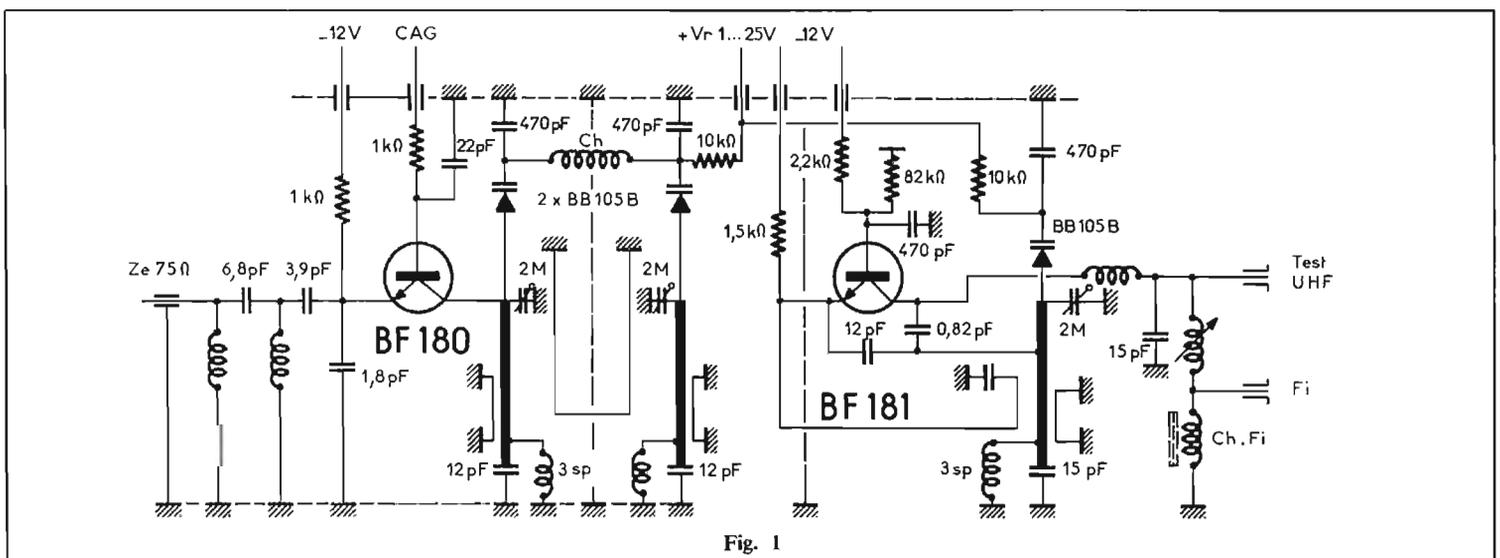


Fig. 1

des capacités, l'une fixe ou ajustable, l'autre variable réalisant l'accord.

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_s + j Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{Z_0 + j Z_s \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}$$

La capacité de sortie du transistor et le condensateur ajustable imposent que $Z_e = X_e$ et Z_e doit donc être selfique dans toute la gamme.

Tous calculs faits les conditions d'accord sont données par :

$$\frac{1}{2\pi f C_e} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} - \frac{1}{2\pi f C_s}$$

$$Z_0 \frac{1}{Z_0 + \frac{1}{2\pi f C_s} \times \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}$$

f = fréquence d'accord.
 λ = longueur d'onde de la fréquence d'accord.

C_e = capacité de sortie du transistor + capacité ajustable.

C_s = capacité variable (diode).

On ne connaît en fait que C_{s1} et C_{s2} , capacités extrêmes de la diode et f_1 et f_2 fréquences extrêmes de la gamme à couvrir.

Il faudra donc trouver graphiquement Z_e en fonction de l et Z_0 avec différentes valeurs de C_s ; seul le point donnant la même valeur de capacité C_e aux deux fréquences extrêmes permettra de couvrir la bande.

La méthode est assez longue à employer et bien souvent les éléments sont déterminés expérimentalement; ceci est d'autant plus vrai que le calcul ne tient pas compte des éléments parasites difficilement appréciables.

On peut néanmoins en tirer les conclusions suivantes :

— L'emploi d'une ligne en quart d'onde permet d'utiliser une diode à variation de capacité relativement faible, mais donnant un circuit à plus faible surtension notamment en bas de gamme; le gain global du tuner ira en croissant, des fréquences basses vers les fréquences hautes de la gamme à couvrir.

— L'emploi d'une ligne en demi-onde demande une variation de capacité plus importante de la part de la diode, mais assure une surtension plus régulière du circuit en fonction de la fréquence. Le gain global du tuner sera plus régulier.

La réalisation d'un tel tuner exige évidemment quelques précautions, notamment le cloisonnement des lignes, le blindage évitant les couplages parasites. La longueur des connexions doit être réduite au minimum, surtout celles des découplages de base des transistors amplificateur et convertisseur, des découplages des pieds de diodes à capacité variable. Tous les condensateurs de découplage seront des disques à diélectrique céramique sans connexion, les éléments étant soudés directement sur les armatures argentées et étamées du condensateur.

Ce type de tuner peut être réalisé dans un boîtier métallique ou sur un circuit imprimé de bonne qualité (verre époxy avec métallisation en cuivre argenté).

DESCRIPTION D'UN EXEMPLE DE REALISATION

Le tuner doit permettre la réception des canaux UHF de télévision en standard français qui, rappelons le, est le suivant :

Gamme couverte : 470 à 860 MHz (canaux 21 à 69).

Ecart entre porteuses son et image : 6,5 MHz.

Le système fonctionne en infradyne, l'oscillateur local étant décalé de 39,2 MHz en dessous de la fréquence de la porteuse son incidente.

Les éléments actifs employés ici sont :

Un transistor silicium planar NPN BF180 en amplificateur.

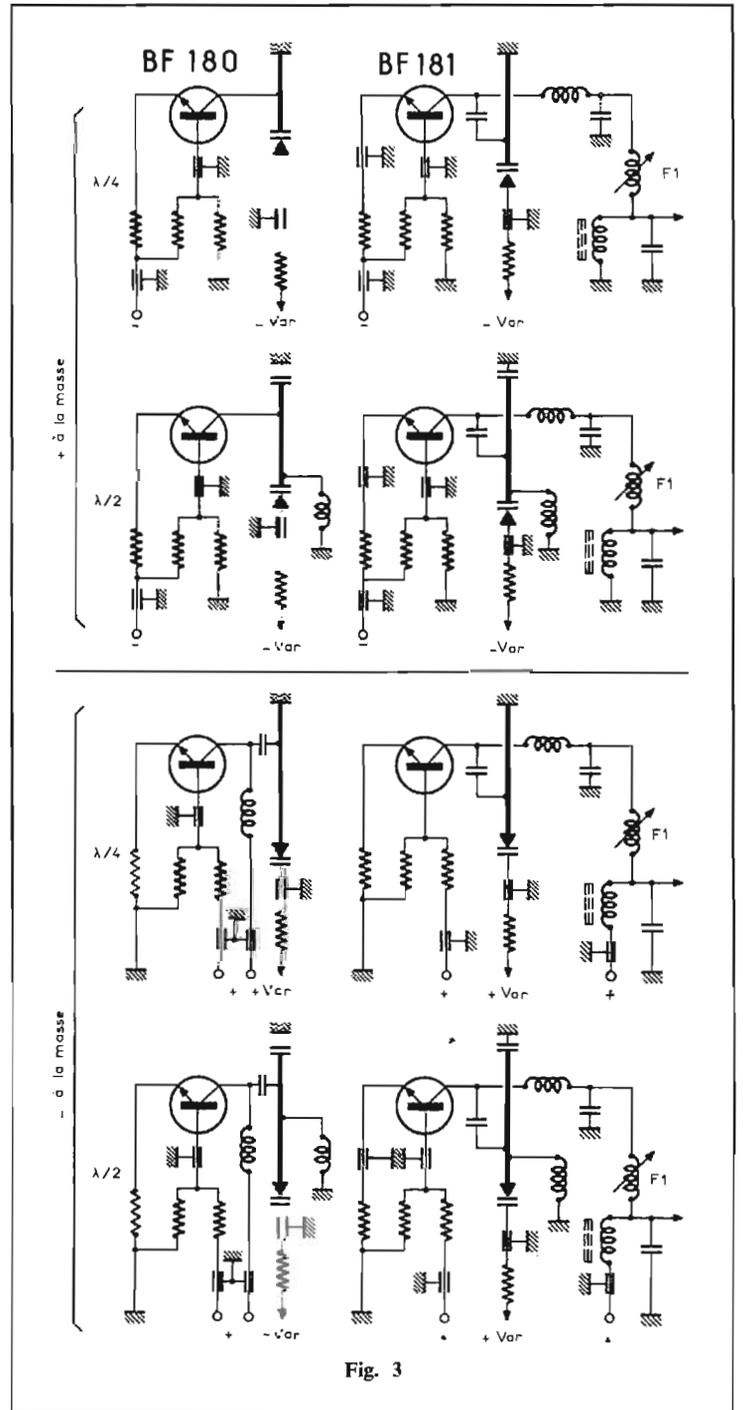
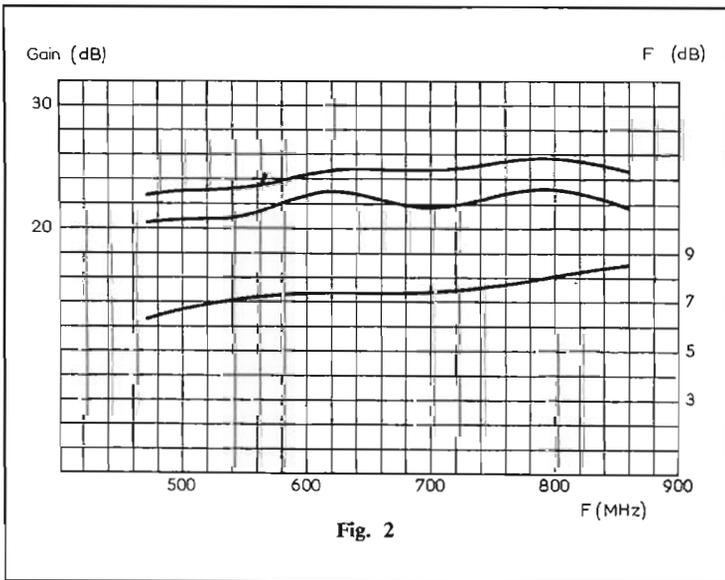
Un transistor silicium planar NPN BF181 en oscillateur convertisseur.

Trois diodes à capacité variable BB105B appariées en capacité suivant les normes habi-

tuelles, c'est-à-dire que les écarts de capacité des trois diodes ne dépassent pas $\pm 1,5\%$ entre 3 et 25 V de polarisation.

Les deux transistors BF180 et BF181 sont montés en base commune et polarisés à un courant collecteur de 2 mA. Pour le BF180 ce point est fixé par la CAG en absence de signal à l'antenne.

La tension d'alimentation du tuner est de 12 V avec le plus à la masse; on verra plus loin que l'on peut concevoir une alimentation différente, moyennant quelques modifications. Le tuner est réalisé sur un circuit imprimé, chaque cavité a une dimension de 15 x 15 x 35 mm. Les deux



lignes du filtre de bande UHF sont réalisées en fil de cuivre de 0,8 mm de diamètre et de 18 mm de longueur; la ligne d'accord de l'oscillateur est en fil de cuivre de 0,7 mm de diamètre et de même longueur. Les cloisons des cavités et du blindage sont en laiton argenté de 0,2 mm d'épaisseur.

Les boucles de réglage assurant la commande unique aux fréquences basses sont en fil de cuivre de 0,8 mm de diamètre et leurs dimensions permettent un déplacement assez important par rapport aux lignes, d'où une large marge d'ajustage.

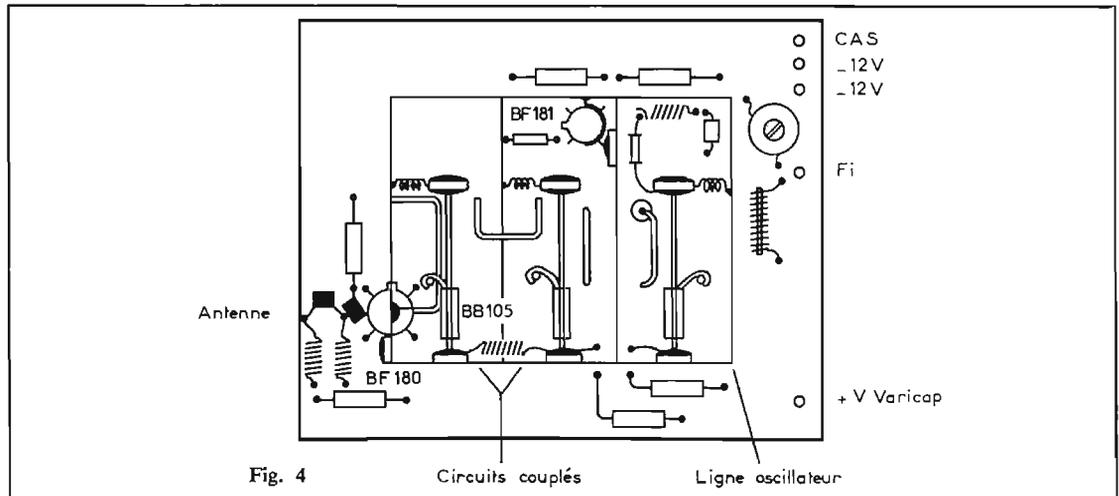
ANALYSE DU SCHEMA (Fig. n° 1)

L'adaptation du BF180 à l'antenne se fait par un circuit en π non accordable. La bande passante est large et permet dans toute la bande d'obtenir un bon compromis entre la meilleure adaptation en impédance et en facteur de bruit. Rappelons que l'impédance du câble d'antenne est de 75 Ω et que l'optimum de résistance équivalente de bruit pour le BF180 est voisin de 50 Ω dans la gamme UHF. Le taux d'onde stationnaire mesuré à l'entrée est compris entre 1,2 et 2,5 dans la gamme 470 à 860 MHz.

La stabilité de l'étage amplificateur est assurée par un condensateur de découplage de base de faible valeur, 22 pF, ce qui, antenne ouverte ou même branchée sur une impédance quelconque, ne provoque aucun accrochage.

Le filtre de bande UHF est constitué par deux lignes montées en demi-onde et accordées par deux BB105B. Le couplage entre les deux circuits est réalisé par une boucle magnétique déformable qui permet d'obtenir la bande passante nécessaire (6,5 MHz entre basses avec un creux de 2 dB maximum). L'adaptation du collecteur du BF180 au circuit primaire est obtenue par une prise à hauteur de l'extrémité de la BB105B. L'optimum d'adaptation est obtenu vers les fréquences élevées, le collecteur étant chargé par une impédance de 1 000 Ω environ.

L'étage oscillateur-convertisseur (BF181) est monté en base commune, la charge collecteur est assurée par la ligne et la troisième diode BB105B en UHF, en fréquence intermédiaire, par un circuit accordé au centre de bande à 36,2 MHz. La réaction assurant un niveau d'oscillation optimum tout le long de la gamme est faite par une voie capacitive et par une voie magnétique avec possibilité de réglage. On voit que la boucle de réaction est prolongée le long



du secondaire du filtre de bande UHF, l'attaque du mélangeur par la fréquence incidente se faisant par cette voie. Le pied de cette boucle qui attaque l'émetteur du BF181 est découplé par un condensateur dont la valeur n'excède pas 300 pF (sous peine de voir l'étage fonctionner en super réaction).

C'est, sans conteste, l'étage le plus délicat à mettre au point. Le niveau d'oscillation doit être réglé en bas de gamme légèrement au-dessus du décrochage, avec une garde de fréquence de l'ordre de 10 MHz; on règle ensuite la commande unique en haut de gamme, puis on vérifie le point à 470 MHz.

On trouve, figure n° 2, les performances obtenues par un tel tuner tant en gain qu'en facteur de bruit.

Le gain mesuré est un gain de puissance sur une impédance de 75 Ω , la sortie fréquence intermédiaire du tuner UHF étant reliée à l'étage mélangeur du sélecteur VHF du téléviseur fonctionnant en amplificateur à 36,2 MHz comme cela se fait habituellement.

On trouvera sur la figure n° 3 différentes possibilités d'alimentation des transistors suivant la polarité de la source d'alimentation + ou - 12 V à la masse et ceci dans le cas de lignes en demi-onde ou en quart d'onde.

Le BF180 a été représenté avec un pont de base assurant une polarisation fixe, ceci est le cas général; si le potentiel de base est donné par une tension de CAG extérieure il n'y a pas lieu de tenir compte de ce pont de résistances.

L'idéal dans le cas de transistor NPN silicium est d'avoir le + 12 V à la masse puisque le collecteur se referme directement par la ligne dans le cas d'un tuner quart d'onde ou par l'intermédiaire d'une petite self de choc dans le cas du demi-onde.

Le fait d'avoir une alimenta-

tion avec le - 12 V à la masse nécessite un condensateur et une self de choc supplémentaires. Il n'y a pas de problème particulier pour l'étage BF181. Il faut noter également que suivant la polarité mise à la masse, les diodes BB105B seront inversées ou non, de façon que la tension variable d'accord soit toujours appliquée en inverse.

Remarque concernant l'alimentation des diodes à capacité variable :

La tension appliquée à ces diodes doit être très stable dans le temps et avec les variations de température, afin d'éviter

toute dérive des circuits et de l'oscillateur. Le meilleur résultat est obtenu avec le circuit intégré TAA550, alimentation régulée à tension fixe, dont le transistor ballast permet d'obtenir une impédance différentielle de faible valeur. Les caractéristiques essentielles du TAA550 sont :

- courant nominal 5 mA;
- tension régulée de 31 à 35 V, en trois gammes repérées;
- résistance différentielle typique 12 Ω ;
- coefficient de température $5 \cdot 10^{-5} ^\circ\text{C}$.

Charles BANCE
Labo applic. Sescossem.

**Plus facile, plus rapide
le dépannage**

avec la
valise
« spolytec »
grand standing

pour le
DÉPANNAGE
ET L'ENTRETIEN
Radio-Télé
à domicile



1 - Casiers pour tubes, dont 12 gros module. - 2 - Porte cache-tubes amovible équipée d'une glace rétro et d'un chevalet et munie d'un porte-document au dos. - 3 - Sangle amovible de retenue de couvercle. - 4 - Boîtes en plastique transparent. - 5 et 6 - Compartiments pour outillages divers et pour trousse mini-bombes Contact-Service. - 7 - Par jeu de cloisons mobiles, emplacement pour tous les types de contrôleurs. - 8 - Logement pour tous types de fer à souder Engel et leurs panes

Présentation avion - Polypropylène injecté - Deux serrures. La « SPOLYTEC LUXE » comporte un couvercle intérieur rigide garni de mousse : calage des composants pendant transport ou ouverture inversée de la valise et servant de tapis de travail chez le client. Dim. : 550 x 400 x 175 mm. Prix : 265 F T.T.C (port : 12 F)

Nombreux autres modèles

EXCEPTIONNEL

NOUVEAUTÉ : Conditionnement de 10 boîtiers plastique pour composants électroniques. Dim. : 114 x 27 x 32 mm. Prix franco 20 F

250 GROSSISTES FRANCE ET BENELUX
Demandez notre nouvelle catalogue.

Spécialités Ch. PAUL - 22, rue Brûléfer, 93-MONTREUIL
Tél. : 287-45-67



L'ENCEINTE ETREL à 3 voies

PRESENTATION

NOUVELLE venue sur le marché « audiofréquence », la marque Etrell s'est surtout attachée à réaliser, pour des prix de vente très compétitifs, des fabrications tout à fait compatibles avec les exigences de la haute-fidélité. L'enceinte acoustique que nous allons décrire comporte trois haut-parleurs conçus spécialement pour Etrell par la firme bien connue Audax.

Deux diffuseurs de diamètre identique (17 cm) mais de technologie différente se partagent le registre des sons « graves » et du « médium ». Le troisième reproduit les sons « aigus » (tweeter).

Le montage parallèle, des deux premiers haut-parleurs ne nécessite pas de filtres séparateurs. On joue d'une part, sur la technologie de fabrication des haut-parleurs et, d'autre part, sur une séparation totale des volumes d'air enfermés dans le coffret pour le « boomer » et pour le « médium » : l'enceinte comporte, en effet, deux compartiments, bien isolés par le revêtement en laine de verre compressée. Ceci évite totalement les contraintes et les compressions de membranes, par l'intermédiaire du volume d'air déplacé, phénomène qui entraîne des sources de distorsion par intermodulation. Celles d'origine électrique sont par ailleurs réduites au niveau du traitement de la membrane (imprégnation des corrugations au néoprène) et de la longueur de la bobine mobile; le poids des cônes intervient aussi (voir plus loin). On peut donc ainsi mettre en parallèle les deux bobines

mobiles; le tweeter est, lui, séparé des deux autres par un condensateur destiné à couper les composantes basses et médium, dangereuses, par suite de leur puissance, pour la suspension du cône.

La puissance développée par le baffle peut atteindre 25 W en régime sinusoïdal et à 1 000 Hz.

L'esthétique sobre mais classique, aux dimensions conventionnelle (465 x 315 x 250mm, voir photographie A) est rehaussée par un bois teinte fort avenant et une grille masquant bien

les orifices des H.P., ce qui n'est pas toujours le fait des baffles bon marché. Nous verrons, lors du banc d'essai, que cela ne réagit pas sur le rendu des aigus qui s'avère franc et clair, le tissu, bien que relativement épais, se laissant traverser sans dommage ni atténuation par l'onde sonore.

Le raccordement électrique s'effectue par visserie, seul point noir, à notre point de vue, tant le risque de court-circuit d'un amplificateur devient grand avec des fils qui peuvent se déconnecter tôt ou tard et tout seuls !

BANC D'ESSAI DES HAUT-PARLEURS

Avant de monter une enceinte acoustique, on choisit le type de H.P. à employer; quand on peut, on effectue un banc d'essai sur chacun d'entre eux : c'est l'objet de notre étude, effectuée dans le cadre du laboratoire d'essai de la Sté Audax. Le haut-parleur à tester est placé sur un baffle-plan de dimensions précises, fournies par la figure 1. Le trou est un peu excentré afin d'éviter certains phénomènes dus aux bords du panneau. Un « court-circuit de face » peut être reproché à ce mode de montage mais il s'avère préférable à l'usage d'un coffret fermé ou du type « bass-reflex », ceux-ci apportant leur propre résonance aux fréquences basses ou leur propre « coloration » aux fréquences élevées. On assistera donc à une chute progressive du côté des fréquences basses dont la régularité, caractéristique, ne pourra être incriminée au diffuseur.

Le banc d'essai fait appel à un traceur de courbe de réponse A de type Bruel et Kjaer (Fig. 2).

Rappelons qu'il s'agit d'un générateur interférentiel dont le réglage de fréquence est couplé mécaniquement avec le moteur d'entraînement d'une table « traçante ». L'enregistreur à stylet encre donne donc le niveau du signal AF capté par le microphone à la fréquence exacte où le haut-parleur l'émet. Sans entrer trop dans le détail du fonctionnement d'un tel appareil, notons, qu'au préalable, trois précautions doivent être prises :

— Le réglage du zéro électrique du cadran doit coïncider

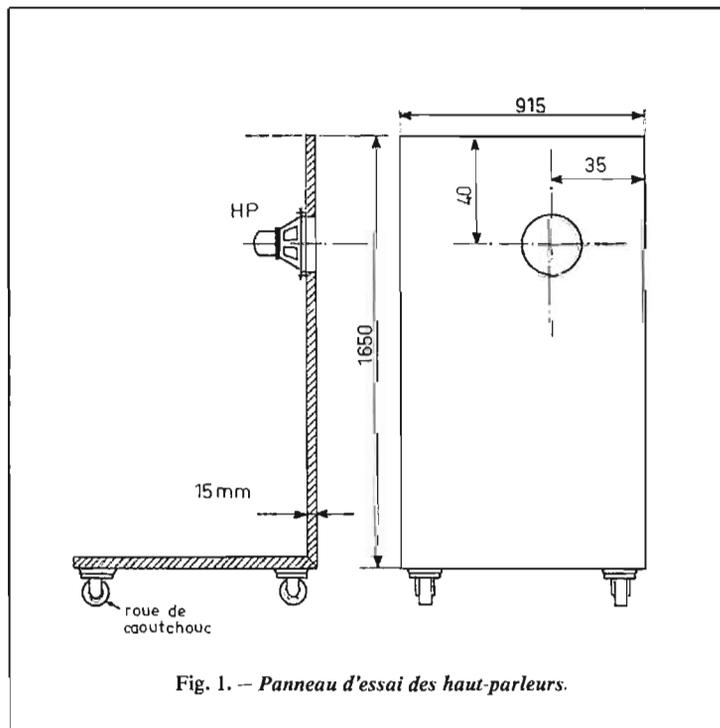


Fig. 1. — Panneau d'essai des haut-parleurs.

avec la fréquence zéro (identité des deux fréquences des oscillateurs réglés au moyen de la capacité ajustable C₁).

— Contrôle de la fréquence affichée par battement avec le 50 Hz du secteur.

— Réglage du niveau de sortie à la puissance choisie de 1 W à 1 000 Hz (ceci suppose U_s = 3,78 V puisque les bobines mobiles font 15 Ω de résistance interne).

Le microphone est d'un type particulièrement sérieux : sa propre réponse en fréquence doit rester constante entre 20 Hz et 30 ou 40 kHz.

On trouve cela dans la série des microphones à ruban, ou à condensateur ou encore, électrodynamique.

REPONSES DES HAUT-PARLEURS

a) Le boomer.

Le premier diffuseur essayé, est le « boomer », un modèle AGB1 de 17 cm à membrane à corps double de 40/100° d'épaisseur ; la bobine mobile fait 15 Ω, l'enroulement, plus lourd que la normale est monté sur un mandrin long afin de permettre les grands débattements du cône. Celui-ci se termine sur des corrugations traitées au néoprene et dont le nombre (5) assure une grande souplesse. Le profil du cône est sensiblement exponentiel.

Le résultat de la bande passante est donné figure 3 A. On notera la chute régulière dès 150 Hz et qui s'étend jusqu'à 25 Hz, avec une pente de 6 dB par octave (ou 10 dB par décade).

Cette chute est due au baffle-plan et on n'en tiendra pas compte. Dans le domaine du bas médium et du haut grave, le niveau relatif rendu par le H.P. atteint 32 dB (soit 106 dB par rapport au seuil d'audibilité évalué à 10⁻¹⁶ W/cm²) par rapport au « silence » de la salle d'écoute située dans un complexe industriel ce qui explique son niveau évalué à 74 dB/seuil.

La mesure se pratiquant dans l'axe à 30 cm on pourrait très approximativement calculer le rendement du haut-parleur dans cette bande de fréquence : à la mesure de 106 dB correspond une puissance de 4 × 10⁻⁶ W/cm²

L'énergie acoustique approche de (1) :
W_a = 4πD²P = 45 mW acous.

Avec un watt électrique, le rendement acoustique atteint 4,5 % ce qui est bon pour un haut-parleur de haute-fidélité et

(1) En supposant un rayonnement omnidirectionnel, ce qui est loin d'être le cas avec les essais sur baffle plan !

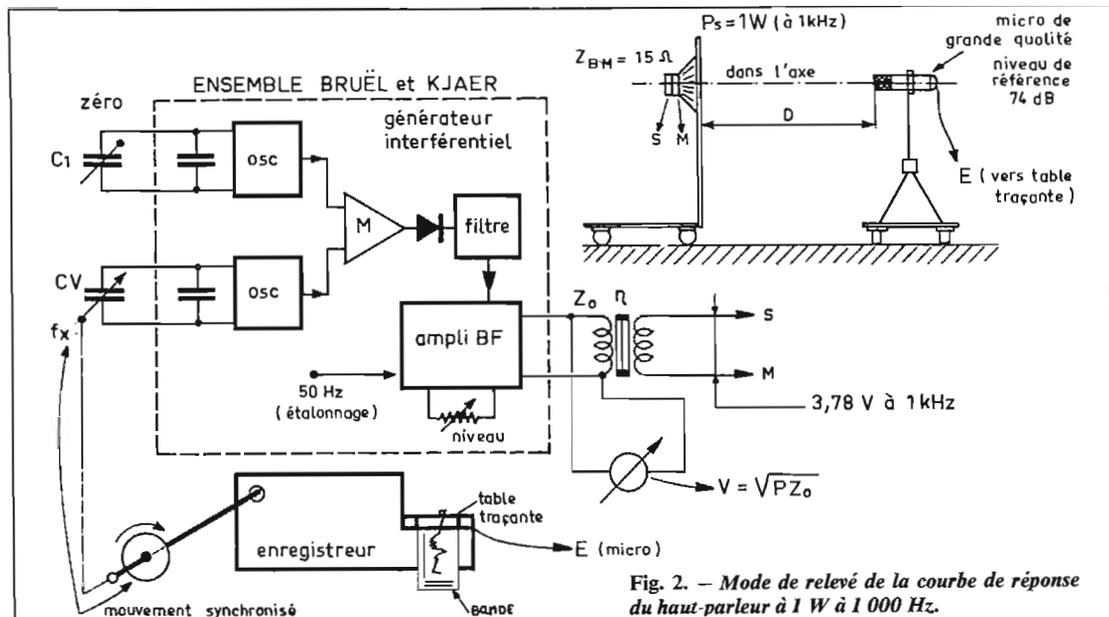


Fig. 2. — Mode de relevé de la courbe de réponse du haut-parleur à 1 W à 1 000 Hz.

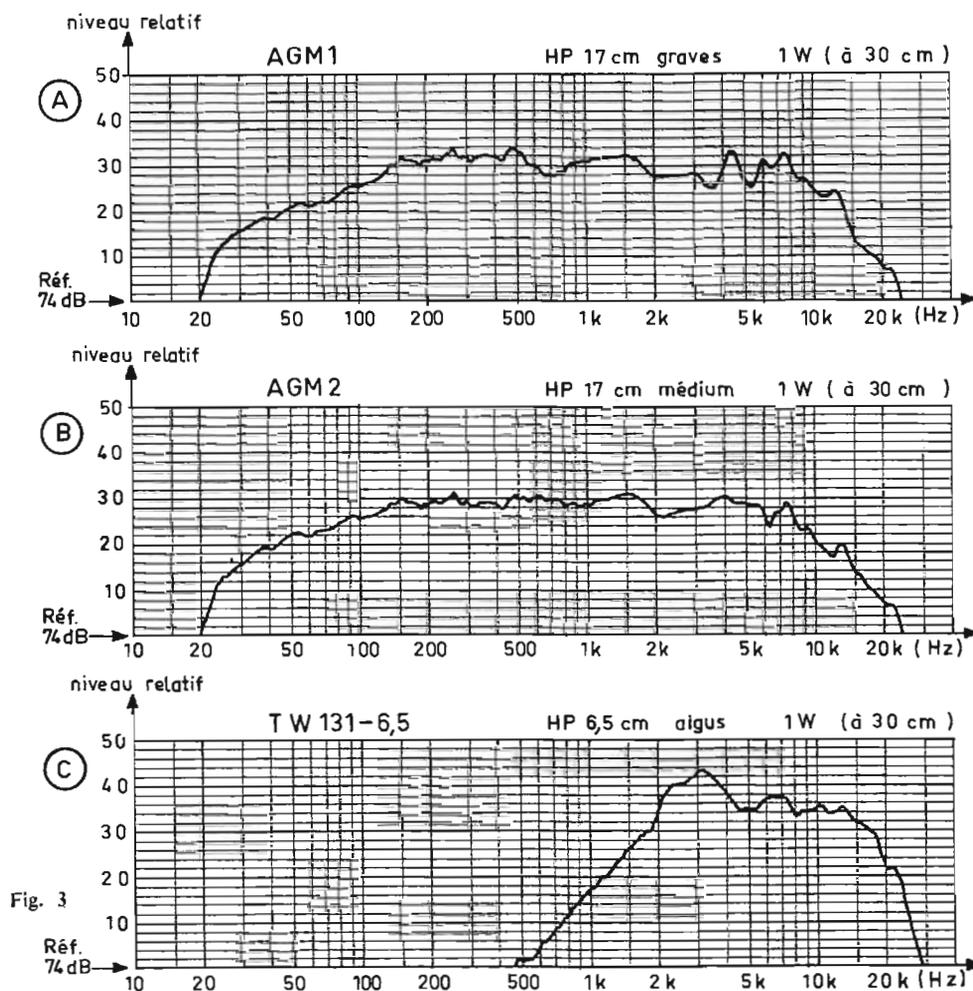


Fig. 3. — Courbes de réponse des haut-parleurs utilisés dans le baffle Etrell.

pour une seule face, le rayonnement arrière étant relativement atténué.

b) Le médium.

On pratique de même avec le haut-parleur de médium, type AGM2.

On trouve, figure 3 B, une réponse assez similaire, aux fréquences basses car nous

n'avons pas de filtre de séparation en TBF et les deux diffuseurs doivent se compléter sans trou. Il faut remarquer l'excellente réponse de 100 Hz à 5 kHz, la linéarité de ce haut-parleur est parfaite à ± 1,5 dB près. Ceci ne s'entend pas à l'oreille puisqu'il faut un écart de 3 dB, au moins, pour que l'oreille décèle une sensation de « trou ».

Le niveau capté avoisine 30 dB relatifs (soit 104 dB/seuil). Le rendement, calculé très approximativement au moyen de la formule du rayonnement isotropique, tombe à 2,5 %. Technologiquement, c'est normal : plus la bande d'un haut-parleur s'accroît, plus le rendement baisse, à qualité égale, bien entendu.

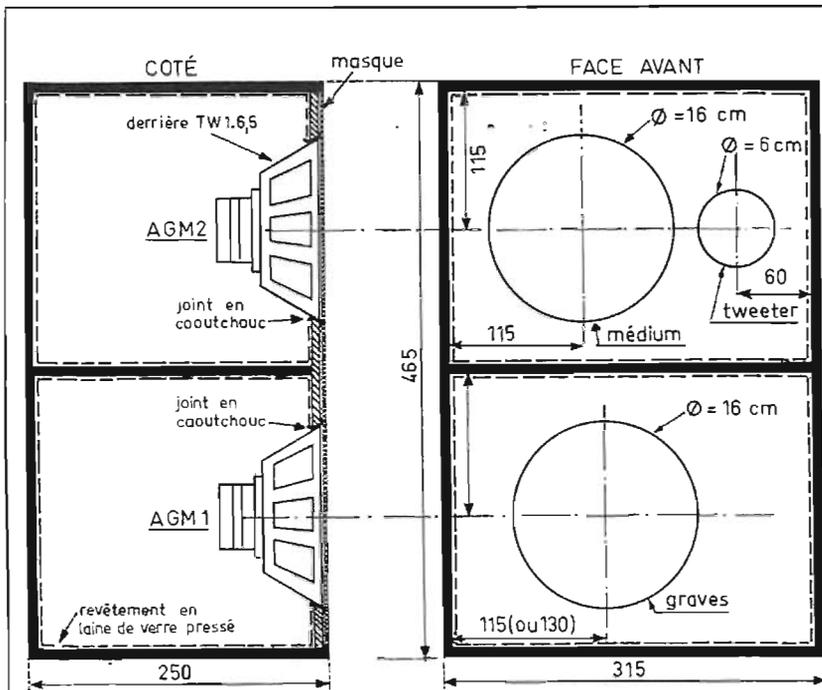


Fig. 4. — Dimensions (approximatives) du baffle Etreel. Les cotes ne sont données qu'à titre indicatif sans garantie des changements éventuels.

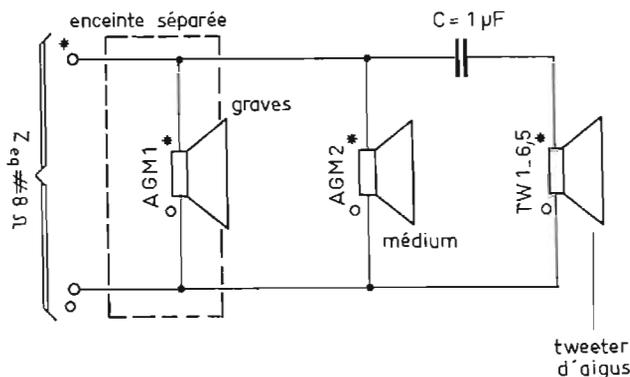


Fig. 5. — Montage des haut-parleurs dans le coffret.



Photo B

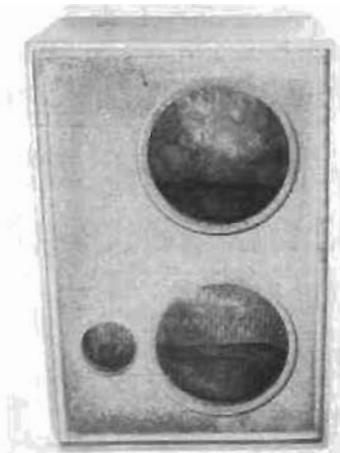


Photo C

c) Le tweeter.

Le tweeter Audax TWB1-6,5 est étonnant comme on pourra en juger figure 3 C : le spectre s'étend jusqu'à 20 kHz avec un niveau oscillant autour de 36 dB relatifs.

Dans les aigus, le rendement dépasse 10 % à 1 W électrique. Ceci s'explique avec les tweeters par la faible brassée d'air à faire vibrer et ce, dans une bande relativement réduite. Et puis, la référence de puissance s'effectue à une autre fréquence que 1 000 Hz, celle-ci étant sur le flanc de la courbe.

Une remarque s'impose, ici, à propos de la pente du flanc située entre 500 et 2 000 Hz : celle-ci atteint ou dépasse 12 dB par octave ; cela vient justifier l'origine de l'affaiblissement dû au « court-circuit de face » dans

le domaine TBF qui s'effectue à 6 dB par octave alors, qu'ici, on trouve le double : l'origine de la chute étant tout autre puisque dépendant ici de la raideur de la membrane.

LE COFFRET

Le coffret est fait en novopan découpé, rainuré et collé à chaud avec une séparation centrale (voir Fig. 4 et photographie B). Une seconde épaisseur de bois correctement plaquée contre la première à sa surface externe apprêtée en bois verni ou ciré.

Les dimensions sont données — approximativement — figure 4. La disposition du boomer a une certaine importance et l'on comprend le scrupule du constructeur à nous faire

connaître le « cm » près qui change tout !

Les orifices ont été « travaillés » de telle sorte que les haut-parleurs viennent affleurer la surface du panneau, la fixation se pratiquant par l'avant, avant la pose de la grille (voir photographie C). Un joint en caoutchouc parachève la fixation par agrafage en force.

L'intérieur est tapissé de laine de verre comprimée très fine ; aucune résonance du boîtier n'est à craindre : d'ailleurs, à l'essai en pleine puissance, le coffret ne vibre pas.

MONTAGE ET ESSAI DE L'ENCEINTE

Les haut-parleurs sont mis en parallèle comme l'indique la figure 5, avec une alimentation en phase puisqu'il n'y a pas de filtre séparateur dans le domaine des graves.

Les essais de bande passante ont été effectués à 80 cm du sol et à 50 cm de distance. Cette précision s'avère nécessaire car, selon l'emplacement, nous avons constaté certaines anomalies de bande imputable au « milieu » environnant. Ce choix nous a paru le moins mauvais.

Il faut, en effet, ouvrir une parenthèse à propos de la mesure sur enceinte acoustique équipée de plusieurs haut-parleurs : la prise de son par microphone n'embrasse qu'un très faible volume de l'espace : or, les combinaisons des sons émis par trois sources différentes s'avèrent très complexes au voisinage de la

face avant. Pour bien faire, il faudrait se trouver à l'air libre, dans un silence parfait (une clairière, pas de vent, loin des villes, selon Briggs...) de telle sorte qu'on puisse se placer assez loin de l'enceinte. Il est évident qu'on ne peut pas faire cela dans un laboratoire et la mesure en souffre. Par contre, l'auditeur, qui écoute dans son salon, peut se déplacer où bon lui semble et son oreille intègre tous les niveaux sans gêne aucune.

Moyennant les remarques formulées à propos des mesures sur enceintes à multidiffuseurs, nous avons trouvé, figure 6, des résultats très valables dans l'ensemble.

Dans l'axe, la bande s'étend de 50 Hz à 20 000 Hz, avec ± 6 dB de variations maximales (± 6 dB s'entend un peu...).

Nous constatons une légère absorption sur 40 Hz, due, sans doute, au joint de caoutchouc qui entoure le saladier afin d'assurer une fixation étanche sur l'enceinte, système rendu nécessaire par suite de la pose par l'avant des haut-parleurs.

Une fixation par l'intérieur au moyen de vis à bois supprimerait sans doute le défaut mais cela se ferait au détriment de la qualité des médium : un effet de « tuyau » acoustique apparaîtrait et le remède serait peut-être pire que le mal. De plus, la fixation par agrafage ne serait plus possible à plat et le prix de fabrication monterait (il ne faut jamais oublier le prix de vente d'un équipement acoustique quand on le juge).

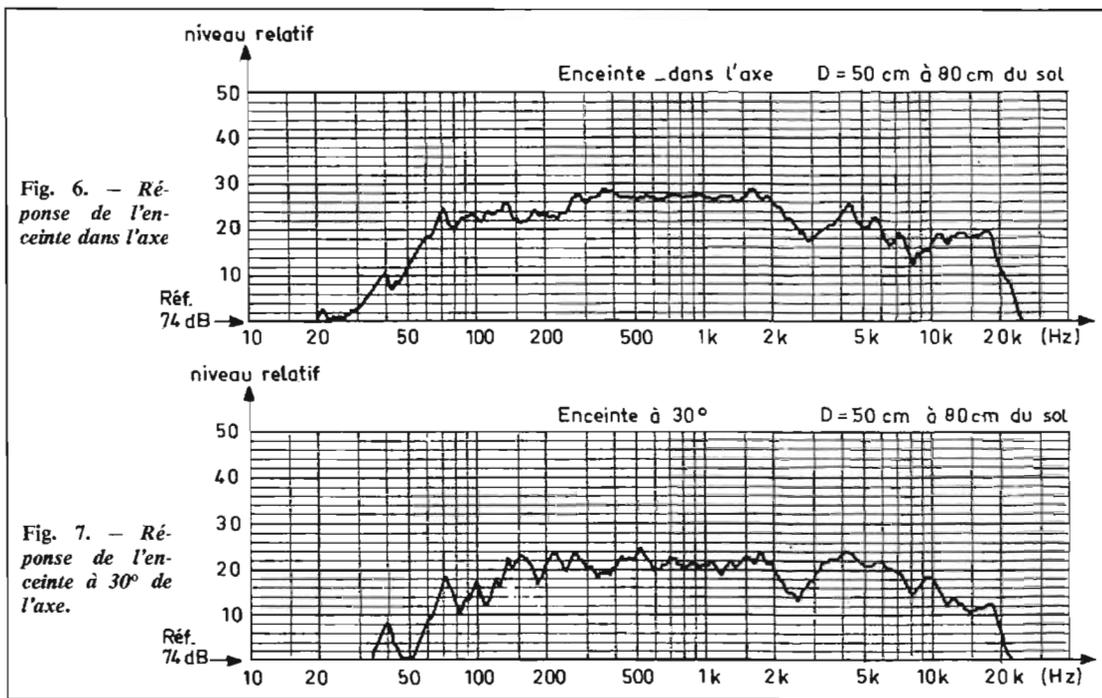


Fig. 6. — Réponse de l'enceinte dans l'axe

Fig. 7. — Réponse de l'enceinte à 30° de l'axe.

La figure 6 montre un rendement des médiums remarquable. Le palier de 70 à 250 Hz est abaissé de 4 dB par rapport à la bande de 300 à 2 000 Hz mais cela est dû à la disposition du microphone d'essai, lequel visait

un peu trop le haut-parleur de médiums. Nous voyons, dans le cas de la prise de son à 30°, de l'axe (Fig. 7) que tous les niveaux s'alignent à peu près bien.

Nous émettrons toutefois une

petite critique à propos du trou situé à 2 800 Hz : il s'explique par la difficulté de raccorder correctement un haut-parleur d'aigus par un simple condensateur; nous pensons qu'il serait souhaitable d'augmenter la

valeur de ce condensateur (2,2 μ F conviendraient mieux). Le constructeur craint peut-être de créer des aigus trop agressifs, vu l'excellent rendement du tweeter (voir Fig. 3 C). Cette suggestion en forme de critique mérite à la fois attention et réserve.

IMPRESSION D'ECOUTE

Disons tout de suite que l'impression est bonne, compte tenu de la catégorie du matériel testé.

Le médium est clair et remarquable de pureté.

Les basses sont feutrées : aucun son de tonneau n'apparaît. Les aigus sont fins et discrets mais bien là, sans phénomène d'intermodulation apparent.

Enfin, le rendement acoustique est bon : + 102 dB/seuil pour 1 W à 1 kHz et 50 cm de distance. Ceci conduit exactement à 5% de rendement acoustique pour une seule face d'enceinte, ce qui est dans les normes actuelles.

Roger Ch. HOUZE,
professeur à l'E.C.E.

Photos : Studio Cachou.

si d'excellentes cellules magnétiques ont besoin d'une publicité intensive, nous nous demandons pourquoi les Goldring mènent la danse, sans fracas, aux meilleurs prix, depuis 1954...

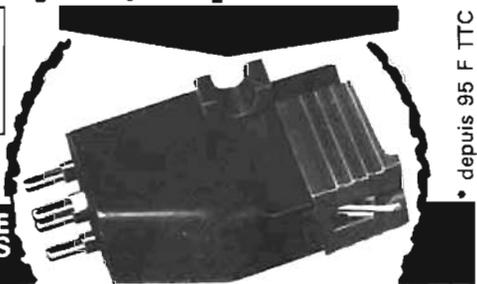
- * Probablement grâce à leur principe unique "Free-Field"
- * Peut-être à cause de leur "Transduction Intégrale"

En tous cas leurs qualités technique et musicale, leur robustesse notamment les ont fait adopter par les plus prestigieux Constructeurs dont :
ARENA - EMI - GARRARD - GOODMAN - FERGUSON - LEAK - Lenco - SCHNEIDER - SERVO-SOUND, etc...

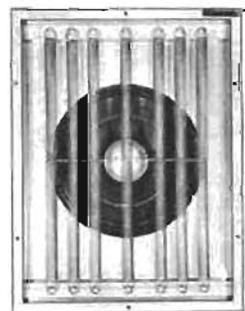
une large gamme de 5 modèles à des prix "magnétiques" * chez votre spécialiste HI-FI, ou :

Goldring-France MATHE ÉLECTRONIQUE
72, rue Rodier - 75-PARIS
Tél. : 526-96-45

Notice technique sur demande, ainsi que sur la table de lecture « Ligne basse » G 101/P.



* depuis 95 F TTC



RA24

LA RÉVERBÉRATION ARTIFICIELLE : INDISPENSABLE COMPLÉMENT DE LA VÉRITABLE HAUTE FIDÉLITÉ

Que votre chaîne Hi-Fi soit mono, stéréo ou quadri, elle ne peut être vraiment parfaite que si elle est équipée de **HAUT-PARLEURS RÉVERBÉRANTS**, les seuls capables de restituer sans coloration, l'ambiance, le relief et la sonorité grandiose d'une vraie salle de concert.

Modèle spécial pour voiture - Modèles Hi-Fi toutes puissances.

REHDEKO vous propose également ses extraordinaires enceintes acoustiques normales, dont les haut-parleurs traités spécialement atteignent un **rendement 2 à 4 fois plus élevé** que tout autre haut-parleur vendu sur le marché actuel, et ceci, avec une brillance exceptionnelle et une restitution sans défaut du spectre musical.

Toutes nos enceintes, réverbérantes et normales, sont de véritables petits meubles en chêne massif de style rustique. Ebénisterie de luxe (modèle exclusif).

DÉSORMAIS, N'ACHETEZ PLUS N'IMPORTE QUOI, CONSULTEZ D'ABORD REHDEKO.

BON GRATUIT A DÉCOUPER donnant droit à une documentation complète

NOM _____ PRÉNOM _____

N° _____ RUE _____

CODE POST. _____ VILLE _____

— VENTE DIRECTE —

— BREVETS TOUS PAYS —



REHDEKO

9, RUE DE LA MAIRIE - 25550-BAVANS - TÉL. : 16* (81) 92-36-15

ÉTUDE DE L'OSCILLOSCOPE MABEL ME114



LE laboratoire d'un professionnel ou d'un amateur électronique ne saurait se concevoir à l'heure actuelle sans oscilloscope. Il fut un temps où le simple contrôleur universel régnait sur la table de travail du technicien mais l'électronique moderne ne peut se contenter de mesures qualitatives ou quantitatives approximatives au moment où les montages comportent de plus en plus de circuits intégrés, de transistors à effet de champ, de thyristors. La mesure crête à crête, d'une tension, la fréquence d'un signal, peuvent contrarier le fonctionnement d'un circuit si l'on n'a pas les possibilités d'assurer ces mesures et c'est à cet instant que doit intervenir l'oscilloscope.

En télévision, en BF, l'oscilloscope a une place particulièrement prépondérante. Nous savons par expérience que le fait de construire soi-même ses éléments de chaîne Hi-Fi constitue un travail passionnant. Cependant une fois l'assemblage assuré, l'amateur aimerait bien vérifier la bande passante, la stabilité, l'efficacité des corrections. Rien n'est plus facile si l'on dispose d'un oscilloscope de qualité visualisant la forme des signaux à examiner.

Nous verrons que l'oscilloscope Mabel ME114 peut parfaitement être cet instrument indispensable de tout technicien moderne.

PRESENTATION EXTERIEURE

L'oscilloscope ME114 se présente comme un ensemble incorporé dans un coffret métallique gris foncé. Sur la façade de couleur claire sont groupées toutes les commandes. Le réticule disposé sur l'écran du tube cathodique comporte des divisions espacées de 5 mm, facilitant les mesures d'amplitude et de temps, donc de fréquence. Un voyant néon rouge indique que l'appareil est sous tension. De gauche à droite de la façade avant, se trouvent les commandes suivantes :

- Commande de luminosité avec en début de course l'interrupteur de mise sous tension.
- Commande de concentration de la trace.
- Le cadrage vertical.
- Le cadrage horizontal.
- L'atténuateur de l'entrée verticale.
- L'expansion horizontale.
- Le sélecteur de la vitesse de balayage.
- Le calage de la stabilité de la trace.
- Le dosage de la synchronisation.

A la poulie inférieure de la façade avant sous les commandes désignées ci-dessous nous avons :

- L'entrée horizontale.
- L'entrée verticale.

- L'inverseur de polarité de synchronisation.
- Le commutateur éliminant la composante continue à l'entrée verticale.
- La borne de synchronisation extérieure.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Tube cathodique : Rectangulaire 5 x 7, avec un blindage mumétal.

Type de tube cathodique : D7-200.

Déviation verticale :
- Bande passante du continu à 8 MHz à - 3 dB.
- Temps de montée : 50 ns.
- Amplitude étalonnée : 5 mV à 20 V.

Contacteur d'entrée : Continu ou alternatif.

Impédance d'entrée verticale : 1 M Ω / 20 pF (une position multipliée par 10 porte cette impédance à 10 M Ω / 12 pF).

Commande de cadrage vertical.

Déviations horizontales à vitesses étalonnées :
- 1 - 5 - 20 μ s
- 0,1 - 0,5 - 2 - 10 - 50 ms.
- 0,2 - 1 - 5 s.

Synchronisation du type déclenché permettant un verrouillage très efficace de la base de temps sur toutes les gammes.

Déclenchement et synchronisation : intérieure ou extérieure.

Polarité : positive ou négative.

Effacement du retour.

Amplificateur horizontal : Bande passante : 1,6 MHz.

Entrée horizontale : permettant la mesure des fréquences par la méthode de Lissajoux.

Alimentation : 110-220 V. Primaire 2 x 12 V pour fonctionner à l'aide d'un convertisseur.

Consommation : 20 VA.

Encombrement : 290 x 195 x 125.

Poids : 4,7 kg.

Accessoires disponibles, livrés en supplément :

- Convertisseur 12 Vcc à 12 VA, pour alimentation batterie voiture.

- Commutateur électronique automatique à transistors à effet de champ.

- Cordon blindé avec fiches bananes surmoulées.

- Sonde réductrice compensée de rapport 10/1 - 20 dB.

- Sonde réductrice compensée de rapport 20/1 - 26 dB.

- Sonde réductrice de rapport 100/1 (40 dB) 5 000 V crête.

- Sonde détectrice radio (modulation BF - 150 V crête).

- Sonde détectrice télévision (modulation Vidéo 5 V crête).

- Sonde détectrice UHF (modulation Vidéo 5 V crête).

- Accessoire, vérification dynamique en résonance pour bobinage. Base de temps T.V.

L'oscilloscope Mabel ME114 est constitué de plaquettes imprimées montées sur des connecteurs, le tout assujettis à une plaque imprimée servant de support et de liaison entre les divers éléments. Les cartes enfichables sont :

- L'amplificateur vertical.
- L'amplificateur horizontal
- La base de temps.

Cette disposition permet un contrôle rapide de chaque circuit et facilite le montage en kit. L'étude qui suit permet d'analyser chaque partie du ME114 Mabel.

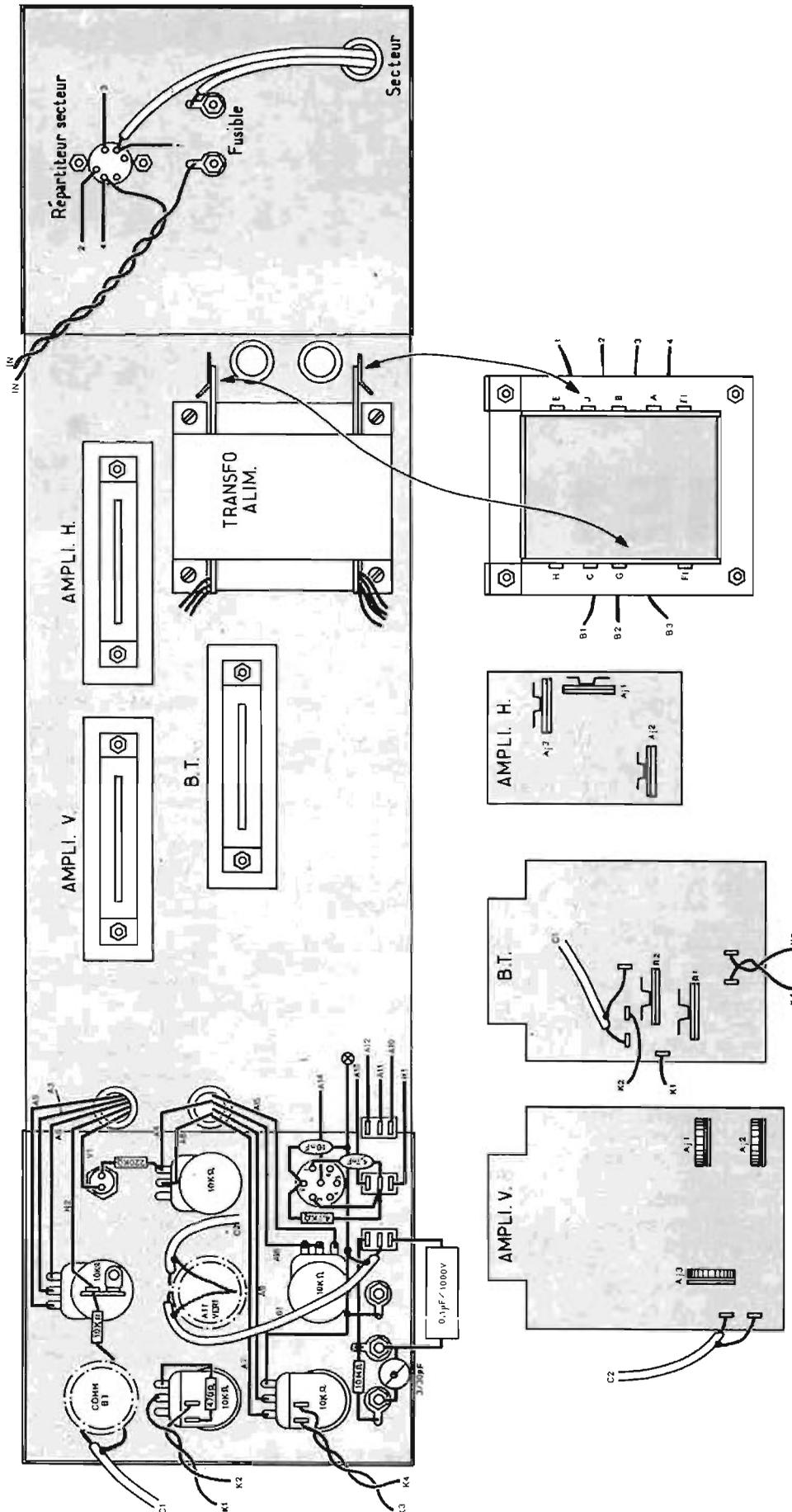
1. - L'amplificateur vertical (Fig. 1)

L'amplificateur vertical (Q_{18} à Q_{23} et le circuit intégré C.I.) est calculé et réalisé pour présenter un facteur d'amplification constant, avec une bande passante de l'ordre de 8 MHz à - 3 dB et tel qu'il fournisse aux plaques de déviation du tube cathodique la tension de déflection nécessaire. Sur la position 5 mV de l'atténuateur d'entrée, celui-ci n'entre pas en service mais lorsque les signaux à observer dépassent les 5 mV il faut ramener ces signaux à la valeur exigée par un atténuateur compensé en fréquence.

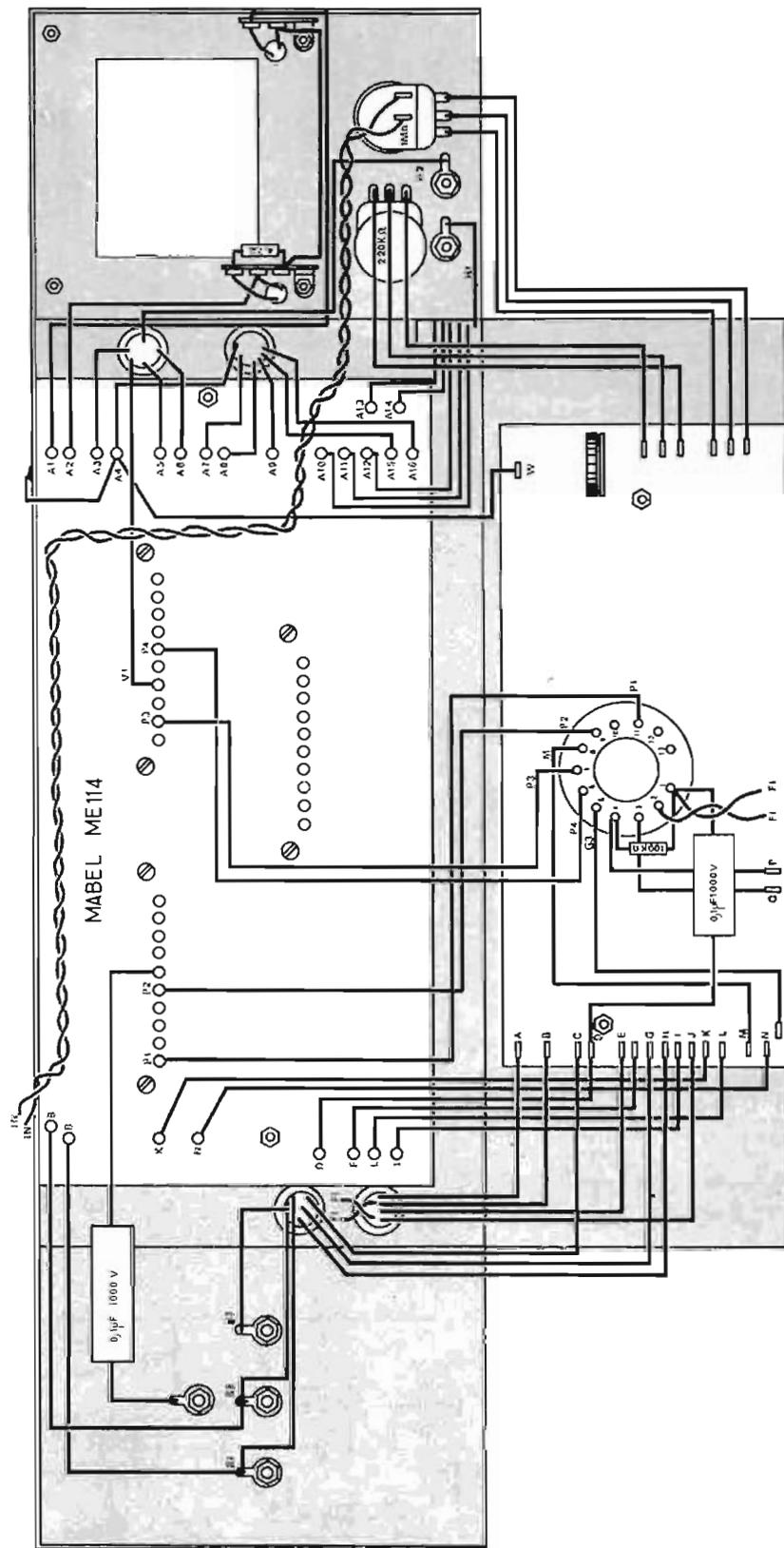
L'atténuateur de l'oscilloscope ME114, câblé directement sur ces contacteurs rotatif à 12 positions (5 mV à 20 V) et à 2 galettes est constitué d'un certain nombre d'éléments RC permettant d'obtenir des rapports d'atténuations fixes, l'atténuation étant d'autant plus forte que les tensions crête à crête sont d'amplitude plus élevée. Des condensateurs ajustables permettent de rendre l'atténuation indépendante de la fréquence. La figure 1 donne le schéma type de l'atténuateur dans lequel doit être respectée la condition suivante : $R_1, C_1 = R_2, C_2$, V_E et V_S représentant les tensions avant et après l'atténuation.

Le commutateur ∞ et $=$ permet d'isoler la composante continue, en interposant un condensateur de $0,1 \mu F$. Deux diodes de protection montées tête-bêche évitent la surcharge et la destruction du transistor FET Q_{18} d'entrée par limitation de la tension d'entrée à la valeur de la tension de conduction des diodes soit 0.6 à 0.7 V.

Les transistors FET placés à l'entrée Q_{18}, Q_{19} sont montés en circuit différentiel symétrique pour assurer le déphasage et permettre l'attaque correcte du circuit intégré C.I. Ces 2 FET



Plan de câblage des modules.



Plan de câblage des modules.

ne servent pas d'amplificateurs ayant des gains (montage en drain commun) de l'ordre de 1, mais ont un rôle essentiel d'adaptation d'impédance. La commande de cadrage vertical se fait par un potentiomètre de $10\text{ k}\Omega$ placé entre $+6,2\text{ V}$ et $-6,2\text{ V}$. Une variation de potentiel entraîne le déplacement de la trace lumineuse.

Le circuit intégré C.I. est étudié pour servir d'amplificateur HF différentiel avec des caractéristiques de circuit vidéo-fréquence puisque sa bande passante typique s'étend à 40 MHz .

L'examen de la constitution du C.I. montre une suite d'amplificateurs opérationnels différentiels placés en série. Avec le montage de Q_{18} , Q_{19} en drain commun et présentant les avantages suivants :

- Forte impédance d'entrée.
- Faible impédance de sortie.

- Linéarité excellente.
- Admissibilité très élevée en dynamique, nous constatons que, en liaison avec le CI, le schéma proposé remplace avantageusement les tubes. La sortie du circuit intégré attaque les bases des 2 transistors de liaison Q_{20} et Q_{21} et les collecteurs de ces transistors sont reliés aux transistors de sortie Q_{22} et Q_{23} . La résistance de $5,6\text{ k}\Omega$, constitue un bon compromis entre le gain et la largeur de bande. Les transistors de sortie sont alimentés sous $+145\text{ V}$ afin de fournir aux plaques des signaux exempts d'écrêtage.

Au lieu d'effectuer une liaison directe entre les collecteurs de Q_{22} et Q_{23} , le constructeur a prévu un étage intermédiaire Q_{24} , Q_{25} monté en collecteur commun et réduisant fortement les effets néfastes des capacités parasites.

Grâce à ces précautions, la bande passante s'étend du continu à 8 MHz (à -3 dB), ceci avec un temps de montée de 40 ns .

L'amplificateur vertical est alimenté sous les tensions suivantes :

- $+15\text{ V}$ et -22 V pour le C.I. et les 2 FET.
- $+145\text{ V}$ pour les étages de sortie Q_{22} , Q_{23} .

(Le $+15\text{ V}$ et le -22 V sont réduits à $+6,2\text{ V}$ et $-6,2\text{ V}$ par 2 diodes Zener.)

Des découplages HF et BF sont assurés par des condensateurs de 1 nf et $200\text{ }\mu\text{F}$.

2. - L'amplificateur horizontal (Fig. 2)

L'emploi d'une base de temps déclenché nécessite un amplificateur horizontal passant le continu de façon à maintenir le spot à gauche de l'écran du

signaux positifs ou négatifs, un étage inverseur de polarité est absolument nécessaire. Les transistors Q_{12} et Q_{13} sont montés de façon symétrique avec une résistance commune de $100\ \Omega$ et des résistances de charge de collecteur de $4,7\ \text{k}\Omega$. L'injection des signaux de synchronisation est faite sur la base du transistor Q_{13} . La base de Q_{12} est portée à une tension continue variable, réglable par un potentiomètre de $10\ \text{k}\Omega$ dosant le niveau de synchronisation. Le rôle de ce potentiomètre est de doser le gain de l'amplificateur différentiel Q_{12} - Q_{13} et de déplacer par voie de conséquence le point de déclenchement de la bascule de Schmitt faisant suite.

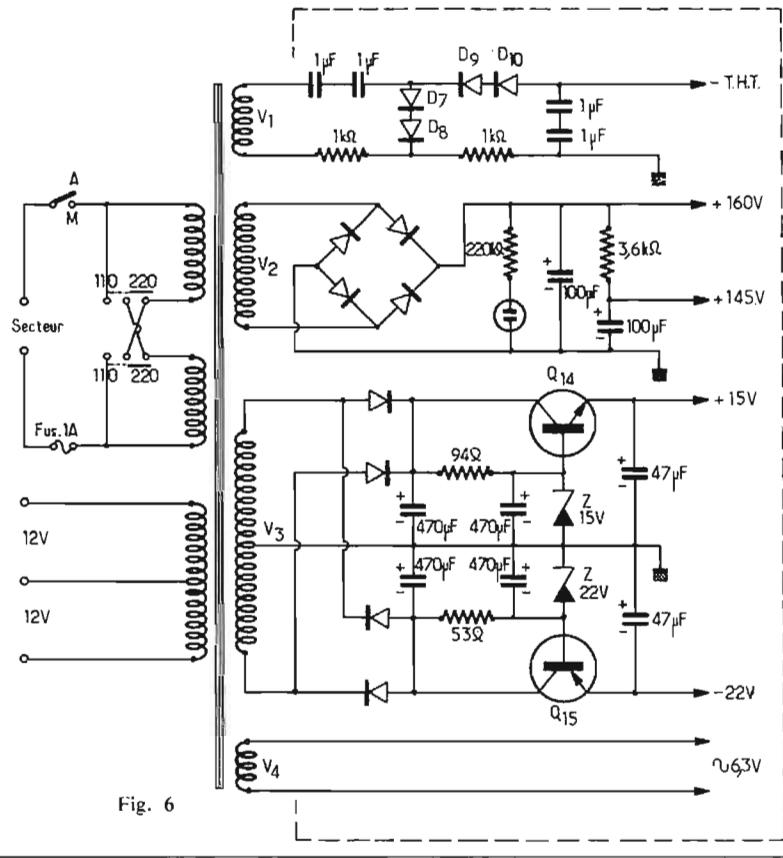
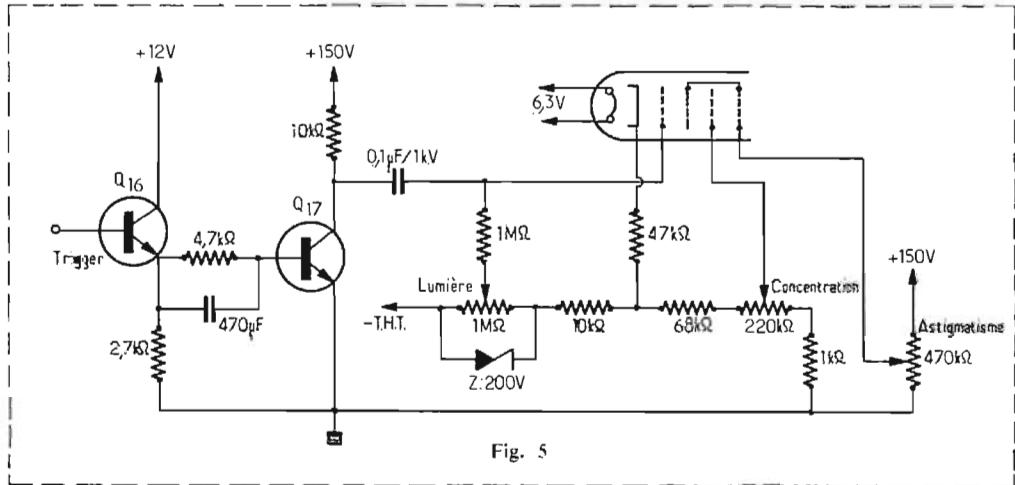
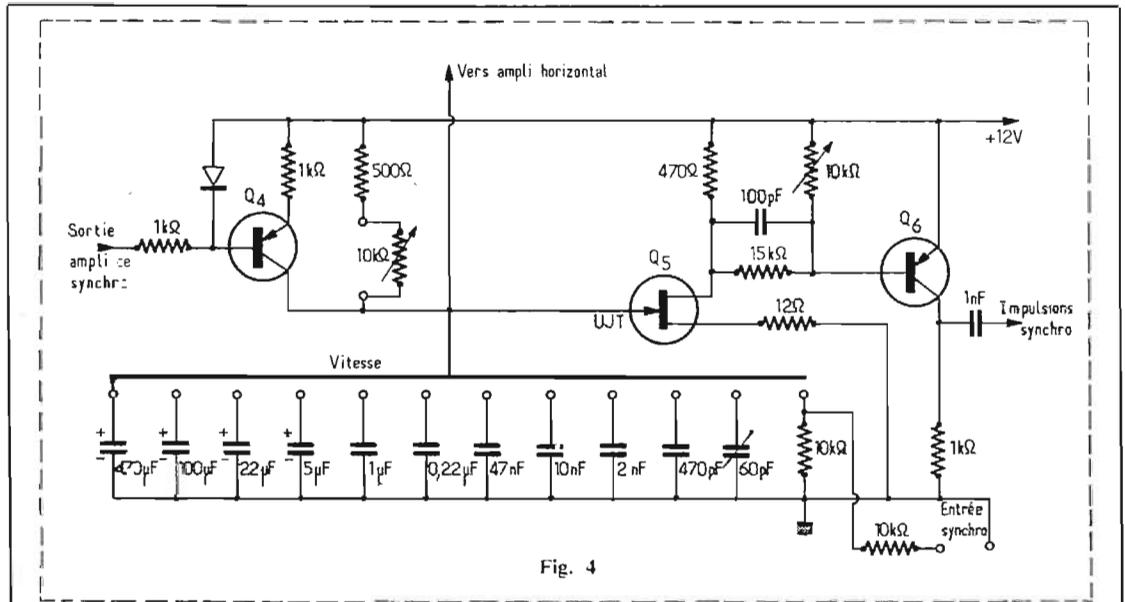
Constitué des 2 transistors Q_{10} et Q_{11} , le trigger est utilisé pour mettre en forme les signaux destinés à enclencher les circuits de balayage de la base de temps. Ce trigger présente la particularité de fournir des tensions de forme rectangulaire quelle que soit la forme du signal appliqué à l'entrée : seule l'amplitude de ce dernier doit être supérieure à un seuil déterminé.

A la sortie du transistor Q_{10} , un circuit différenciateur constitué d'un condensateur de $100\ \text{pF}$ et d'une résistance de $4,7\ \text{k}\Omega$ transforme les signaux rectangulaires en impulsions à double polarité idéale pour le déclenchement du générateur de balayage. L'alternance négative du signal est éliminée par les diodes D_1 et D_3 .

Disposant d'impulsions positives, il est alors possible d'actionner la bascule bistable d'Eccles-Jordan. Le basculement en fin de cycle est obtenu par l'impulsion en provenance de Q_6 et transmise à la base de Q_8 par un condensateur de $1\ \text{nF}$.

A la mise sous tension, il faut supposer par exemple que Q_8 soit conducteur et Q_9 bloqué. Les diodes forment un circuit de verrouillage qui rend Q_9 une fois bloqué par une impulsion de déclenchement insensible à d'autres impulsions positives ou négatives.

Le balayage alors déclenché ne sera donc pas perturbé. Le transistor Q_7 est un amplificateur inverseur du top de déclenchement. Le générateur de balayage (Fig. 4) se compose d'un transistor unijonction UJT Q_5 et du transistor Q_4 servant à la charge linéaire du condensateur d'intégration choisi par le sélecteur des vitesses de balayage. Ce schéma assure une charge à courant constant, donc une dent de scie très linéaire. La diode dans la base de Q_4 limite par sécurité la tension inverse base-émetteur.



NOUVEAU !

Réalisez vos **CIRCUITS IMPRIMÉS** en quelques instants et à peu de frais avec :

SELF CIRCUITS

Un **MINI-LABORATOIRE** complet, comprenant :

- Une malette plastique
- Les produits de gravure et de strippage sous forme de cristaux
- Tout le matériel nécessaire à la réalisation
- 0,4 m² de XXXP cuivré 1 et 2 faces



PRIX: 125,00F ttc

Cadeau promotionnel:

Un calibre de perçage au pas de 2,54 pour implantation de circuits intégrés, transistors, relais, etc...



BON DE COMMANDE

Veuillez m'expédier un coffret SELF-CIRCUITS

NOM _____

ADRESSE _____

Je joins 125F + 8F de frais

par chèque bancaire

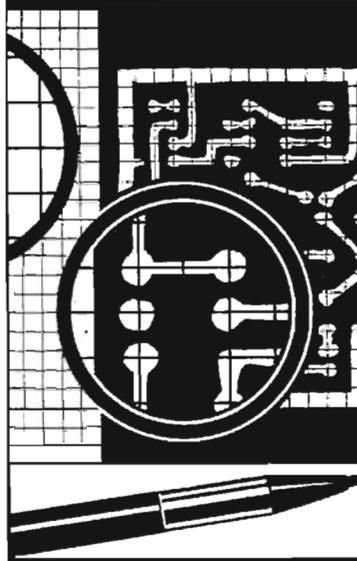
par mandat

AFACEL S.A. - 37. Route de Versailles - 91160 CHAMPLAN

hp

AMBITRAK

Système de précision pour la réalisation de circuits imprimés



pour ingénieurs, techniciens, bureaux d'études, enseignement, étudiants, amateurs

PRECISION - Matrice au pas de 2,54 mm, gravée sur le circuit, permettant une implantation précise des composants.

RAPIDITE - Dessin du circuit exécuté directement sur la plaque cuivrée. Pas de cliché.

SOUPLESE D'EMPLOI - Travail effectué en plein jour, sans laboratoire ni machine - Contrôle aisé du tracé.

QUALITE - Type BF et HF.

Documentation et ventes directes

SIEBER-SCIENTIFIC S.A.
103 RUE DU MARECHAL OUDINOT
54000 NANCY

AGENTS

PARIS
ITECH - 57 RUE CONDORCET - 75009
TOULON
DIMEL - AV. CLAUDE-FARRERE - 83100
GRENOBLE
ALPELEC - 16 R. CLAUDE-KOGAN - 38100

4. - Extinction de la trace de retour (Fig. 5)

L'impulsion négative appliquée sur la base du transistor Q_{16} redevient positive sur le collecteur Q_{17} après amplification par ce dernier. Une mise en forme de l'impulsion est assurée par des éléments RC (4,7 k Ω 470 pF). Puisé sur le collecteur, le top positif est appliqué au wehnelt par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μ F. Etant de polarité positive et ne durant que pendant l'aller du balayage, il est facile de concevoir que l'impulsion ne puisse que provoquer le débit du tube pendant cette période. Pendant le retour, le tube est bloqué.

5. - L'alimentation

Un transformateur d'alimentation à primaire série parallèle 220 V, 110 V comporte divers secondaires.

- 6,3 V pour le chauffage du tube cathodique (enroulement V_4).

- L'enroulement V_1 pour la production de la THT.

- L'enroulement V_2 pour l'alimentation + HT des amplificateurs X et Y.

- L'enroulement V_3 pour la basse tension (- 22 V et + 15 V).

Le secondaire V_3 alimente un redresseur en fait constitué de 4 diodes silicium. Etant donné que ce secondaire comporte un point milieu des tensions négatives et positives sont créées par rapport à la masse. Ces tensions sont filtrées et régulées électroniquement par Q_{14} - Q_{15} et les 2 diodes Zener associées.

LA CONSTRUCTION

Le lecteur intéressé peut se procurer cet appareil en kit ou tout monté, de plus les modules peuvent être vendus séparément. Nous déconseillons aux lecteurs de réaliser cet appareil à partir de composants de différentes origines, les résultats n'étant pas dans ce cas assurés.

H. LOUBAYÈRE

OSCILLOSCOPE ME114 SPÉCIAL POUR LA TÉLÉVISION

- Tout transistors circuit intégré
- Avec synchro TV ligne et image
- BP : 8 MHz. Sensibilité 5 mV division
- Atténuateur étalonné
- BT déclenchée de 5 secondes à 1 micro-seconde
- Tube rectangulaire 5 x 7
- Poids 5 kg.



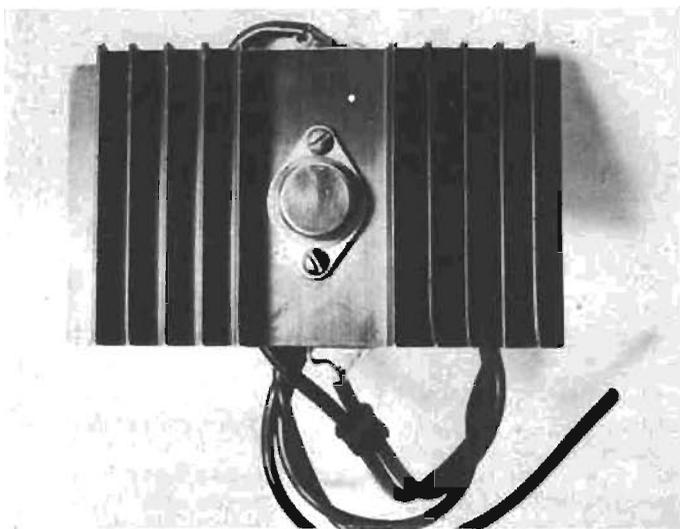
PRIX EN KIT... T.T.C. 1 658,00

Dimel
ÉLECTRONIQUE

35, rue d'Alsace
75010 PARIS

**POUR VOS ACHATS
RECOMMANDEZ-VOUS DU
HAUT-PARLEUR
VOUS N'EN SEREZ QUE
MIEUX SERVIS**

variateur de vitesse pour essuie-glaces



NOUS avons publié dans nos colonnes plusieurs montages de temporisateurs pour essuie-glace, permettant le nettoyage du pare-brise lorsque la pluie est légère, par un balayage aller-retour déclenché à une cadence ajustable.

Le montage étudié aujourd'hui permet d'obtenir les mêmes résultats, mais son principe est différent, il agit par le contrôle de la vitesse de balayage, qui, de la vitesse maximale descend à celle pour laquelle le couple du moteur est juste suffisant pour actionner les balais.

Ce montage a été réalisé à une vingtaine d'exemplaires, et il peut être adapté à d'autres utilisations, avec des tensions et des puissances inférieures ou supérieures.

Le circuit présenté permet la variation de vitesse d'un moteur absorbant 3 A sous 12 V. Une version plus puissante de cet appareil a été installée sur les véhicules Alpine 3 litres des 24 Heures du Mans en 1969, pour contrôler le moteur d'essuie-glace consommant 10 A.

SCHEMA (voir Fig. 1)

Les circuits sont à peu de chose près, ceux que l'on rencontre sur une alimentation régulée et d'une simplicité qui permet leur réalisation même par un amateur non averti.

Le transistor T_1 est utilisé comme résistance variable, drivé par le transistor T_2 , ces deux éléments montés en Darlington. Le transistor T_3 contrôle le cou-

rant base de T_2 , la tension collecteur de T_3 est liée à l'état de conduction de cet étage, déterminé par la position du curseur du potentiomètre P fixant le potentiel base. Le potentiomètre ajustable PA permet de régler la tension de sortie nécessaire pour obtenir la vitesse minimale de balayage, selon le type de moteur employé.

La chute de tension aux bornes de T_1 pour un fonctionnement à la vitesse maximale est de l'ordre de 2 V, ce qui autorise le fonctionnement sous 12 V lorsque la batterie est en charge (environ 14 V-14,5 V).

Le potentiomètre P est couplé à un interrupteur arrêt-marche, qui met en circuit le système. On prendra soin de brancher ce

potentiomètre de manière à obtenir à la mise en route la vitesse maximale de balayage. On réduit ensuite la vitesse en tournant ce potentiomètre jusqu'en fin de course. Deux possibilités peuvent alors se présenter : le balayage est trop rapide, ou le système s'arrête. Dans le premier cas, agir sur PA pour réduire la vitesse jusqu'au seuil de fonctionnement. Dans le second cas, agir sur PA, tourner le potentiomètre jusqu'à la vitesse maximale, revenir sur la vitesse minimale, et ajuster définitivement PA. Au besoin répéter plusieurs fois ces manœuvres pour obtenir un fonctionnement optimal. Les essais seront effectués sur pare-brise humide sans excès.

Afin de pouvoir obtenir plusieurs configurations de fonction-

nement, on conservera la commande d'origine, ce qui permet de faire travailler l'essuie-glace sans le circuit de régulation, et encore d'utiliser ou d'installer un lave-glace à commande au pied, couplé à un interrupteur déclenchant un aller-retour des balais.

REALISATION (Fig. 2)

Les composants sont disposés sur un circuit de 75 x 35 mm, réalisé en circuit imprimé, pastillé ou M. Board.

Le radiateur sera un morceau de profilé de 130 x 30 mm coupé à 75 mm de longueur, mais des dimensions différentes peuvent être employées, sans toutefois qu'un radiateur trop petit soit installé. Ce profilé a été choisi pour permettre une réalisation la plus simple possible. Le transistor T_1 sera isolé par un mica, et fixé à l'aide de 2 vis, écrous, et rondelles épaulées sur l'ensemble radiateur circuit imprimé. Le circuit sera disposé côté cuivre visible, les raccordements seront soudés sur cuivre directement, ou sur picots rapportés, solution préférable. Les fils seront passés sous gaine pour être protégés et bloqués par une bride nylon fixée sur le radiateur avant d'être raccordés au potentiomètre interrupteur et au moteur. On installera une plaquette de carton entre circuit et radiateur afin de bien isoler le circuit.

Lorsque le transistor T_2 est du type BD135, il pourra être fixé sur le radiateur entre deux ailettes et raccordé au circuit imprimé par des fils souples.

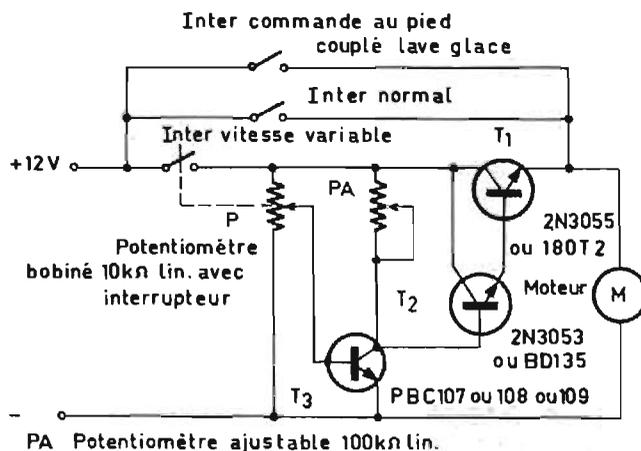


Fig. 1

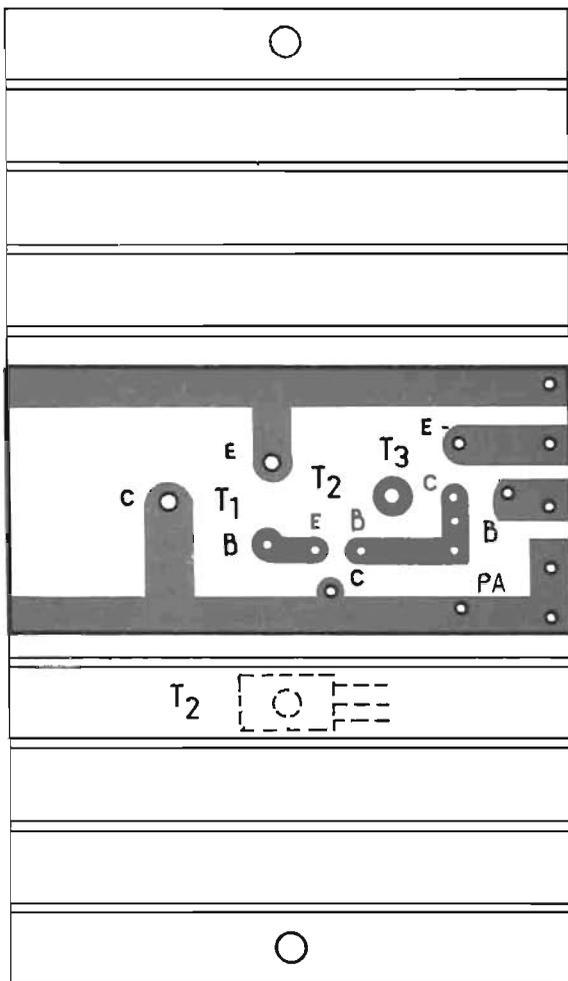
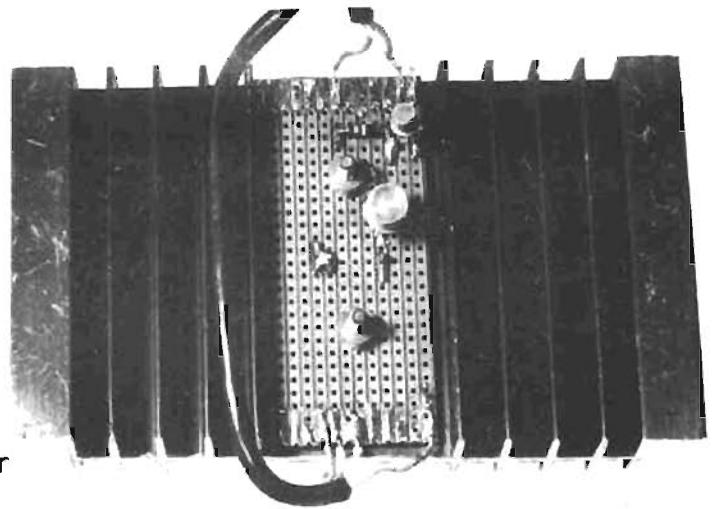


Fig. 2. - L'assemblage mécanique circuit transistor radiateur est assuré par deux boulons. La fixation de T₂ BD135 est figurée en pointillé pour une utilisation sous tension plus élevée

Le profilé est fixé en deux points verticalement dans un emplacement accessible autorisant une bonne dissipation.

- Sortie moteur
- Potentiomètre
- Curseur
- Potentiomètre
- +



Cette disposition est obligatoire si par exemple on utilise ce montage sous une tension de 24 V. Dans ce cas, vérifier si l'écartement des ailettes permet ce montage.

Le montage sera fixé de manière à ce que les ailettes soient verticales afin d'obtenir une bonne dissipation.

Ce régulateur peut être employé sur véhicule alimenté en + 6 V, mais la plage de variation de vitesse n'est pas aussi étendue qu'en 12 V.

NOMENCLATURE

- T₁ : 2N3055, 180T2.
 - T₂ : 2N3053, BD135.
 - T₃ : 2N2222, PBC107, PBC108, PBC109.
 - P : potentiomètre bobiné 10 kΩ linéaire avec inter.
 - PA : potentiomètre ajustable circuit imprimé 100 kΩ linéaire.
- Les composants sont tous disponibles sur le marché français, les semi-conducteurs sont de fabrication Sescossem.

Fig. 2

Vient de paraître à la 12^e édition de l'ouvrage :

CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS

par Marthe DOURIAU et F. JUSTER



La 12^e édition de ce livre qui a été un de nos plus grand succès de librairie parmi les ouvrages techniques, a été complètement révisée, améliorée et rendue conforme à toutes les exigences de la technique actuelle. En ce qui concerne les divers transformateurs de petite puissance utilisables en électronique : radio, télévision, basse fréquence, chargeur, régulateur, les auteurs ont décrit dans ce livre toutes les méthodes pratiques et à la portée de tous, permettant aux lecteurs de concevoir et de réaliser facilement la plupart des transformateurs de petite puissance dont ils auront besoin.

Principaux chapitres :

- Principe des transformateurs. - Caractéristiques des transformateurs. - Calcul des transformateurs. - Les matières premières. - Les transformateurs d'alimentation. - Les bobines de filtrage. - Transformateurs d'alimentation et bobines pour amplificateurs de grande puissance. - Les transformateur BF. - Les autotransformateurs. - Les régulateurs manuels de tension. - Les transformateurs pour chargeurs. - Les transformateurs de sécurité. - Applications domestiques des petits transformateurs. - Pannes des transformateurs. - Réfection et modifications. - Pratique du bobinage. - Les transformateurs à colonnes. - Quelques transformateurs pour l'équipement de stations-service. - Les transformateurs triphasés. - L'imprégnation des transformateurs. - Les tôles à cristaux orientés. - Quelques transformateurs utilisés dans les montages à transistors.

Un volume broché de 208 pages, format 15 x 21, 143 schémas
Prix : 18 F

En vente à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, PARIS (10^e)
Tél. : 878-09-94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS
(Ajouter 10 % à la commande pour frais d'envoi)



information

NOUVEAU

DTE1

TABLE DE CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS EUROPÉENS
Types A.....B (Volume 1)

Le volume ECA DTE1, contient la quasi-totalité des transistors européens, du type A et B, jusqu'à ce jour sur le marché. Il donne pour chaque modèle, les caractéristiques maximales, ainsi que celles d'utilisation pratique. Cet ouvrage comprend les transistors à effet de champ.

- ★ 227 pages au format DIN A6
- ★ En 4 langues, allemand, anglais, français, italien
- ★ 15 tableaux avec 117 plans de brochage (échelle : 10/1)
- ★ Boîtiers normalisés et spéciaux
- ★ Polarité (npn ou pnp)
- ★ Germanium, silicium
- ★ Domaine d'application spécifié
- ★ Transistors classés suivant leur groupe dans l'ordre alphabétique
- ★ Le DTE volume 1 contient : ● FET (transistors à effet de champ) ● Différentiels ● Complémentaires ● Commutation.

PRIX T.T.C. : 23,00 F tva 7 % comprise

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
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande)

MODERNISATION D'UN OSCILLOSCOPE

DE nombreux amateurs ont en leur possession un oscilloscope de facture ancienne, provenant des surplus, ou réalisé par eux-mêmes lors des travaux pratiques de fin d'études d'un cycle d'enseignement électronique.

Ces oscilloscopes sont à tubes, et leurs caractéristiques ne sont plus adaptées à l'utilisation sur les circuits actuels transistorisés notamment pour les signaux impulsifs.

Nous entreprenons la publication d'une série d'articles per-

mettant la refonte totale de ces anciens oscilloscopes, tout en conservant bien entendu leur partie mécanique et leur tube cathodique, mais il est possible d'entreprendre la construction d'un appareil à l'aide de cette étude.

Les performances seront centrées sur une bande passante verticale de 0 à 5 MHz (minimale et déterminée par les caractéristiques du tube cathodique utilisé : capacités, sensibilité, etc.) avec une sensibilité de 50 mV/cm. La sensibilité pourra être éventuel-

lement augmentée à l'aide d'un préamplificateur.

La synchronisation sera comparable à celle installée sur les oscilloscopes professionnels de grande classe.

Nous allons décrire successivement les sous-ensembles suivants :

- Base de temps.
- Circuits de synchronisation.
- Amplificateur vertical.
- Amplificateur horizontal.
- Alimentations.

Les performances globales obtenues doivent rendre l'appareil

tout à fait comparable à une production commerciale de très bonne qualité. Tous les composants utilisés sont disponibles sur le marché français, et nous conseillons aux amateurs d'utiliser ceux qui sont indiqués sans tenter d'employer des équivalences, en matière de semi-conducteurs.

Les réponses aux différentes questions posées par les lecteurs concernant cette réalisation, seront données dans la série d'articles, au fur et à mesure de leur parution.

BASE DE TEMPS POUR OSCILLOSCOPE

L'oscilloscope est devenu un incomparable outil, quasiment indispensable, pour tous ceux qui s'intéressent à l'électronique, que ce soit à titre professionnel ou comme passe-temps. Son emploi, comme appareil de laboratoire pour le tracé des formes d'ondes, se révèle essentiel, car il constitue à lui seul l'« indicateur universel » par excellence.

Dans la plupart des applications, il est nécessaire de déplacer le spot (point lumineux apparaissant sur l'écran du tube cathodique) d'une manière rythmique ; les dispositifs qui réalisent ce déplacement sont appelées bases de temps.

Une base de temps (ou plus exactement un générateur de base de temps) est un moyen de mesurer le temps ; ce terme est habituellement limité à une méthode électrique de production d'un potentiel qui varie suivant la loi connue en fonction du temps. La combinaison d'une base de temps et d'un instrument traceur convenable, tel qu'un tube cathodique, fournit un moyen d'obtenir une représentation graphique d'une série d'événements.

Le principe fondamental de la plupart des oscilloscopes cathodiques réside dans l'existence d'un spot lumineux qui se déplace sur

un écran à une vitesse qui, habituellement, est constante en fonction du temps, suivant une loi connue, de manière à laisser une trace sur l'écran. Des signaux adéquats sont donc à appliquer au tube cathodique pour arriver à ce résultat. Si l'on connaît la vitesse normale du spot, la distance entre deux perturbations sur l'écran, correspondant à deux signaux différents, est une mesure de l'intervalle de temps qui sépare ces deux signaux.

Quand on utilise une base de temps en dents de scie couplée à un tube cathodique, on peut obtenir sur l'écran de celui-ci une image à deux dimensions qui apparaît fixe quand la forme d'onde étudiée est périodique et quand la base de temps est synchronisée avec elle. L'emploi d'une image qui se répète est avantageuse, car sa brillance apparente se trouve augmentée par la persistance rétinienne et, éventuellement, par la persistance de la couche sensible du tube cathodique.

Lorsque la forme d'onde n'est pas périodique, on ne peut utiliser qu'un balayage unique pour éviter que l'image ne soit brouillée.

Une trace répétée suivant une ligne droite doit forcément être de nature discontinue, en raison de la dimension limitée de l'écran du tube cathodique, et la forme

d'onde nécessaire pour la produire est alors une forme en dents de scie, comme indiqué sur la figure 1. Il faut remarquer que la forme en dents de scie ainsi représentée suppose que la période d'aller est exactement linéaire. Le changement de régime de la période d'aller, lente, à celle rapide du retour, est obtenu par un système de commutation.

réaliser une base de temps dont l'aller parcourt l'écran, puis retourne en arrière (retour) pour finalement attendre l'arrivée d'un signal de synchronisation avant de retraverser l'écran. Ce mode de fonctionnement est particulièrement intéressant lorsqu'il est nécessaire d'examiner, en détail, des signaux qui durent un temps très court ou qui se reproduisent

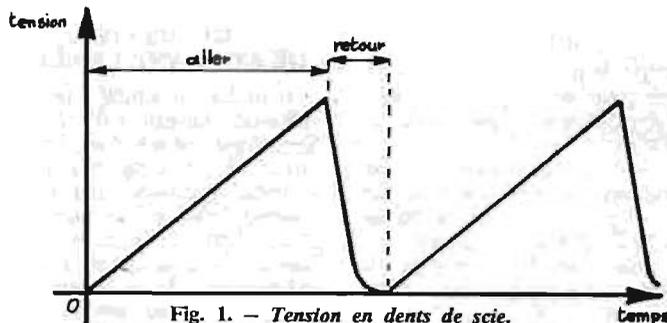


Fig. 1. — Tension en dents de scie. L'aller doit être linéaire tandis que la forme de la période de retour n'est pas critique

Après une traversée complète de l'écran, le spot revient à son point de départ très rapidement. Pour qu'il n'y ait aucune confusion visuelle entre l'aller et le retour du spot, il est courant « d'allumer » le tube cathodique pendant l'aller et de l'« éteindre » lors du retour, ceci afin que seul l'aller soit visible.

Il est quelquefois nécessaire de

à des intervalles de temps relativement longs ou irréguliers.

LINEARITE

La représentation sur l'écran d'un tube cathodique de la variation en fonction du temps d'une forme d'onde quelconque, nécessite que la tension de déflexion appliquée aux plaques horizon-

tales du tube, soit absolument linéaire (voir Fig. 1), du moins en ce qui concerne la partie aller. Dans la quasi-totalité des cas, la forme de la dent de scie pendant la période de retour n'est pas critique, et il est indifférent qu'elle soit quelconque, notamment en raison du fait que le spot est éteint pendant ce laps de temps.

Très souvent cette dent de scie est produite aux bornes d'un condensateur que l'on charge régulièrement et que l'on décharge brusquement. Cependant les générateurs de dents de scie réalisés très simplement, comme par exemple celui de la figure 2, ne fournissent pas une dent de scie linéaire en fonction du temps. En effet, en reliant une des armatures du condensateur C à une

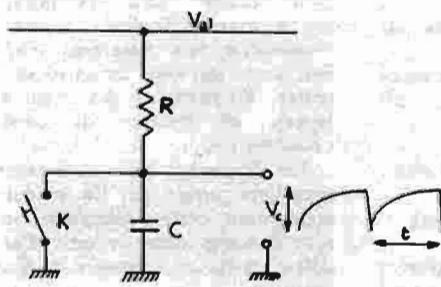


Fig. 2. — Charge d'une capacité à travers une résistance; une façon très simple de réaliser une base de temps. Malheureusement, la forme de la tension en dents de scie obtenue n'est pas linéaire.

source de tension, à travers une résistance R, on réalise une charge; malheureusement celle-ci n'est pas linéaire, la vitesse de charge décroissant au fur et à mesure que la tension aux bornes du condensateur C croît. La loi d'évolution de la tension aux bornes d'une capacité C, chargée à travers une résistance R, à partir d'une tension V_{a1} , est donnée par la relation bien connue :

$$V_c = V_{a1} \left(1 - e^{-\frac{t}{CR}} \right)$$

Dans laquelle t représente la durée de la charge et e est la base des logarithmes Népiériens ($e = 2,71828$).

Lorsqu'un condensateur est chargé suivant la façon indiquée sur la figure 2, la forme de la courbe de charge, et l'erreur qui en résulte, sont déterminés par la tension maximale aux bornes du condensateur (V_c), exprimée en % de la tension d'alimentation (V_{a1}), c'est-à-dire le taux de la charge. Pour obtenir une dent de scie à peu près linéaire avec un tel montage, il faudrait partir d'une tension d'alimentation très élevée, charger la capacité C à travers une résistance R également très élevée, et décharger C au moyen d'un interrupteur K lorsque la tension V_c est encore très petite devant V_{a1} . Ceci revient à n'utiliser qu'une toute petite partie de la courbe de charge de la figure 3.

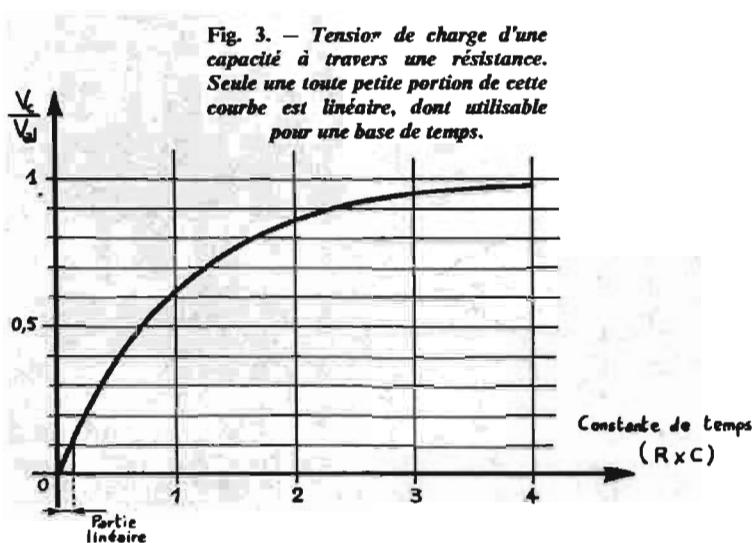


Fig. 3. — Tension de charge d'une capacité à travers une résistance. Seule une toute petite portion de cette courbe est linéaire, dont utilisable pour une base de temps.

Partie linéaire

Constante de temps (R x C)

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

Partie linéaire

0 1 2 3 4

0,5 1

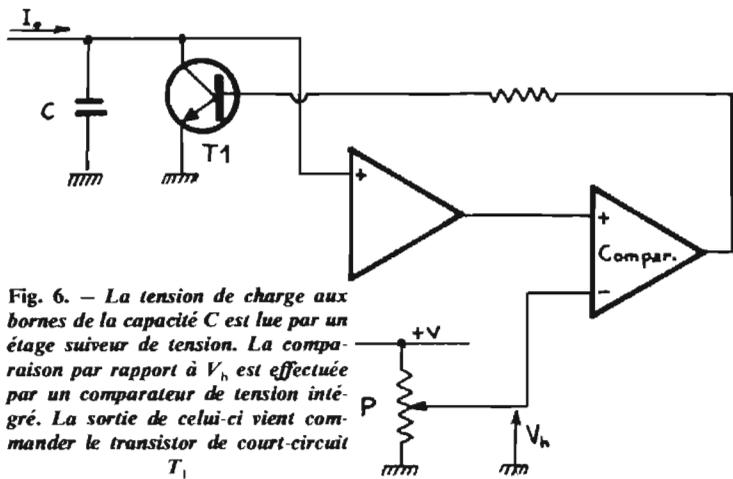


Fig. 6. - La tension de charge aux bornes de la capacité C est lue par un étage suiveur de tension. La comparaison par rapport à V_h est effectuée par un comparateur de tension intégré. La sortie de celui-ci vient commander le transistor de court-circuit T_1 .

qui remplace l'interrupteur K de la figure 2 est tout simplement un transistor (T_1 de la Fig. 6). Ce transistor sera brutalement rendu conducteur lorsque la tension aux bornes de C atteindra une certaine valeur. Pendant la charge de C , T_1 est maintenu bloqué et absolument aucun courant ne le parcourt. Il s'agit ensuite de lire la tension aux bornes de C sans perturber celle-ci, ce qui occasionnerait une distorsion de la dent de scie et serait la cause de

non-linéarité. Pour ce faire, il est nécessaire d'utiliser un dispositif à très haute impédance d'entrée pour lire la tension aux bornes de C , puis, un certain niveau atteint, de commander le transistor T_1 pour qu'il effectue la décharge rapide de la capacité C . Ce résultat est obtenu en portant la base de T_1 à un potentiel positif ce qui rend ce dispositif fortement conducteur. La lecture à haute impédance de la tension présente aux bornes de C peut

être effectuée, encore une fois au moyen d'un étage suiveur de tension SFC2310, comme précédemment. La tension de sortie de ce dernier, qui est la copie exacte de la tension sur son entrée, est appliquée sur une des entrées d'un comparateur de tension (SFC2710 de Sescosem); l'autre entrée est portée à un potentiel positif ajustable V_h par le potentiomètre P (voir Fig. 6). Tant que le potentiel de la sortie de l'étage suiveur de tension reste inférieur à V_h , la sortie du comparateur de tension est basse, c'est-à-dire à un potentiel très voisin de celui de la masse: le transistor T_1 est donc bloqué. Lorsque la tension à la sortie de l'étage séparateur dépasse de quelques millivolts la tension V_h , le comparateur change brutalement d'état et sa sortie devient haute, c'est-à-dire positive, rendant ainsi T_1 conducteur. Celui-ci court-circuite alors brusquement le condensateur C , abaissant très rapidement la tension à ses bornes. Dès que celle-ci est devenue inférieure à V_h , le comparateur rebascule dans l'autre sens, bloquant ainsi T_1 . Le transistor étant de nouveau bloqué et la capacité C entièrement déchargée (ou presque) une nouvelle charge

linéaire recommence, et ainsi de suite. Disons qu'il s'agit là d'un schéma de principe qui demande quelques modifications, principalement du fait que le temps de conduction de T_1 n'est pas toujours suffisamment long pour assurer la décharge complète de la capacité C . On est donc conduit à ajouter un système qui maintienne le transistor T_1 conducteur pendant le temps nécessaire pour que la décharge du condensateur soit entièrement achevée: c'est le circuit de « hold off » qui est chargé de cette fonction. A ce point de la description de la base de temps, nous pouvons nous reporter au schéma de détail de la figure 7. Nous trouvons tout d'abord une chaîne potentiométrique, réalisée avec des résistances à tolérances serrées ($\pm 1\%$) et dont la tension est stabilisée par une diode régulatrice de tension Z_1 . Ce diviseur potentiométrique va servir à programmer toute une gamme de courants constants. Avec les valeurs utilisées, l'intensité I_0 , en sortie de CI_2 , varie de $6\ \mu A$ à $3\ mA$ (voir tableau de la Fig. 8). Ces tensions V_i sont lues par un étage suiveur de tension CI_1 . Le potentiomètre P_1 , situé

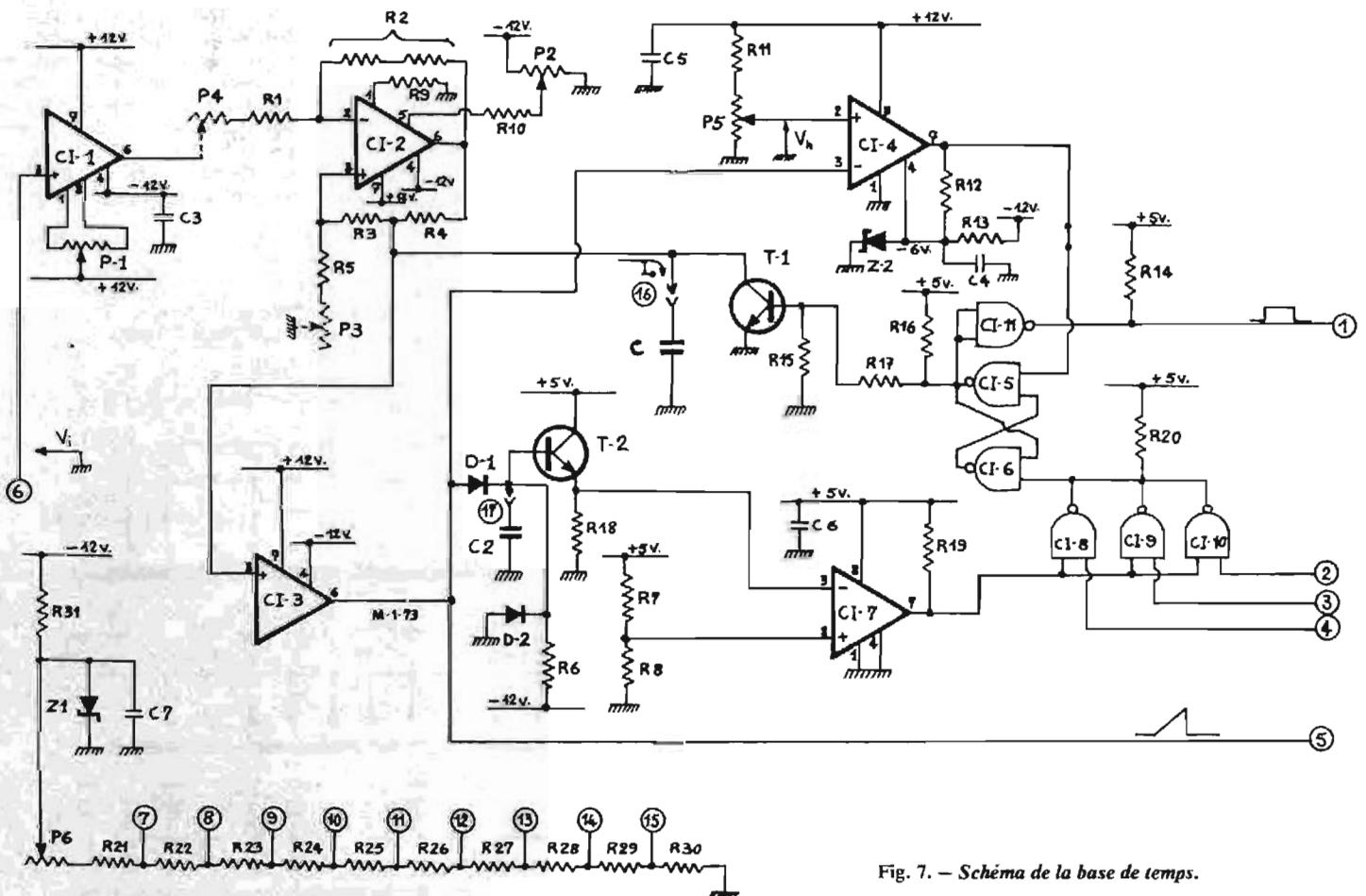


Fig. 7. - Schéma de la base de temps.

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIG. 7

R ₁	10 kΩ	1%	1/2 W	R ₂	10 kΩ + 332 Ω	1%	1/2 W
R ₃	10 kΩ	1%	1/2 W	R ₄	332 Ω	1%	1/2 W
R ₅	10 kΩ	1%	1/2 W	R ₆	100 kΩ	5%	1/2 W
R ₇	2700 Ω	5%	1/2 W	R ₈	390 Ω	5%	1/2 W
R ₉	10 MΩ	10%	1/2 W	R ₁₀	5,1 MΩ	10%	1/2 W
R ₁₁	4700 Ω	5%	1/2 W	R ₁₇	4700 Ω	5%	1/2 W
R ₁₃	1000 Ω	5%	1/2 W	R ₁₄	1000 Ω	5%	1/2 W
R ₁₅	3300 Ω	10%	1/2 W	R ₁₆	1000 Ω	10%	1/2 W
R ₁₇	1000 Ω	10%	1/2 W	R ₁₈	22 kΩ	10%	1/2 W
R ₁₉	3300 Ω	10%	1/2 W	R ₂₀	470 Ω	10%	1/2 W
R ₂₁	20 kΩ	1%	1/2 W	R ₂₂	2 490 Ω	1%	1/2 W
R ₂₃	1500 Ω	1%	1/2 W	R ₂₄	499 Ω	1%	1/2 W
R ₂₅	249 Ω	1%	1/2 W	R ₂₆	150 Ω	1%	1/2 W
R ₂₇	49,9 Ω	1%	1/2 W	R ₂₈	24,9 Ω	1%	1/2 W
R ₂₉	15 Ω	1%	1/2 W	R ₃₀	10 Ω	1%	1/2 W
R ₃₁	750 Ω	5%	1/2 W				

C	voir tableau Fig. 8	C ₂	voir tableau Fig. 8
C ₃	0,1 μF 20% 63 V	C ₄	0,1 μF 20% 63 V
C ₅	0,1 μF 20% 63 V	C ₆	0,1 μF 20% 63 V
C ₇	0,1 μF 20% 63 V		

CI-1 SFC2310	CI-2 SFC2301A
CI-3 SFC2310	CI-4 SFC2710C
CI-5, CI-6, CI-11 SFC400E	CI-8, CI-9, CI-10 SFC403E
CI-7 SFC2311	

T ₁	2N708	T ₂	2N2222A
----------------	-------	----------------	---------

D ₁	1N4148	D ₂	1N4148
----------------	--------	----------------	--------

Z ₁	BZX46C6V2	Z ₂	BZX46C6V2
----------------	-----------	----------------	-----------

P ₁	pot 10 kΩ lin.	P ₂	pot 20 kΩ lin.
P ₃ ou P ₄	(voir texte) 200 Ω lin.	P ₅	pot 5 000 Ω lin.
P ₆	pot 10 kΩ lin.		

entre les sorties n° 1 et 8 de CI₁ permet de compenser la tension de décalage de ce dernier afin qu'il y ait bien zéro volt en sortie de CI₁ (broche n° 6), quand il y a zéro volt sur son entrée + (broche n° 3). La sortie de CI₁ commande l'entrée de CI₂, qui est le générateur de courant constant. Là également, nous trouvons le potentiomètre P₂, destiné à compenser la tension de décalage de CI₂, de façon à ce qu'à zéro volt à l'entrée de CI₂ corresponde bien un courant I₀ nul en sortie (broche n° 6). Les deux potentiomètres P₃ et P₄, situés l'un dans l'entrée + et l'autre dans l'entrée - de CI₂ sont destinés à parfaire la symétrie des chaînes de résistances R₁ et R₂, et R₅ et R₃ + R₄.

La sortie à courant constant, c'est-à-dire le point commun de R₃ et de R₄, est reliée à l'armature supérieure de C ; c'est le chemin suivi par le courant I₀ pour charger ce dernier condensateur. La tension aux bornes de C est lue à haute impédance par l'intermédiaire de CI₃, étage suiveur de tension SFC2310. Sur la sortie de ce dernier (broche n° 6) est disponible, à basse impédance, la tension de sortie en dents de scie. Celle-ci est également appliquée sur l'entrée - (broche n° 3) d'un comparateur de tension CI₄, dont l'entrée + (broche n° 2) est portée à un potentiel positif, ajustable

au moyen de P₅, et compris entre 0 et + 6 V env. C'est P₅ qui permet de régler l'amplitude de la dent de scie en sortie, puisque c'est lui qui ajuste la tension V_i.

Quand la tension aux bornes de C atteint la valeur de V_b, le comparateur CI₄ bascule, c'est-à-dire

Temps d'aller *	V _i	I ₀	C (± 1 %)	C ₂ (± 10 %)	Temps de hold off
5 s	1,94 mV	6 μA	10 μF	10 μF	0,16 s env.
2 s	4,85 mV	15 μA	10 μF	10 μF	0,16 s env.
1 s	9,7 mV	30 μA	10 μF	10 μF	0,16 s env.
500 ms	19,4 mV	60 μA	10 μF	1 μF	16 ms env.
200 ms	49 mV	150 μA	10 μF	1 μF	16 ms env.
100 ms	97 mV	300 μA	10 μF	1 μF	16 ms env.
50 ms	194 mV	600 μA	10 μF	0,1 μF	1,6 ms env.
20 ms	485 mV	1,5 mA	10 μF	0,1 μF	1,6 ms env.
10 ms	970 mV	3 mA	10 μF	0,1 μF	1,6 ms env.
5 ms	194 mV	600 μA	1 μF	0,02 μF	320 μs env.
2 ms	485 mV	1,5 mA	1 μF	0,02 μF	320 μs env.
1 ms	970 mV	3 mA	1 μF	0,02 μF	320 μs env.
500 μs	194 mV	600 μA	0,1 μF	1,5 nF	25 μs env.
200 μs	485 mV	1,5 mA	0,1 μF	1,5 nF	25 μs env.
100 μs	970 mV	3 mA	0,1 μF	1,5 nF	25 μs env.
50 μs	194 mV	600 μA	0,01 μF	1,5 nF	25 μs env.
20 μs	485 mV	1,5 mA	0,01 μF	1,5 nF	25 μs env.
10 μs	970 mV	3 mA	0,01 μF	100 pF	2 μs env.
5 μs	194 mV	600 μA	1 000 pF	100 pF	2 μs env.

* Pour une tension V_b d'amplitude 3 V.

que sa sortie qui était haute quand C était déchargé passe brusquement à zéro volt. A ce moment, la bascule bistable formée par CI₅ et CI₆ est actionnée et change d'état. La sortie de CI₅ devient positive (environ + 4 V) tandis que la sortie de CI₆ tombe à zéro volt. De ce fait, le transistor T₁, dont la fonction est de décharger C, est rendu fortement conducteur et la capacité C se décharge à travers son espace collecteur-émetteur.

Pendant la charge linéaire de C, la capacité de « hold off » (que l'on pourrait traduire approximativement par « capacité de maintien au niveau bas ») s'est également chargée à la même valeur de tension que C, à travers la diode D₁. Lors de la période de

décharge de C, la diode D₁ isole C₂ et empêche qu'elle soit rapidement déchargée en même temps que C. Le seul chemin possible de décharge pour C₂ passe alors par R₆ (100 kΩ). La constante de temps de décharge de C₂ est donc plus grande que celle de C. Le temps que mettra C₂ pour se décharger sera donc relativement long ; il sera fonction de la valeur de cette dernière capacité.

Le transistor T₂, monté en configuration collecteur-commun, permet de lire la tension aux bornes de C₂ à haute impédance et ainsi de ne pas perturber la constante de temps de décharge de C₂. Cette tension, recueillie sur l'émetteur de T₂, est envoyée sur l'entrée - (broche n° 3) d'un second comparateur CI₁ ; l'en-

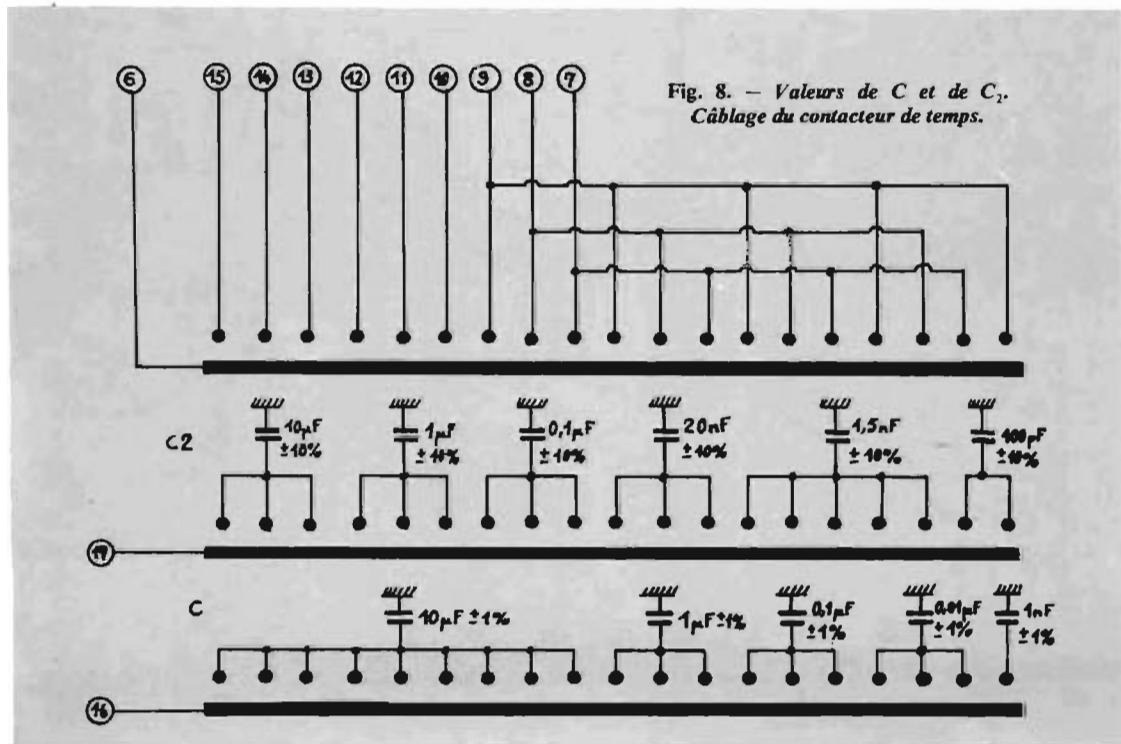


Fig. 8. - Valeurs de C et de C₂. Câblage du contacteur de temps.

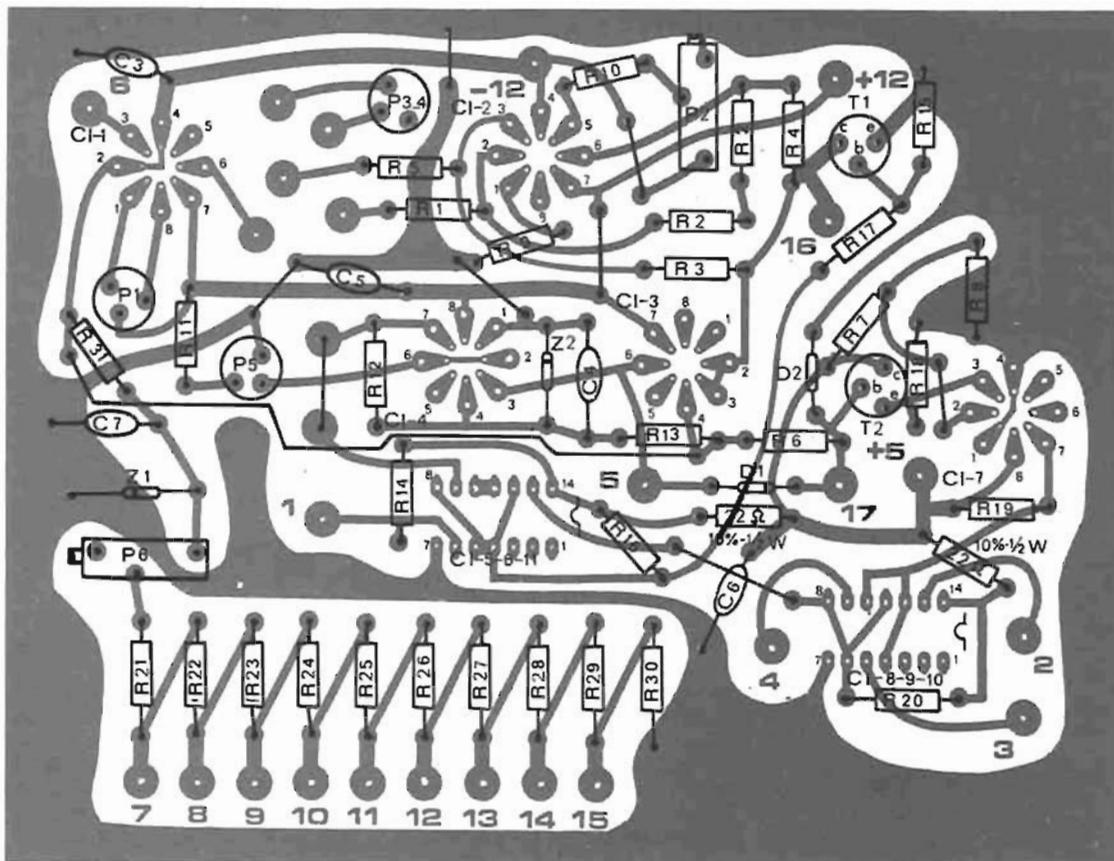


Fig. 9. — Dessin du circuit imprimé vu côté cuivre.

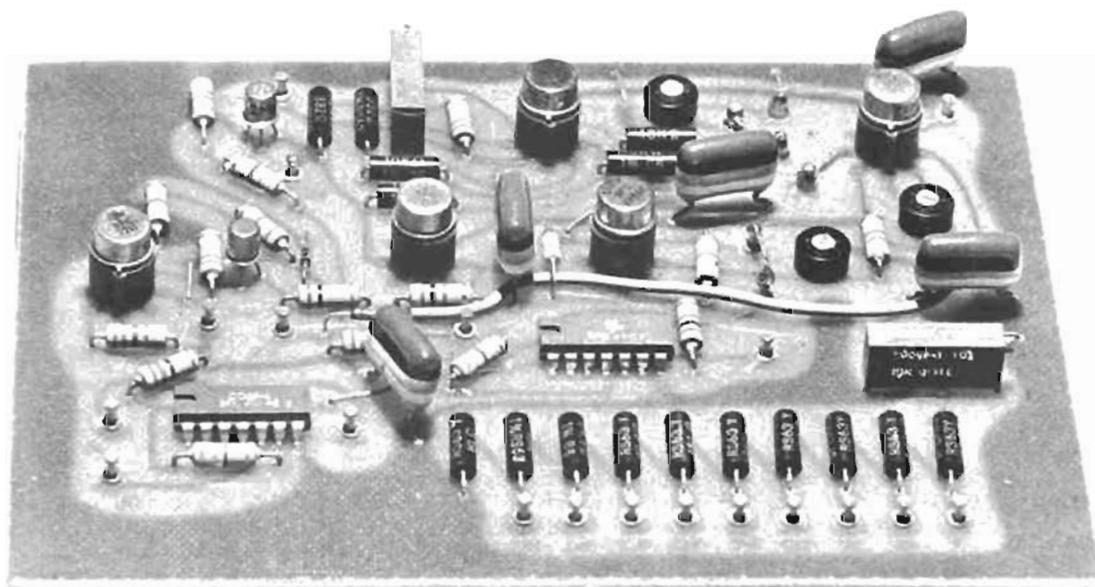


Fig. 10. — Implantation des composants sur le circuit imprimé, celui-ci étant vu du côté cuivre et le stratifié étant supposé transparent.

trée + (broche n° 2) est réunie à une source de tension légèrement positive (environ 0,62 V) obtenue au moyen d'un diviseur de tension constitué par les résistances R_7 et R_8 . Tant que la tension sur l'émetteur de T_2 est supérieure à 0,62 V, la sortie de CI_7 est basse. Dès que la tension sur son entrée - devient inférieure de quelques millivolts à 0,62 V, la

sortie de CI_7 passe brusquement à l'état haut, envoyant ainsi sur les trois entrées des portes logiques CI_8 , CI_9 et CI_{10} , un signal positif de 5 V qui autorise les impulsions de synchronisation, entrant par 2, 3 et 4, à parvenir à l'entrée de CI_6 . La première impulsion positive (+ 3 V min. + 5 V max.) envoyée sur l'une quelconque des trois entrées fera

changer d'état la bascule bivalente constituée par CI_5 et CI_6 . La sortie de CI_6 passera à l'état haut tandis que, simultanément, la sortie de CI_5 tombera à zéro volt. Ce faisant, T_1 se retrouvera bloqué et C pourra, de nouveau, recommencer à se charger.

Grâce à l'emploi du système de « hold off », on peut maintenir le transistor T_1 en conduction

suffisamment longtemps pour que le condensateur C soit entièrement déchargé.

Tant que le comparateur de tension CI_1 n'a pas basculé (sortie à l'état bas), c'est-à-dire tant que la période de décharge de C déterminée par le circuit de « hold off » n'est pas terminée, on ne peut redéclencher la charge de C puisque l'autorisation de passage des impulsions de synchronisation vers la bascule n'est pas donnée par le comparateur.

ALLUMAGE DU SPOT

Comme indiqué précédemment, il est souhaitable que l'on n'aperçoive pas le spot pendant le temps de retour de la dent de scie, pour éviter une confusion visuelle pouvant résulter de la superposition sur l'écran du tube cathodique de deux figures différentes correspondant à l'aller et au retour du spot. Bien que la figure apparaissant pendant le retour soit moins lumineuse du fait de la vitesse élevée du spot, on préfère, comme précaution supplémentaire, éteindre celui-ci pendant la période de retour. Mais comme le spot ne repart pas immédiatement après son retour (ou encore lorsqu'on utilise un balayage unique), il apparaît, dans ce cas, un point lumineux fixe et très brillant pendant la période d'attente. Pour éviter ceci, il est donc préférable d'allumer le spot uniquement pendant l'aller du balayage. Pour réaliser cet allumage de façon synchrone avec l'aller, il faut disposer d'un signal qui dure autant que la période d'aller, qui démarre et qui s'arrête très exactement avec celle-ci.

La charge du condensateur C, correspondant à l'aller du balayage, est commandée par la bascule bivalente CI_5 et CI_6 : c'est donc celle-ci qui va nous fournir le signal en question. La sortie de CI_5 est reliée aux deux entrées d'un circuit logique NAND CI_{11} ; à la sortie de ce dernier, on recueillera un signal rectangulaire positif d'amplitude 5 V environ et qui sera exactement synchrone de la période d'aller. C'est ce signal qui, une fois amplifié, commandera l'allumage et l'extinction du spot lumineux.

REALISATION

La base de temps a été réalisée sur un circuit imprimé comportant tous les éléments à l'exception de C, de C_2 , et du contacteur de temps. Le dessin de ce circuit imprimé est donné figure 9, vu côté cuivre. La figure 10 indique la disposition des éléments sur le circuit imprimé, ce dernier étant représenté tel qu'on le voit en le regardant du côté

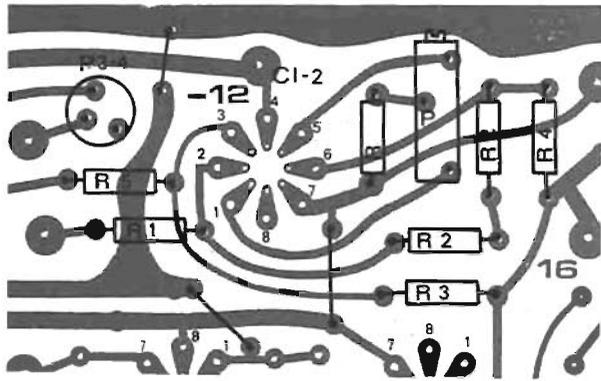
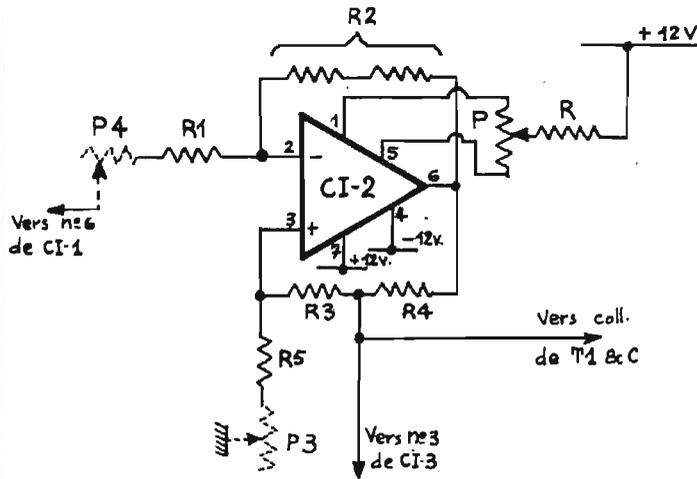


Fig. 11. — Modifications de schéma de la figure 7 et du circuit imprimé dans le cas où CI_2 est un amplificateur opérationnel rapide de type SFC2318. Les modifications portent uniquement sur le circuit de compensation de la tension de décalage ($P = 100\text{ k}\Omega$, $R = 220\text{ k}\Omega \pm 10\%$).



cuivre, et en supposant le stratifié transparent, les composants étant vus à travers le stratifié. Les numéros des sorties sont ceux qui figurent sur le schéma de la figure 7. On remarquera qu'il n'y a, en réalité, qu'un seul potentiomètre à la place de P_3 et de P_4 . Bien qu'en fait, il soit parfaitement possible de mettre deux potentiomètres, comme indiqué sur la figure 7, on a préféré, pour des raisons de place et d'économie, n'en avoir qu'un seul et le mettre dans la branche qui convient. Ceci s'effectue en reliant de façon appropriée différents plots, de telle sorte que ce potentiomètre se trouve placé soit en série avec R_1 , soit en série avec R_5 . La méthode pour déterminer où il convient de le placer sera explicitée au chapitre « mise au point ».

Le condensateur C est spécifié avec une tolérance de $\pm 1\%$, de même que les résistances R_{21} à R_{30} ; c'est de la précision de ces éléments que dépendra celle du temps d'aller. Celui-ci est sélectionné au moyen du contacteur de temps dont le câblage est donné sur la figure 8. De ce fait, le temps d'aller est variable par bonds de progression 1, 2, 5. Le potentiomètre P_6 permet d'établir exactement le temps d'aller, pour toutes les gammes, par ajustage de la tension V_1 . Cependant, si l'on éprouvait le besoin de rendre variable de façon continue le temps à l'intérieur d'une gamme choisie, il conviendrait de rendre la résistance R_{21} variable en partie, à l'aide d'un potentiomètre situé hors du circuit imprimé.

D'autre part, la tension de référence de la chaîne de résistance de programmation (R_{21} à R_{30}) est stabilisée par la diode Zener Z_1 ; il est évident que la stabilité de cette diode conditionne celle de la base de temps. Dans le cas où la température ambiante subirait des variations importantes entraînant une dérive estimée gênante, il faudrait remplacer Z_1 par une diode régulatrice de tension compensée en température, du type 1N325A de Sescosem par exemple.

Enfin, si l'on désire obtenir des vitesses de balayage un peu plus élevées que celles indiquées dans le tableau de la figure 8, il faut remplacer l'amplificateur opérationnel CI_2 par un dispositif

plus rapide, comme le SFC2318 de Sescosem, qui permet d'atteindre des temps d'aller de l'ordre de la microseconde. Dans ce cas, il est nécessaire d'apporter de petites modifications au schéma de la figure 7 et évidemment au circuit imprimé. Ces modifications, qui ont trait uniquement au mode de compensation de la tension de décalage, sont indiquées sur la figure 11, dans laquelle P est le potentiomètre qui correspond à P_2 et dont la valeur a été portée à $100\text{ k}\Omega$, tandis que R est égale à $220\text{ k}\Omega \pm 10\%$. Sur la figure 12, on trouvera le branchement des circuits intégrés utilisés dans la base de temps. Il faut remarquer que les boîtiers sont représentés vus de dessus, c'est-à-dire du côté opposé aux connexions.

MISE AU POINT

Celle-ci s'effectue assez simplement. Une fois le circuit imprimé entièrement câblé et vérifié, on raccorde le contacteur de temps avec ses capacités, comme indiqué sur la figure 8. On branche le potentiomètre de linéarité P_3 , P_4 en série avec R_1 , entre R_1 et la sortie de CI_1 (broche n° 6); l'extrémité libre de R_5 est réunie à la masse. Puis, on alimente la base de temps avec les tensions prescrites, soient $+5\text{ V}$, $+12\text{ V}$ et -12 V . Les arrivées de ces tensions sur le circuit imprimé sont repérées : $+5$, $+12$, -12 . Bien que ce ne soit pas absolument nécessaire, il est néanmoins préférable d'alimenter l'ensemble à partir de tensions régulées, principalement en ce qui concerne le $+5\text{ V}$. L'ordre de grandeur des courants consommés est de 30 mA pour le $+12\text{ V}$, de 30 mA également pour le -12 V et d'environ 20 à 35 mA pour le $+5\text{ V}$.

Ensuite, une fois vérifié que les tensions sont correctes sur les broches correspondantes des circuits intégrés, on procède à la compensation de la tension de décalage de CI_1 . Pour cela, on déconnecte la sortie 6 du contacteur de temps et on la relie à la masse; on branche ensuite un millivoltmètre continu entre la sortie de CI_1 (broche n° 6) et la masse. On ajuste P_1 afin de lire zéro volt en sortie.

Puis il faut compenser la tension de décalage de CI_2 . On débranche donc la sortie 16 du contacteur de temps et on la réunit à l'entrée positive d'un microampèremètre dont l'entrée négative est reliée à la masse, ce qui donne le moyen de mesurer I_0 , puis on court-circuite la résistance R_{15} afin que T_1 reste bloqué: on ajuste P_2 pour obtenir un courant I_0 nul, puisqu'à la sortie de CI_1 , il y a toujours zéro volt.

On rebranche ensuite la sortie

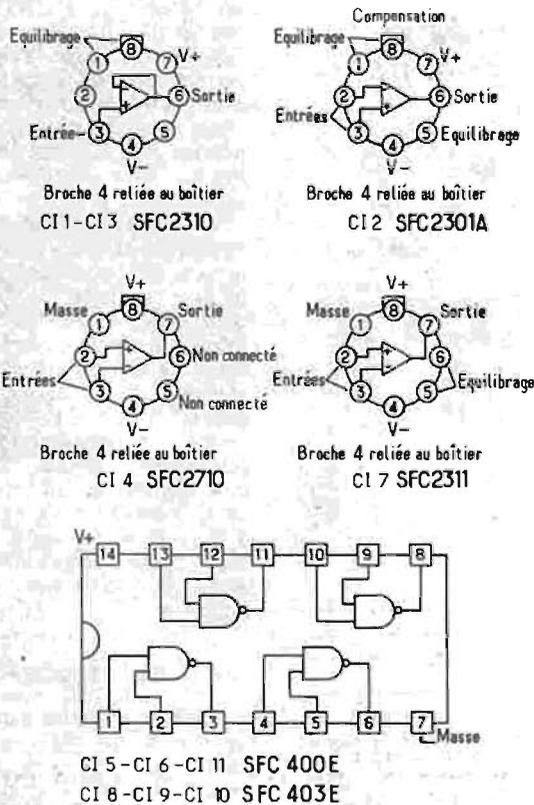


Fig. 12. — Brochage des différents circuits intégrés utilisés dans la base de temps. Tous les boîtiers sont vus de dessus, côté opposé aux connexions

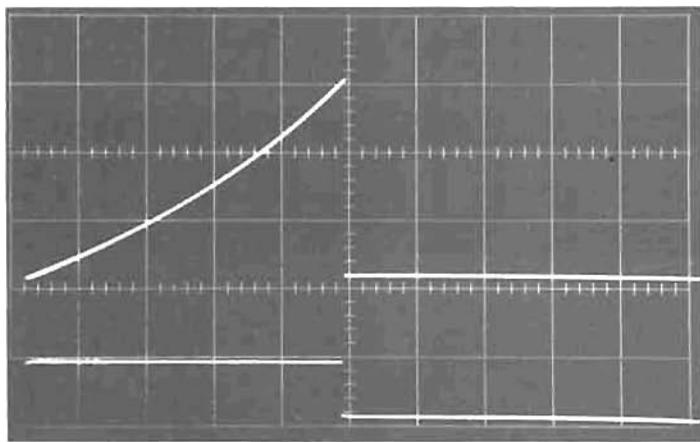


Fig. 13. — En haut : signal de sortie 1 V/div. Action de P_3 , P_4 ; surcompensation. En bas : signal sur la sortie n° 5

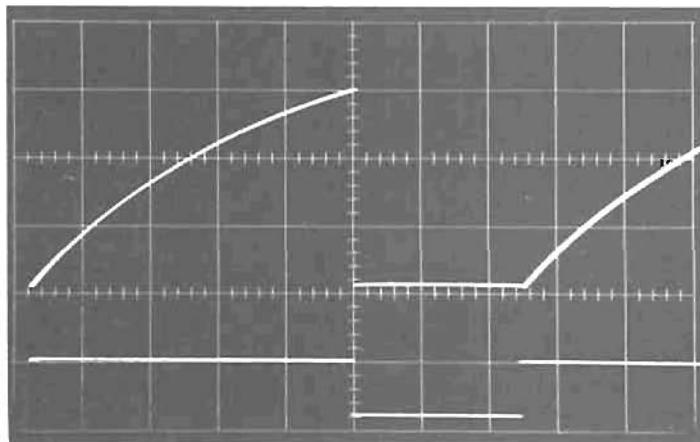


Fig. 14. — En haut : signal de sortie 1 V/div. Action de P_3 , P_4 ; sous-compensation. En bas : signal sur la sortie n° 5.

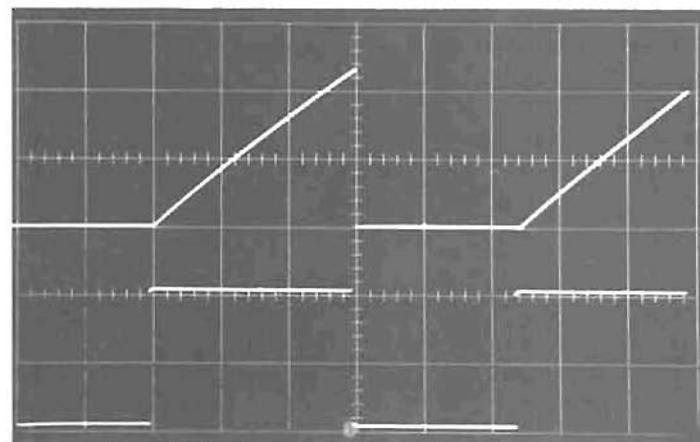


Fig. 15. — En haut : signal de sortie réglage correct de la linéarité. En bas : signal sur la sortie n° 5.

6 au contacteur et l'on vérifie, en tournant ce dernier, que le courant I_0 est bien conforme à celui indiqué dans le tableau de la figure 8; au besoin, le régler au moyen de P_6 .

Il faut ensuite enlever le court-circuit de R_{15} et rebrancher la sortie 16 sur le contacteur pour pouvoir examiner, à l'oscilloscope, la forme d'onde présente sur la sortie 5. On doit trouver une dent de scie qui, une fois terminé le temps de « hold off » redémarre automatiquement. On en règle l'amplitude à + 3 V en agissant sur P_5 .

En tournant le contacteur de temps, on s'assure ensuite que l'ordre de grandeur des périodes de « hold off » est bien conforme à ce que l'on en attendait.

Arrivé à ce point, il convient de déterminer dans quelle branche du pont de résistance il faut intercaler le potentiomètre de linéarité P_3 , P_4 . Pour cela, il faut positionner le contacteur de temps pour obtenir la vitesse de balayage correspondant à un courant de charge I_0 de 6 μ A. On constate alors, sur l'oscilloscope, une déformation de la dent de scie dans sa partie aller. On tente, à l'aide de P_3 , P_4 , de compenser cette distorsion et d'amener l'aller à être parfaitement linéaire (voir photographies des figures 13 et 14). Si l'on réussit, tout est parfait. Par contre, s'il n'est pas pos-

sible d'obtenir la compensation, c'est qu'il faut placer P_3 , P_4 dans l'autre branche. Dans ce cas, il faut réunir l'extrémité libre de R_1 directement à la broche n° 6 de CI_1 . Le potentiomètre de linéarité aura son curseur à la masse et une extrémité de sa résistance connectée à R_5 . La correction de linéarité doit alors pouvoir s'effectuer sans aucune difficulté.

Puis on s'assure de l'existence du créneau positif à la sortie n° 1 : celui-ci doit correspondre à la période d'aller du balayage. Le moyen le plus simple pour effectuer cette vérification est encore l'oscilloscope (un double trace est préférable car il permet de mettre en évidence la simultanéité des signaux, mais un simple trace peut aussi faire l'affaire).

Pour finir, on relie les entrées de CI_3 , CI_9 et CI_{10} à la masse. Il ne doit plus y avoir de dents de scie à la sortie n° 5. Puis on enverra sur l'une quelconque des trois entrées, les deux autres restant réunies à la masse, une impulsion positive partant de zéro volt et dont l'amplitude sera au minimum de + 3 V et au maximum de + 5 V. A chaque impulsion appliquée doit correspondre un aller du balayage. Si l'impulsion est répétitive, on doit obtenir un balayage également répétitif.

M.H.
(à suivre)



Lion

TYPE L.P. 724-U

L'étonnant INTERPHONE-SECTEUR

SANS FIL AVEC APPEL SONORE (110/220 V)

Puissante Intercommunication permanente. Chaque Interphone peut fonctionner avec 2, 3 ou 4 autres Interphones. Il suffit de brancher les différents appareils à des prises de courant dépendant d'un même transformateur.

LIAISON PERMANENTE AVEC VOS EMPLOYÉS, OU VOTRE FAMILLE, A L'USINE, A L'ATELIER, Au magasin, à la maison :

- SURVEILLANCE DES ENFANTS
- PRÉVENTION CONTRE LE VOL

CARACTÉRISTIQUES :

- Bouton d'appel sonore.
- Bouton pour conversation.
- Bouton de blocage pour conversation permanente.
- Potentiomètre de puissance - Voyant lumineux de contrôle.
- PUISSANCE DE SORTIE 150 MILLIWATTS.



Baisse T.V.A.
Nouveau prix
la paire 233 F T.T.C.

- Autre modèle : « RAINBOW » R.1.L. Puissance 70 milliwatts
Nouveau prix 217 F T.T.C.

LES PRIX CI-DESSUS S'ENTENDENT FRANCO DE PORT ET EMBALLAGE DANS TOUTE LA FRANCE
GARANTIE CONTRE TOUS VICES DE FABRICATION
DÉPANNAGE TOUTE MARQUES, TOUS TYPES

Pour vous convaincre de la facilité et rapidité de la liaison téléphonique nous vous consignons pour huit jours à l'essai : soit les interphones LION, soit les interphones RAINBOW.

Ets RONDEAU

32, rue Montholon - PARIS (IX^e)
Téléphone : 878-32-55 et 878-32-86
C.C.P. 10.332-34 - Métro CADET

LA MISE AU POINT AUTOMATIQUE DES CAMÉRAS DE CINÉMA

(Suite, voir n° 1 392)

COMMENT FONCTIONNENT LES CAMÉRAS A CHARGEUR INSTAMATIC

Les caméras à chargeur du genre **Instamatic** ont constitué les prototypes d'une série de modèles remarquables suivis à l'heure actuelle par des modèles de poche encore plus réduits, mais sur lesquels les premiers principes mis au point ont été conservés. L'idée initiale a consisté à simplifier le chargement et le déchargement de la caméra, le fonctionnement du système de prise de vues avec des dispositifs automatiques incorporés, et à réduire les dimensions des boîtiers.

Dans ce but, le chargeur offre avec ses 20 poses un grand intérêt, puisqu'il assure le chargement immédiat sans aucune manœuvre, ni risque d'erreur et supprime l'opération de **rebobinage**. Le système de contrôle automatique de l'exposition par cellule photo-électrique fonctionne sans nécessiter aucun réglage préalable; le chargeur lui-même contient un dispositif qui détermine le réglage du système de contrôle en fonction de la sensibilité du film contenu dans le boîtier (Fig. 8).

La seule décision qui doit être prise par l'opérateur avec le modèle le plus élaboré de caméra automatique de ce type concerne

la vitesse d'obturation désirée. La caméra fournit elle-même toutes les informations nécessaires pour assurer une exposition correcte, suivant la rapidité de l'émulsion sensible et l'éclairage du sujet; elle tient compte de ces données, et détermine l'ouverture du diaphragme.

Ainsi, sur les modèles élaborés la vitesse d'obturation peut être réglée sur trois positions possibles correspondant à trois vitesses ou temps d'exposition : 1/60 de seconde, 1/125 et 1/250. Dans ce but, on fait tourner, en fait, comme on le voit sur la figure 8, une came, qui élève ou abaisse l'extrémité gauche du levier 1.

On place un chargeur de film du type **Instamatic 126** dans la caméra et on ferme le couvercle, qui se trouve au dos de l'appareil. Un élément à glissière qui se déplace le long du bord du chargeur, s'arrête comme on le voit également sur le schéma, lorsqu'un cliquet palpeur s'abaisse dans une encoche. Grâce à un système de liaison mécanique, ce dispositif place dans une position déterminée l'extrémité de droite du levier 1. Notons ici que l'extrémité gauche du levier 2, qui est attachée par une cheville au levier 1 se déplace vers le haut et vers le bas en même temps que le levier 1.

L'éclairage du sujet est évalué par la caméra elle-même, une cellule photo-électrique

contrôle la lumière et un galvanomètre à bobine mobile transforme le signal électrique en une action mécanique, par l'intermédiaire d'une aiguille qui se déplace dans une fente d'une plaque mécanique, comme on le voit à droite de la figure. Pour ce faible niveau d'éclairage, l'aiguille se déplace vers la droite; au contraire, pour des niveaux élevés, l'aiguille se déplace vers la gauche.

La caméra détermine l'ouverture du diaphragme juste avant la prise de vue. En pressant sur le déclencheur que l'on voit à gauche, l'opérateur détermine l'abaissement d'une cheville et l'extrémité gauche du levier 3

suit ce mouvement. L'extrémité droite de ce dernier pivote alors vers le haut; elle entraîne un système de came avec une cheville jusqu'au moment où il est arrêté par contact avec l'aiguille du galvanomètre.

La came simultanément élève l'extrémité droite du levier 2; l'extrémité gauche est déjà placée en position par l'aiguille sur le levier 1 et également la cheville du diaphragme au centre du levier 2.

La cheville en se déplaçant vers le haut ouvre les lamelles du diaphragme en forme de ciseaux; lorsque la cheville est ainsi placée à un niveau plus élevé, l'ouverture du diaphragme augmente; une pression ulté-

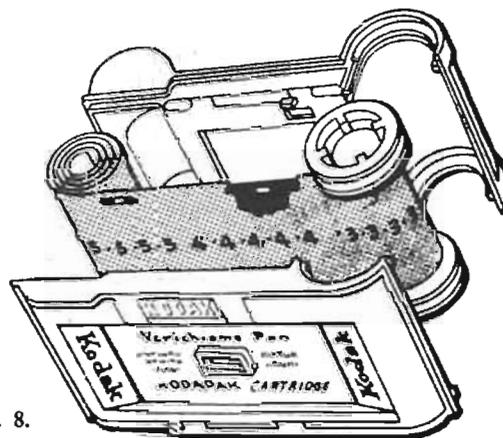


Fig. 8.

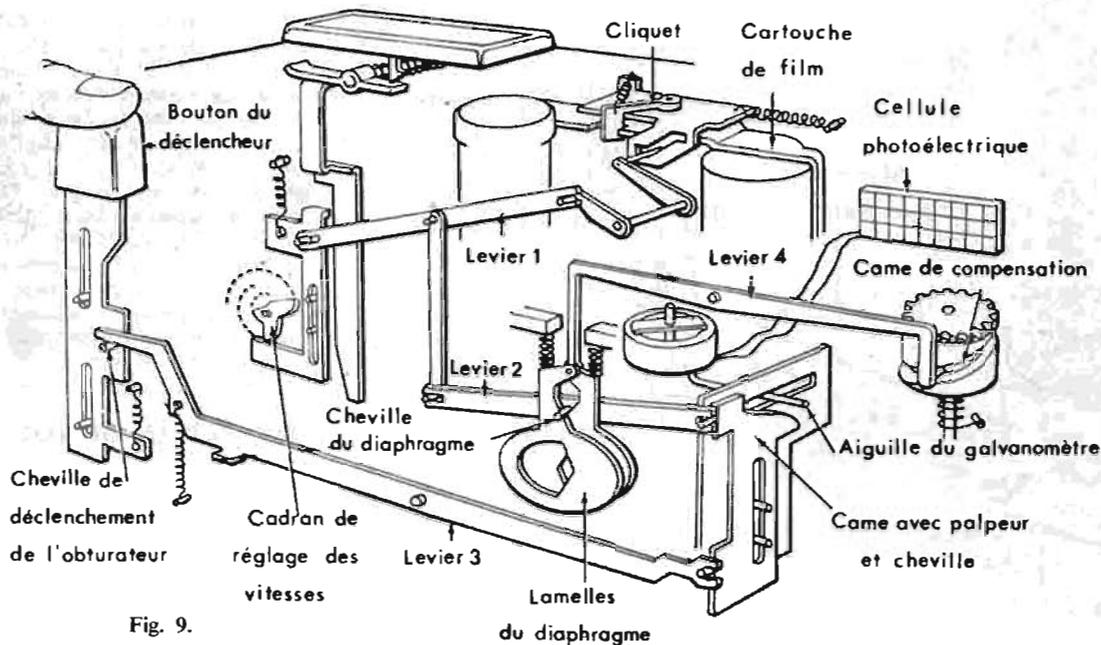


Fig. 9.

rière sur le bouton de déclenchement de l'obturateur actionne ce dernier, ce qui permet d'effectuer la prise de vues.

Que se passe-t-il si la vitesse d'obturation désirée est trop rapide, même avec l'ouverture totale du diaphragme ? Dans ces conditions, l'aiguille du galvanomètre ne peut toucher la came combinée avec l'aiguille sensible, au moment où son niveau s'élève. Dans ce cas, le levier 2 pivote, et il attire vers le bas le centre du levier 1. Puisque l'extrémité droite du levier est placée à une position fixe correspondant à la rapidité du film, son extrémité gauche va s'abaisser, ce qui détermine automatiquement le réglage de la caméra pour une rapidité de prise de vues plus faible.

Peut-on augmenter ou diminuer le temps de pose ? Ce résultat est obtenu en faisant tourner une came de compensation, que l'on voit à droite du schéma. Cette came fait tourner le levier 4, déplace le pivot auquel les lames du diaphragme sont attachées, et ouvre ou ferme les lames d'une quantité correspondant à un échelon.

Le fonctionnement de la lampe flash magnésique placée sur un appareil de ce genre, et qui fonctionne encore à l'aide d'une pile avec une vitesse d'obturation d'un 1/40 de seconde, s'effectue également automatiquement, et il est indiqué en principe sur la figure 10.

Lorsque nous fermons les contacteurs S_2 et S_1 , nous créons un court-circuit aux bornes de la batterie ; en ouvrant le contacteur S_2 , nous envoyons, au contraire,

dans le circuit un courant qui met à feu l'ampoule magnésique.

C'est là, le principe adopté pour le mécanisme. En poussant le levier de commande de la caméra contre une lamelle de fermeture de circuit, nous fermons en fait le contacteur S_2 .

Ensuite nous pressons le bouton du déclencheur de l'obturateur ; cette manœuvre abaisse vers le bas la lamelle de contact, de telle sorte qu'elle touche la lame de contact flexible de la batterie ; elle ferme, en fait, le contacteur S_1 et termine le circuit.

Nous maintenons la pression sur le déclencheur, la lamelle de contact s'abaisse encore, ouvre le contacteur S_2 , de telle sorte que le courant traverse l'ampoule-flash, et relâche le levier de manœuvre qui actionne les lamelles de l'obturateur.

Les lames dévoilent ainsi l'objectif, l'ampoule est allumée, et la prise de vues est effectuée. La durée nécessaire pour que le levier ouvre ainsi complètement l'obturateur, ne dépasse pas 13 à 15 ms et correspond à la brillance optimale complète de l'ampoule type AGI utilisée.

COMMENT REALISER LE FONDU ENCHAINE SONORE ELECTRIQUE

Les procédés de **fondus enchaînés sonores** réalisés avec deux projecteurs de diapositives de même type, ont déjà été indiqués dans la revue. Ils ont attiré l'attention de nos lecteurs, et sont adoptés de plus en plus pour la réalisation des diaporamas. Les dispositifs employés sont désormais souvent très perfectionnés et assez complexes avec des

systèmes de programmation électronique, signalés plus haut mais, d'une manière simple, on peut considérer la possibilité de réaliser assez facilement des montages, sans doute moins complets, mais permettant cependant des résultats intéressants, suivant des principes **mécaniques ou électriques**.

Dans le premier système, on utilise des dispositifs de volets à déplacement rectiligne, se déplaçant devant les deux objectifs des deux projecteurs, ou mieux des systèmes d'obturateurs à iris commandés mécaniquement. Ces dispositifs sont simples et peu coûteux si l'on se contente d'employer des montages très simplifiés avec commande manuelle. Les volets d'obturation au lieu de fonctionner avec un déplacement rectiligne, peuvent d'ailleurs également être animés d'un mouvement angulaire, ce qui peut être plus facile à appliquer sur certains projecteurs.

Mais, il y a un autre procédé peu employé par les professionnels, et qui présente certains inconvénients, mais offre aussi un intérêt pour les amateurs ; il consiste dans l'emploi d'un montage électrique, permettant de faire varier le flux lumineux produit par chacune des lampes de projection des appareils, de manière à obtenir l'effet de fondus enchaînés, c'est-à-dire la disparition progressive d'une image alors que l'image suivante fournie par le deuxième projecteur apparaît peu à peu.

Il s'agit toujours d'obtenir cette disparition progressive d'une vue et l'apparition progressive de la vue suivante, avec un éclairage de l'écran **aussi constant pos-**

sible, et cette action est assurée en agissant sur la **tension d'alimentation** des lampes des deux projecteurs combinés. Sur l'une des lampes, la tension appliquée doit s'abaisser progressivement, depuis une valeur maximale jusqu'à zéro, alors que sur l'autre, au contraire, la tension doit augmenter progressivement d'une valeur **exactement inverse**. La perte de lumière d'une lampe doit être compensée par l'augmentation de la lumière fournie par l'autre lampe.

En principe, ce résultat est assuré en utilisant deux rhéostats montés dans chaque circuit, et assurant une **variation continue de résistance**, qui doit décroître d'un côté, et augmenter de l'autre. On pourrait aussi, d'ailleurs, utiliser deux transformateurs variables, mais le dispositif est plus coûteux, plus complexes, et n'est pas à la portée de l'amateur.

En fait, le schéma de principe est indiqué sur la figure 11 avec les deux lampes de projection L_1 et L_2 alimentées par l'intermédiaire de résistances en série de valeurs données ; les deux résistances varient en sens inverse l'une de l'autre automatiquement quand on déplace le curseur combiné, qui agit à la fois sur les deux systèmes de contact reliés aux spires des résistances.

Mais, en déplaçant ainsi ce curseur d'une première position à une deuxième, la quantité de lumière fournie en moins par une des lampes est, en fait, plus importante, que celle qui est obtenue en plus dans l'autre. De sorte que le problème de la variation des résistances est plus compliqué que cela peut paraître à première vue ; il y a une certaine **loi de variation**, qui doit être déterminée, et on peut être amené à utiliser des systèmes de variation discontinue, que l'on réalise très facilement avec un système de **rhéostat à plots** auquel on relie des résistances élémentaires déterminées, pour obtenir le résultat cherché.

Le système ne comprend pas seulement des plots reliés aux différentes résistances élémentaires, mais aux deux extrémités des **plots neutres**, qui ne sont pas reliés aux résistances et permettent la coupure complète de l'alimentation après la fin de la manœuvre de fondu.

En pratique, on peut se contenter d'utiliser des résistances combinées du genre de celles employées sur les anciens réchauds électriques simples à résistance en spirale, pour des lampes de projection à incandescence à haute tension, des modèles par exemple de 400, 500 et 600 W pour les différentes parties du système.

Le courant est d'autant plus intense dans les résistances que le levier contacteur du rhéostat

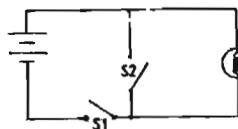


Fig. 10

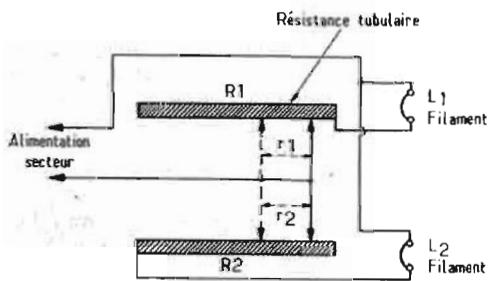
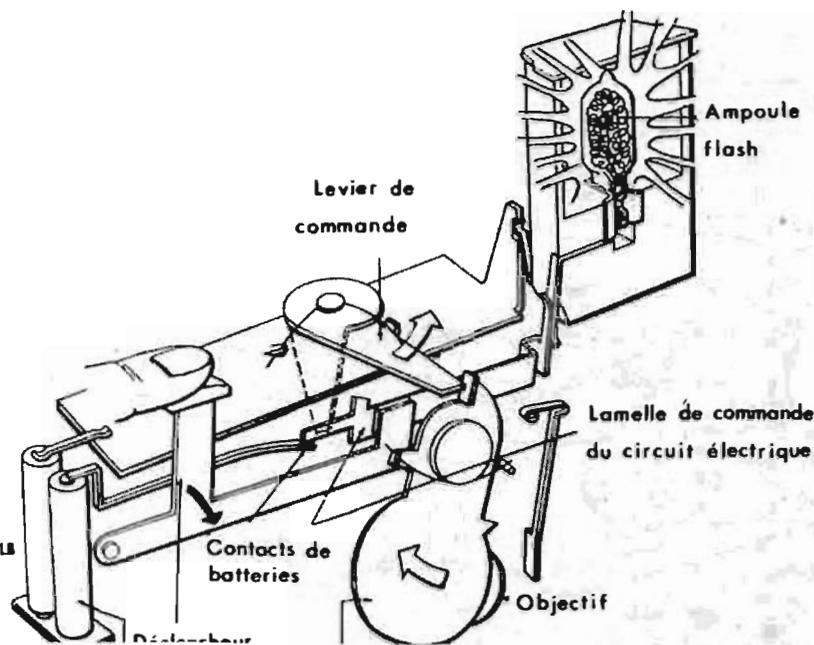


Fig. 11

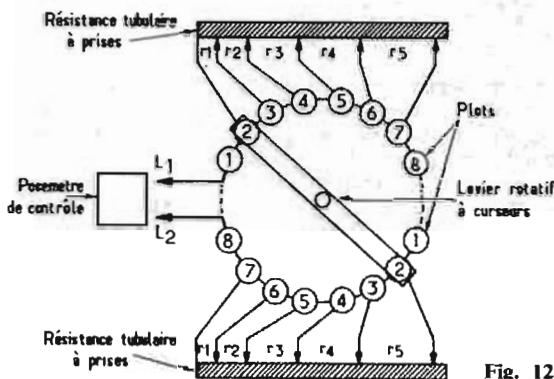


Fig. 12

s'approche du plot relié à la lampe, mais le temps de fonctionnement de chaque résistance est très court. La manœuvre de fondu met progressivement en circuit toutes les résistances pendant une seconde environ au maximum ; chacune des résistances n'est donc traversée par le courant que pendant une fraction de seconde, et son échauffement ne peut être excessif. Il faut pourtant éviter de laisser le rhéostat dans une position intermédiaire, et il faut placer le levier sur les plots neutres, qui permettent d'obtenir la coupure du circuit.

Le nombre de résistances élémentaires que l'on doit utiliser est assez variable ; il peut être très réduit ou, au contraire, être très important, de façon à obtenir une variation progressive, mais on augmente ainsi l'encombrement et la complexité du système. Au maximum, le nombre des résistances est ainsi de l'ordre de 4 à 8 ; plus le nombre de résistances est grand, plus le fondu est progressif et, par conséquent, satisfaisant, et moins le danger des variations de tension appliquées sur la lampe est notable.

ce qui constitue un grand avantage.

Comment déterminer la valeur de ces résistances élémentaires ? En fait, la méthode théorique de calcul est assez complexe, mais on peut se contenter d'un procédé expérimental représenté, par exemple, sur la figure 12 pour 5 résistances au total avec 8 plots dans chaque circuit, en tenant compte des plots neutres.

On peut utiliser à cet effet un posemètre à cellule photo-électrique, en le plaçant devant les objectifs des deux projecteurs, qui doivent être réglés de façon à converger sur cet appareil de mesure. Si l'on n'a pas de posemètre photo-électrique, mais un appareil photographique à contrôle photo-électrique de l'exposition avec aiguille indicatrice, cet appareil peut être utilisé dans les mêmes conditions.

L'expérience consiste à vérifier si la déviation de l'aiguille du posemètre est constante ou, en tout cas, si sa déviation est très faible, lorsqu'on passe d'un plot au suivant en manœuvrant le levier. En passant d'une position à la suivante, il ne doit pas y avoir

de différence notable, si la lumière s'accroît une des résistances est trop faible, telle que r_1 ou la résistance correspondante de l'autre circuit est trop forte ; il faut donc modifier les points de contact pour obtenir les valeurs exactes, et on agit de même, sur toutes les autres prises du rhéostat jusqu'au moment où on obtient le résultat normal.

On utilise donc dans ce procédé deux enroulements résistants identiques d'une certaine longueur, sur lesquels on peut effectuer des prises au moyen de colliers de serrage mobiles. Une fois les positions des différents colliers déterminées on les met définitivement en place et on les relie aux différents plots.

Il s'agit là, d'un procédé qui n'est sans doute pas nouveau, comme, d'ailleurs, la question elle-même, mais qui permet toujours d'obtenir des résultats pratiques satisfaisants. Le courant maximum qui doit passer dans la résistance est donné évidemment en divisant la puissance de la lampe par la tension d'alimentation, par exemple, pour une lampe de 300 W et une tension de l'ordre

de 110 V, la résistance totale ne dépasse pas quelque 70 Ω .

Cette variation de tension d'alimentation de chaque lampe a évidemment un effet sur la couleur de la lumière fournie par cette lampe ; elle ne se produit pas de la même manière pendant toute la durée de l'opération. En général, avec les lampes ordinaires à incandescence, cette variation détermine des tons plus chauds et plus atténués et, comme ce phénomène se produit uniquement pendant l'enchaînement des images, il n'est généralement pas très gênant.

CHARGEUR 126 OU 110 ?

Nous avons étudié récemment les caractéristiques remarquables des nouveaux appareils **Pocket Kodak Instamatic** de très petit format utilisant les chargeurs du type 110. Beaucoup d'amateurs possédant déjà des appareils Instamatic du type précédent à chargeurs 126, ou désirant en acheter un, peuvent se demander si les deux modèles sont concurrents, ou seulement complémentaires. En fait, c'est la deuxième réponse qui est la seule exacte, et l'apparition du modèle Pocket Instamatic ne doit nullement déterminer l'abandon de l'appareil 126, car il s'agit de caméras dont les buts, les emplois, et les prix, sont très différents.

La gamme des prix d'achat des appareils Instamatic 110 est beaucoup plus étendue que celle des modèles Instamatic 126, en quelque sorte classiques et bien que les formats soient plus réduits les prix des chargeurs destinés aux nouveaux appareils 110 sont plus élevés que ceux des appareils 126. C'est là, peut-être, une conséquence de leur nouveauté, mais on ne sait, pour le moment, si cette différence subsistera, et dans quelle proportion.

L'appareil Pocket Instamatic est, par définition, un appareil de poche, de chargement immédiat, et complètement automatique à chargeur contenant des films de 16 mm permettant d'obtenir des images de format 13 x 17, et du tiers seulement de la surface d'une image 126 de 28 x 28 mm inscrite sur du film de 35 mm de large.

C'est ainsi, un appareil destiné à être placé constamment dans une poche ou un sac à main, mais fournissant des clichés nécessitant de forts rapports d'agrandissement, et ne permettant pas des projections sur écran de dimensions comparables à celles réalisées avec les Instamatic 126.

Les résultats les plus remarquables sont obtenus, d'ailleurs, avec du film **Kodacolor II** à haut pouvoir de résolution, destiné à obtenir des épreuves en couleur

sur papier. Les diapositives peuvent être placées dans des cadres 3×3 , et sur des intermédiaires 5×5 , pour les lanternes de projections classiques, mais, dans ce cas, l'image obtenue sur l'écran, à égalité de distance de projection, est évidemment au moins trois fois plus réduite que celle obtenue avec le Kodak 126.

Elle est encore plus réduite par rapport à celle réalisée avec un appareil 24×36 , sans doute, y a-t-il, nous l'avons noté, des projecteurs spéciaux de haute qualité destinés à ce format et dotés, d'ailleurs, de lampes perfectionnées indiquées précédemment, mais leur utilisation exige évidemment une dépense supplémentaire.

Le nouveau Pocket Kodak Instamatic 110 peut donc séduire les amateurs possédant déjà un Instamatic 126, ou un appareil 24×36 , mais, par contre, il ne semble pas, pour le moment, destiné à supprimer l'intérêt des appareils 126.

COMMENT PHOTOGRAPHER LES IMAGES DE TÉLÉVISION EN COULEUR

La photographie des images télévisées sur écran à l'aide d'une caméra ordinaire et, de préférence, de petit format avec visée réflex, a déjà été étudiée à plusieurs reprises dans la revue. Les résultats obtenus sont désormais très satisfaisants dans la plupart des cas ; les manœuvres très simples, qu'il s'agisse d'un appareil à obturateur de plaque ou à obturateur central à lamelles en prenant les précautions indispensables. Il est, en tout cas, nécessaire de ne jamais adopter, en raison du principe de formation de l'image, un temps de pose inférieur à 1/25 seconde.

En principe, la prise de vue des images en couleur s'effectue de la même manière que celle des images en noir et blanc, mais, malgré les perfectionnements, les films en couleur sont généralement moins sensibles que les films en noir et blanc, et l'image télévisée en couleur peut également être moins lumineuse, ce qui exige des précautions particulières.

La définition ou résolution du film en couleur n'est pas la même que celle du film en noir et blanc ; elle est, par exemple, de l'ordre de 80 lignes par millimètre, et l'on photographie, en fait, sur l'écran les différents points en couleur complémentaires fournis par le masque perforé assurant la distribution des faisceaux fournis par les trois canons électriques habituels.

Avec des appareils de 24×36 mm, par exemple, la défini-

tion obtenue n'est de l'ordre de quelques lignes par millimètre, pour la reproduction d'un ensemble de trois points de couleur, avec un objectif d'une distance focale de 50 mm. La projection risque donc de ne pas être très nette, avec une définition assez faible.

En principe, il y a donc intérêt à utiliser un film à plus haute définition, et l'on obtient de meilleurs résultats avec un appareil de plus grand format, 6×6 ou 6×9 par exemple. Les émulsions utilisées sont du type habituel, tels que l'Agfacolor CT18, ou Ektachrome X par exemple, mais il y a intérêt à essayer d'effectuer des prises de vue d'images télévisées aussi fixes que possible, ce qui permet d'augmenter le temps de pose de 1 à 4 secondes, par exemple. Il est également bon d'employer des filtres compensateurs pourpre et bleu avec l'Agfacolor CT18, pour éviter une dominante vert-jaune et bleu-vert pour l'Ektachrome X pour éviter une dominante rouge.

Il est également bon de ne pas avoir une image à grand contraste. La valeur du contraste entre les plages les plus foncées et les plus claires ne doit pas dépasser deux à trois valeurs de diaphragme et, pour obtenir des résultats valables, il est généralement nécessaire de faire des essais, et d'effectuer plusieurs prises de vue avec des ouvertures différentes.

Les meilleurs résultats sont obtenus, d'ailleurs, avec des diapositives, mais les couleurs ne sont pas toujours absolument fidèles, en raison de la différence de température de couleur entre le tube-image de télévision et celle de la lampe de projection, même du type quartz halogène.

La reproduction en couleur des images sur papier est assez difficile ; il est préférable, dans ce cas, de photographier l'écran à une distance aussi grande que possible et d'effectuer ensuite un agrandissement variable de l'image obtenue suivant le but recherché.

La tolérance d'exposition du film couleur négatif utilisé pour les tirages sur papier est plus grande que celle du film inversible. On peut utiliser d'abord le film en couleur habituel pour photographier sur l'écran une image en noir et blanc, puis utiliser les mêmes valeurs pour la photographie en couleur. Enfin, le tirage du négatif sur papier est, de préférence, obtenu avec une gradation normale, car, avec un papier à grand contraste, on obtient plus de détails, mais le rendu des couleurs est moins bon.

P. HEMARDINQUER.

« 6 ANS DE MATHS EN 6 MOIS » !

MATHÉMATIQUES EXPRESS

par Roger CRESPIEN

Voici un ouvrage de mathématiques « pas comme les autres ». Partant du certificat d'études primaires, il vous conduit en un temps record et sans fatigue jusqu'au bout des « maths spéciales ». Abondamment illustré, souvent amusant, toujours intéressant, il enseigne avec le sourire et se lit comme un roman.

Avec lui, l'étude assommante des mathématiques devient passionnante comme un jeu. Vous serez étonné d'apprendre si vite et si aisément ce qui vous semblait inaccessible. Nul besoin « d'être un crack » : avec un peu d'intelligence et un bien faible effort, vous jonglerez bientôt avec les hautes mathématiques aussi facilement que vous faites aujourd'hui un compte de voyage ou une règle de trois.

MATHÉMATIQUES EXPRESS est la providence des élèves brouillés avec les maths ou déroutés par les cours touffus et pédants, des parents qui veulent voir ou aider le travail des enfants, des enseignants et des techniciens qui veulent compléter leurs connaissances ou se recycler, de tous ceux qui veulent pouvoir lire la presse technique sérieuse. C'est le livre que l'auteur eût voulu posséder quand il avait quinze ans...

MATHÉMATIQUES EXPRESS est publié en 8 tomes dont les 4 premiers embrassent les maths élémentaires (y compris les mathématiques dites modernes) et les 4 derniers les maths spéciales. Ce sont :

Tome 1 - ARITHMÉTIQUE - RÈGLE A CALCUL (104 pages, 46 figures).

Nombres - Fractions - Proportions - Puissances et racines - Logarithmes - Numération binaire - Règles à calcul et leur emploi.

Tome 2 - GÉOMÉTRIE PLANE ET SPATIALE (72 pages, 118 figures).

Angles - Triangles - Similitude - Cercle, sécante, tangentes - Polygones - Aires planes - Angles spatiaux - Polyèdres - Sections coniques - Tangentes.

Tome 3 - ALGÈBRE (72 pages, 23 figures).

Somme, produit, division algébriques - L'équation du 1^{er} degré à une et plusieurs inconnues - L'équation du second degré - Equations binômes et degré quelconque - Equation bicarrée - Déterminantes.

Tome 4 - TRIGONOMÉTRIE ET LOGIQUE SYMBOLIQUE (88 pages, 93 figures).

Sinus, cosinus et compagnie, leurs variations et relations - Résolution des triangles plans et sphériques - Symboles du raisonnement - Algèbre de Boole.

Tome 5 - SÉRIES, PROBABILITÉS, VECTEURS, FONCTIONS (104 pages, 69 figures).

Binôme de Newton - Vecteurs - Fonctions diverses, courbes expérimentales.

Tome 6 - CALCUL DIFFÉRENTIEL (136 pages, 84 figures).

Limites - Dérivées partielles - Analyse des courbes.

Tome 7 - CALCUL INTÉGRAL (104 pages, 76 figures).

Fonction primitive - Calcul des surfaces - Cubature - Intégrales doubles et triples.

Tome 8 - ÉQUATIONS DIFFÉRENTIELLES ET CALCUL OPÉRATIONNEL (92 pages, 34 figures).

Naissance d'une équation différentielle - Ordre et degré - Transformations de Laplace.

Chaque tome au format $13,5 \times 21$, sous couverture 4 couleurs, laquée.

PRIX : A l'unité 10 F

4 tomes (N^{os} 1, 2, 3 et 4 ou N^{os} 5, 6, 7 et 8) sous étui carton... 37 F

L'ensemble (8 tomes) sous étui carton..... 70 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

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande)

CONTRÔLEUR DE POSE POUR TIRAGES MONOCHROMES ET COULEURS

CET appareil (dû à A. Woodrow et décrit dans Practical Electronics) est destiné aux nombreux photographes amateurs faisant leurs tirages par eux-mêmes, y compris les tirages couleurs.

Comme on sait, l'une des tâches relativement monotones dans les opérations de laboratoire est le tirage d'une bobine de négatifs. En effet, chaque négatif exige de faire une bande d'essai pour déterminer l'exposition correcte nécessaire, puis d'évaluer le résultat de l'essai avant de procéder au tirage final.

Quand on doit réaliser des tirages d'une bobine de 36 vues, cette procédure entraîne un gaspillage considérable de temps et de matériau. Lorsqu'il s'agit de réaliser des tirages couleur, le problème se trouve multiplié par la nécessité d'obtenir aussi bien l'équilibre de couleurs que la densité corrects. Il n'est pas rare de gâcher toute une séance de tirage sans obtenir une seule photo couleur satisfaisante.

L'appareil décrit ci-dessous est destiné à éliminer la plupart des tâtonnements impliqués dans les tirages. Par son moyen, les tirages sont effectués presque automatiquement dans le cas des négatifs monochromes. Quant aux négatifs couleurs, le travail demandé par le tirage couleur est un peu plus grand que pour le noir et blanc mais il est possible de faire dès la première tentative des tirages réussis.

LES TROIS FONCTIONS DE L'APPAREIL

En ce qui concerne la conception globale de l'appareil, le
Page 160 - N° 1 396

contrôleur d'exposition se compose de trois parties qui sont prévues pour être employées ensemble. Toutefois, il est possible de construire et d'utiliser indépendamment des autres une partie ou deux parties seulement de l'appareil.

D'abord, le posemètre évalue le négatif, puis l'information obtenue est transférée au temporisateur. Celui-ci met sous tension la lampe de l'agrandisseur pour la durée de temps requise pour obtenir un tirage correctement exposé. Le posemètre est

également utilisé pour la comparaison des négatifs couleur avec un négatif échantillon ou modèle pour obtenir un équilibrage correct des couleurs.

Le contrôleur d'exposition comprend enfin un dispositif stabilisateur pour maintenir

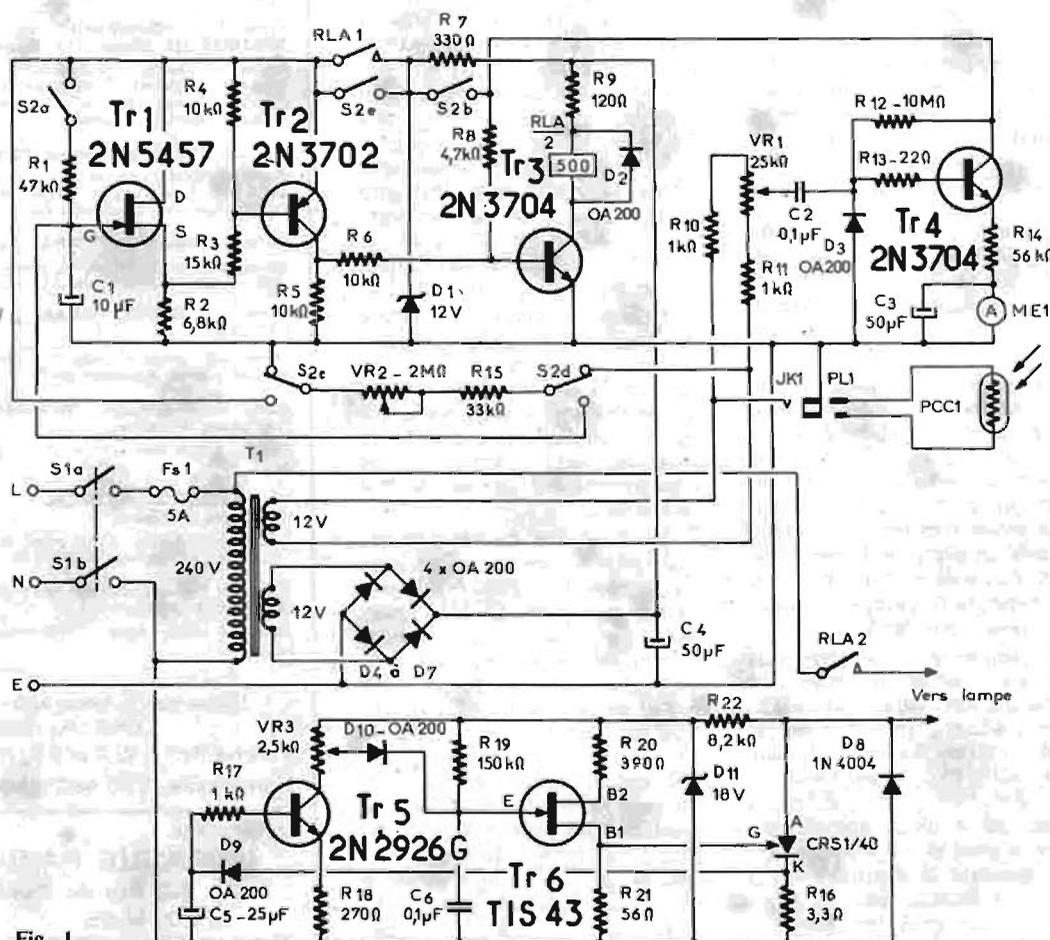


Fig. 1



Fig. 2

constante la tension de la lampe par rapport aux variations de la tension du secteur.

En ce qui concerne les caractéristiques techniques, le contrôleur évalue automatiquement et expose des négatifs dans une gamme de durées allant de 1 seconde à 1 minute. D'autre part, le stabilisateur maintient constante la tension de la lampe de l'agrandisseur pour des entrées de secteur entre 220 et 250 V.

Voici maintenant une description détaillée de ces fonctions.

Le posemètre. — Si un faisceau lumineux d'intensité connue est projeté à travers un négatif, la quantité de lumière passée par le négatif est la mesure de sa densité et, par voie de conséquence, également celle de la durée d'exposition requise pour faire un tirage. Dans le cas considéré, la source de lumière est la lampe de l'agrandisseur et la quantité de lumière passée par le négatif est mesurée à l'aide d'une photorésistance posée sur le plateau de l'agrandisseur. Comme on sait, cet élément varie sa résistance selon la quantité de lumière frappant sa surface sensible. Lorsque la photorésistance est placée sur le plateau, sa résistance dépend de la quantité de lumière transmise par le négatif et elle sert d'indication pour la durée de l'exposition requise.

Cependant, une photorésistance n'ayant pas de « mémoire », l'information recueillie par la mesure est perdue à l'extinction de l'éclairage. Mais cette information étant ultérieurement nécessaire pour le temporisateur, un dispositif supplémentaire doit être incorporé dans le circuit pour mettre en mémoire la lecture de mesure et pour la tenir prête en vue de son transfert au

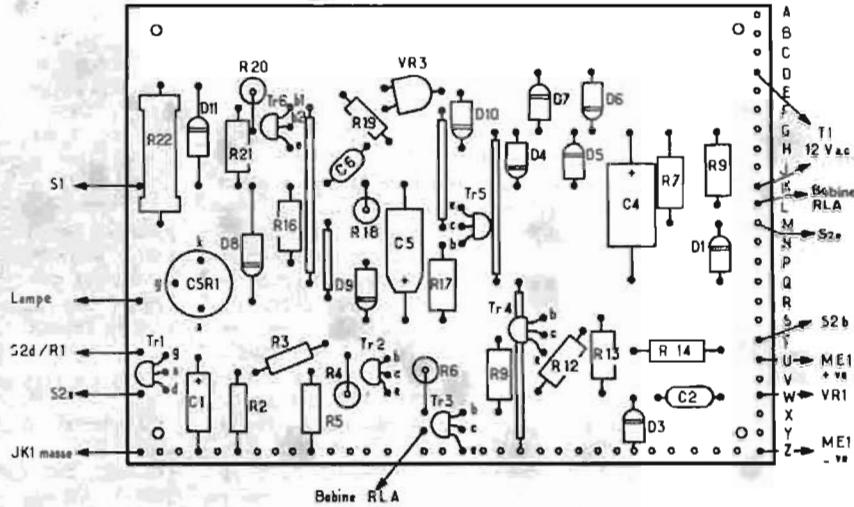
temporisateur. Pour obtenir ce résultat, on utilise un pont de mesure.

La figure 1 représente le circuit complet du contrôleur d'exposition. Dans ce circuit, le pont en question est constitué par VR₁, VR₂ et la photorésistance PCC1. Les résistances R₁₀, R₁₁ et R₁₅ sont également comprises dans le pont mais elles ont seulement pour fonction de limiter l'étendue d'action des éléments variables de façon à prévenir un court-circuit éventuel de l'un des bras du pont. Le potentiomètre VR₁ constitue deux bras du pont, de part et d'autre du curseur. Il est réglé à l'avance en conformité avec le type de papier photographique utilisé.

L'alimentation de 12 V, alternative, est prélevée sur le transformateur secteur. La tension de sortie du pont est redressée par D₃ puis transmise à TR₄. Ce transistor est branché en émetteur suiveur c'est-à-dire en amplificateur de courant ; il est relié au milliampèremètre ME₁ de déviation totale de 1 mA. La résistance R₁₄ limite le courant maximal circulant dans le transistor et empêche que l'aiguille du milliampèremètre reste bloquée à une extrémité du cadran au cas où l'appareil serait branché avec le pont fortement déséquilibré. Le condensateur C₃ élimine les ondulations résiduelles et assure la stabilité de l'aiguille. R₁₂ sert à ajouter une légère quantité de tension de polarisation à TR₄.

Le commutateur de fonctions S₂ sélectionne l'opération « mesure » ou l'opération « exposition ». Pour les besoins d'une mesure négative, S_{2c} et S_{2d} servent à brancher le potentiomètre d'équilibrage dans le circuit de pont. En fermant S_{2b},

Fig. 3



on applique la tension au circuit de mesure et, en même temps, on rend conducteur via R₈ le transistor TR₃ commandant le relais. Cela entraîne l'excitation du relais RLA et la mise sous tension de la lampe de l'agrandisseur permettant ainsi d'effectuer la mise au point et la mesure. La diode D₂ empêche la détérioration de TR₃ par la surtension apparaissant au moment de la rupture de l'excitation du relais.

Le temporisateur. — Lorsque le commutateur de fonctions est dans la position « exposition », S_{2c} et S_{2d} transmettent l'information contenue dans le potentiomètre VR₂ et concernant l'exposition requise dans le circuit de temporisateur. S_{2b} étant maintenant ouvert, le relais n'est pas excité. Aucune tension d'alimentation n'est encore appliquée au temporisateur parce que les contacts RLA₁ et S_{2e} sont en ce moment au repos (à circuit ouvert).

Ensuite, les contacts S_{2e} sont fermés pour commencer la période de temporisation. Les résistances R₂, R₃ et R₄ constituent un diviseur de tension et TR₂ reçoit sa tension de polarisation à partir de la tension développée aux bornes de R₄.

Le transistor TR₂ passe à l'état de conduction. La chute de tension aux bornes de R₅ est appliquée via R₆ à la base de TR₃, d'où excitation du relais. La lampe de l'agrandisseur se trouve alors branchée par l'intermédiaire du contact RLA₁ ; en même temps, le contact RLA₁ se met en parallèle sur S_{2e}. Ce contact peut être maintenant relâché parce que la tension d'alimentation du temporisateur est maintenant appliquée par le contact RLA₁.

Le cœur du temporisateur est constitué par le circuit de C₁, VR₂ et TR₁, ce dernier étant un transistor à effet de champ. La propriété principale d'un FET dans cette application est sa résistance d'entrée élevée. Le transistor FET présentant une résistance d'entrée de plusieurs centaines de milliers d'ohms permet d'utiliser une valeur faible pour le condensateur C₁ et une résistance élevée pour VR₂.

En revenant à la description du fonctionnement du temporisateur complet, on a encore à noter : TR₁ a une tension de polarisation faible appliquée par la chute de tension aux bornes de R₇. Initialement, C₁ est déchargé ; de ce fait, la porte de TR₁ est à 0 V. Lorsque l'alimentation est branchée par le moyen de S_{2e}, C₁ commence à se charger à un taux déterminé par le réglage de VR₂ qui a été déterminé à son tour par le posemètre. La période de temporisation est proportionnelle à C₁ X VR₂. Lorsque la tension de porte s'approche de la tension de polarisation de la source, TR₁ commence à conduire. La tension de porte est ainsi transférée à la source par l'action d'autopolarisation du courant de source. La résistance R₃ applique également la tension de source à la base de TR₂. Lorsque la tension de source de TR₁, et ainsi la tension de base de TR₂, atteint approximativement 11 V, TR₂ se bloque, ce transistor étant du type PNP.

La tension de collecteur tombe à 0 V, bloquant TR₃ et coupant l'excitation du relais RLA. La lampe de l'agrandisseur s'éteint et le contact RLA₁ coupe l'alimentation du temporisateur,

S_2 ayant été précédemment relâché. La polarisation fixe, dérivée du diviseur de tension $R_2-R_3-R_4$, est ôtée de TR_1 .

Ce dernier est maintenant polarisé dans le sens passant par la charge restante sur C_1 . Le condensateur est rapidement déchargé à travers la jonction porte-source de TR_1 et R_2 , et remet à zéro le temporisateur. Ainsi, ce dernier est prêt pour l'opération de temporisation suivante.

L'alimentation pour le pose-mètre et le temporisateur est classique. Un redresseur à pont à onde entière (D_4 à D_7) est alimenté par le transformateur secteur T_1 . Le condensateur C_4 sert à éliminer les ondulations de la tension continue pulsée. Ensuite, on a le relais qui reçoit son alimentation via R_9 . Le restant du circuit est alimenté à partir de la ligne de 12 V stabilisée par R_7 et la diode Zener D.

La stabilisation de la lampe. — L'utilité de ce circuit s'explique comme suit : quand une lampe d'agrandisseur fonctionne à une tension faible de secteur, sa lumière est plus jaune qu'à la tension nominale et, en outre, elle fournit une sortie de lumière réduite. Inversement, une lampe fonctionnant à une tension plus élevée donne une lumière plus bleue.

La variation de la sortie de lumière est à elle seule un inconvénient assez sérieux dans le tirage monochrome mais la variation de couleur qui s'y ajoute peut tout bouleverser dans un tirage couleurs. En effet, un changement de 2 ou 3 V est suf-

fisant pour entraîner une modification notable des couleurs. Pour y pallier, le contrôleur d'exposition comprend un circuit de stabilisation pour maintenir constante la tension de la lampe à l'égard des variations du secteur.

Le principe de la stabilisation de la tension est illustré en figure 2. On y voit deux cycles de la tension apparaissant aux bornes de la lampe. D'après la figure, ce n'est qu'une partie de chaque demi-période positive qui est appliquée à la lampe tandis que la totalité de chaque demi-période négative s'y trouve appliquée. Ainsi, une augmentation de la tension du secteur peut être opposée en retardant, dans la demi-période positive, le point (de A à B) où la lampe se trouve mise sous tension.

Inversement, une baisse dans la tension du secteur peut être compensée par une mise sous tension prématurée dont il résulte qu'une plus grande partie de la demi-période alimente la lampe.

Dans le circuit de la figure 1, chaque demi-période négative est appliquée à la lampe via D_8 , mais les demi-périodes positives sont contrôlées par le thyristor CSR_1 . Grâce à ses propriétés, le thyristor peut être rendu conducteur à un point quelconque pendant la demi-période positive en appliquant à l'instant voulu une tension d'amorçage à sa porte.

La tension de porte est dérivée de TR_6 qui est un transistor unijonction faisant partie d'un circuit de déclenchement. Lorsque la charge sur le condensateur C_4

atteint la tension de pic de l'unijonction TR_6 , l'émetteur conduit et C_4 se décharge à travers la jonction émetteur-base I. Ce courant donne une tension positive à travers R_{21} , et cette tension est appliquée à la porte du CSR_1 qui passe à l'état de conduction.

Le transistor TR_5 et les circuits associés assurent la correction du point d'amorçage du thyristor, nécessaire pour la stabilisation à l'égard des variations de la tension du secteur.

LES COMPOSANTS

Plusieurs composants n'étant pas critiques, des substituts peuvent être utilisés; c'est surtout le cas des semiconducteurs.

Toutes les résistances sont du type $\pm 10\%$, 1/4 W, exceptées : R_{16} : 3,3 Ω 2,5 W (pour une lampe de 150 W) ou de 6,8 Ω pour une lampe de 75 W. R_{22} : 8,2 k Ω 5 W.

Potentiomètres - VR_1 : 25 k Ω ; lin., VR_2 : 2 M Ω log., VR_3 : 2,5 k Ω , subminiature ajustable.

Condensateurs - C_1 : 10 μ F 15 V au tantale, C_2 et C_6 : 0,1 μ F 250 V, papier, C_3 : 50 μ F 6 V électrolytique, C_4 : 50 μ F 25 V électrolytique, C_5 : 25 μ F 6 V électrolytique.

Semiconducteurs - TR_1 : 25457 (ou MPF 109), transistor à effet de champ canal « n ». D'autres FET fonctionnent également d'une manière satisfaisante mais ne fournissent pas la même gamme de temporisation. TR_2 : 2N3702 ou tout autre transistor PNP au silicium, TR_3 et TR_4 : 2N3704 ou d'autres

transistors NPN au silicium (TR_3 doit pouvoir faire circuler un courant de relais de 100 mA ou davantage). TR_5 : 2N26996G, transistor au silicium de grand grain (ou BC109 ou 2N3711). CSR_1 : CSR1/40 ou un autre thyristor de 1 A, 400 V. TR_6 : TIS₄₃, transistor unijonction remplaçable par 2N2646, 2N2160.

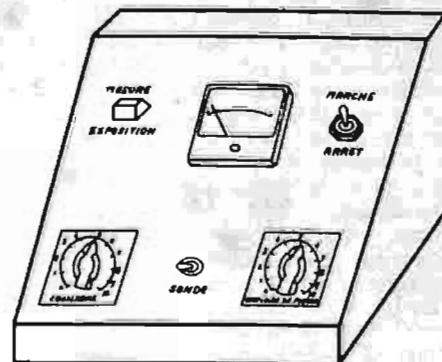
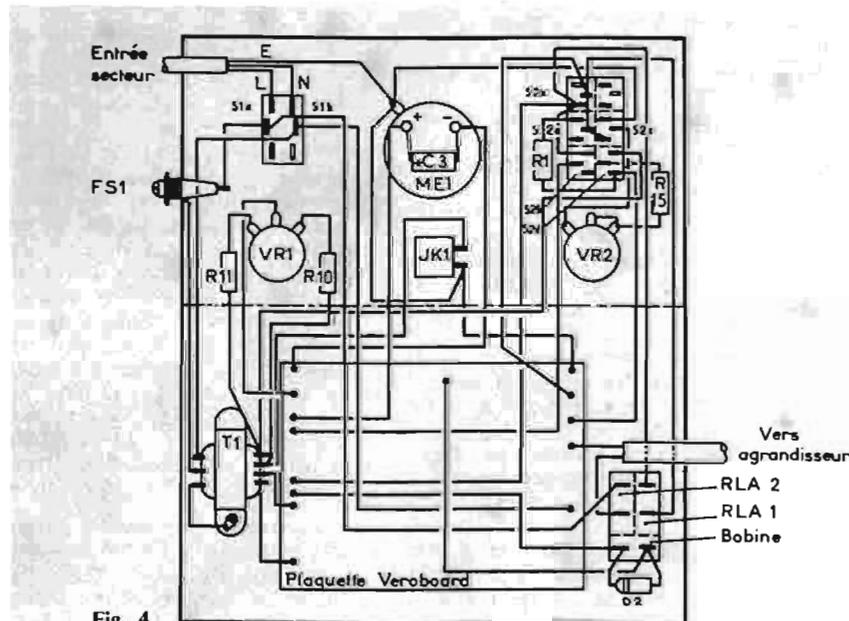
Diodes - D_1 : diode Zener de 12 V 400 mW (ou autre ayant des caractéristiques analogues); D_2 - 7 : OA 200 (six diodes) ou OA202, 1N914, 1N916; D_8 : 1N4004 ou toute autre diode au silicium de 1 A 400 V ou davantage; D_9 , D_{10} : OA 200 (deux diodes); D_{11} : diode Zener de 18 V 1 W.

PCC₁ : cellule photoconductrice ORP12 (ou ORP10, courant max. 100 mA).

Divers : T_1 : transformateur secteur, secondaire 2 x 12 V; FS_1 : fusible de 5 A; ME_1 : milliampèremètre de 1 mA. RLA : relais de 500 Ω de résistance d'enroulement, 2 contacts travail. Un jeu de contacts doit être capable de 1 A à 240 V. Une autre résistance d'enroulement peut également être utilisée jusqu'à 200 Ω . Les relais jusqu'à 150 Ω peuvent être adaptés en réduisant R_9 à 82 Ω .

Accessoires. — La sonde contenant la cellule photoconductrice PCC₁ est fabriquée dans un petit boîtier en plastique.

Pour mesurer la lumière transmise par le négatif, on a besoin d'un diffuseur empêchant que des détails du négatif atteignent le plateau de l'agrandisseur. Par ce moyen, la sonde contenant la cellule photosensible mesure le



niveau moyen d'éclairage. La plaquette-diffuseur peut être fabriquée dans un morceau de verre opaque ou de plastique. Elle est disposée à 2-4 cm sous l'objectif de l'agrandisseur d'une façon amovible.

Pour les tirages couleurs seulement, on a besoin d'un jeu de filtres, par exemple Kodak Wratten 29 (rouge), 61 (vert) et 47B (bleu). Ils doivent être placés successivement (en outre de la plaquette diffuseur) dans le chemin du faisceau lumineux.

La figure 2 représente la disposition des composants sur la plaquette de Veroboard et la figure 3 indique le schéma de câblage de même que la position des éléments dans le boîtier.

VERIFICATIONS ET REGLAGES

La figure 4 représente les commandes sur la face de l'appareil. Pour les vérifications initiales, le curseur de VR₃ est placé à l'extrémité opposée au collecteur de TR₅. La sonde est enfichée et l'appareil est mis sous tension. Avec le commutateur de fonctions dans la position centrale, rien ne doit se passer. En le plaçant sur la position « mesure », on entend un déclic de l'enclenchement du relais. La lampe de l'agrandisseur s'allume. Le milliampèremètre accuse une déviation et l'aiguille occupe diverses positions selon l'action sur la commande d'équilibrage ou celle de la rapidité du papier photographique.

Placer la commande d'équilibrage sur la position maximale : en agissant sur le commutateur de fonctions le relais est excité, il reste enclenché pendant 60 secondes environ, puis il décolle automatiquement. Des petits écarts, sans importance, sont dus aux tolérances des composants.

Avec la commande d'équilibrage dans la position médiane, la durée de temporisation est de l'ordre du 10 secondes et dans la position extrême, elle est de 1 seconde.

Si les vérifications ci-dessus sont satisfaisantes, c'est signe que le posemètre et le temporisateur fonctionnent correctement.

La vérification et le réglage du stabilisateur de lampe nécessitent l'utilisation de deux tensions de secteur avec possibilité de les commuter. La tension plus faible doit être de 220-225 V, la plus élevée de 240-245 V environ. On peut les obtenir, par exemple, en insérant une résistance en série avec la ligne active du secteur. Pour une lampe de 150 W, on a

besoin d'une résistance de 40 Ω et pour une lampe de 75 W, d'une résistance de 80 Ω, chacune de 10 W. On utilise un commutateur de façon à pouvoir choisir l'une ou l'autre de ces tensions. Ne pas oublier les précautions d'usage pour éviter tout contact avec le secteur.

Les premiers réglages peuvent être faits en lumière normale. La lampe de l'agrandisseur est raccordée au contrôleur d'exposition. Avec le commutateur de fonctions dans la position « mesure » et le secteur au niveau plus élevé, tourner VR₃ dans le sens des aiguilles d'une montre jusqu'à ce que la lampe s'obscurcisse un peu. En observant la lampe, commuter à la tension plus faible et vérifier que la lampe s'obscurcit. En opérant plusieurs fois de la même façon, on doit obtenir le résultat qu'il n'y ait que peu de variation ou aucune dans l'intensité de la lampe en commutant d'un niveau à l'autre. Les vérifications finales sont à effectuer dans les conditions de chambre noire en opérant comme décrit ci-dessus.

L'UTILISATION

Le tirage des négatifs noir et blanc. — Choisir un négatif et produire un tirage en vue du calibrage de la commande de rapidité de papier. Le négatif doit offrir une gamme complète de tonalités noires et blanches. Réaliser un bon tirage à partir de ce négatif par la méthode de tâtonnement à l'aide des bandes d'essai. Relier l'agrandisseur au contrôleur d'exposition et le régler pour produire un tirage exigeant environ 10-15 secondes de pose. Ce tirage ayant été fait, on note le temps de pose utilisé.

Ensuite, placer les commandes du contrôleur d'exposition pour donner la même exposition que

celle requise pour le tirage de calibrage. Ceci est fait en réglant la commande d'équilibrage (commutateur de fonctions sur « mesure ») jusqu'à ce que le temporisateur branche la lampe pour le temps requis. Ensuite, avec la lumière de la pièce éteinte, l'agrandisseur disposé comme pour le tirage de calibrage, le commutateur est placé sur « mesure ». La plaquette diffuseur est placée sous l'objectif et la sonde à photorésistance sur le plateau au centre de la tache lumineuse. Avec la commande d'équilibrage placée à la position précédemment déterminée, la commande de rapidité de papier est réglée pour donner une déviation minimale sur le milliampèremètre. Cette position devra être la même chaque fois qu'un papier de même fabrication et de grain est utilisé pour un tirage. Le calibrage devra être répété pour tout autre papier.

Pour faire des tirages d'autres papiers, déterminer la position de la commande de rapidité. Le négatif est placé dans l'agrandisseur. Avec le commutateur dans la position « mesure », l'agrandisseur est réglé pour le format désiré et mis au point. Le diffuseur est placé dans le faisceau lumineux et la sonde sur le plateau. Le contrôleur de pose est réglé sur la déviation minimale du milliampèremètre en agissant sur la commande d'équilibrage. Commuter la commande de fonctions à la position centrale pour éteindre la lampe, puis enlever le diffuseur et la sonde. Poser une feuille de papier photographique sur le plateau, placer le commutateur sur la position « exposition » et le relâcher lorsque le relais est excité. Le temporisateur expose alors le tirage automatiquement pendant la durée correcte, et la suite des opérations de tirage est faite de la manière normale.

Le tirage des négatifs couleurs. — Comme avec le tirage noir et blanc, la première démarche est de produire un bon tirage par la méthode de tâtonnement. Le négatif choisi doit avoir une gamme complète de couleurs avec des aires de rouge, de vert et de bleu à peu près égales.

Lorsque le tirage échantillon a été fait, le paquet de filtres et le temps de pose sont notés. Le « paquet de base » (imprimé sur chaque paquet de papier) en est retranché. L'appareil de contrôle est ensuite disposé sur « mesure », le négatif est placé dans l'agrandisseur, les commandes de l'agrandisseur sont placées exactement comme pour le tirage de calibrage. Avec la commande d'équilibrage placée sur zéro, ajuster la commande de rapidité de papier pour l'équilibrage, la plaquette diffuseur et le filtre rouge se trouvant dans le faisceau lumineux. Noter la lecture obtenue. Sans rien modifier aux réglages, remplacer le filtre rouge par le vert et effectuer un autre équilibrage en manœuvrant la commande correspondante. Répéter la même opération avec un filtre bleu. Toutes ces mesures sont effectuées sans que les filtres de correction soient en place, c'est-à-dire ceux qui seront utilisés au moment d'effectuer le tirage définitif. Noter les lectures obtenues sur la commande d'équilibrage.

Les opérations ultérieures consistent à comparer les lectures relatives à tout autre négatif avec cette lecture « normalisée ». Le but est d'obtenir les mêmes nombres qu'avec l'échantillon. Si les lectures obtenues sont différentes, on ajoute des filtres de correction jaune, magenta et cyan, et les mesures sur le négatif inconnu sont entièrement répétées.

En travaillant à des niveaux d'éclairage faibles, la photorésistance nécessite quelque temps pour adapter sa résistance. En conséquence, si la pose est de 30 secondes ou davantage, attendre quelques secondes avant d'effectuer la lecture, pour que la cellule se stabilise. Pour les filtres verts et bleus, la sensibilité de la photorésistance est moindre ce qui peut entraîner un retard d'une minute environ avant que la cellule atteigne sa résistance définitive.

L'expérience acquise dans le traitement de quelques négatifs facilite l'emploi ultérieur du contrôleur de pose. La patience dépensée dans les premiers essais sera récompensée par une économie considérable de temps et de matériel.

François ABRAHAM.
N° 1 396 - Page 163

Pour votre collection, procurez-vous

- LA RELIURE « HAUT-PARLEUR » (Marron)
- LA RELIURE « HI-FI STÉRÉO » (Bleu)
- LA RELIURE « ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE » (Rouge)

Au prix de 10 F l'une + 2.50 F de port

Adressez commande au :

LE HAUT-PARLEUR

2 A 12, RUE DE BELLEVUE - 75019 PARIS
TÉL. : 202-58-30 C.C.P. 424-19 PARIS

montages électroniques pour instruments de musique

EMPLOI PRATIQUE DU SAJ180

Dans notre article paru en janvier 1973 du Haut-Parleur, on a pu trouver une documentation sur le circuit intégré, diviseur de fréquence, SAJ180 de Sescosem.

Nous sommes, maintenant, en mesure d'indiquer à nos lecteurs les montages pratiques permettant l'emploi de ce circuit dans un orgue électronique. A noter que le SAJ180 est également désigné par son fabricant par SFF5002. Le repère étant à gauche et le CI étant vu de dessus, le point 1 est à gauche du repère et le point 14 à droite. Il y a trois chaînes de diviseurs branchées aux points suivants : 2 - 3 - 4 - 5 à trois diviseurs, 4 - 7 à un diviseur et 13 - 12 - 11 à deux diviseurs, donc, en tout sept diviseurs permettent dans un montage en série d'obtenir, à partir de f , les fréquences $f:2$, $f:4$, $f:8$, $f:16$, $f:32$, $f:64$ et $f:128$. Il suffira alors de brancher la sortie d'un groupe à l'entrée d'un autre groupe. Le choix des branchements est indifférent, par exemple les suivants : entrée f au point 2, et branchements : 5 - 6, 7 - 10, 9 - 13 et sortie à $f:128$ au point 11.

Il y a trois points de branchement des alimentations : $-V_{DD}$, $+V_{SS}$ et $-V_{GG}$ la tension étant par exemple 12 V d'où, avec deux sources de 12 V le montage de la figure 2.

En considérant comme origine des tensions la masse, au point $-V_{DD}$, on aura +12 V au point $+V_{SS}$ et -12 V au point $-V_{GG}$, donc 24 V entre $+V_{SS}$ et $-V_{GG}$.

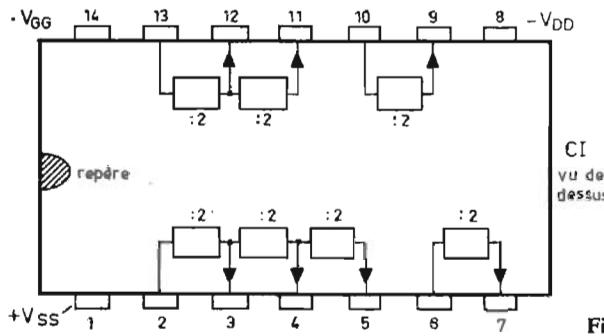


Fig. 1.

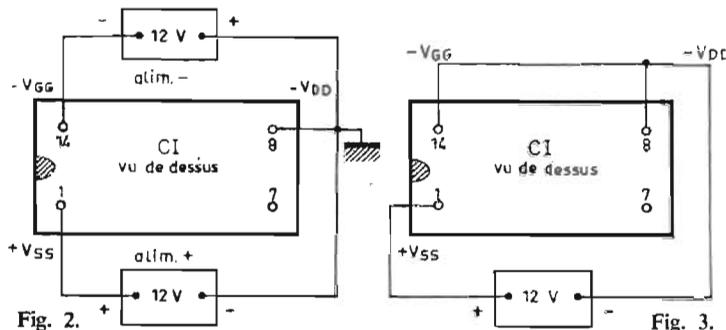


Fig. 2.

Fig. 3.

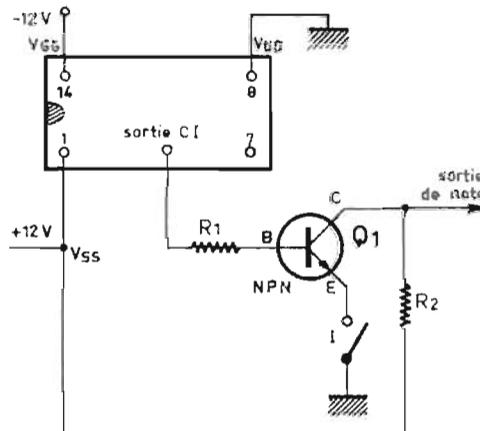


Fig. 4.

Il est également possible de ne faire appel qu'à une seule source d'alimentation de 12 V. Dans ce cas on pourra adopter le schéma de la figure 3. Ce montage plus simple est parfaitement valable tout en simplifiant les circuits.

COUPLAGES DES SORTIES ET DES ENTREES

Une entrée seule doit être reliée à un oscillateur de signal à la fréquence f si l'on désire une division par 128. Dans ce cas, les sorties disponibles seront reliées à des entrées disponibles jusqu'à réalisation d'une chaîne de sept diviseurs de fréquence. Quoi qu'il en soit, à chaque sortie, on devra disposer un élément de liaison (ou de « couplage ») avec les circuits communs de notes (nommés BUS) directement ou par les formants, sans oublier le dispositif de coupure du signal fourni par chaque sortie. Voici à la figure 4, une sortie quelconque du CI, à couplage par transistor. La sortie choisie par exemple le point 4, est reliée à la base de Q_1 par une résistance R_1 de 6,8 k Ω . Le signal à la fréquence f/n obtenu au point choisi, est amplifié par Q_1 , un transistor bipolaire NPN d'un des types recommandés suivants : $Q_1 = 2N2222$ ou 2N1613, ou 2N1711 ou BC107. En raison du nombre élevé des transistors (par exemple 7 fois 12 = 84) on choisira les plus avantageux. Il y a intérêt à s'en procurer cent à la fois, ce qui diminuera le prix par unité et permettra de disposer des transistors de réserve ou utilisables ailleurs. Sur le collecteur de Q_1 on obtient le signal amplifié.

Le collecteur est relié au + V_{SS} (point 1 du CI) par une charge constituée par une résistance R_2 de valeur minimale 4 700 Ω . Pour réduire la consommation on pourra augmenter R_2 jusqu'à une valeur deux ou trois fois supérieure. L'émetteur est à la masse (point commun des deux sources d'alimentation, voir Fig. 2) lorsque Q_1 transmet le signal aux circuits suivants. Pour couper la transmission du signal, il suffira de rendre inopérant le transistor. Pour cela on a intercalé dans le fil d'émetteur relié à la masse, l'interrupteur I.

Pratiquement I est associé à la touche de clavier de la note donnée par le signal considéré. Avec des diviseurs comme celui analysé ici, on interrompt l'audition d'un son en coupant sa transmission et non en empêchant l'oscillateur de fonctionner, procédé à adopter si les oscillateurs sont tous indépendants.

COUPLAGE PAR CIRCUIT LOGIQUE TTL

A la place du transistor, on pourra utiliser un TTL, par exemple un SFC400E à deux entrées ou un SFC410E à trois entrées. Le montage à adopter est celui de la figure 5. La diode est du type 15P1 et R_1 est de 8,2 k Ω . Pour commander le signal de sortie du TTL il faut disposer d'une tension appliquée à un point du TTL comme suit.

(a) Si cette tension est inférieure à 0,8 V, il y a un blocage du TTL, donc pas de signal à la sortie.
(b) Si cette tension est supérieure à 2 V, il y a **permission** autrement dit le TTL transmet le signal qui est disponible à la sortie d'où il sera appliqué aux formants, par exemple.

FORME DES SIGNAUX

Le montage à transistors (Fig. 4) ou à TTL (Fig. 5) est à reproduire autant de fois qu'il y aura de notes, donc sept fois par fréquence « fondamentale » supérieure f_1 et douze fois pour chaque fondamentale f_1, f_2, \dots, f_{12} correspondant à douze notes séparées entre elles par un demi ton.

Les « fondamentales » de la gamme chromatique la plus élevée seront fournies par des oscillateurs d'un type quelconque, indépendants ou liés entre eux (voir nos précédents articles). Parmi les oscillateurs ayant fait leurs preuves, il est recommandé de choisir ceux à transistor unijonction (UJT) que nos lecteurs ont pu trouver dans de nombreux

schémas proposés par nous-mêmes et par des fabricants d'orgues électroniques.

Voici à la figure 6 un schéma d'oscillateur à UJT. Il en faut douze par orgue, un pour chacune des fréquences f_1 à f_{12} de la gamme chromatique la plus haute.

Le circuit intégré vu de dessus est indiqué en haut du schéma. Au-dessous on trouve le UJT qui possède trois électrodes, un émetteur E et deux électrodes B_1 et B_2 à ne pas confondre entre elles. Comme UJT on recommande le 2N2646 General Electric. L'émetteur est polarisé à partir du point V_{SS} de 12 V par rapport à la masse du montage, ce qui est bien le cas dans

monter à la place de R_1 un potentiomètre monté en résistance variable.

Nous conseillons pour les premiers essais R_1 ajustable de 25 k Ω maximum et C de 20 à 50 nF au **mylar** pour une bonne stabilité ce qui est absolument essentiel dans un montage d'instrument électronique de musique.

Pour chaque réglage correct il sera utile de vérifier que les signaux de sortie sont d'amplitude égale.

Chaque signal apparaît aux bornes de R_2 de 180 Ω et il est transmis par R_2 de 47 Ω à la base d'un transistor de liaison Q_2 dont l'émetteur est à la masse.

La résistance R_3 transmet à Q_2 aussi bien le signal à ampli-

Remarquons qu'il y a possibilité de réduire à six le nombre des CI si l'on se contente de trois octaves au lieu de sept. Ainsi, un premier diviseur (voir Fig. 1) pourrait être constitué avec les trois éléments montés entre les points 2 et 5 : entrée en 2, sortie en 5. Le deuxième diviseur pourrait être constitué en reliant le point 11 au point 10 ce qui donnera une entrée au point 13 et une sortie au point 9, le circuit monté entre les points 6 et 7 restant libre.

Cette disposition est intéressante dans des orgues à trois octaves ou autres applications, par exemple pour un deuxième clavier. On voit sur la figure 6 que le signal de sortie de l'oscillateur à UJT est à impulsions.

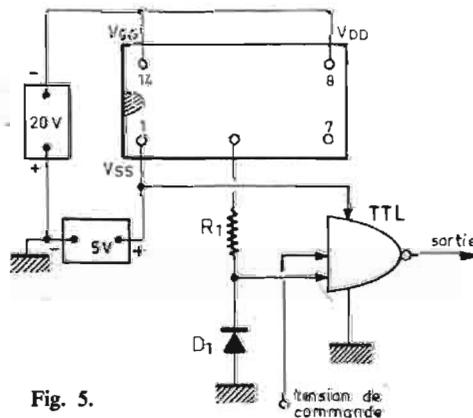


Fig. 5.

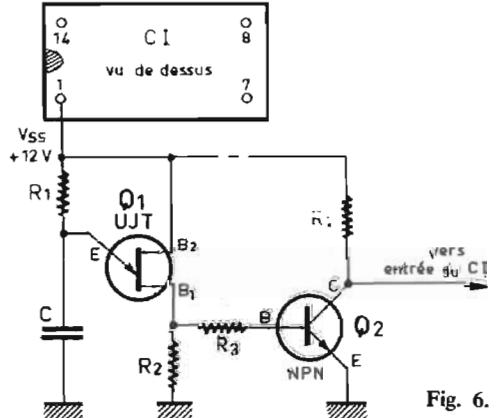


Fig. 6.

les montages des figures 2, 3 et 4. Le circuit R_1C détermine la fréquence d'accord de cet oscillateur. En prenant R_1 compris entre 10 k Ω et 2,2 M Ω on pourra laisser C fixe car le rapport entre f_1 et f_{12} est presque 2, donc la meilleure solution est de donner à C une valeur déterminée expérimentalement et de

vérifier que la polarisation de cette électrode.

On trouve la tension amplifiée au bornes de R_4 de 3,3 k Ω , charge de collecteur de Q_2 . De ce collecteur le signal peut être transmis à une entrée du CI, par exemple à un des points suivants : 2, 6, 10, 13.

Le signal de sortie atteint presque la tension d'alimentation soit 12 V crête à crête. L'électrode B_1 de l'UJT sera reliée directement à la ligne + 12 V du point V_{SS} ou toute autre si la tension du point V_{SS} ne convient pas.

Pour l'utilisation de ce signal comme note, on pourra le joindre sur le collecteur de Q_2 par l'inter-

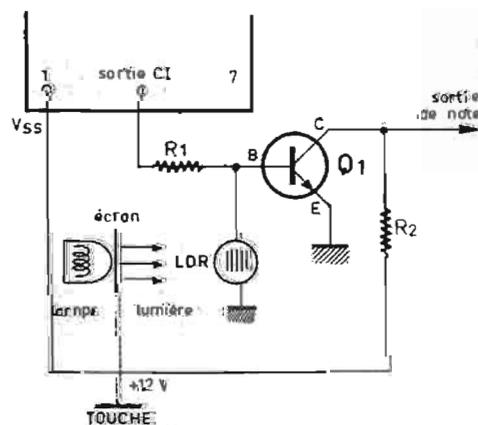


Fig. 7.

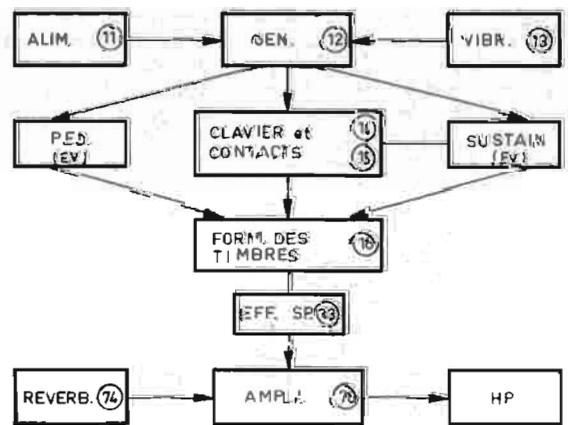


Fig. 8.

médiaire d'une résistance ou sur l'émetteur E en intercalant une résistance entre cette électrode et la masse.

Un transistor de couplage peut être également disposé à la suite de Q_2 , comme celui de la figure 4.

DISPOSITIF DE COUPURE

On a indiqué à la figure 4 un interrupteur permettant de couper à l'aide d'une touche de clavier en position repos la note émise. Le dispositif de coupure peut être réalisé sans aucun contact mécanique à l'aide d'une photo-résistance LDR. Le schéma est donné par la figure 7 et indique la modification à apporter à celui de la figure 4. La sortie de signal du CI est reliée par une résistance R_1 à la base de Q_1 du même type que celui du montage de la figure 4. La valeur de R_1 est 22 k Ω . L'émetteur est relié directement à la masse et le collecteur est monté avec $R_2 = 470 \Omega$ au maximum. Une valeur supérieure réduira le courant. La résistance LDR est disposée entre la base et la masse. Elle ne peut changer de valeur que sous l'influence d'une variation de lumière mais l'avantage du procédé réside dans le fait que la commande de cette variation n'a aucun contact, ni mécanique, ni électrique avec le circuit électronique de note musicale.

Il est facile d'imaginer une lampe miniature entre laquelle et la photorésistance se trouverait un écran pouvant être déplacé grâce à la touche. On conseille l'emploi de la photorésistance LDR03 de La Radiotechnique.

Lorsqu'il y a obscurité, le courant passant par la LDR est minimal, de l'ordre de 100 μ A. Dans ce cas, la tension de la base B est maximale et Q_1 fonctionne.

Si l'on éclaire la LDR, le courant de cette résistance passe à quelques milliampères, donc la valeur de la résistance devient très faible, de quelques ohms et de ce fait, la base est à une tension presque nulle ce qui bloque le transistor et le signal de note ne passe pas. Il faut, par conséquent, que l'écran démasque la lampe lorsqu'on appuie sur la touche.

Nous allons traiter maintenant un autre sujet. Il s'agit de la description de quelques circuits d'un orgue électronique commercial réalisable avec les kits fournis par la société du docteur Böhm, célèbre spécialiste allemand de cette technique, représenté en France par l'ingénieur R. Ensinger.

La méthode de montage préconisée par le docteur Böhm est la

suivante : on commence par se procurer ce qui est indispensable pour réaliser un orgue électronique de haute qualité, mais non encore muni de divers dispositifs spéciaux qui, étant nombreux, pourraient grever le budget du débutant en la matière.

Celui-ci sera toutefois, dès le commencement, en possession d'un instrument fonctionnant parfaitement. Par la suite, il lui ajoutera des effets spéciaux s'il le désire.

Voici donc une analyse des dispositifs du docteur Böhm. Précisons dès le début de cette analyse, que nous ne donnerons pas ici des plans de câblage ni des schémas absolument complets avec toutes les valeurs.

Les raisons de cette manière d'exposer notre sujet sont les suivantes : pour décrire en détail tout ce qu'il faut savoir pour monter réellement l'instrument, il faudrait rédiger un véritable livre de deux cents pages. Ce « livre » est édité par la société Böhm et il est fourni à ceux qui désirent

qui, en général, constituent ses principaux mérites.

À la figure 8 on voit que l'ensemble comprend onze parties dont la signification des termes abrégés est facile à saisir. Les numéros cerclés indiquent les numéros des documents très détaillés les concernant et fournis aux éventuels constructeurs amateurs de ces orgues.

Parmi les unités fondamentales de l'orgue du docteur Böhm, commençons par l'alimentation qui est nécessaire à toutes les unités suivantes constituant l'instrument proprement dit.

L'unité essentielle est évidemment le « générateur », en réalité il s'agit de l'ensemble de circuits permettant d'obtenir autant de signaux électriques différents qu'il y a de notes prévues pour cet orgue. D'autre part, le « vibrato » agit directement sur le générateur, ce qui est un des moyens d'introduire cet effet dans les signaux de notes musicales.

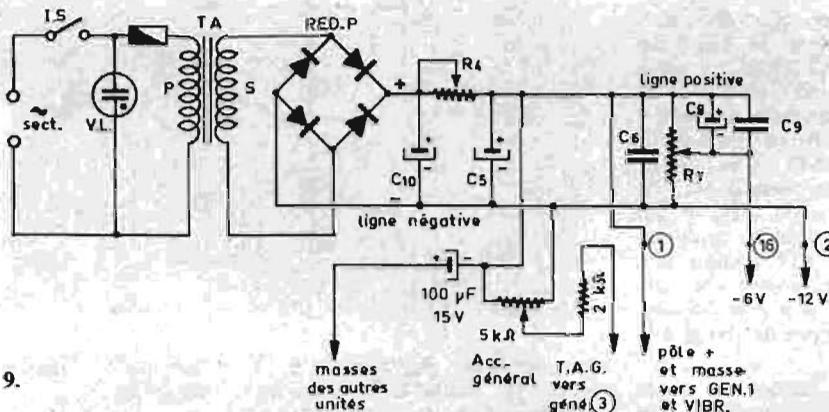
Les signaux du générateur sont transmis, dans toutes les

Après les formants, grâce auxquels les signaux de notes ont pris la forme désirée par l'exécutant, obtenue en agissant sur des boutons appropriés, ces signaux sont transmis au circuit d'effets spéciaux et de là à l'amplificateur. À partir de cette unité pouvant être associée à une unité de réverbération et obligatoirement suivie d'un haut-parleur ou d'un ensemble de haut-parleurs, il ne s'agit plus que d'amplification BF classique mais, évidemment, très soignée donc à haute fidélité et de puissance suffisante, afin d'obtenir les sons désirés avec le plus de vérité possible.

Voici maintenant des détails et des précisions sur chacune de ces parties.

ALIMENTATION

Elle a comme source primaire le secteur et fournit une basse tension en continu de 12 V et une de 6 V. Le schéma de cette unité est donné par la figure 9 et présente quelques particularités. On voit



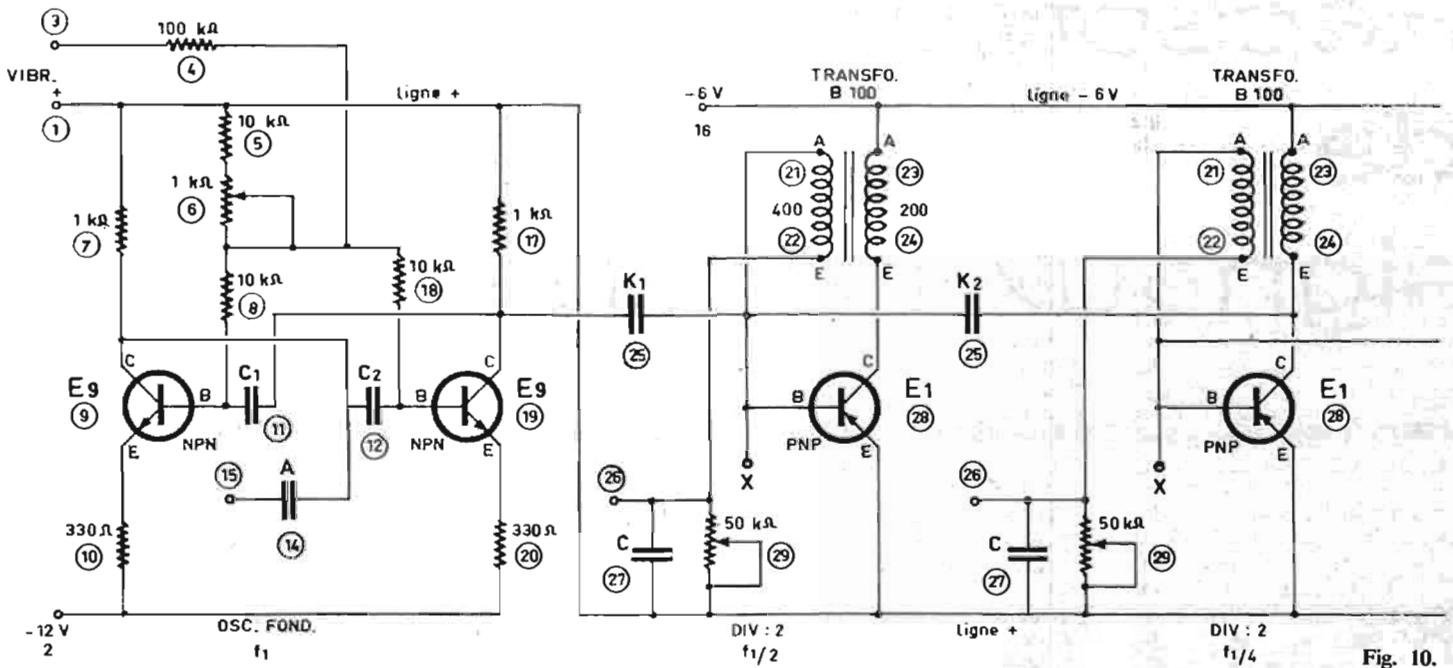


Fig. 10.

GENERATEURS DE SIGNAUX

Soit par exemple le cas d'un générateur choisi parmi les douze nécessaires. Celui de la figure 10 comprend trois éléments de ce générateur : l'oscillateur « fondamental » à la note la plus aiguë choisie, par exemple un **DO 4** lorsqu'il y a six niveaux (donc cinq intervalles d'octaves) et un **DO 5** s'il y a huit niveaux (donc sept intervalles d'octaves). Dans le deuxième cas, il y a un intervalle d'octave de plus, du côté des basses. Supposons pour fixer les idées que l'oscillateur fondamental donne la note **DO 4**. Cet oscillateur comprend les deux transistors NPN désignés par E9 (9) et E9 (19) cette nomenclature correspondant à des transistors spécialement sélectionnés par le fabricant pour la fonction requise. Il est clair qu'il s'agit d'un multivibrateur astable genre Abraham et Bloch.

Le signal fondamental engendré par cet oscillateur est transmis au premier diviseur à transistor PNP désigné par E1 (20) monté en blocking et associé au transformateur B100 dont les terminaisons sont (21), (22), (23) et (24), E = entrées, A = sorties. K₁ transmet le signal fondamental à note **DO 4**, au premier diviseur qui donne la note **DO 3** (donc à fréquence moitié de celle du **DO 4**).

K₂ transmet le signal à note **DO 3** au diviseur suivant monté d'une manière analogue, donnant le signal à note **DO 2** à la fréquence 1/4 de la fondamentale et 1/2 du diviseur précédent.

La chaîne de diviseurs se suit de la même manière pour parvenir à **DO - 1** en passant par **DO 1**, **DO 0** (do zéro). L'ensemble diviseur suivant, donne le **DO dièse** indice 4 pour la fondamentale et les **DO dièse** intérieurs par niveaux d'une octave.

Ensuite on aura à considérer les dix autres ensembles diviseurs avec RE, RE dièse, MI, FA, FA dièse, SOL, SOL dièse, LA, LA dièse, SI.

La note la plus haute de l'ensemble est donc **SI 4** et la note la plus basse est le **DO - 1**. Si l'on disposait du **DO 5** qui manque, on aurait avec les douze ensembles diviseurs, l'intervalle **DO 5** à **DO - 1** ce qui correspond à six intervalles d'octave (en réalité six intervalles d'octave moins le **DO 5** manquant).

ANALYSE DE L'OSCILLATEUR

Ce multivibrateur (voir Fig. 10, à gauche), est à couplages croisés RC. Le signal de sortie, de note **DO 4** est disponible au point (15) relié au collecteur du premier transistor par un condensateur A (14). Cette sortie sera utilisée pour transmettre le signal au système de contacts.

Il faut évidemment que le même signal soit fourni au diviseur suivant. Cela se fait à partir du collecteur du deuxième transistor du multivibrateur, par le condensateur K₁ (25).

Le réglage (6) par résistance variable de 1 kΩ du multivibrateur permet d'accorder celui-ci sur la note requise (**DO 4** par exemple) ce qui accorde automatiquement toutes les notes four-

nies par les diviseurs du même ensemble après ajustage des résistances (29). Sur un autre ensemble, on accordera, par exemple, sur **DO dièse** indice 4, etc., puis sur un troisième, sur **RE 4** et ainsi de suite. Une fois ces douze accords faits, il y aura toujours une stabilité parfaite entre toutes les notes de l'orgue et s'il y avait une dérive quelconque due à l'alimentation ou si l'on était obligé d'accorder l'orgue sur un instrument existant non accordable (piano, instrument à vent par exemple), il suffirait d'agir sur le réglage « Accord général » à potentiomètre de 5 kΩ (Fig. 9 schéma de l'alimentation).

Remarquons que l'oscillateur à multivibrateur est alimenté du côté négatif par la ligne - 12 V et du côté positif par la ligne positive + 12 V (point (1) de l'alimentation Fig. 9).

Le vibrato, signal provenant de l'unité vibrato (voir aussi Fig. 8) est introduit dans l'oscillateur par le point (3) en passant par une résistance (4) de 100 kΩ. Ce signal module en fréquence celui de l'oscillateur.

DIVISEURS DE FREQUENCE

L'élément important de cette partie est le potentiomètre (29) de 50 kΩ shunté par C (27) et monté entre le point (22) du transformateur et la ligne positive.

Si ce réglage est correct, le diviseur donnera le signal à la fréquence $f_1/2$ donc moitié de celle f_1 de l'oscillateur fondamental qui le précède.

Si l'on modifie le réglage (29), le diviseur considéré continuera à donner le signal à $f_2 = f_1/2$ mais

à partir d'une certaine limite, le signal passera brusquement à une autre fréquence comme par exemple f_1 , la fréquence fondamentale elle-même ou, au-dessous de $f_1/2$, les fréquences $0,5 f_1/2$, $0,333 f_1/2$, $0,25 f_1/2$. De même dans le deuxième diviseur qui normalement doit donner un signal à $f = f_2/2 = f_1/4$, pourra, si l'on dépasse les limites convenables, donner des signaux à $f_3/2 = f_2/0,5 f_2/2$, $0,333 f_2/2$, $0,25 f_2/2$, etc.

Les réglages (29) sont faciles à effectuer même à l'oreille car, dès que la note requise est obtenue, elle est sûrement juste, étant déterminée par la note du circuit précédent qui est son octave supérieure.

Les signaux fournis par les diviseurs sont en dents de scie, donc, contenant tous les harmoniques pairs et impairs ce qui dispense d'effectuer un mélange dosé comme dans le cas des diviseurs fournissant des signaux rectangulaires. Signalons pour terminer cette première partie de l'analyse du montage de cet orgue, l'effet Hawaii.

Considérons le point (3) destiné au vibrato mentionné plus haut. Ce point reçoit également une tension continue par l'intermédiaire du potentiomètre général d'accord (voir Fig. 9 point (3)).

Pour l'effet Hawaii, il suffira d'appliquer au point (3) une tension variable de désaccord, commandée par la pédale d'expression de l'instrument.

Avec cette tension « Hawaii », toutes les notes baissent momentanément d'un demi-ton, mais reviennent à leur niveau normal au bout de 0,5 s. Cet effet ressemble à celui de la guitare hawaïenne.

Récepteur de signaux horaires

B IEN que ce soient les émetteurs de signaux horaires de la gamme des ondes courtes qui soient les plus connus, ce sont ceux travaillant sur ondes longues qu'on reçoit le plus facilement en France, car il suffit d'un bâtonnet de ferrite comme collecteur d'ondes. Les plus confortablement captés sont ceux de 60 kHz (Grande-Bretagne), de 75 kHz (Suisse) et de 77,5 kHz (Allemagne). L'article ci-dessous traite de la construction, relativement simple, d'un récepteur spécial, pouvant capter deux fréquences mentionnées. Auparavant, il sera question de la nature des signaux horaires, et de leur utilisation.

UNE ERREUR D'UNE SECONDE EN MILLE SIÈCLES

La fréquence porteuse de la station DCF 77 (77,5 kHz), et les signaux horaires qu'elle diffuse, sont garantis avec une précision de 3×10^{-13} . Cela correspond à une erreur maximale de 10 μ s par an, et, si votre montre était aussi précise, il vous faudrait attendre 100 000 ans, avant qu'elle n'avance ou retarde d'une seule seconde, par rapport à l'étalon du Bureau International de l'Heure. Les deux autres stations travaillent avec une précision du même ordre.

Le « programme » diffusé par les trois stations n'est identique qu'en ce qui concerne les tops des secondes, lesquels durent 100 ms et sont émis en modulation négative. Cela veut dire que ces « tops » sont, en fait, des absences d'émission, et ce n'est que pendant les 900 ms qui séparent deux tops consécutifs, que la porteuse est rayonnée. Au minutes pleines, l'émetteur britannique s'interrompt pendant

1100 ms, la station suisse émet un top supplémentaire (distant de 100 ms du top annonçant la première seconde de chaque minute, alors que le code allemand procède par suppression du top de la 59^e seconde de chaque minute. Sur 60 kHz, la dixième seconde (de chaque minute) est annoncée par une série de tops doubles, alors qu'on reçoit actuellement sur 77,5 kHz (le code a souvent été modifié dans le passé) deux tops prolongés (à 200 ms) à la 10^e et 11^e seconde. L'heure pleine ne semble être signalée que sur 75 kHz, et ce par un top triple.

En principe, tous ces émetteurs travaillent jour et nuit. Néanmoins, des interruptions ont été constatées, sur les trois fréquences, ainsi que des perturbations de toute sorte, surtout la nuit. A ce propos, la figure 1 montre des enregistrements rendant compte de deux nuits particulièrement « agitées », choisis dans une série d'observations d'une durée totale d'un mois environ. Ces enregistrements ont été pris avec une première version du récepteur décrit plus loin, moins sensible que la version définitive. Ils ont été effectués dans la région parisienne, où la station allemande est reçue, le jour avec une intensité de 10 dB environ supérieure à celle des deux autres, peu différentes quant à leur champ de réception. Des mesures effectuées en Vendée ont, d'ailleurs, donné des résultats identiques.

Les enregistrements de la figure 1 ne concernent que les stations de 75 et de 77,5 kHz. Ils ont été effectués avec un seul récepteur dont le bâtonnet de ferrite a été orienté de façon que toutes deux soient reçues avec des intensités à peu près équivalentes. Toutes les 50 secondes environ, le récepteur a été commuté d'une fréquence à

l'autre, à l'aide d'un multivibrateur qui, accessoirement, délivrait une tension de décalage (séparation des traces) à l'enregistreur. Les signaux reçus sur 75 kHz sont représentés en haut de chaque bande d'enregistrement, ceux de 77,5 kHz en bas, le niveau de zéro, différent du fait du décalage mentionné, étant indiqué à gauche, sur chaque bande. La vitesse d'avancement du papier d'enregistrement était de 3 cm à l'heure, ce qui conduit à 120 traits au millimètre, pour les tops des secondes. Ils apparaissent donc comme des « pavés » sur l'enregistrement, et du fait de la constante de temps de l'enregistreur, l'amplitude de ces « pavés » ne correspond qu'à 1/3 environ de l'excursion totale, pour un top de 100 ms. A l'époque de l'enregistrement, le code des signaux sur 77,5 kHz (lignes du bas) comportait 4 tops de 200 ms, chaque minute. Puisque la constante de temps de l'enregistreur implique une conversion durée-amplitude, ces tops prolongés se manifestent, sur l'enregistrement, comme des prolongements vers les bas des « pavés ».

La première ligne de l'enregistrement montre que, le 28-6-1972, peu avant 18 h, l'émission sur 75 kHz (en haut) a été arrêtée. Jusqu'à 18 h 30 environ, l'enregistrement ne rend compte que de fortes perturbations industrielles. Ces perturbations n'apparaissent pas sur le tracé du bas, du fait de limitation opérée dans le récepteur. Vers 22 h, la propagation devient excellente sur 77,5 kHz, et les signaux sont reçus avec forte intensité. Sur 75 kHz, brève remise en service vers 22 h, puis perturbations atmosphériques visibles jusqu'à 23 h environ. L'émission est alors définitivement rétablie, mais les conditions de propagation

restent assez mauvaises, notamment entre 1 h et 2 h. Sur 77,5 kHz, trou de propagation vers 2 h 30. Entre 6 h et 18 h, la réception était parfaitement régulière sur les deux fréquences. La partie correspondante de l'enregistrement n'a donc pas été représentée dans la figure 1 dont les deux dernières lignes ne rendent compte que de la nuit suivante. On voit que ce sont, cette fois, les signaux de 75 kHz qui n'ont subi que des accidents mineurs de propagation, alors que le niveau de ceux de 77,5 kHz était souvent très proche de zéro. Ces conditions sont, cependant, exceptionnelles. Il est donc pratiquement exclu que, à un moment donné, aucun des deux émetteurs ne puisse être reçu.

UTILISATION DES SIGNAUX HORAIRES

Les émissions horaires sont essentiellement destinées à des applications scientifiques. Mais cela n'empêche pas que l'horloger, ou même le simple particulier, puissent également s'en servir. Elles peuvent déjà être utilisées pour un simple réglage de chronomètre, bien qu'il existe, pour cela, des appareils (périodemètre) permettant un travail nettement plus rapide, tout en étant d'un prix de revient beaucoup plus élevé que le récepteur décrit.

L'intérêt des signaux horaires réside surtout dans le réglage après contrôle de fonctionnement pendant une journée, une semaine, ou plus, d'utilisation normale. Il existe actuellement des pendulettes à quartz qui sont capables d'une précision d'une minute par an, à condition qu'on les règle bien en fonction du cycle de température qu'elles doivent subir. Or, une minute par an, cela correspond à moins

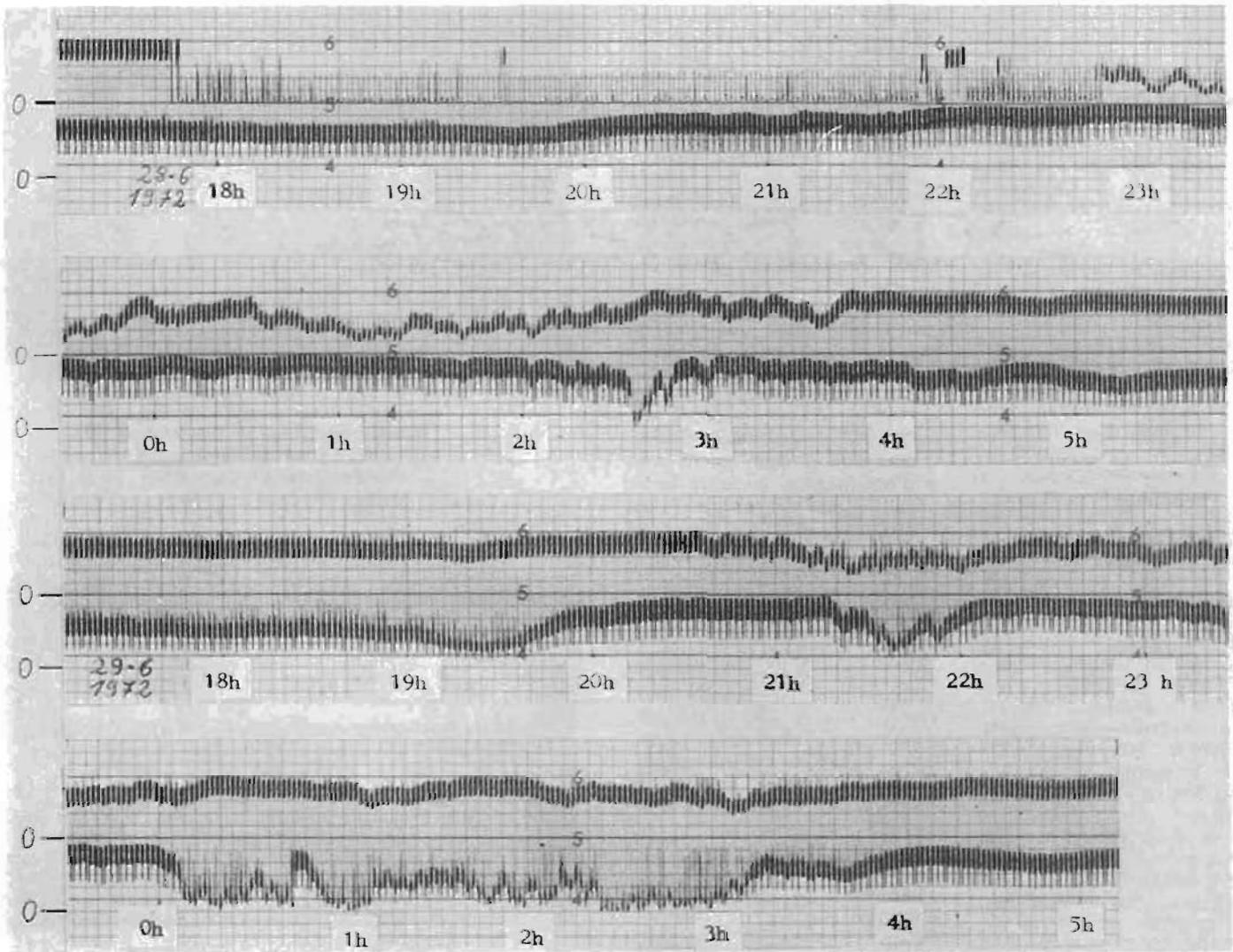
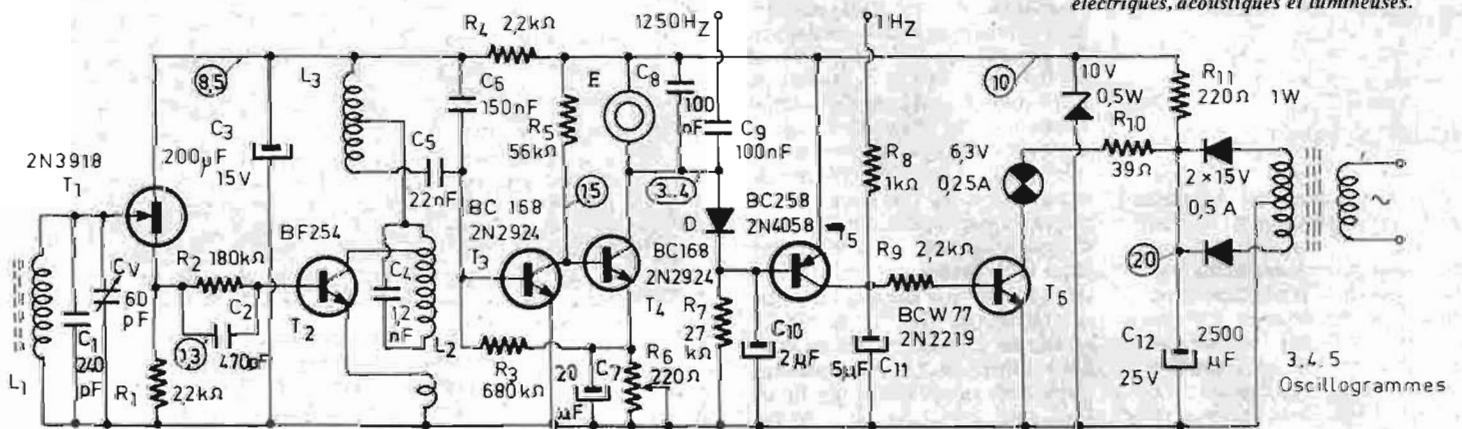


Fig. 1. — Irrégularités de fonctionnement et de propagation lors de la réception des signaux horaires sur 75 et sur 77.5 kHz.

Fig. 2. — L'oscillateur local du récepteur étant à fréquence fixe, l'un des deux émetteurs est reçu sur le battement supérieur, l'autre sur le battement inférieur. Les signaux horaires sont convertis en impulsions électriques, acoustiques et lumineuses.



de 0,2 s par jour. Un tel écart est facile à apprécier, si on dispose d'un oscilloscope bicourbe, sur l'écran duquel on compare les signaux horaires aux impulsions « seconde » fournies par le diviseur de fréquence du chronomètre à régler. En étalant la base temps, la méthode permet d'apprécier facilement un écart de moins de 10 ms. Cependant, la méthode ne permet que difficilement d'apprécier un écart supérieur à une seconde, car l'image oscilloscopique est la même pour 0,2, 1,2, 2,2, etc., secondes d'écart.

Cette incertitude peut être évitée par une méthode, d'ailleurs nettement moins coûteuse, et qui consiste à alimenter une petite ampoule par les tops horaires. Elle s'allumera donc, toutes les secondes pendant une durée qui, du fait de la constante de temps de filament, est un peu inférieure à 100 ms. On la fixe sur le cadran du chronomètre à régler, au-dessus du chiffre « 12 », par exemple, et ce de façon que la trotteuse passe, toutes les minutes, en dessous de l'ampoule. On observera alors une brève projection d'une ombre sur le cadran, et l'emplacement de cette ombre pourra être repéré avec une assez grande précision. Le procédé revient donc à « photographier » la trotteuse à un instant très précis, et si on reprend une telle « photographie » au bout d'un nombre quelconque de minutes entières, il est parfaitement possible d'apprécier un décalage de l'ordre de 0,1 s. De plus, il est très facile d'observer la position de la trotteuse au moment où le signal horaire annonce la minute pleine, et de déterminer ainsi tout décalage supérieur à une seconde. Avec un peu d'habitude, on peut même utiliser l'effet stroboscopique de l'ampoule clignotante pour régler un chronomètre mécanique ou électromécanique. Pour cela, on éclaire avec l'ampoule une pièce en mouvement rapide (balancier), et on ajuste le mouvement de façon que cette pièce paraisse immobile.

SCHEMA DU RECEPTEUR

Si on se contente des deux fréquences de réception de 75 et de 77,5 kHz, on arrive à une réalisation particulièrement simple si on applique le principe superhétérodyne de façon à travailler avec une fréquence intermédiaire de 1,25 kHz, et avec une fréquence fixe de l'oscillateur local de 76,25 kHz. Pour passer d'une fréquence de réception à l'autre, il suffit alors de modifier l'accord

de l'antenne de ferrite, car $75 + 1,25 = 76,25$ kHz. On peut procéder de même pour un récepteur captant 60 et 77,5 kHz, en adoptant une fréquence intermédiaire de 8,75 kHz.

La sélectivité image risquant de ne pas être excellente, dans le cas d'une fréquence intermédiaire aussi basse, on a intérêt à soigner la qualité du bobinage du collecteur d'ondes. Ce bobinage a été réalisé sous forme de deux enroulements juxtaposés et connectés en série, chacun étant large de 15 mm environ et comportant 180 spires (en couches superposées de spires jointives) en fil divisé de 20 brins de 0,05 mm. Le support de ce bobinage est un bâtonnet de ferrite à fentes longitudinales (trèfle) d'un diamètre de 10 mm et d'une longueur comprise entre 15 et 20 mm (Ferroxcube 3D3, Siferrit 550 M 25, ou matériau équivalent). Le coefficient de surtension sera supérieur à 400, soit une réjection de la fréquence image d'au moins 22 dB, et plus de 30 dB, si on tient compte de l'effet d'orientation du collecteur d'ondes. Cela est largement suffisant pour l'application prévue, où rien de bien gênant ne résulte de la perturbation d'un signal horaire par un autre signal horaire. De toute façon, on pourra toujours s'accorder sur le plus fort des deux.

Dans le récepteur (Fig. 2), l'enroulement du collecteur d'ondes (L_1) est connecté sur le gate d'un transistor à effet de champ (T_1), lequel, travaillant en drain commun, possède une résistance d'entrée négative, d'où augmentation légère de la sélectivité du circuit d'entrée. La polarisation de l'étage de conversion (T_2) est obtenue par R_2 , et, au besoin, on devra en modifier la valeur de façon à obtenir un courant continu de collecteur (T_2) de 0,5 mA environ.

Le bobinage oscillateur (L_2) a été réalisé sous forme d'un pot de ferrite 14/8 (Ferroxcube 3 HI ou Siferrit N22), inductance spécifique $A_L = 100$ nH/sp². Il comporte, pour l'enroulement de collecteur, 180 spires de fil de 0,12 mm (prise à 30 spires, à compter à partir de l'extrémité connectée sur L_3), et 2 spires du même fil pour l'enroulement d'émetteur. Le coefficient de température de la ferrite étant positif, il convient d'utiliser, pour C_4 , un condensateur à film plastique (polycarbonate), à coefficient de température négatif. Un pot de ferrite de 18/11 ou 18/14 (matériau indifférent, $A_r = 400$) est à utiliser pour L_3 . Le bobinage comporte 1 150 spires en fil de 0,08 mm avec prise à la moitié de ce nombre. Il est accordé, par C_5 , C_6 sur 1,25 kHz, et l'impré-

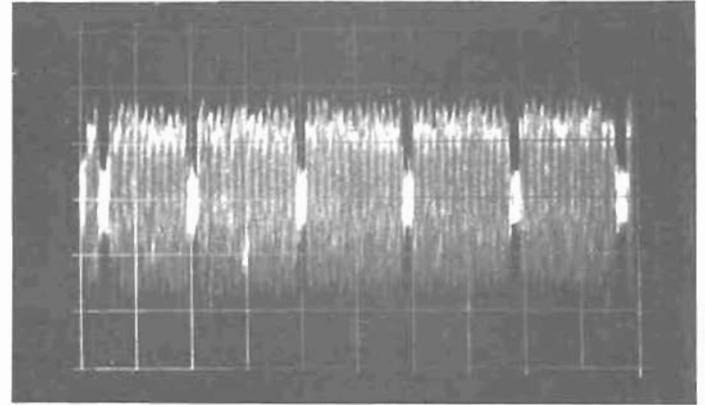


Fig. 3. — Tension FI lors de la réception (avec perturbation exceptionnellement forte) de l'émetteur de 75 kHz. Le top double (à gauche), marque le début d'une minute.

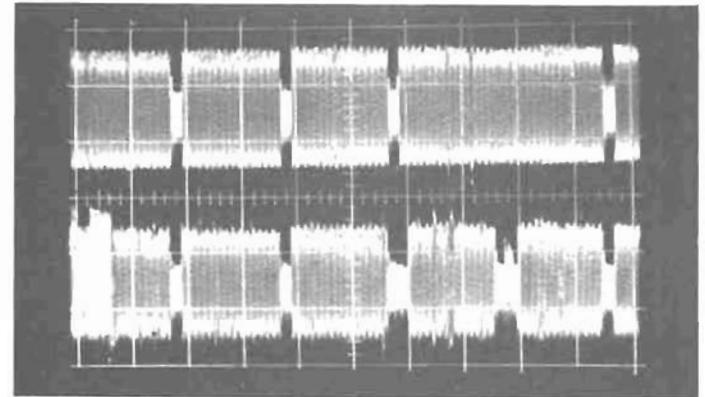


Fig. 4. — Signaux reçus sur 77,5 kHz, à la sortie de l'amplificateur FI. La 5^e seconde de chaque minute correspond à une absence de top (en haut), tandis que les 10^e et 11^e secondes sont signalées par des tops prolongés (en bas).

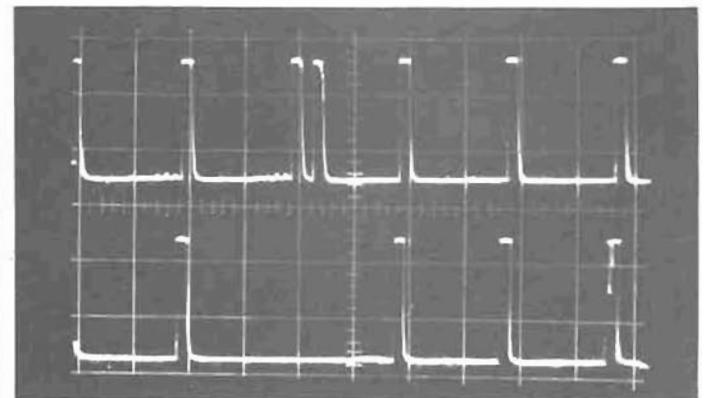


Fig. 5. — Oscillogramme, obtenu par prises successives, des signaux 75 kHz (en haut), et 77,5 kHz (en bas), après détection et mise en forme.

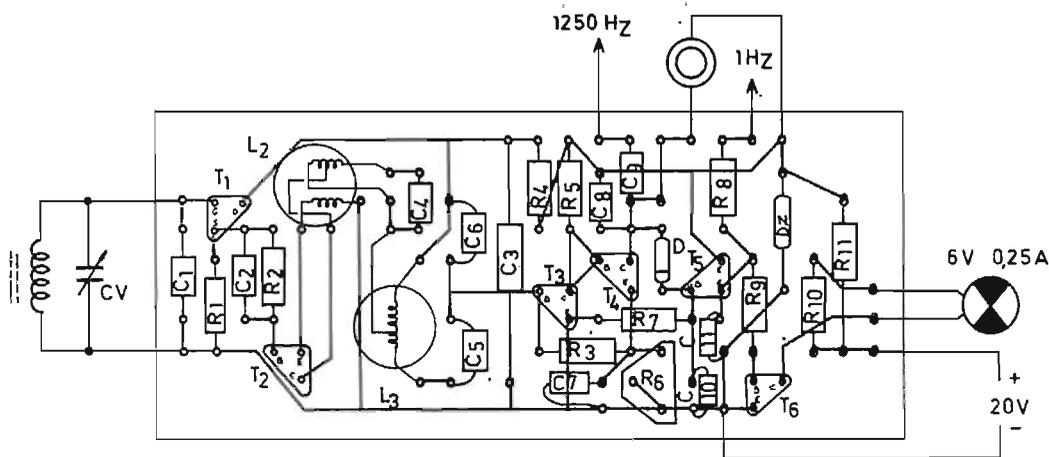


Fig. 6. — Plan d'ampliation pour la platine imprimée.

cision des valeurs de ces condensateurs pourra nécessiter une retouche du nombre de spires. Le coefficient de surtension sera voisin de 40, ce qui correspond à une largeur de bande de 30 Hz environ.

L'amplificateur de fréquence intermédiaire se compose de deux étages (T_3 , T_4) à liaison directe. Son fonctionnement est celui d'une « limitation avec ébasage » permettant de réduire l'effet des perturbations. Le signal utile étant du type « par tout ou rien », la présence d'une perturbation entretenue fait augmenter le niveau du « tout » aussi bien que le niveau du « rien ». Un simple écrêtage pourra donc avoir pour effet une limitation au niveau des perturbations, avec perte totale du signal utile. Dans le montage décrit, pareille chose ne peut guère arriver car, en cas de forte tension d'attaque (signal + perturbation), l'effet de redressement de T_4 fait apparaître une variation de la tension continue aux bornes de C_7 . Transmise par R_3 sur la base de T_3 , cette variation agit donc à la manière d'un antifading et déplace le point moyen de fonctionnement vers un régime voisin de celui de la classe B. Cependant, la valeur de C_7 est trop forte pour que ce mécanisme puisse être déclenché par une simple impulsion sporadique. Une telle impulsion subit donc une limitation pure et simple.

La charge de T_4 est constituée par une petite capsule d'écouteur (\varnothing 20 mm, résistance 500 Ω en continu), accordée approximativement sur 1,25 kHz par C_8 . On peut ainsi écouter le signal reçu (puisqu'on travaille avec une fréquence intermédiaire qui est audible) et choisir celui des deux émetteurs qui est le moins perturbé. La sélectivité sera néanmoins nettement meilleur,

si on remplace l'écouteur par un circuit oscillant (comme L_3 , C_5 , C_6). Pour rendre le signal audible, il faut alors prévoir un étage supplémentaire, éventuellement avec potentiomètre de niveau.

La détection (D), polarisée par R_7 , attaque la base d'un PNP après filtrage par C_{10} . Sur le collecteur de T_5 , on obtient

les tops sous forme d'impulsions positives, avec limitation d'amplitude bilatérale. Les perturbations encore nettement visibles dans les signaux prélevés sur la borne « 1250 Hz » (Fig. 3 et 4), sont ainsi sans effet sur la tension issue de la borne « 1 Hz » (Fig. 5). Il en sera donc de même pour la tension que l'ampoule reçoit après amplification par T_6 . Sur

le collecteur de T_6 , on dispose des tops sous forme d'impulsions négatives.

REALISATION ET MISE AU POINT DU RECEPTEUR

Le plan de la figure 6 montre qu'il est possible de réaliser le récepteur sur une platine imprimée de dimensions relativement réduites. Les pots de ferrite ont été montés sous simple étrier et menant les fils de sortie directement dans les perforations correspondantes de la platine. Un certain gain en place sera donc possible, si on fixe le pot d'abord sur un support, s'enfichant directement dans la platine, à l'aide de picots de connexion.

En appliquant, par un condensateur de 100 nF, un signal de 1,25 kHz sur la base de T_2 , on ajuste L_3 et détermine, éventuellement, la valeur de C_8 donnant la tension maximale aux bornes de l'écouteur après avoir ajusté R_6 de façon à obtenir une écoute confortable. Puis on applique sur la gate de T_1 , un signal de fréquence connue et variable entre 70 et 85 kHz environ, on cherche à obtenir les deux battements possibles avec la fréquence de l'oscillateur (battements distants de 2,5 kHz), et on accorde celui-ci de façon à amener ces deux fréquences de battement aux valeurs de 75 et de 77,5 kHz. Finalement, l'accord correct de L_1 peut être vérifié en y couplant le générateur par une boucle. Il reste alors à orienter le bâtonnet de ferrite de façon à obtenir une écoute aussi pure que possible des signaux, et d'agir sur R_6 jusqu'à ce que la tension « 1250 Hz » apparaisse sur l'écran de l'oscilloscope, le moins possible affectée de perturbations.

Calculatrice de Poche

« DATAMATH »

Production TEXAS INSTRUMENTS

Capacité 8 chiffres - Affichage par diodes électro-luminescentes - 4 opérations (+ - × ÷) solde négatif, calculs en chaîne et utilisation facteur constant pour multiplier ou diviser. Point décimal automatique. Virgule flottante (entrée et sortie). Calculs en chaîne ou mixtes.

★

Fonctionne n'importe où : dans votre main, sur votre table, au bureau, au chantier, en voyage.

Poids : 320 g. Dimensions : 13 x 7 x 3 cm.

Livrée complète avec accu cadmium nickel incorporé, chargeur + housse.

PRIX SPÉCIAL : 947 F (T.T.C. T.V.A. à 20% incluse)

★

RADIO - CHAMPERRET

« Electronique »

12, place Porte Champerret - PARIS-17°

C.C.P. Paris 1568-33 Tél. : 754-60-41

photomètre à mémoire pour flash

SI la description de posemètres électroniques qui fixent le temps d'exposition, c'est-à-dire d'ouverture de l'obturateur d'un appareil photographique en fonction de la lumière, du diaphragme, de la sensibilité du film, a déjà fait l'objet de plusieurs études, il est beaucoup plus rare de rencontrer la description d'un instrument qui détermine l'ouverture du diaphragme en fonction de l'intensité de l'éclair et de la distance, pour des photographies au « flash ». Nous allons essayer de combler cette lacune en reproduisant une étude publiée par « Electronics World ».

Le dispositif qui fait l'objet de cette description est facile à réaliser ; il utilise le faible courant de fuite d'un transistor à effet de champ pour permettre l'évaluation exacte de l'intensité d'un éclair, en fonction de la distance. Il permet d'obtenir des résultats certains dans l'exécution des photographies d'intérieur avec la lumière artificielle instantanée.

En effet, dans ce cas, il est impossible d'utiliser un posemètre conventionnel, même s'il est très sensible, du fait que l'éclair électronique se produit et disparaît avant que l'aiguille de l'instrument ait la possibilité de quitter sa position de repos, en raison de sa propre inertie.

Le problème est résolu le plus souvent, en réglant l'ouverture du diaphragme en fonction de la distance entre l'objectif et le sujet, et à partir de calculs fastidieux avec des nombres-guides. Cependant cette solution comporte quelques inconvénients. En effet, ce système ne permet pas d'établir a priori la position la plus

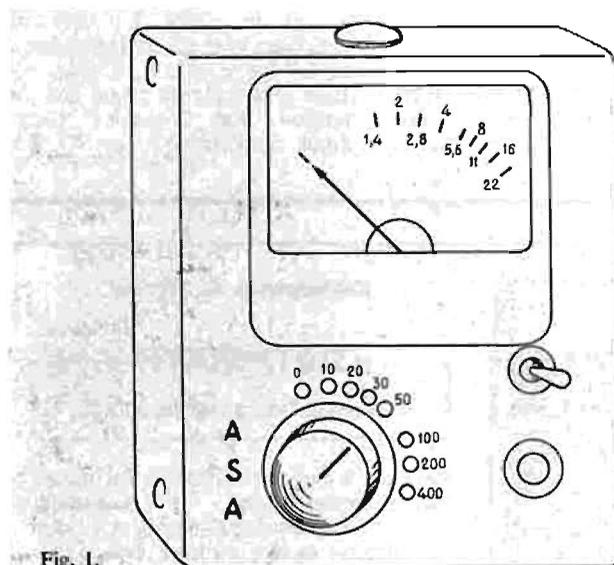


Fig. 1.

indiquée pour la source de lumière, si on désire obtenir des effets particuliers. De plus, l'emploi de nombres-guides interdit de modifier à plaisir les angles d'éclairage, et ne permet pas compte des couleurs des murs qui absorbent plus ou moins de lumière.

La seule solution réside dans l'utilisation d'un photomètre qui soit en mesure de renseigner sur l'intensité d'un éclair, malgré sa brève durée, et qui permette de disposer de la valeur indiquée pendant une période suffisamment longue pour consentir sa lecture. Celui-ci doit en outre s'adapter aux différents degrés de sensibilité de la pellicule.

L'instrument, dont la figure 1 donne l'aspect de son panneau frontal, répond à de telles caractéristiques. On remarque essen-

tiellement l'instrument indicateur proprement dit, dont l'échelle est étalonnée directement en valeurs d'ouverture de diaphragme. A la partie inférieure, à gauche, se trouve le réglage des caractéristiques de fonctionnement en fonction de la sensibilité de la pellicule, exprimée en ASA. A droite, on distingue l'interrupteur d'allumage (en haut) qui place la batterie en circuit, en position « ON » et un bouton-poussoir « RESET » dont la fonction est d'assurer la remise à zéro de l'aiguille avant d'effectuer d'autres mesures.

LE CIRCUIT ÉLECTRIQUE

Le schéma électrique du dispositif est représenté à la figure 2 ; son fonctionnement est assez simple et peut se résumer ainsi.

FC, est une photorésistance dont les propriétés sont bien connues. Comme on peut l'observer, celle-ci est reliée d'une part directement à la ligne d'alimentation positive, et d'autre part à la masse à travers la résistance R_1 , dont la valeur dépend des caractéristiques intrinsèques du photoélément.

Le point intermédiaire FC_1-R_1 est connecté à la base du transistor TR_1 . Ce dernier, suivi de TR_2 , constitue un amplificateur à deux étages à couplage direct.

Il apparaît ainsi que toutes les fois que la surface sensible de FC, est excitée par un éclair ayant une intensité déterminée, sa résistance diminue instantanément et provoque l'application sur la base de TR_1 , d'une impulsion de polarité positive. Cette dernière, après une seconde amplification par TR_2 , apparaît ensuite aux bornes du condensateur électrolytique C_2 , en appliquant à celui-ci une charge d'autant plus grande qu'est importante l'amplitude de l'impulsion. Cette charge est donc directement proportionnelle à l'intensité de la lumière perçue par la photocellule. Dès qu'aux bornes de C_2 apparaît une différence de potentiel due à la charge accumulée, celle-ci est appliquée, à travers R_5 , au « gate » d'un transistor à effet de champ TR_3 . Le drain de cet étage est alimenté positivement à travers R_6 , tandis que la source est reliée à la masse à travers R_7 .

En pratique, l'étage à effet de champ TR_3 , suivi du potentiomètre P_1 et du microampère-mètre ST avec les composants qui lui sont associés, constitue un voltmètre électronique à haute résistance interne, à travers

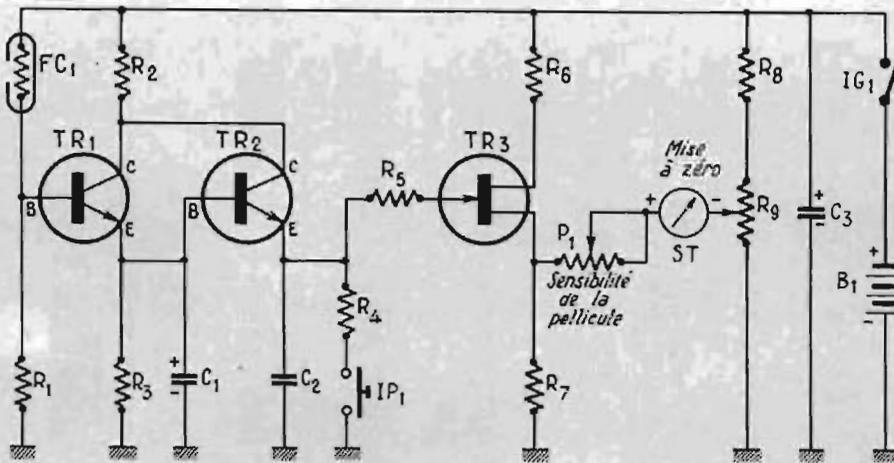


Fig. 2.

VALEURS DES ÉLÉMENTS

R_1 : 39 k Ω ; R_2 : 47 Ω ; R_3 : 10 k Ω ; R_4 : 1 k Ω ; R_5 : 22 M Ω ; R_6 : 100 Ω ; R_7 : 27 k Ω ; R_8 : 27 k Ω . Toutes ces résistances 0,25 W sauf R_5 , 1,5 W. R_9 : pot. ajustable de 47 k Ω ; P_1 : pot. linéaire graphite de 22 k Ω ; C_1 : cond. polyester 22 000 pF 1 500 V ; C_2 : cond. électrol. au tantale de 330 μ F, 6 V ; C_3 : cond. électrol. de 100 μ F, 25 V. $TR_1 = TR_2 = 2N2219$; TR_3 : transistor à effet de champ 2N3819. PC_1 : cellule photo-résistante ORP/62 ; ST : micro-ampèremètre 0-100 μ A. B_1 : batterie 15 V. IB_1 : interrupteur à bascule. IP_1 : interrupteur à poussoir.

lequel il est possible de mesurer l'amplitude de la tension aux bornes de C_2 . Grâce au faible courant de fuite qui circule à travers TR_3 , la charge accumulée en C_2 se dissipe si lentement qu'il est facile de lire sa valeur. En série avec le microampèremètre est disposé le potentiomètre P_1 , monté en résistance variable. Sa fonction consiste à régler la sensibilité du voltmètre électronique de manière à adapter l'appareil aux différents degrés de sensibilité de la pellicule utilisée.

La borne négative de ST est reliée, en outre, au curseur d'une résistance ajustable R_9 , qui, avec R_8 , constitue un diviseur de tension alimenté par B_1 . Ainsi, en modifiant la position du curseur de R_9 , il est possible d'équilibrer le pont constitué de R_6 , R_7 , R_8 et la section inférieure de R_9 , afin d'assurer la mise à zéro du micro-ampèremètre, de telle sorte qu'en absence d'excitation de la photo-cellule, l'aiguille corresponde au début de l'échelle, soit à 0 μ A.

L'alimentation est fournie par une pile B_1 , de 15 V. Le condensateur électrolytique C_3 sert à stabiliser cette tension indépendamment de son état de charge.

Précisons enfin que l'appareil est conçu de manière que la lumière ambiante normale dans un local ne soit pas suffisante pour compromettre la valeur de la mesure.

RÉALISATION

Tous les composants sont fixés directement, sur une plaque à circuit imprimé de

60 x 60 mm, dont les deux faces sont représentées figure 3, munie de cinq cosses relais.

L'appareil de mesure est un microampèremètre ayant une sensibilité de 100 μ A, dont l'échelle sera étalonnée à travers une série d'opérations que nous étudierons plus loin. La photo-cellule est disposée à la partie supérieure, de manière à recevoir la lumière émise par le « flash » et immobilisée à l'aide d'un manchon de mousse synthétique.

Le circuit sera ensuite disposé dans un boîtier métallique ayant approximativement 80 x 120 x 35 mm.

ÉTALONNAGE DE L'INSTRUMENT

Chaque fois qu'on a recours au flash pour effectuer une prise de vue à l'intérieur d'un local caractérisé par un éclairage insuffisant, le problème essentiel consiste à régler correctement l'ouverture du diaphragme en fonction, avant tout, de la sensibilité de la pellicule utilisée, et en second lieu, en fonction de la distance entre la source de lumière et le sujet, et entre l'objectif et le sujet.

Pour obtenir ce réglage d'une manière rapide et précise, l'échelle du microampèremètre est étalonnée directement en valeurs d'ouverture du diaphragme, comprises entre 1 et 32. Le bouton avec lequel est réglé le potentiomètre P_1 tourne au contraire sur un cadran qui peut être étalonné directement en valeurs de sensibilité de la pellicule exprimées en DIN, de 12 à 28, ou bien si

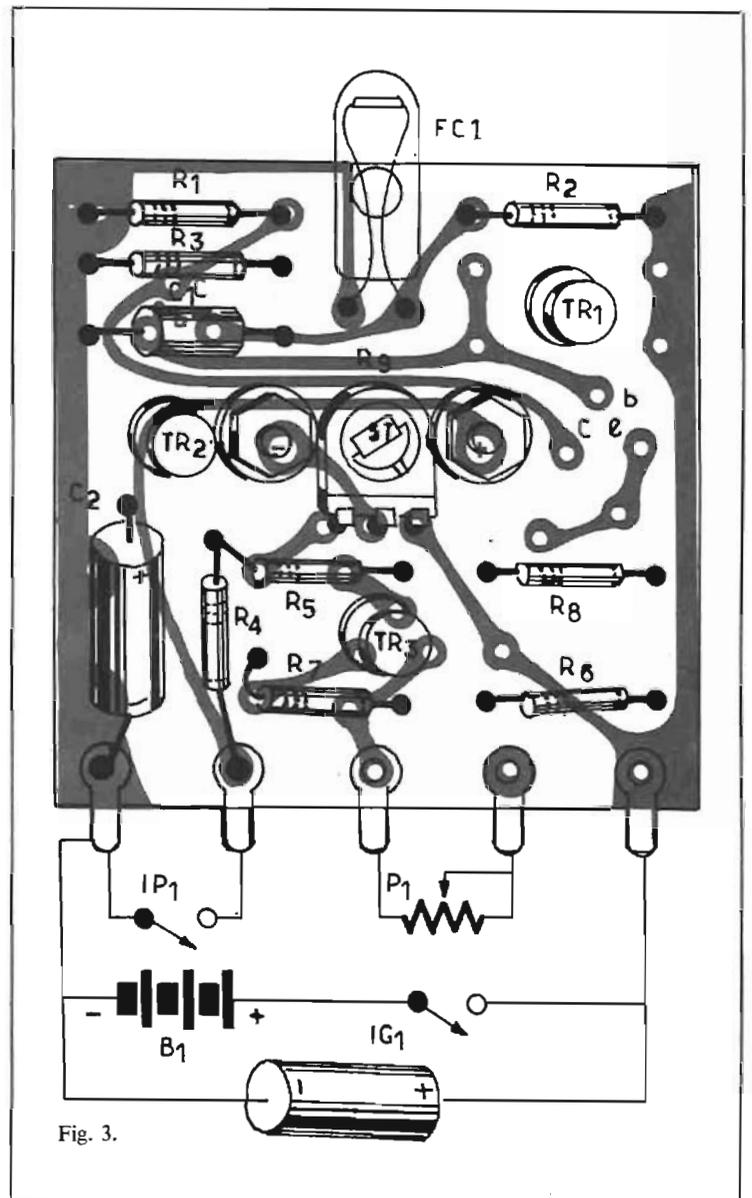


Fig. 3.

on utilise le standard américain, en valeurs ASA, de 6 à 400. Pour effectuer l'étalonnage de l'instrument, on commence d'abord par celui de P_1 en fonction de la déflexion totale de l'aiguille de ST, correspondant à une ouverture de diaphragme égale à $f/22$.

Il est ensuite facile d'établir la position de l'aiguille pour les autres valeurs d'ouverture du diaphragme en rapport avec la commande de P_1 , correspondant à la sensibilité 6 ASA.

Le graphique de la figure 4 permet d'établir la corrélation entre les différentes valeurs mises en jeu, soit l'ouverture du diaphragme (échelle A), la sensibilité de la pellicule exprimée en DIN ou ASA (échelle B), la distance en mètres (échelle D) et l'intensité lumineuse de l'éclair (échelle E) exprimée soit en watts, soit en bougies, à la seconde.

L'axe C sert de référence pour obtenir les valeurs nécessaires à l'étalonnage.

Tout d'abord, on commence à disposer P_1 au maximum de résistance. Puis, en utilisant le graphique de la figure 4, on trace une droite qui partant du point correspondant au diaphragme $f/22$ sur l'échelle A, atteint le point correspondant à la sensibilité 6 ASA sur l'échelle B, et soit prolongée jusqu'à l'intersection avec l'axe de référence C. Lorsque ce point est déterminé, en partant de cette position, tracer une nouvelle droite qui coupe l'échelle E au point correspondant à l'intensité de l'éclair produit par le flash disponible, relevée sur ses propres caractéristiques, suivant qu'il s'agit d'une lampe au magnésium ou d'un flash électronique.

Cette valeur d'intensité peut être exprimée, comme nous l'avons déjà dit, soit en watts à la seconde, soit en bougies à la seconde. La double graduation de l'échelle E permet d'utiliser les deux possibilités. La seconde droite tracée entre les axes C et E coupe la droite D en un point déterminé qui correspond à la distance idéale qu'il convient d'observer entre la source de lumière et la photocellule, pour une ouverture de diaphragme $f/22$ et une sensibilité de la pellicule 6 ASA.

On dispose alors le photomètre à cette distance de la source lumineuse, et on appuie sur l'interrupteur à poussoir IP_1 . Par cette opération, comme on peut le constater sur le schéma de la figure 2, la résistance R_4 est reliée directement aux bornes du condensateur électrolytique au tantale C_2 , provoquant la décharge complète, ce qui prépare l'instrument à l'exécution de toute nouvelle lecture.

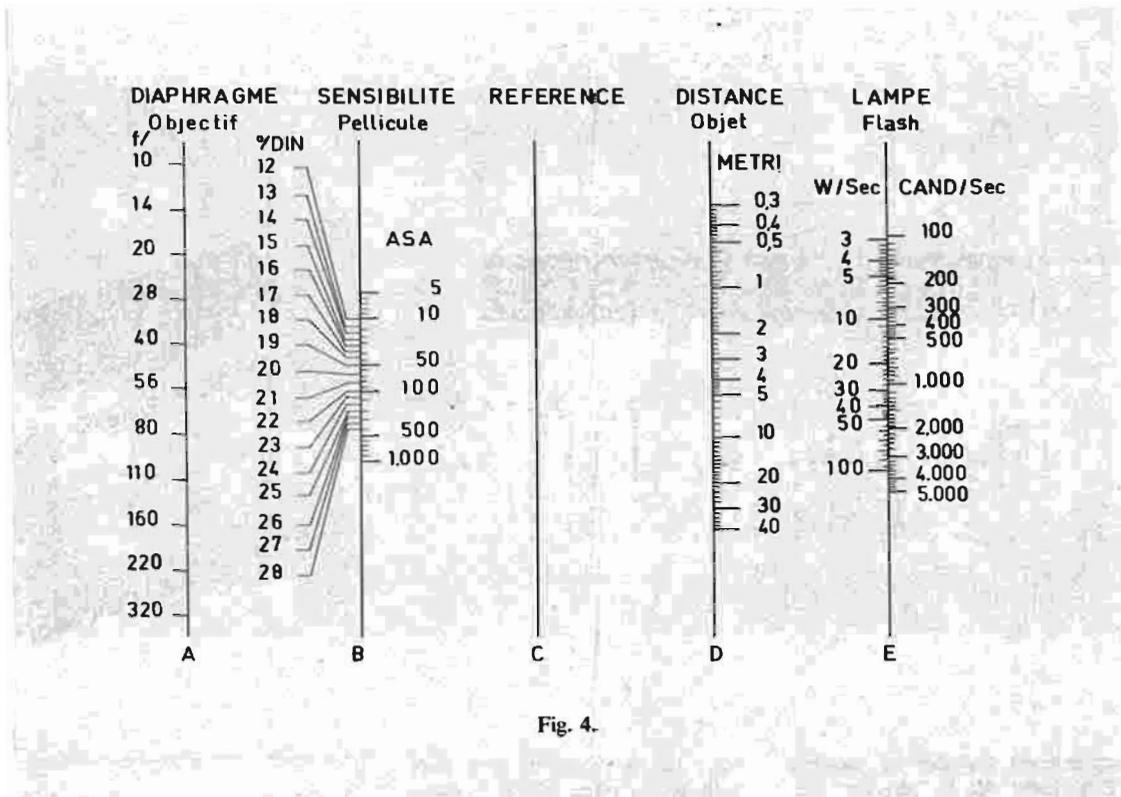


Fig. 4.

Après avoir exercé cette pression, on provoque un éclair à la suite duquel la capacité C_2 accumule une certaine charge qui se manifeste par le déplacement de l'aiguille du microampèremètre. Il est alors nécessaire de tourner le bouton du potentiomètre P_1 , afin de porter l'aiguille à fond d'échelle. Cette position correspond à la sensibilité de pellicule 6 ASA.

La seconde opération consiste à se reporter à nouveau au graphique de la figure 4, et à déterminer d'une manière analogue la distance nécessaire pour effectuer le même étalonnage avec une ouverture de diaphragme égale à $f/22$, mais avec une sensibilité de pellicule égale à 10 ASA, correspondant à 12 DIN.

Comme précédemment, on place le photomètre à cette distance et on détermine la position de P_1 pour cette nouvelle sensibilité.

D'une manière analogue, et en variant ainsi progressivement la distance entre le photomètre et la source de lumière, il sera possible de marquer toutes les positions du bouton de P_1 correspondant aux différentes sensibilités de la pellicule comprises entre 12 et 28 DIN, ou entre 10 et 400 ASA, toujours en se référant à une ouverture du diaphragme égale à $f/22$.

L'étalonnage de P_1 étant terminé, celui-ci est à nouveau disposé sur la position correspondant à une sensibilité 6 ASA, pour terminer le tarage. Toujours

à l'aide du graphique de la figure 4, déterminer ensuite la distance correspondant à une sensibilité de 6 ASA et un diaphragme $f/22$, et placer le photomètre à cette distance de la source lumineuse. Cette opération n'est autre qu'une répétition de la première phase d'étalonnage. Après avoir provoqué l'éclair on règle la commande de P_1 afin d'obtenir le déplacement de l'aiguille à fond d'échelle, position qui correspond, comme nous l'avons dit, à une ouverture du diaphragme de 22.

Toujours à partir du graphique, déterminer la distance correspondant encore à une sensibilité 6 ASA, mais avec une ouverture égale à $f/16$. Placer le photomètre à cette distance de la source de lumière. Après avoir exercé une pression sur l'interrupteur à poussoir IP_1 , produire l'éclair et prendre note de la position que l'aiguille occupe sur l'échelle graduée en microampères.

Les opérations suivantes consistent à établir les distances correspondant aux autres valeurs d'ouverture du diaphragme soit $f/11$, $f/8$, $f/5,6$, $f/4$ et ainsi de suite jusqu'à $f/1$. Pour chaque opération, prendre toujours note de la position de l'aiguille sur l'échelle des microampères, afin de tracer ensuite l'échelle étalonnée en valeur d'ouverture du diaphragme destinée à remplacer l'échelle actuelle.

Cette échelle sera tracée sur une feuille de carton blanc, en adoptant une courbe de même rayon que l'originale et en rem-

plaçant les valeurs de microampères par les valeurs d'ouverture relevées, puis on la collera sur la première.

UTILISATION

Toutes les opérations d'étalonnage étant terminées, on commencera par effectuer un rapide contrôle du fonctionnement correct du dispositif. A cet effet, il suffit de placer le photomètre à proximité du sujet à photographier, en tournant la photocellule vers la partie principale. Après avoir cadré l'appareil photographique, on dispose le flash dans la meilleure position.

P_1 étant réglé sur le degré de sensibilité de la pellicule utilisée, toujours en tournant la photocellule vers le sujet, il sera nécessaire de produire un éclair, non sans avoir réarmé le dispositif en exerçant une légère pression sur l'interrupteur IP_1 . Immédiatement après l'éclair, l'aiguille se déplace sur une position en correspondance de laquelle il est possible de lire la valeur idéale d'ouverture du diaphragme pour effectuer la photographie. Il ne restera plus qu'à régler ce dernier conformément à cette indication et déclencher l'obturateur, avec la certitude absolue d'obtenir le meilleur résultat possible dans de telles conditions.

F. HURE

d'après Electronics World.

LE TRANSISTORMÈTRE

Heathkit IT121



QUE peut-on faire si l'on dispose d'un galvanomètre, de 11 résistances, 3 claviers à cinq touches, 2 condensateurs, une diode, 3 potentiomètres ? Avec ces composants, un peu de visserie et une petite tôlerie, Heathkit a réalisé un transistormètre permettant le contrôle et la mesure de tous les semi-conducteurs existants : transistors bipolaires de toutes puissances, transistors FET ou MOSFET, thyristors, triacs, diodes, transistors unijonction, montés ou non.

L'instrument est conçu pour mesurer le β en continu ou la pente, ainsi que les courants de fuite, avec une bonne précision, dans une très large gamme de courants.

Comme tous les matériels diffusés par cette firme, cet appareil peut être acheté en kit ou monté ; mais sa réalisation à partir du schéma peut être entreprise par n'importe quel amateur disposant au fond de ses tiroirs des quelques composants nécessaires à sa construction, qui est très simple et appelée à rendre de grands services.

CARACTERISTIQUES

Mesure du β en continu : de 1 à 5 000, sur les gammes ci-dessous :

- 1 à 50,
- 5 à 250,
- 10 à 500,
- 50 à 2 500,
- 100 à 5 000.

Courants collecteurs admissibles : 1 mA, 5 mA, 10 mA, 50 mA, 100 mA, 500 mA, 1 A.

Gamme de mesure de la pente : 0 à 50 000 μ mhos (0 à 50 mA/V).

Mesure des courants de fuite : I_{ce0} , I_{ces} , I_{cbo} , I_{gss} , en cinq gammes, et avec une précision de $\pm 5\%$ (semi-conducteurs hors-circuit).

- 0 - 100 μ A.
- 0 - 1 mA.
- 0 - 10 mA.
- 0 - 100 mA.
- 0 - 1 A.

Transistors unijonction : Mesure de I_{c2s} , I_{b2s} , et courant émetteur.

Thyristors et triacs : Test de conduction et de blocage.

Diodes : Test de conduction dans les sens direct et inverse.

Les semi-conducteurs câblés sont testés en approximation bon ou mauvais.

Alimentation : Deux piles torches de 1,5 V, boîtier D (test incorporé).

Encombrement : 243 x 220 x 134 mm.

Poids : 1.600 kg environ.

PRESENTATION

L'appareil est réalisé dans une petite malette sans couvercle, la partie supérieure formant pupitre incliné, qui comporte tous les instruments de commutation et d'affichage, à la manière d'un contrôleur universel. La lecture s'effectue sur un galvanomètre de grande dimension trois claviers à poussoirs comportant chacun cinq touches autorisent l'enclenchement des différentes fonctions (voir photo Fig. 1).

En haut du pupitre, deux supports de transistors permettent l'enfichage des transistors FET

à gauche, des transistors bipolaires à droite. Au centre, quatre douilles peuvent être raccordées à l'aide de cordons munis de fiches bananes et terminés par de petites pinces crocodiles pour le test des transistors de puissance ou encore de semi-conducteurs montés sur circuit, sans qu'il soit nécessaire de les des-souder.

Ces cordons sont fournis avec l'appareil les test permis sont possibles sur tous les semi-conducteurs.

A droite du galvanomètre, deux potentiomètres permettent le tarage de l'appareil. Une poignée installée au bas du pupitre permet le transport de l'appareil. Celui-ci peut-être posé verticalement, le constructeur a muni le dos de l'appareil de petits tampons caoutchoutés, disposés à cet effet. Le dos de l'appareil comporte un tableau imprimé indiquant le mode d'emploi de l'instrument. Malheureusement, lorsque l'on prend connaissance des instructions, la face avant est inversée et il n'est pas très commode de suivre la check-list avec le pupitre à l'envers.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

Il n'y a aucun composant actif dans l'appareil. La diode D_1 placée aux bornes du galvanomètre protège celui-ci en limitant la tension à ses bornes à 0,6 V environ. Les condensateurs C_1 et C_2 éliminent les oscillations pouvant apparaître aux bornes du transistor testé. L'extrême simplicité du schéma montre que l'appareil peut être réalisé par le plus modeste amateur.

MESURES

Mesure du β : Le β en continu d'un transistor est le rapport exact du courant base sur le courant collecteur d'un transistor : $\beta = I_c/I_b$.

Pour le connaître, il nous suffit donc de fixer à une valeur connue l'un de ces paramètres avec précision, et de mesurer l'autre.

Dans l'appareil, on calibre le courant collecteur selon une valeur choisie en fonction du type de transistor (entre 1 mA et 1 A), puis on mesure le courant base sur le galvanomètre gradué en β (Fig. 2 A et B).

Mesure des courants de fuite : I_{cbo} , I_{ces} , I_{ce0} .

Ces paramètres sont mesurés entre base et collecteur, émetteur en l'air (I_{cbo}), entre collecteur et émetteur, base en l'air (I_{ce0}), entre collecteur et base émetteur court-circuités (I_{ces}). Ces mesures ne présentent aucune difficulté, le galvanomètre indique la valeur sur une échelle graduée en μ A.

MESURES SUR LES TRANSISTORS FET

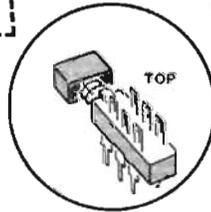
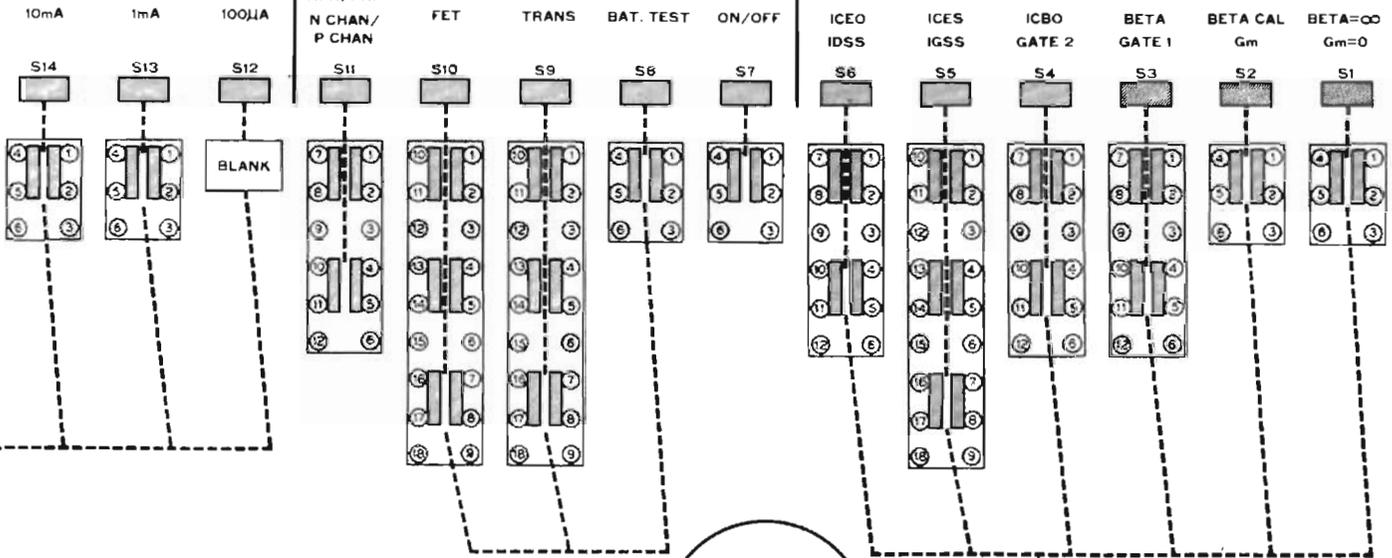
La mesure de la pente s'effectue en connectant le galvanomètre en ohmmètre (Fig. 3 A) puis en testant le FET monté (Fig. 3 B), car la pente mA/V est l'inverse de la mesure ohmmètre V/mA. La gamme de mesure s'étend de 0,5 à 10 mA/V (500 à 10 000 μ mhos).

La mesure des portes 1 et 2 est analogue à la mesure de la pente (Fig. 3 C) mais la gate est polarisée en inverse. Pour tester la seconde gate il suffit d'inverser les électrodes.

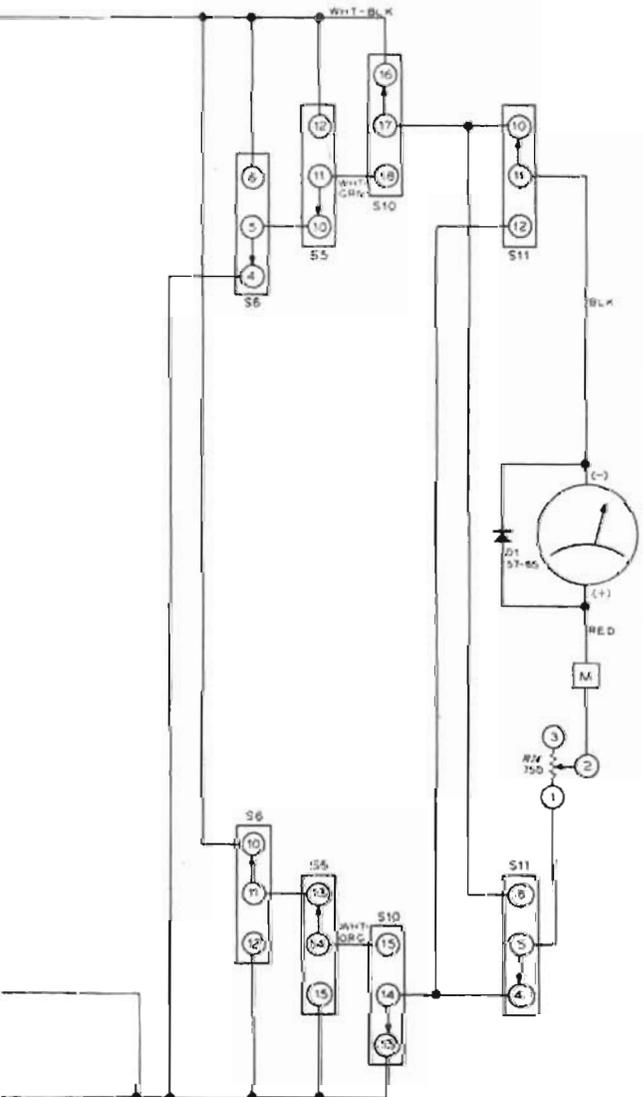
RANGE

MODE

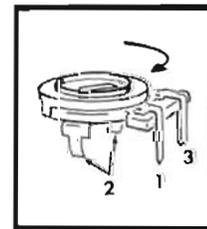
FUNCTION



VIEWED FROM TOP OF SWITCHES



**SCHÉMA DU TRANSISTORMÈTRE
HEATHKIT IT121**



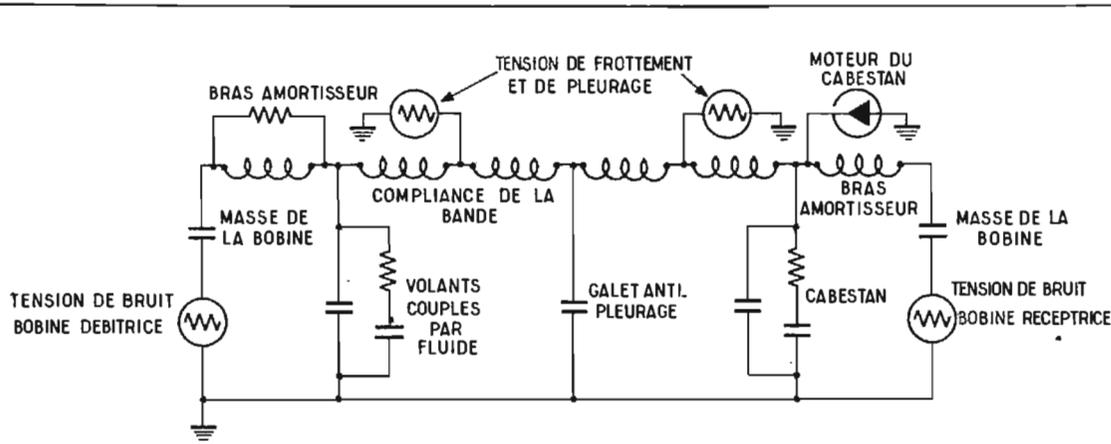


Fig. 8

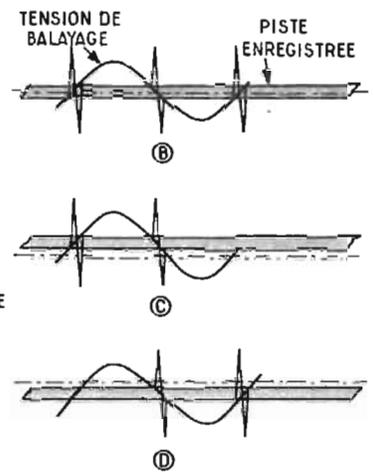


Fig. 10

du centre de balayage, comme on le voit sur la figure 11.

La linéarité est proportionnelle au rapport du déplacement maximum de la bande à l'amplitude de crête à crête du balayage mécanique.

Une amplitude de balayage d'environ deux fois le déplacement maximum constitue une valeur efficace.

Par exemple, un déplacement total de 250 microns exige une amplitude de balayage de 500 microns. La tête peut être actionnée par un dispositif à bobine mobile quelconque, ayant un couple suffisant pour surmonter le frottement imposé par le milieu qui doit être balayé, et animé d'un mouvement mécanique convenable pour assurer l'amplitude du balayage désiré.

Comme on peut le voir sur la figure 12, la tête de contrôle

actionnant la bobine et le détecteur de signal sont alimentés par une source commune à la fréquence du secteur et, par conséquent, sont en phase. Le signal provenant de la tête de contrôle est amplifié et les pointes positives sont éliminées par un écrêteur, le signal résultant actionne un multivibrateur, qui supprime les variations d'amplitude produites par les irrégularités de la bande et les défauts de contact.

Les impulsions de sortie positives provenant du multivibrateur ont une période proportionnelle à la position de la piste enregistrée, et actionnent un transistor au silicium Q_1 jouant le rôle de contacteur, de façon à appliquer une charge sur le condensateur C_1 aux points de croisement de la piste enregistrée et de la tension de balayage.

En raison du fait que les tensions du détecteur et du balayage sont en phase, quand la piste enregistrée est placée sur la partie positive de la tension de balayage, une charge positive est appliquée sur le condensateur C_1 . Inversement, lorsque la piste enregistrée se déplace sur la partie négative, le condensateur C_1 prend une charge négative.

L'amplitude et la polarité de la charge ou la tension de sortie sont proportionnelles à la position relative de la piste enregistrée et à la tension de balayage.

La durée de l'impulsion assurant le contact est réglée de telle sorte que la tension appliquée sur le condensateur C_1 ne puisse diminuer d'une façon appréciable pendant les intervalles entre les impulsions.

En raison de la résistance de fuite très faible du transistor au silicium, la durée de décharge du condensateur est longue, de telle sorte que si une impulsion n'a pas lieu, ou s'il se produit un affaiblissement, le signal de sortie demeure approximativement au même potentiel jusqu'à ce qu'une autre impulsion soit reçue; si des impulsions additionnelles ne sont pas reçues, le signal de sortie devient nul.

Le signal de sortie du détecteur est transmis à un amplificateur différentiel comportant un micro-ampèremètre à courant continu. Lorsqu'elle mesure les erreurs de guidage, la tête vibrante est réglée au centre de la piste enregistrée à courant continu, tandis que la bande est au repos. Lorsque la bande est mise en mouve-

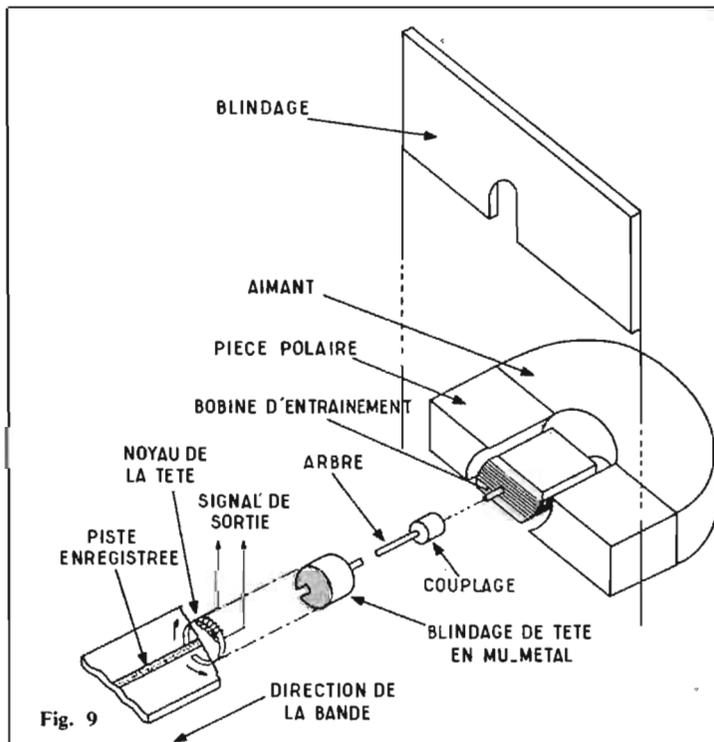


Fig. 9

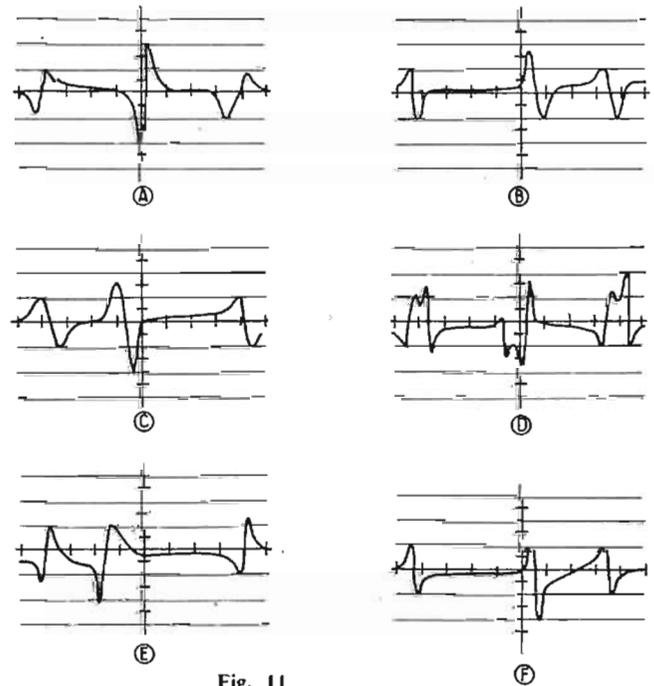


Fig. 11

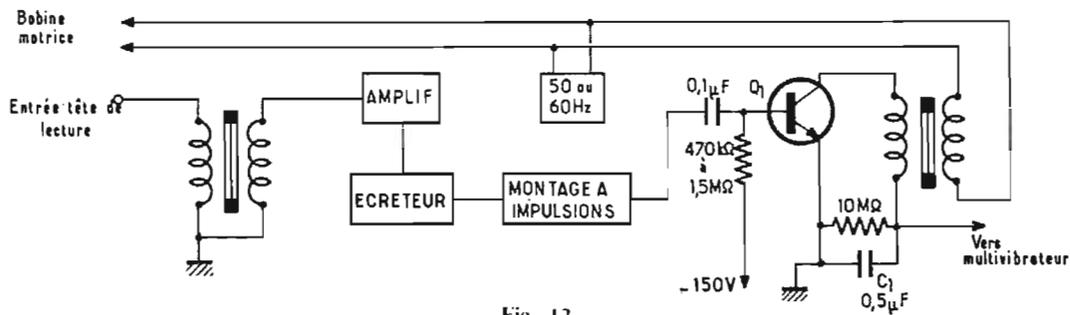


Fig. 12

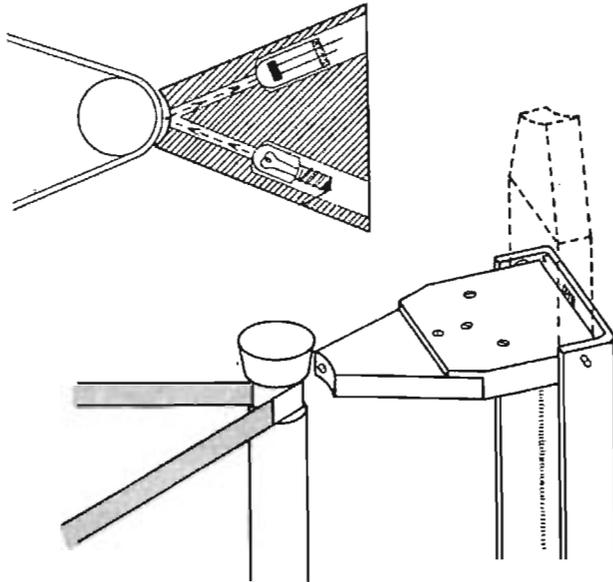


Fig. 13

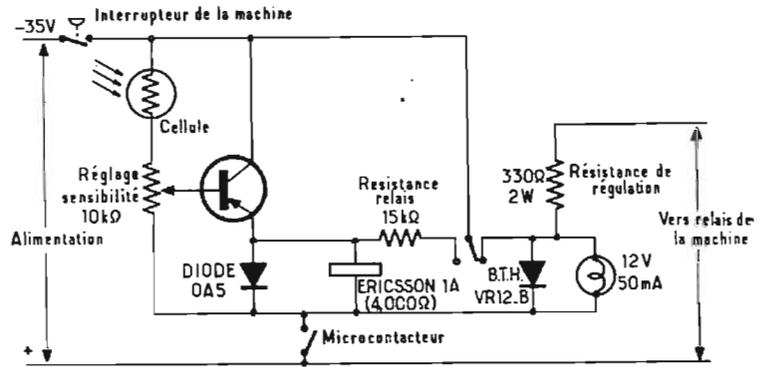


Fig. 14

ment, l'erreur de piste peut ainsi être contrôlée à chaque instant sur un appareil de mesure, et enregistrée si on le désire.

Le condensateur C_1 peut être utilisé pour assurer tous les amortissements additionnels nécessaires si une lecture moyenne est nécessaire, et l'échelle de mesure est étalonnée de façon à pouvoir évaluer les déplacements de la piste en microns.

LES DISPOSITIFS D'ARRÊT AUTOMATIQUES

Nous avons noté la réalisation et l'emploi des **systèmes d'arrêt automatique de la bande** et du système d'entraînement, soit en fin de bande, soit à la suite d'une rupture de la bande, soit en un point quelconque du ruban où se trouve un enregistrement désiré. Ce dispositif d'arrêt automatique peut être réalisé de différentes façons **mécaniques, électromécaniques, ou photo-électriques.**

Une première condition pour la réalisation rationnelle de ce dispositif lorsqu'on veut obtenir l'arrêt **en un point quelconque** consiste dans la possibilité d'ap-

pliquer et de retirer facilement la marque de repère sans endommager la bande magnétique. On peut ainsi en général, envisager des méthodes, dans lesquelles on effectue des perforations de la bande, ou bien on enlève l'oxyde magnétique de certaines parties de cette bande. Les systèmes de **marquage adhésifs** cependant donnent satisfaction à ce point de vue, et ont ainsi été depuis longtemps utilisés pour actionner des dispositifs fonctionnant suivant les principes optiques **capacitifs**, ou simplement **à contact direct.**

Les méthodes à contact direct utilisent des systèmes de marquage **métalliques** collés sur la bande, ou incorporés, qui assurent le contact avec un dispositif fixe assurant la mise en fonctionnement d'un contacteur du circuit d'entraînement. Mais, bien que cette méthode soit extrêmement simple, il est assez difficile, en pratique, de réaliser des dispositifs fonctionnant d'une manière fiable dans les conditions habituelles observées sur les magnétophones non munis initialement de ce perfectionnement.

C'est pourquoi, on a aussi utilisé **des méthodes optiques**

déjà signalées, dans lesquelles le passage d'une bande de repère blanche ou colorée disposée à l'endroit désiré sur la bande magnétique est détecté par une réflexion et une diffusion de la lumière à partir de cette surface brillante. Mais, un matériau adhésif analogue est utilisé habituellement pour réaliser des jonctions dans la bande, de telle sorte qu'il devient difficile de réaliser un système détecteur qui assure la distinction entre les fragments de bande servant au repère et les collages, même si différentes couleurs sont utilisées dans les deux cas.

Ces inconvénients et ces défauts peuvent être évités en utilisant un **marquage adhésif métallique** et en l'employant, en raison de ses propriétés réfléchissantes très élevées, pour des méthodes optiques ou en raison de ses propriétés électriques, pour la réalisation de dispositifs à capacité.

La méthode finalement adoptée sur l'appareil de la figure 13 est du type optique, et l'on utilise du ruban auto-adhésif de marquage du genre de celui employé pour le collage des bandes d'enregistrement vidéo

du type **Scotch** aluminisé, par exemple.

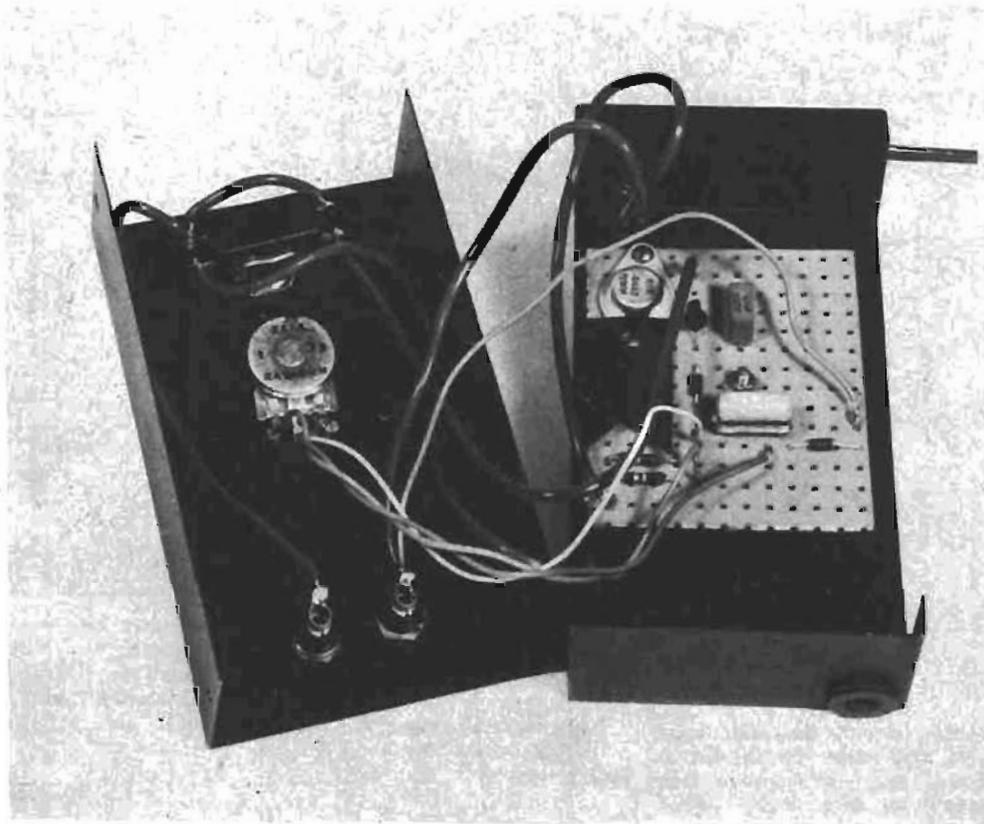
Il est facilement appliqué et enlevé et n'altère aucunement les qualités de la bande magnétique. Il y a d'autres types de bandes métalliques réfléchissantes adhésives, qui présentent des particularités analogues satisfaisantes.

Le dispositif, comme on le voit sur la figure, comporte une petite ampoule tubulaire à incandescence, et une cellule photo-électrique, dont les axes sont dirigés obliquement l'un par rapport à l'autre, et convergent sur la surface de la bande enroulée autour du cabestan ou d'un guide.

Lorsque la bande défile normalement, la lumière réfléchie est faible, mais, lorsque la bande d'aluminium passe devant le système détecteur, un rayon réfléchi plus intense atteint la cellule photo-électrique, qui produit, en correspondance, un signal électrique transmis à un dispositif amplificateur comportant simplement un transistor, qui actionne un relais sensible, ce qui détermine l'arrêt du mécanisme d'entraînement (Fig. 14).

R.S.

RÉDUCTEUR DE VITESSE POUR MOTEURS ÉLECTRIQUES



DEPUIS maintenant de nombreuses années, nous connaissons les thyristors et leurs applications. Parmi elles, les contrôleurs de phase, qui permettent de réaliser des gradateurs de lumière et des réducteurs de vitesse pour moteurs électriques universels, sont les plus connus, et de nombreux amateurs se sont déjà lancés dans la réalisation et l'utilisation de dispositifs analogues.

Si les résultats obtenus dans les applications sur la lumière donnent entière satisfaction, les dispositifs ne bénéficient pas de la même perfection. Une très importante perte de puissance accompagne la baisse de régime et à rotation très lente on peut même facilement stopper un moteur à la main. Cela est gênant, car il est difficile de régler un moteur compte tenu du fait que sa vitesse devient beaucoup plus faible en charge qu'à vide. La puissance d'un moteur ou plus exactement, le couple obtenu, est le résultat de

la puissance consommée, moins les pertes dues aux frottements, à l'inertie des pièces, etc., et lorsqu'on fournit à un moteur une énergie moins importante, la perte en puissance efficace est d'autant plus grande que les pertes restent les mêmes.

Pour obtenir des réducteurs de vitesse ne possédant pas cet inconvénient, il fallait soit adopter des circuits électroniques très compliqués, et onéreux, soit avoir recours à des dispositifs mécaniques, (courroies, engrenages, réducteurs à disques, etc.) qui possèdent un encombrement important, une masse importante également, et qui n'ont pas la souplesse d'emploi souhaitée.

L'arrivée sur le marché d'une nouvelle pièce, à savoir un nouveau semi-conducteur, nous permet de présenter un dispositif aussi simple qu'un réducteur conventionnel, de prix de revient équivalent, mais qui ne produit pas de perte de puissance : le « S.B.S. Système ».

LE « S.B.S. »

Ces trois lettres designent ce nouveau semi-conducteur qui nous permet de réaliser l'appareil décrit ci-dessous, et il convient avant tout de le présenter. Le « S.B.S. » (Silicon Bilateral Switch) est un petit circuit intégré au silicium, monolithique, possédant les caractéristiques d'un « thyristor bilatéral » (et non pas « bidirectionnel »). Ce dispositif est conçu pour conduire au delà de 8 V. Un brin « gâchette » est prévu, pour pouvoir pratiquer un déclenchement à tension inférieure. La figure 1 nous montre comment il faut représenter ce nouveau semi-conducteur en théorie, son schéma d'équivalence électronique, et son brochage. Il est inclus dans un boîtier plastique économique du type TO98. C'est une pièce qui va permettre d'excellentes réalisations, comme par exemple des gradateurs sans effet d'hystérésis, des gradateurs bas voltage (24 V. en particulier), ainsi que bien d'autres applications en

contrôle de phase à thyristor ou à triac. Le S.B.S. est fabriqué aux Etats-Unis

LE « S.B.S. SYSTEME »

Le dispositif décrit ci-dessous est le « S.B.S. Système », du nom, bien entendu, du composant principal qui l'équipe. Bien plus qu'un réducteur de vitesse, il consiste en un asservissement, autrement dit en un dispositif respectant un ordre donné par l'utilisateur et annulant les effets des paramètres venant modifier cet ordre. Il peut être utilisé sur tous les moteurs universels courants, ayant une consommation compatible avec le débit maximum possible de l'élément de puissance qui l'équipe, à savoir, 10 A ; c'est par conséquent tous les moteurs de perceuses, petits tours, scies circulaires ou à ruban, pistolets à peinture, équipements culinaires, petites machines outils, etc., qui sont concernés par ce dispositif. L'utilisateur affiche, au moyen d'un simple bouton, la vitesse de rotation désirée, comprise entre

0 et 100 %, et l'appareil se charge de faire tourner à la vitesse demandée le moteur commandé. Comme nous l'avons précisé plus haut, le « S.B.S. Système » évite les pertes de puissance.

Nous allons donc étudier techniquement ce dispositif, que l'on peut acquérir soit complet en kit, soit en ordre de marche, puis nous verrons comment le monter, et enfin, comment l'adapter aux différents besoins possibles.

ETUDE TECHNIQUE

L'étude technique va comporter principalement l'étude du fonctionnement proprement dit, ainsi que quelques remarques concernant la réalisation mécanique.

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT

Le schéma de principe du « S.B.S. Système », est donné en figure 2. On voit que le réglage s'opère en manœuvrant le potentiomètre de 22 k Ω linéaire. Lorsque la tension à la borne positive du condensateur de 500 nF est suffisante pour déclencher le S.B.S., le triac est déclenché à son tour et conduit jusqu'à la fin de la demi-alternance, moment où la tension alternative du secteur passe à la valeur zéro. La tension de déclenchement du S.B.S. est déterminée par la différence entre la tension envoyée sur le condensateur de 500 nF, à partir du secteur, et la tension induite par le moteur, dont on se sert en génératrice, tachymétrique, pendant l'alternance de non-conduction. En effet un moteur, comme tout dispositif électrique, est soumis à la loi de réversibilité des phénomènes. Or, lorsque ce moteur ralentit sous l'effet d'une charge, la tension qu'il induit s'abaisse. De ce fait, la différence de tension qui permet de déclencher le S.B.S. apparaît plus tôt, corrigeant ainsi la mise en conduction sur l'alternance « active ».

On notera que, compte tenu de la disposition du circuit, le dispositif est déclenché seulement sur les alternances positives. On peut obtenir, grâce à ce déclenchement, jusqu'à 90 % de la vitesse maximale du moteur, les 100 % étant obtenus par un simple interrupteur fermant un circuit d'alimentation directe.

Par conséquent, on peut relever les points suivants, importants à savoir pour la suite de l'utilisation :

1° Le dispositif fonctionne bien en asservissement, l'utilisateur programmant une vitesse désirée que le dispositif se charge ensuite de maintenir, quel que soit le travail demandé au moteur.

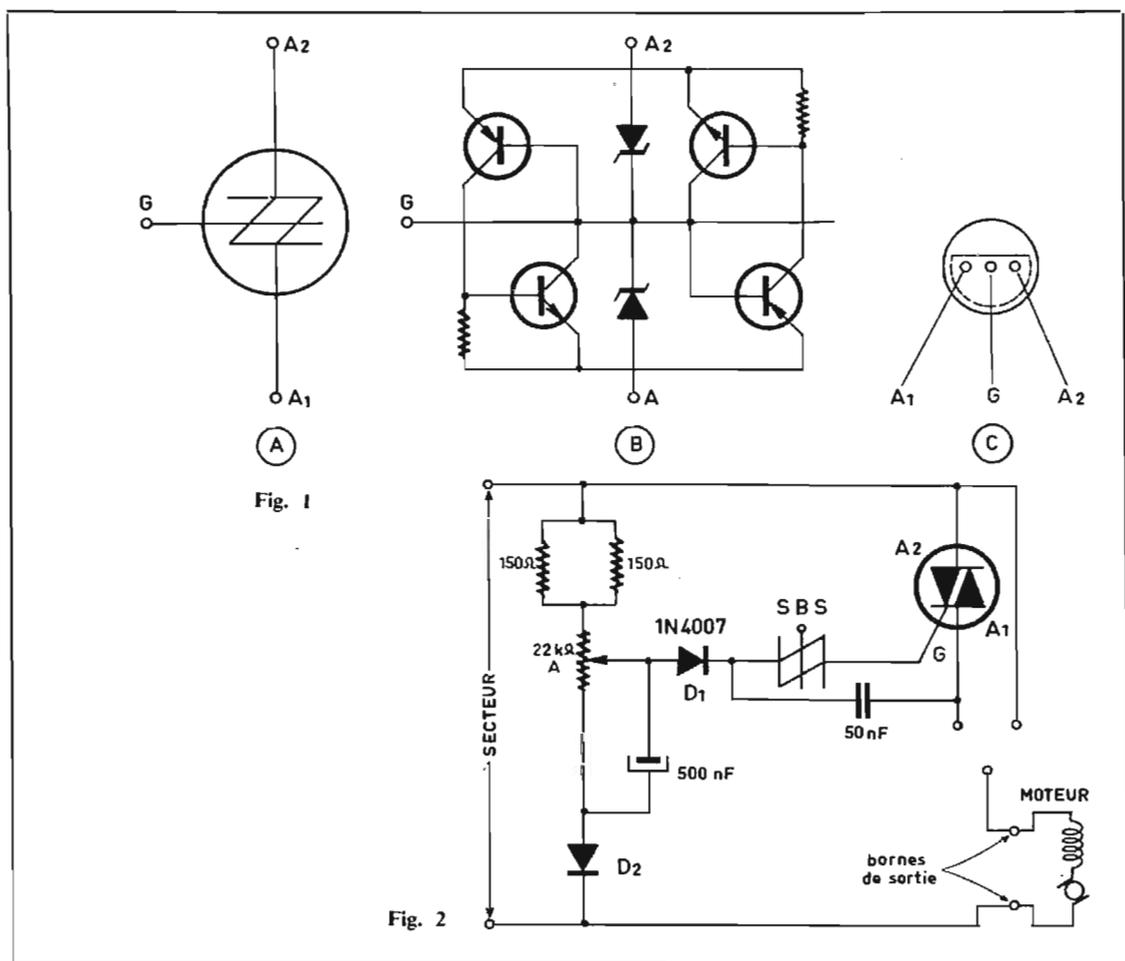


Fig. 1

Fig. 2

2° La suralimentation ne se fait pas au moyen d'une surtension, mais seulement par une correction du positionnement du point de déclenchement. Le moteur ne court aucun risque de détérioration.

AUTRES POINTS ET ASPECT MECANIQUE

Le S.B.S. Système est un circuit assez simple, comme on le voit sur le schéma de principe. Il est à noter que le condensateur de 500 nF n'est pas, en pratique, polarisé, la représentation graphique adoptée n'étant destinée qu'à une meilleure interprétation du schéma.

L'ensemble du circuit tient aisément dans un boîtier correspondant à la taille d'un variateur conventionnel. Le triac, qui peut accepter un courant de 10 A, a été choisi, non pour la fonction propre du circuit, pour lequel un thyristor aurait suffi, mais pour les utilisateurs qui, ayant un courant important à conduire, préféreront commander ce triac au moyen de l'interrupteur inverseur. (En effet, un interrupteur inverseur pouvant couper 10 A coûterait assez cher et serait d'un encombrement bien supérieur.) Le triac est placé sur un élément de radiateur R.S.C. modulaire (radiateurs pouvant s'assembler pour obtenir l'importance de

refroidissement désirée) à ailettes, qui sera très suffisant pour les utilisations prévues.

L'ensemble du montage est réalisé sur un support perforé en bakélite.

LE MONTAGE

Pour monter le « S.B.S. Système » on commence, d'une part par monter le circuit sur la plaquette de bakélite, et d'autre part on procède au montage mécanique sur le boîtier qui est fourni, peint et percé. Puis, on fixe la plaquette de bakélite dans le fond du coffret, cette fixation pouvant parfaitement être réalisée par un seul ensemble vis-

écrou, avec une entretoise. On soudera rapidement, afin de ne pas trop les échauffer, les pièces semi-conductrices (qui sont le S.B.S., les diodes, le triac) qui présentent toujours une certaine fragilité. Une fois le montage terminé, celui-ci peut être mis sous tension immédiatement après vérification.

L'utilisateur doit alors constater la baisse de régime par la manœuvre du bouton, avec arrêt complet en fin de course, et la non-diminution de puissance, en cours de travail.

Il est à noter que le dispositif n'est pas utilisable avec lampes à incandescence.

CE MATERIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

RÉDUCTEUR DE VITESSE "SBS Système"

Sans perte de puissance

EN KIT 115 FRANCS

EN ORDRE DE MARCHÉ 153 FRANCS

SUPERELEK

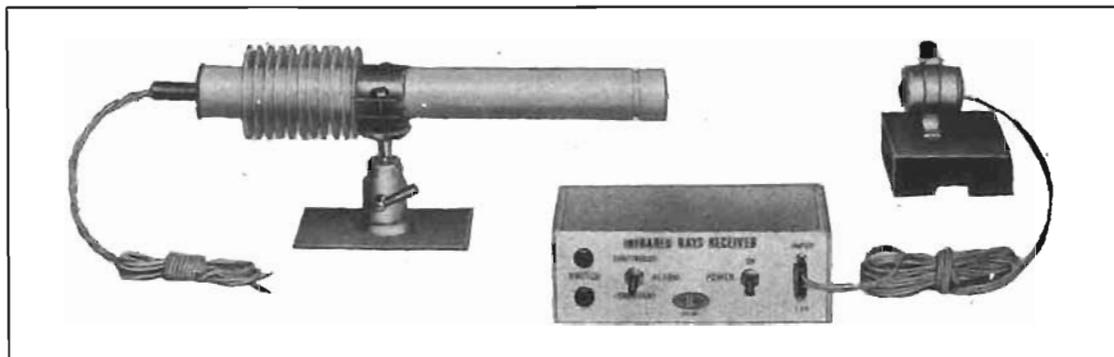
123, rue de Montreuil, PARIS 11^e - Tél. 345-56-97

Ouvert du mardi au samedi de 10 h 15 à 19 h 30

(fermé de 12 h 45 à 14 h 30)

METRO : NATION ET AVRON

DISPOSITIF D'ALARME à rayons infrarouges



CARACTERISTIQUES GENERALES

Emetteur : foyer fixe ; distance utile, 5 mètres ; alimentation, 12 V ; puissance absorbée, 15 W.

Récepteur : tension maximum entre les contacts du relais, 250 V ; courant maximum entre les contacts du relais, 5 A ; diodes utilisées, EA403 - EC401 ; transistors utilisés, BC109 C - 2 x C450 - V435 - CP409 ; alimentation, 8 piles, de 1,5 V montées en série ou bien UK645.

LISTE DES COMPOSANTS

Qt.	Réf.	Description
1	R ₁	Potentiomètre semi-fixe de 4,7 k
2	R ₂ -R ₁₀	Résistances à couche de charbon de 100 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
1	R ₃	Résistance à couche de charbon de 180 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
2	R ₄ -R ₅	Résistances à couche de charbon de 4,7 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
1	R ₆	Résistance à couche de charbon de 12 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
1	R ₇	Résistance à couche de charbon de 47 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
1	R ₈	Résistance à couche de charbon de 1 k Ω - 0,33 W. ± 5 %
1	R ₉	Résistance à couche de charbon de 390 Ω - 0,5 W. ± 5 %
1	FR	Photorésistance
1	D ₁	Diode EA403
1	D ₂	Diode EC401
1	TR ₁	Transistor BC109C
2	TR ₂ -TR ₃	Transistors C450
1	TR ₄	Transistor V435
1	TR ₅	Transistor CP409
1	RL	Relais

LE dispositif d'alarme anti-volet est particulièrement indiqué pour être monté sur toute entrée d'appartement ou de local et pour signaler l'accès de toute personne indésirable. L'UK 895 est constitué par un émetteur et un récepteur à rayons infrarouges. L'émetteur se compose d'un projecteur contenant la source des rayons infrarouges, logée elle-même dans une lentille semi-convexe, laquelle se charge

de concentrer lesdits rayons sur une distance utile de 5 m. Le récepteur est constitué par un groupe photosensible. Le signal de ce groupe est appliqué à l'entrée d'un amplificateur aboutissant à un relais jouant le rôle d'interrupteur et commandant le système d'alarme.

Si l'émetteur et le récepteur sont placés l'un en face de l'autre, ils créeront un barrage rectiligne de lumière invisible. Ce dispositif

signalera au moment voulu, le passage de la personne indésirable là où elle opérera ; dans la pratique, ce passage se traduira par la mise en action d'un dispositif d'alarme, au moment précis où le rayon sera intercepté.

MECANISME DU RECEPTEUR

Mécaniquement, ce récepteur se compose de deux parties, soit :

- 1) Groupe photosensible.
- 2) Amplificateur.

CIRCUIT ELECTRIQUE DU RECEPTEUR

Le circuit électrique de ce récepteur à rayons infrarouges est visible à la figure 1. On y relèvera que le premier étage est constitué par le transistor BC109 = TR₁. La tension V_{BE} de ce transistor est obtenue grâce au shunt constitué par le potentiomètre semi-fixe R₁ et par l'élément photosensible. Quand les rayons infrarouges n'atteignent pas l'élément photosensible, le transistor TR₁ est bloqué, lorsque les transistors C450 = TR₂ et V435 =

TR₄ deviennent conducteurs en amenant le transistor CP409 = TR₅ à saturation. Ce dernier provoquera l'excitation immédiate du relais en l'interrompant : dans ces conditions, les contacts 7 et 6 du relais, connectés aux boucles désignées par SWITCH = interrupteur, fermeront le circuit d'alimentation du système d'alarme auquel il est relié. De cette façon, la base de TR₃ = C450 sera parcourue par un courant provoqué par le shunt R₇ et le courant parallèle de R₆-R₁₀. Lorsque l'élément photosensible sera frappé par les rayons infrarouges, sa résistivité diminuera. Cela provoquera l'accroissement du courant V_{BE} de TR₁, qui l'amènera à la conduction et abaissera le potentiel de la base de TR₂ jusqu'au point où ce transistor commencera à se bloquer, de même que les transistors TR₄ et TR₅, de sorte que la base de TR₃ sera parcourue par un courant déterminé par le shunt R₆-R₇. Lorsque le potentiel de base de TR₃ augmentera, le transistor TR₂ se bloquera complètement et il en sera de même pour TR₄ et TR₅. Dans ces conditions, le relais reviendra à sa position de repos en ouvrant les contacts 6 et 7, lesquels interrompront les circuits d'alimentation du dispositif d'alarme.

L'interrupteur S-W₂, désigné par ALARM - alarme ; est caractérisé par deux fonctions : TEMPORARY = temporaire, ou CONTINUOUS = continu.

Dans la position « temporaire », le système d'alarme qui y est relié

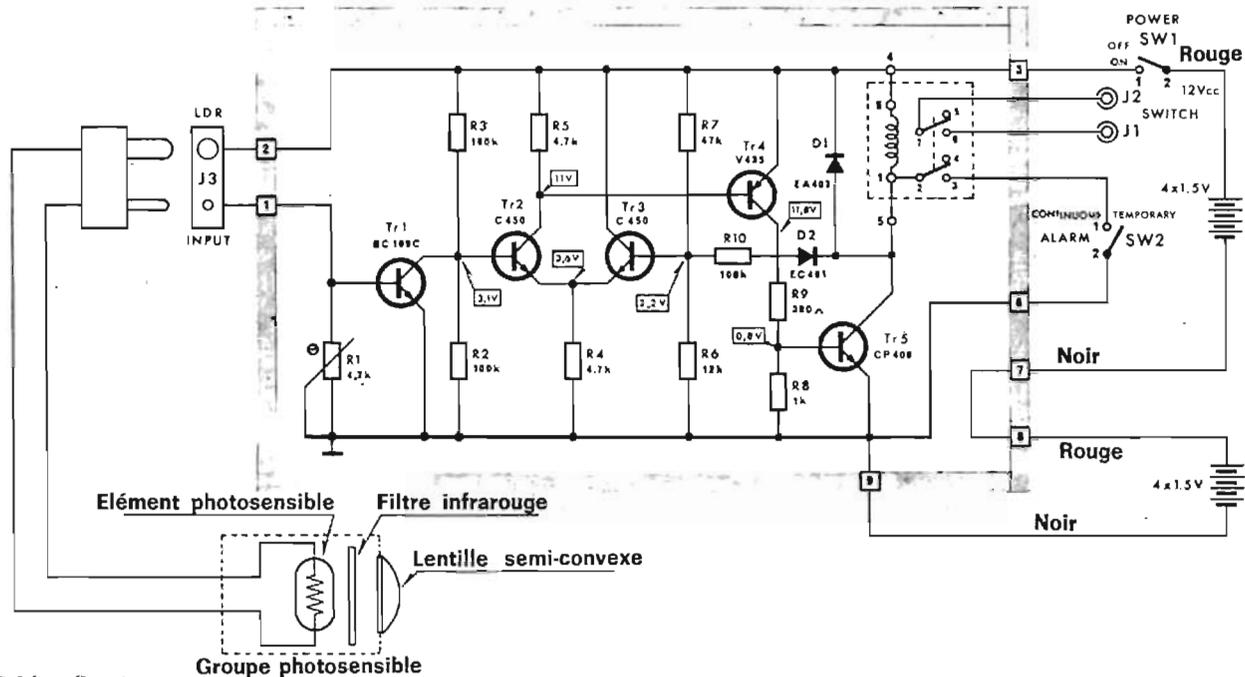


Fig. 1 - Schéma électrique.

ne fonctionne que pendant la durée de l'interruption du rayonnement infrarouge frappant l'élément photosensible; interruption pouvant être causée par le passage d'une personne ou par un objet quelconque. Dans la position «continue», une fois le rayonnement interrompu, le dispositif d'alarme continuera à fonctionner jusqu'à l'intervention de la personne préposée à la surveillance.



MONTAGE MECANIQUE ET ELECTRIQUE DU RECEPTEUR

Les phases constructives indiquées ci-après aboutissent au montage complet, comme l'indique la figure 2.

1^{re} phase - Montage des composants sur le circuit imprimé (Fig. 3).

La figure 3 met en évidence, du côté bakélite, la disposition de chaque composant, ceci pour faciliter le montage.

- Monter 9 fixations, désignées par 1-2-3-4-5-6-7-8-9, en les enfilant dans les trous respectifs de manière que la butée d'arrêt adhère à la bakélite; souder et couper les bornes dépassant les 2 mm sur la surface cuivrée.

- Monter les résistances en repliant les bornes et en les enfilant dans les trous respectifs de façon que le corps des résistances adhère à la bakélite —

souder et couper les bornes qui dépassent les 2 mm sur la surface cuivrée.

- Monter le potentiomètre semi-fixe R₁ en enfilant les bornes dans les trous respectifs; souder et couper les bornes qui dépassent les 2 mm sur la surface cuivrée.

- Monter les diodes D₁-D₂ en repliant les bornes de manière que le corps desdites diodes soit placé à environ 3 mm de la surface en bakélite; souder et couper les bornes qui dépassent les 2 mm sur la surface cuivrée.

- Monter les transistors TR₁-TR₂-TR₃-TR₄-TR₅ en les orientant comme le dessin l'indique. Enfiler les bornes dans les trous

respectifs de manière que la base desdits transistors se trouve à environ 5 mm de la surface en bakélite; souder et couper les bornes dépassant les 2 mm sur la surface cuivrée.

- Monter le relais en l'orientant comme le dessin l'indique en le fixant au moyen de deux vis de 3 x 6 mm de diamètre avec les écrous respectifs (voir Fig. 5).

- Connecter la borne du relais à la fixation 4 du circuit imprimé au moyen d'un bout de fil aussi court que possible.

- Connecter les bornes 1 et 2 du relais à la fixation 5 du circuit imprimé au moyen d'un bout de fil aussi court que possible (fig. 5).

- Monter les 4 entretoises hexagonales sur le circuit imprimé au moyen de 4 vis de 3 x 6 mm de diamètre (Fig. 5).

2^e phase — Montage des pièces détachées sur le coffret (Fig. 4).

- Monter la prise J₃ au moyen de deux vis nickelées de 3 x 7 mm de diamètre avec les écrous respectifs.

- Monter les deux boucles isolées J₁-J₂ avec les cosses respectives. Replier les languettes des cosses en les orientant comme le dessin l'indique.

- Monter les deux interrupteurs SW₁-SW₂ en les orientant comme le dessin l'indique (Fig. 5).

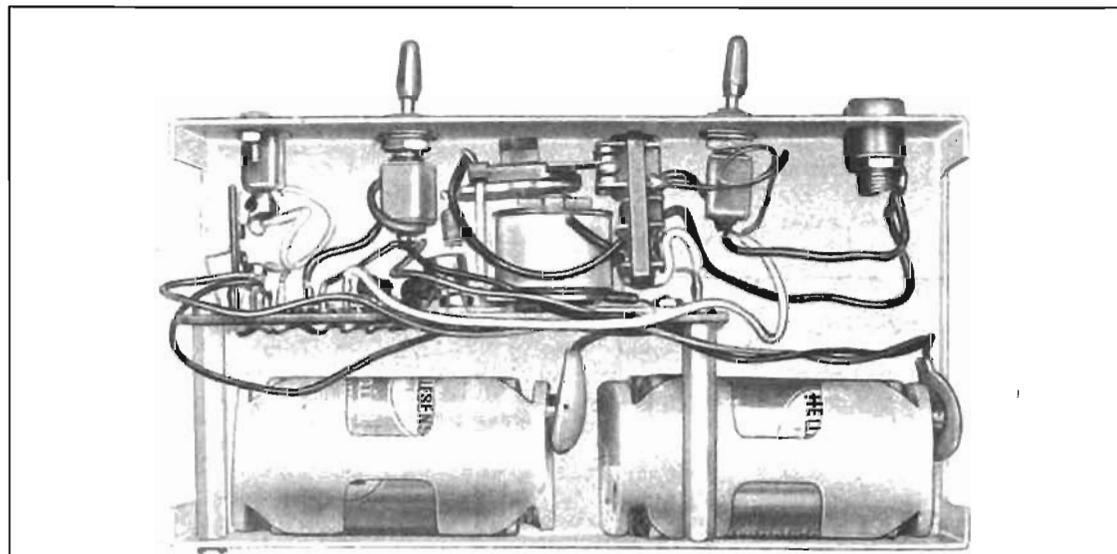


Fig. 2 - Vue du récepteur une fois le montage achevé.

3^e phase - Câblage (Fig. 5).

● Effectuer toutes les connexions indiquées dans le tableau I (voir fin d'article).

● Connecter une des prises polarisées de la borne rouge à la borne 2 de l'interrupteur SW₁ et la borne noire à la fixation 7 du circuit imprimé.

● Connecter l'autre prise polarisée de la borne rouge à la fixation 8 du circuit imprimé et la borne noire à la fixation 9 du circuit imprimé.

Avant de monter l'appareil dans le coffret, s'assurer de son bon fonctionnement. On procédera de la façon suivante :

1) Contrôler à plusieurs reprises le circuit et l'isolement en leurs points les plus critiques. Lorsque cette vérification aura été faite scrupuleusement, tous les dangers à craindre au moment d'allumer l'appareil auront été éliminés.

2) Tourner l'interrupteur SW₂ sur la position « temporaire ».

3) Connecter les batteries.

4) Fermer le circuit d'alimentation en tournant le levier de l'interrupteur SW₁ sur la position ON. Si tout fonctionne régulièrement l'excitation du relais devra avoir lieu immédiatement.

● Monter l'appareil dans le coffret en l'y fixant au moyen de quatre vis de 3 x 6 mm de diamètre.

Au cours de cette opération, veiller à ce que les connexions ne gênent pas le libre mouvement des pièces mobiles du relais, ce qui pourrait entraver son fonctionnement.

MONTAGE MECANIQUE ET ELECTRIQUE DU GROUPE PHOTOSENSIBLE

Les phases de construction indiquées, ci-après aboutissent au montage complet, ainsi que le montre la figure 6.

Montage des composants dans la douille métallique (Fig. 7).

1) Monter la lentille semi-convexe de manière que le côté bombé soit tourné vers l'extérieur.

2) Monter l'entretoise de 9 mm, en la poussant jusqu'à ce que la lentille soit bloquée.

3) Monter le filtre pour rayons infrarouges.

4) Monter le circuit imprimé après avoir soudé l'élément photosensible et le câble plat (voir détail).

5) Monter l'entretoise de

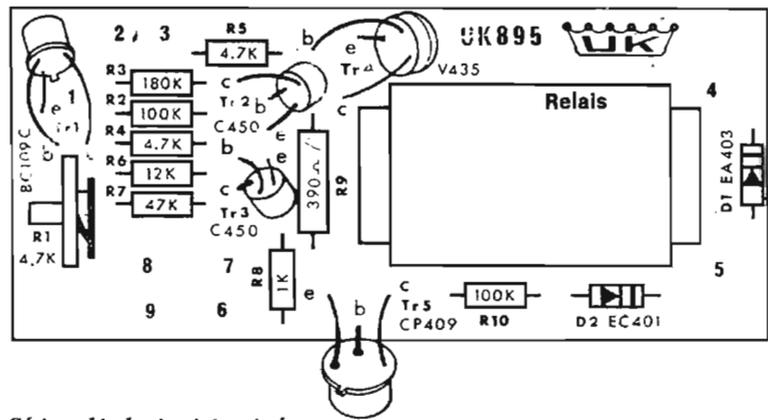


Fig. 3. - Sérigraphie du circuit imprimé.

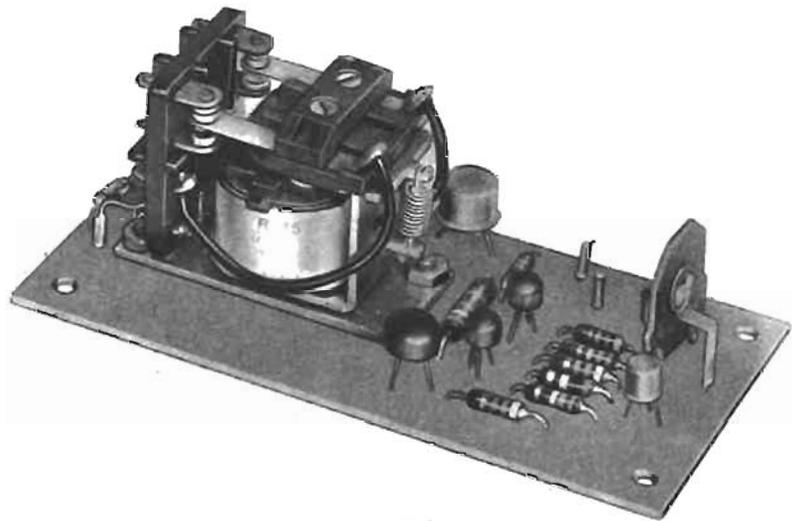


Fig. 3 a. - Vue du circuit imprimé une fois le montage achevé.

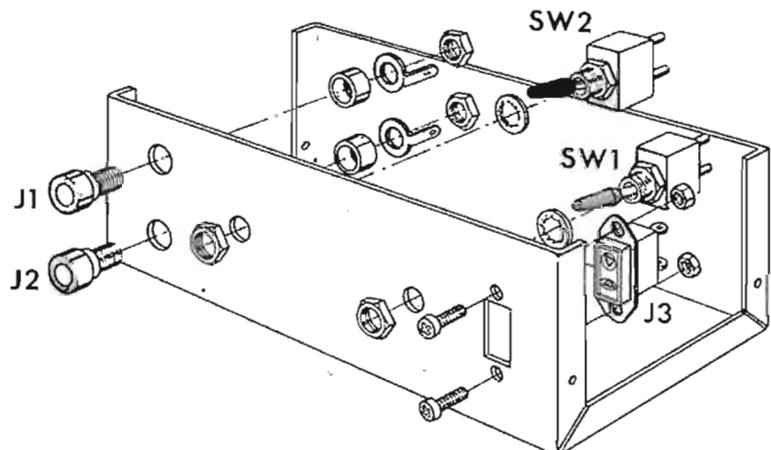
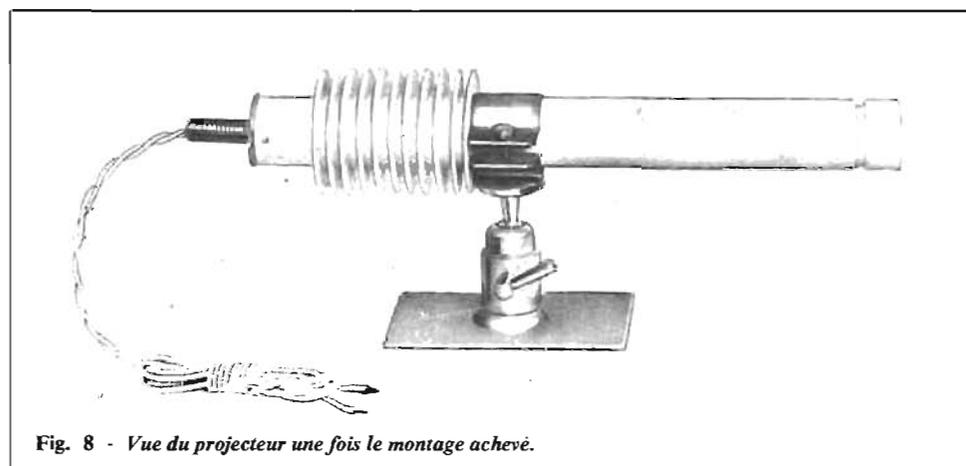
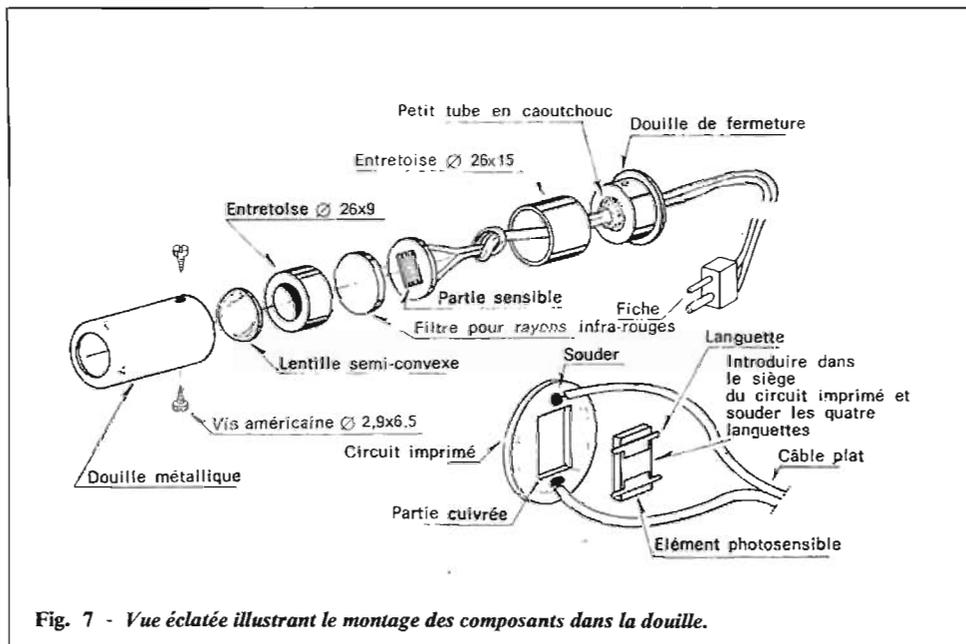
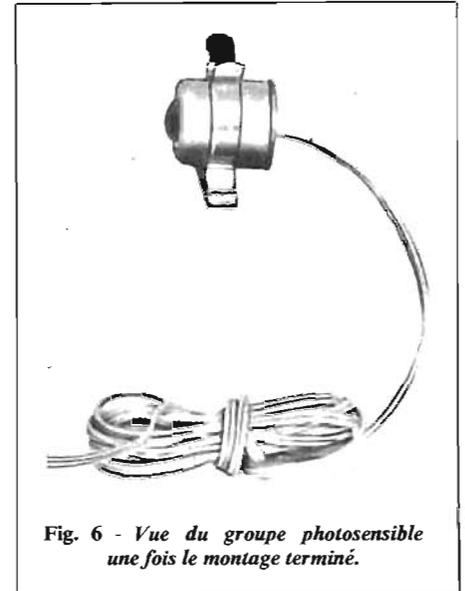
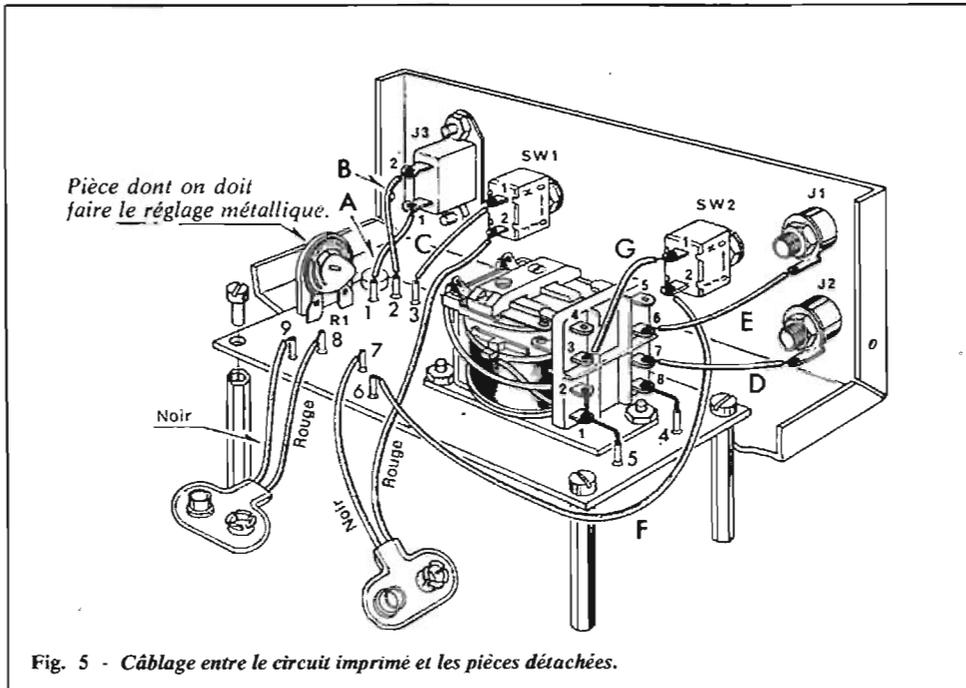


Fig. 4 - Montage des pièces détachées sur le coffret.



15 mm en la poussant jusqu'à ce qu'elle soit bloquée.

6) Faire un nœud au câble plat et l'enfiler dans le petit tube en caoutchouc monté sur la douille de fermeture.

7) Fixer la douille de fermeture au moyen de deux vis américaines de 2,9 x 6,5 mm.

8) Monter la fiche.

EMETTEUR A RAYONS INFRAROUGES

Les rayons infrarouges sont engendrés par une lampe à filament concentré placé dans le foyer de la lentille semi-convexe du projecteur.

La distance focale est fixe de manière à faciliter le montage. Un filtre pour rayons infrarouges invisibles à l'œil humain est placé devant la lentille semi-convexe. L'alimentation a lieu au moyen d'un transformateur dont le primaire correspond à la tension du secteur et dont le secondaire fournit une tension de 12 V et le courant de 1,2 A requis par la lampe.

MONTAGE MECANIQUE DU PROJECTEUR

Les phases de montage indiquées ci-après aboutissent à la construction complète, comme la montre la figure 8.

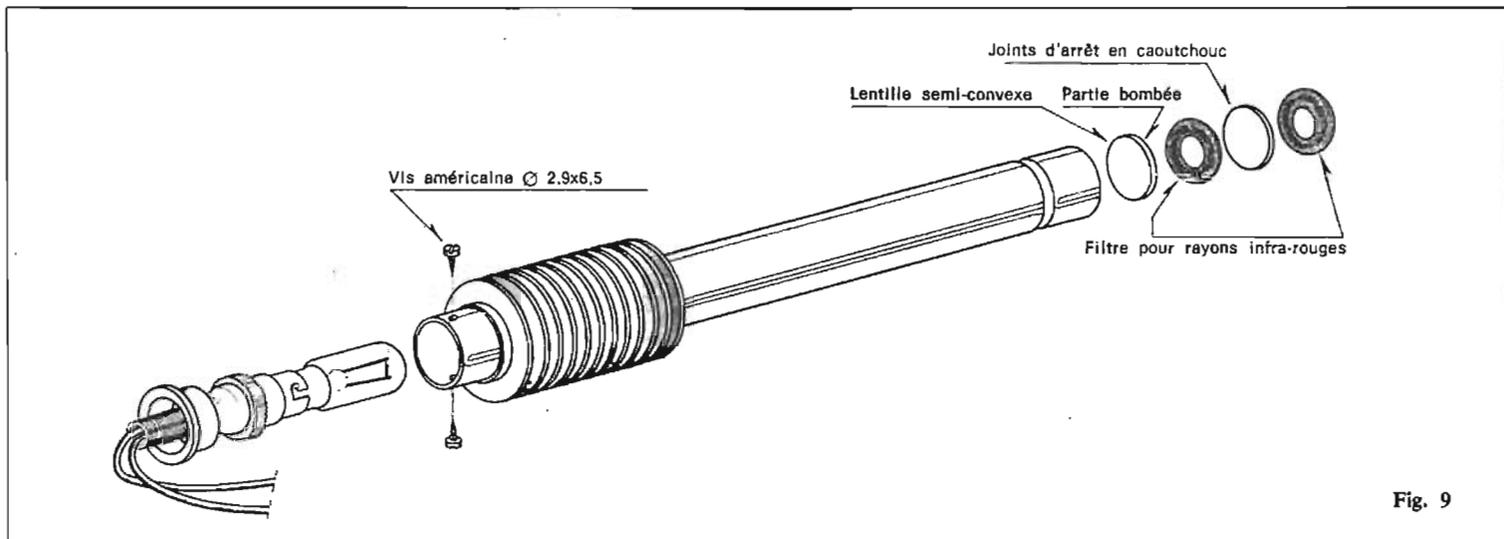


Fig. 9

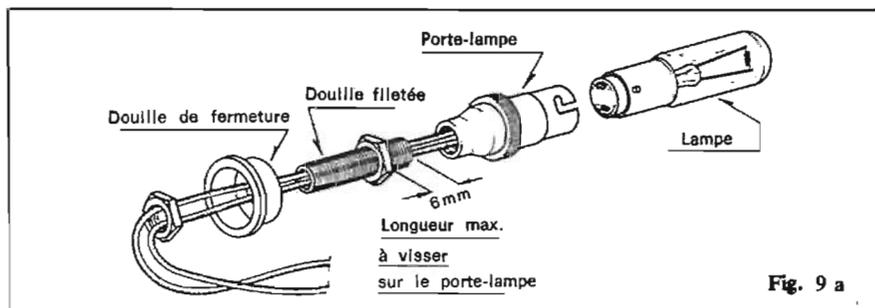


Fig. 9 a

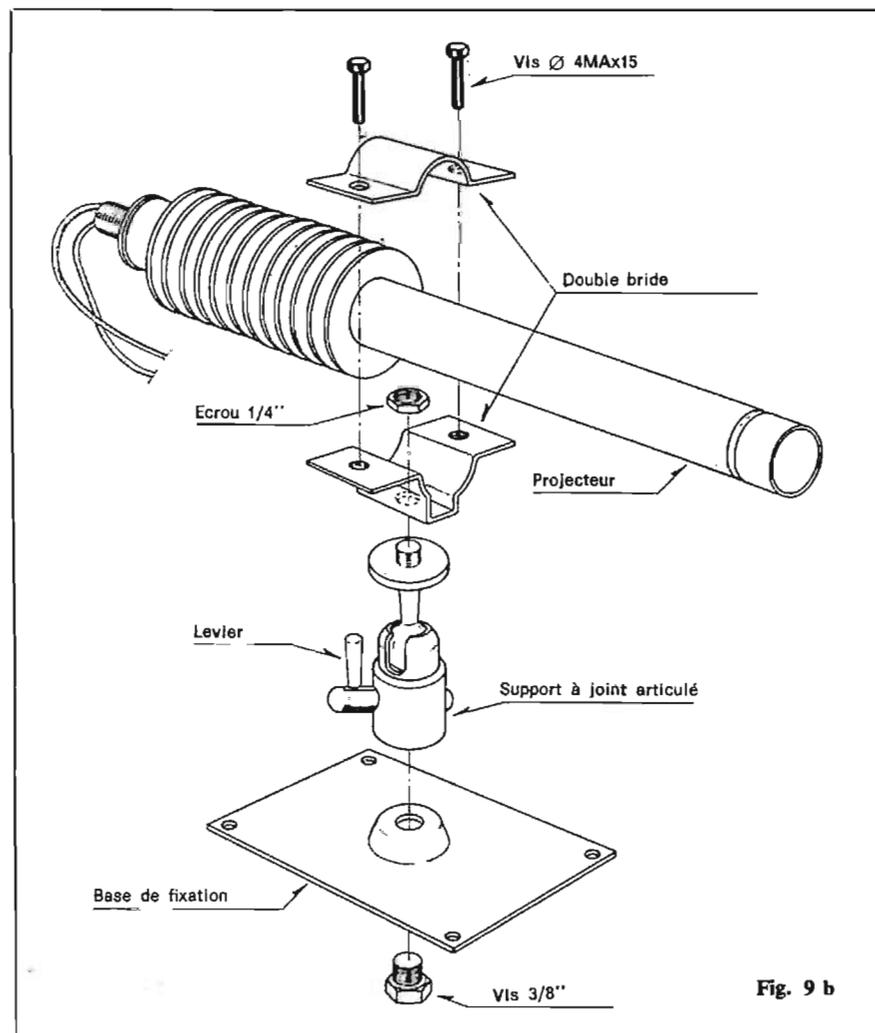


Fig. 9 b

Montage des composants dans le projecteur (Fig. 9 - 9 A - 9 B).

- Monter sur la douille de fermeture la douille filetée, au moyen de deux écrous (voir figure).

- Connecter les câbles conducteurs d'alimentation dans le porte-lampe.

- Enfiler les fils conducteurs dans la douille filetée et y visser le porte-lampe.

- Brancher la lampe.

- Introduire le tout dans le projecteur de façon à faire correspondre les trous de fixation de la douille de fermeture, au moyen de deux vis américaines de 2,9 x 6,5 mm de diamètre (Fig. 9).

- Monter à l'avant du projecteur la lentille semi-convexe de manière que le côté bombé soit tourné vers l'extérieur et faire en sorte que le côté plat adhère parfaitement à la rondelle d'arrêt. Veiller, au cours de cette opération, à ne pas salir la lentille.

- Monter le joint d'arrêt en caoutchouc. Pour le moment, ne pas monter le filtre pour rayons infrarouges.

- Monter le support sur le projecteur.

INSTALLATION

Cet appareil doit être placé de telle façon que le passage d'un visiteur indésirable ne puisse manquer d'être révélé.

On procédera de la façon suivante :

- 1) Placer, au moyen du clip à ressort, le groupe photosensible en un point non accessible aux autres rayons lumineux, ces derniers pouvant compromettre le bon fonctionnement de l'ensemble.

2) Brancher la fiche du groupe photosensible sur la prise du récepteur.

3) Placer le projecteur devant le groupe photosensible, à la distance voulue, laquelle ne devra pas dépasser les 5 m.

4) Régler le récepteur.

● Régler le curseur du potentiomètre semi-fixe R_1 dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (voir Fig. 5).

● Tourner l'interrupteur « alarme » sur la position « temporaire ».

● Tourner l'interrupteur POWER sur la position « ON », en allumant ainsi le récepteur.

5) Alimenter le projecteur et, après avoir débloqué le joint articulé au moyen du levier, l'orienter de façon que les rayons lumineux se dirigent exactement sur la lentille du groupe photosensible. Cette opération sera effectuée sans le filtre infrarouge, de manière que les rayons émis soient visibles et facilement orientables sur la lentille du groupe photosensible. Cela fait, fixer le projecteur au moyen du levier en veillant tout particulièrement à ne pas modifier l'orientation ainsi obtenue, sinon les rayons pourraient se diriger sur un autre point.

6) Monter le filtre infrarouge sur le projecteur.

7) Régler lentement le potentiomètre semi-fixe R_1 du récepteur dans le sens des aiguilles d'une montre, jusqu'à ce que le relais revienne à sa position de repos. Au cours de cette opération, veiller à ne pas interrompre le rayonnement.

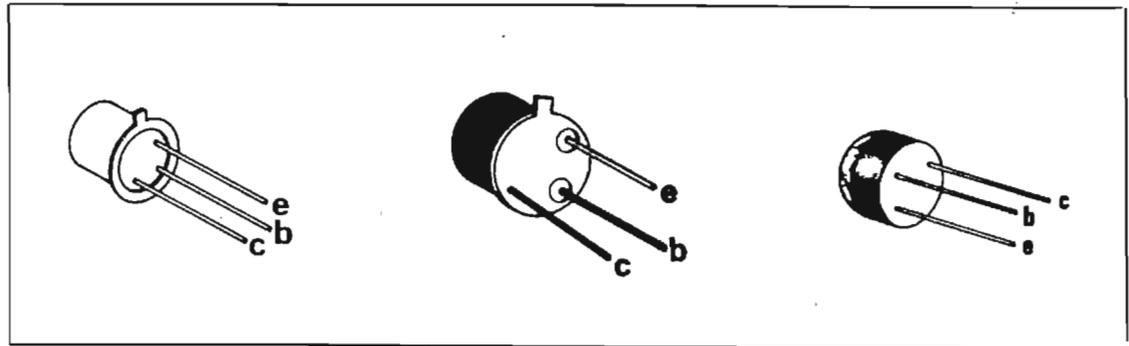
8) Connecter le système d'alarme au récepteur. Ce dernier devra fonctionner immédiatement dès que le rayonnement reviendra frapper le groupe photosensible. Après ce contrôle on pourra, si on le désire, régler le récepteur sur la position « continue » avec la commande ALARM.

DISPOSITION DES BORNES DES TRANSISTORS ET CARACTERISTIQUES DES SEMI-CONDUCTEURS UTILISES

L'EA403 est une diode « planar » au silicium se prêtant aux utilisations du type switch, là où une grande rapidité de commutation est nécessaire.

L'EC401 est une diode « planar » au silicium se prêtant particulièrement aux utilisations exigeant une tension de rupture élevée conjointement à une basse tension de perte.

TABLEAU I. — Connexions							
Conducteur	Long. cm	Connexion	Composants à connecter				
Câble tressé isolé	5	A	Borne 1 de la prise J_3 et fixation 1 du circuit imprimé.				
Câble tressé isolé	5	B	Borne 2 de la prise J_3 et fixation 2 du circuit imprimé.				
Câble tressé isolé	6	C	Borne 1 de l'interrupteur SW_1 et fixation 3 du circuit imprimé.				
Câble tressé isolé	8	D	Borne de la boucle J_2 et borne 7 du relais.				
Câble tressé isolé	8	E	Borne de la boucle J_1 et fixation 6 du relais.				
Câble tressé isolé	12	F	Borne 2 de l'interrupteur SW_2 et fixation 6 du circuit imprimé.				
Câble tressé isolé	7	G	Borne 1 de l'interrupteur SW_2 et borne 3 du relais.				
VALEURS MAXIMALES ABSOLUES ($T_A = 25^\circ\text{C}$ sauf indication contraire)			EA403	EC401	Unités		
Tension inverse de travail	WRV		25	100	V		
Courant continu direct	I_F		75	225	mA		
Courant moyen redressé	I_O		50	150	mA		
Courant direct de crête répétitif	I_F		150	450	mA		
Courant direct de crête à la source (pulsation = 1 s)	i_F		500	500	mA		
Courant direct de crête à la source (pulsation = $1\mu\text{s}$)	i_F		2 000	2 000	mA		
Température d'emmagasinage	T_{STG}		$55^\circ - 150^\circ$	$55^\circ - 175^\circ$	$^\circ\text{C}$		
Température de jonction	T_J		150	150	$^\circ\text{C}$		
Température des bornes (pour soudure durant 10 s)	T_L		260	260	$^\circ\text{C}$		
Dissipation à 25°C de température ambiante	P_D		250	250	mW		
VALEURS MAXIMALES ABSOLUES ($T_A = 25^\circ\text{C}$ sauf indication contraire)			BC109C	CP409	C450	V435	Unités
Tension collecteur-base	V_{CBO}	30	60	40	- 20	V	
Tension collecteur-émetteur	V_{CEO}	20	60	40	- 20	V	
Tension émetteur-base	V_{EBO}	5	5	5	- 5	V	
Courant continu du collecteur	I_C	100	-	-	-	mA	
Température d'emmagasinage	T_{SIG}	de - 55 à + 175	de - 65 à + 200	de - 55 à + 125	de - 55 à + 125	$^\circ\text{C}$	
Température de travail de la jonction	T_J	175	200	125	125	$^\circ\text{C}$	
Température des bornes (durant la soudure, durée max. 10 s)	T_L	260	260	260	260	$^\circ\text{C}$	
Dissipation pour une température du coffret de 25°C	P_D	0,750	5	0,5	0,7	W	
Dissipation pour une température ambiante de 25°C	P_D	0,3	0,8	0,2	0,3	W	



Le BC109C est un transistor « planar » épitaxial au silicium, du type NPN, particulièrement indiqué pour les étages d'entrée à bas bruit dans des amplificateurs Hi-Fi et, d'une façon générale, pour tous les appareils à audio-fréquence.

Le CP409 est un transistor NPN « planar » épitaxial au silicium, indiqué pour les applications du genre switch de puissance moyenne. Voici quelques

utilisations typiques : inverseurs, convertisseurs, pilotes de relais de puissance, contrôle de vitesse de moteurs à courant continu, alimentation stabilisée.

Le C450 est un transistor NPN « planar » au silicium indiqué pour être utilisé comme amplificateur de haut rendement pour signaux de bas niveau et à faible bruit. Ce dispositif est recouvert de résine époxy.

Le V435 est un transistor PNP « planar » épitaxial au silicium se prêtant à des utilisations de caractère général.

Ce dispositif est recouvert de résine époxy.

Réalisation AMTRON.

attendu la consommation insignifiante du montage.

Il est à remarquer que le montage peut être modifié et utilisé en tant qu'adaptateur d'impédance. On peut, en effet, et afin de satisfaire les caractéristiques d'entrée des diverses sources de modulation, adopter un gain différent pour les trois canaux.

Ainsi en jouant sur la valeur de la résistance R_1 (en conservant $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$) et en lui donnant les valeurs respectives de $1 \text{ M}\Omega$, $100 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ k}\Omega$, on obtient des gains différents correspondant aux sources de modulation tuner FM, microphone cristal et microphone dynamique.

REALISATION PRATIQUE

Elle peut se mener à bien sur un support de montage « M. Board » ou une plaquette perforée. Nous vous soumettons à titre indicatif une implantation possible des éléments constitutifs de ce mélangeur sur une plaquette M. Board de référence M9.

Les 12 pistes de cette plaquette M. Board, de dimensions réduites ($90 \times 50 \text{ mm}$) sont repérées à l'aide des lettres A à L comme le laisse entrevoir le schéma d'implantation des éléments de la figure 4.

Chaque piste porte 20 trous numérotés de 1 à 20 de la gauche vers la droite. Il est ainsi possible par ces coordonnées de déterminer l'emplacement exact des éléments à monter sur la plaquette. Pour ce faire chaque élément de la liste des composants est suivi de son emplacement sur la plaquette, ex. $R_1 : B_{11}-B_{14}$.

Toutefois, le procédé de câblage sur M. Board nécessite d'autres opérations, celles de coupure des bandes conductrices et de liaisons entre certaines de ces bandes à l'aide de straps. Afin de traduire le schéma de principe il convient d'effectuer une interruption de circuit à l'aide d'une petite fraise aux emplacements suivants :

- B_{13} et B_{17} ;
- C_{13} et C_{17} ;
- D_{13} et D_{17} ;
- E_5 ;
- G_5 et G_{10} ;
- I_5 ;
- K_{10} et K_{16} .

De même les points de raccordement ou strap sont les suivants :

- A_1 avec E_1 ;
- F_1 avec H_1 ;
- I_1 avec K_1 ;
- J_2 avec L_2 ;
- B_8 avec E_8 ;
- C_9 avec E_9 ;
- D_{10} avec E_{10} .

Après cette préparation préalable du circuit M. Board, les éléments pourront être placés et soudés. (Le M. Board M₉ peut être enfilé sur une barrette de raccordement S₉.)

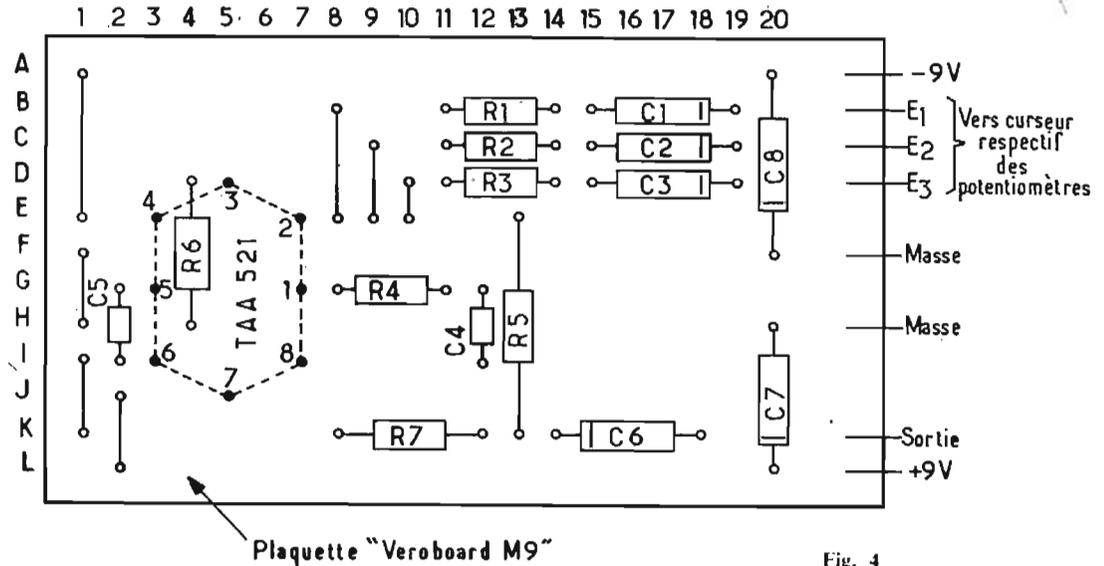
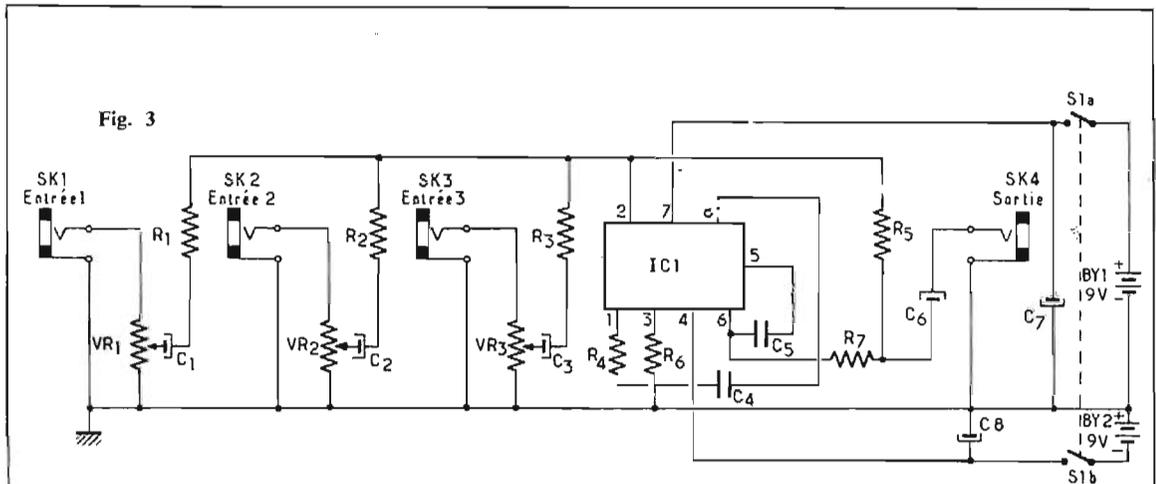


Fig. 4

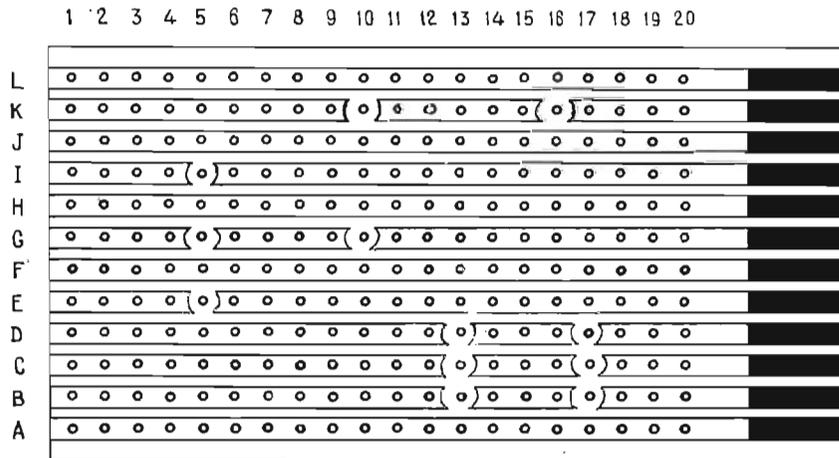


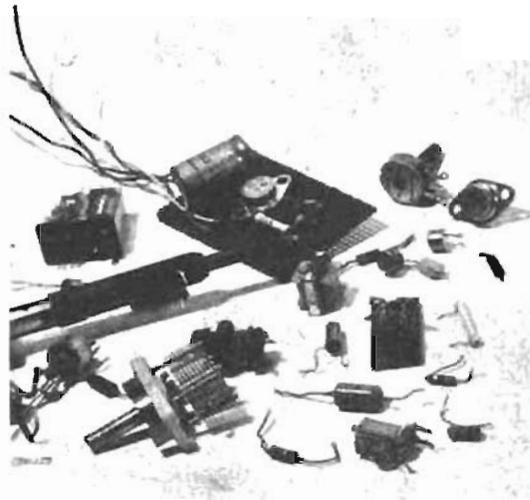
Fig. 5

LISTE DES COMPOSANTS

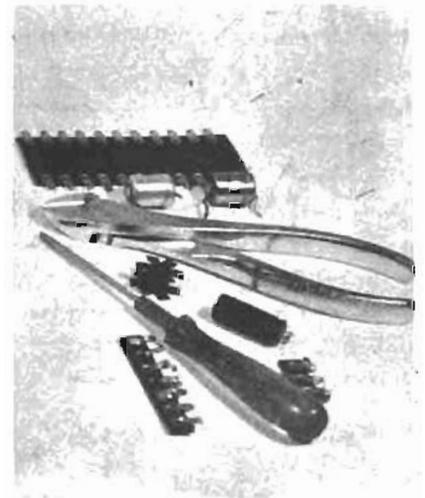
- $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune) $B_{11}-B_{14}$.
- $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune) $C_{11}-C_{14}$.
- $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune) $D_{11}-D_{14}$.
- $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange) G_8-G_{11} .

- $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert) $E_{13}-K_{13}$.
- $R_6 = 1,8 \text{ k}\Omega$ (marron, gris, rouge) D_4-H_4 .
- $R_7 = 68 \Omega$ (bleu, gris, noir) K_8-K_{12} .
- $C_1 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $B_{15}-B_{19}$.
- $C_2 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $C_{15}-C_{19}$.
- $C_3 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $D_{15}-D_{19}$.
- $C_4 = 22 \text{ pF}$ céramique G_{12} .

- I_{12} .
- $C_5 = 47 \text{ pF}$ céramique G_2-i_2 .
- $C_6 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $K_{14}-K_{18}$.
- $C_7 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $H_{20}-L_{20}$.
- $C_8 = 4 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ $A_{20}-F_{20}$.
- P_1, P_2, P_3 potentiomètres $1 \text{ M}\Omega$ variation log.
- CI TAA521 (R.T.C. Compeltec).
- Plaquette M. Board M₉.



A-B-C DE L'ÉLECTRONIQUE



LES THYRISTORS

INTRODUCTION

PARMI les semi-conducteurs, les thyristors prennent une place de plus en plus importante en raison du très grand nombre de leurs applications dans tous les domaines comme, par exemple, l'industrie, les appareils utilitaires, les appareils d'agrément pour « grand public », les appareils de sécurité, etc.

Les thyristors, semi-conducteurs, sont les héritiers directs des thyatron, tubes à gaz dont la vogue est en déclin en raison de la possibilité de les remplacer par leurs homologues semi-conducteurs.

Aux thyristors se joignent les triacs dont nous occuperons par la suite.

Sur ces éléments actifs, on peut écrire des ouvrages de milliers de pages, tout comme cela peut se faire pour les transistors, les transistors à effet de champ, les diodes et bien entendu les circuits intégrés.

On ne retrouvera dans notre A.B.C. que les indications théoriques essentielles et quelques applications pratiques.

CONSTITUTION DES THYRISTORS

Le thyristor est un redresseur commandé. Il se compose de quatre couches alternativement P et N, ce qui implique trois jonctions J_1 , J_2 , J_3 , comme on le voit sur la figure 1 (A). En (B),

on montre le symbole schématique qui est le même que celui d'une diode, avec la troisième électrode G, en plus. En (C), une des présentations des thyristors.

Un redresseur commandé comme le thyristor possède, d'abord, les deux électrodes habituelles des diodes, A = anode, K = cathode. En plus, il y a l'électrode G = gâchette qui servira d'électrode de commande.

L'emplacement de la gâchette est sur une des couches intermédiaires, donc sur une couche P comme en (A), figure 1, ou sur une couche N, celle qui est la plus proche de l'anode A (voir Fig. 2). Dans le type de la figure 1, l'anode est reliée au boîtier métallique. Dans le type de la figure 2, c'est la cathode K qui est au boîtier.

C'est le type à anode au boîtier qui est le plus courant et sera mentionné par la suite, sauf indication contraire.

FONCTIONNEMENT

Comme les autres semi-conducteurs, le thyristor doit être alimenté. Il peut être polarisé en inverse ou en direct, tout comme une diode.

Dans la polarisation inverse, la cathode est positive par rapport à l'anode, ce qui correspond au montage de la figure 3 (A). L'anode est sur la couche P et voisine de J_1 . La cathode est au + de la source de polarisation.

Tout se passe alors comme pour une diode et la variation du courant inverse en fonction de la tension inverse (en supposant celle-ci variable depuis zéro volt) est analogue à celle qui correspond à une diode et la courbe se place dans le troisième quadrant (Fig. 3 (B)). Le courant inverse dans un thyristor est toutefois de quelques milliampères (μA pour les diodes de faible puissance). La tension inverse peut atteindre une valeur dépendant du type (certaines

en milliers de volts). Au-delà d'une certaine valeur le courant inverse varie en sens direct et le thyristor est en danger de claquage.

Lorsque le thyristor est polarisé en direct (voir Fig. 3 (C)), l'anode est positive par rapport à la cathode, les jonctions J_1 et J_2 sont polarisées en direct et J_3 en inverse.

Si l'on considère le PNP (c'est-à-dire le thyristor) comme la réunion de deux transistors, l'un PNP et l'autre NPN, on peut montrer cette correspondance selon le schéma de la figure 4. La figure 5 indique les liaisons entre les couches du PNP et du NPN, ce qui revient à relier la base de Q_1 au collecteur de Q_2 , la base de Q_2 au collecteur de Q_1 . L'anode est alors à l'émetteur de Q_1 (PNP), la cathode à l'émetteur de Q_2 (NPN) et la gâchette à la base de Q_2 .

On démontre, en se basant sur cette analogie de structures

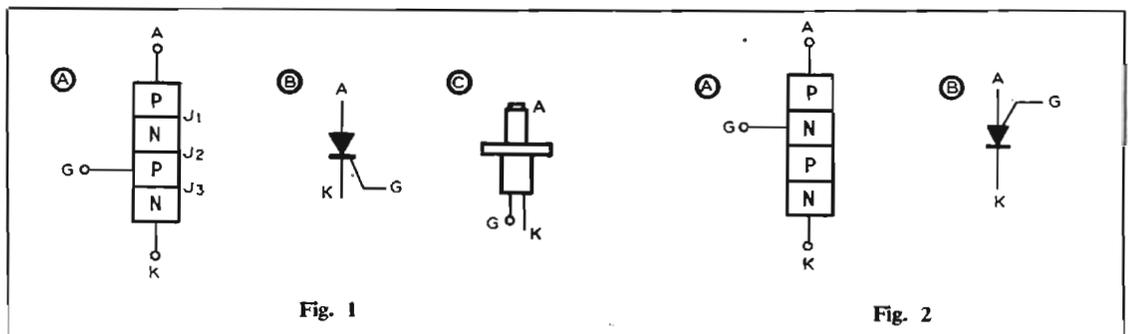


Fig. 1

Fig. 2

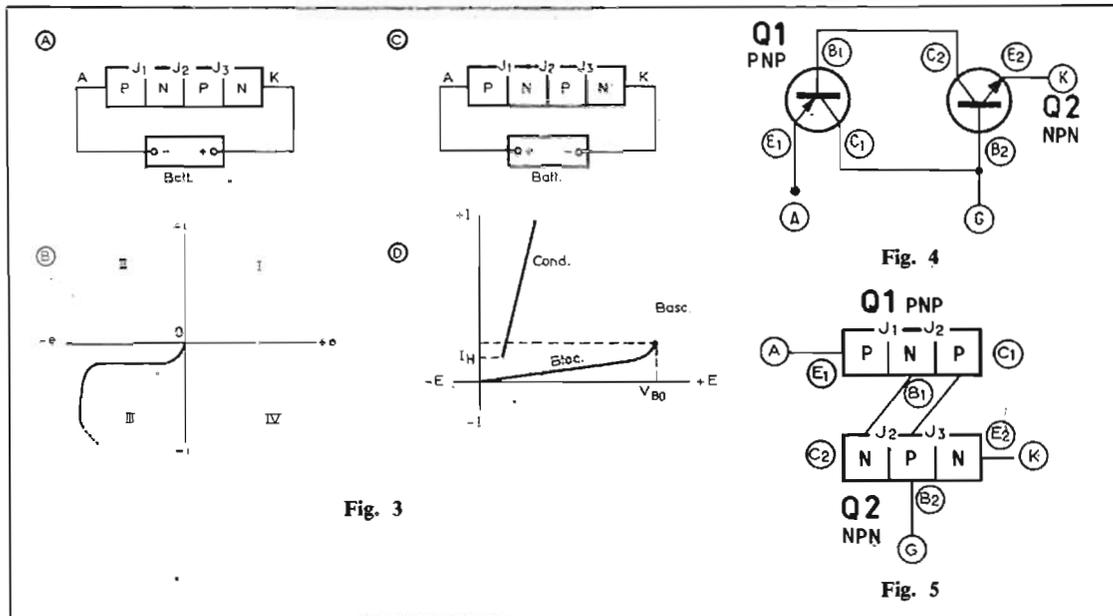


Fig. 3

entre le thyristor et les transistors PNP et NPN, que le courant total traversant le thyristor est :

$$I_A = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1)$$

expression pour laquelle $I_{CO} = I_{C1} + I_{C2}$, I_{C1} étant le courant traversant la jonction J_2 du PNP (voir Fig. 5) et I_{C2} le courant traversant la jonction J_2 du transistor NPN. Le courant I_{CO} est le courant de fuite du thyristor, α_1 est le gain de courant de Q_1 et α_2 celui de Q_2 . La somme $\alpha_1 + \alpha_2$ est de l'ordre de 0,9, inférieure à 1.

I_A augmente, théoriquement jusqu'à l'infini, si $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$.

En pratique il y a une résistance du circuit qui limite cette augmentation de I_A jusqu'à une valeur ne détruisant pas le semi-conducteur.

Lorsque I_A augmente brusquement, il y a amorçage du thyristor.

LES DEUX ETATS DE CONDUCTION

Il existe deux états de conduction dans un thyristor. Le premier est celui correspondant

au dénominateur non nul autrement dit si $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$. Le courant I_A donné par la formule (1) est alors un peu plus grand que I_{CO} .

Le deuxième état de conduction est celui du dénominateur nul et I_A est, pratiquement, très grand.

Pour passer de l'état 1 (I_A faible) à l'état de conduction 2 (I_A fort) il y a deux procédés.

1° Augmenter la tension directe (voir schéma de la polarisation directe, Fig. 3 (A)).

2° Faire intervenir l'électrode de commande, la gâchette G.

Voici à la figure 3 (D) la variation du courant direct I_A en fonction de la tension de polarisation E branchée, évidemment dans le sens direct; + à l'anode et - à la cathode. On fait varier cette polarisation. Tant qu'elle est inférieure à une limite V_{BO} nommée tension de rupture ou de basculement, le courant ne croît que très lentement. Lorsque V_{BO} est atteinte, la courbe est au point singulier dit point de basculement. Le courant augmente alors très rapidement et le thyristor est

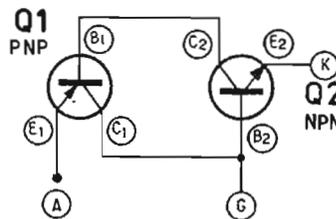


Fig. 4

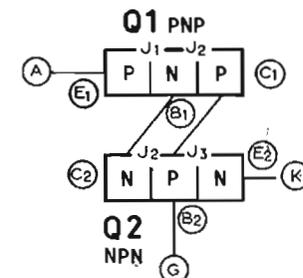


Fig. 5

passé au deuxième état de conduction.

Le premier état de conduction correspondant à une faible conduction se nomme aussi état bloqué.

Lorsqu'on veut passer à l'amorçage au moyen de l'action sur la gâchette on agit sur le courant I_G de cette électrode, en augmentant I_G .

On remarquera alors que plus I_G est grand, plus le point de basculement de la courbe (Fig. 3 (D)), est déplacé vers la gauche.

Le courant I_A du thyristor, dans le cas de l'amorçage par l'électrode de commande G, peut être représenté par l'expression.

$$I_A = \frac{I_{CO} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2)$$

dont la signification des termes a été donnée.

Dès qu'il y a amorçage par la gâchette G, celle-ci n'a plus d'influence sur le fonctionnement du thyristor.

Pour ramener celui-ci à l'état bloqué, il faut alors réduire le courant anodique ou même le ramener à zéro.

CARACTERISTIQUES GENERALES

La caractéristique statique courant - tension peut être construite en joignant les courbes (B) et (D) de la figure 3, ce qui donne la caractéristique statique de la figure 6 sur laquelle on voit que le courant inverse et la tension inverse varient en diminuant par valeur négative, puis, dans le quadrant I, le courant I_A passe d'abord par l'état de conduction 1 dit état de blocage direct, puis

après rupture, par l'état de conduction 2, dit état de conduction.

Lorsqu'il y a état de conduction (état 2, après rupture), le courant direct varie en fonction de la tension E presque linéairement.

A la figure 7 on montre deux courbes, à gauche celle d'une diode et à droite celle d'un thyristor.

Pour faire fonctionner le thyristor il faut connaître les valeurs de divers paramètres du type choisi ou inversement, choisir un type de thyristor pouvant fonctionner dans l'application considérée. Ces données numériques figurent dans les tableaux des caractéristiques des catalogues ou des notices des fabricants.

Voici un rappel des paramètres les plus importants :

- Température maximale de fonctionnement : le plus souvent 125 °C.

- Tension directe à l'état bloqué : V_{BO} , (voir Fig. 3 (D) et 6) valeur positive de la tension appliquée à l'anode (par rapport à celle de la cathode) provoquant la conduction du thyristor, c'est-à-dire le passage à la position conduction, le circuit de gâchette étant ouvert.

La tension inverse à l'état bloqué est une valeur limite de tension inverse qu'il ne faut pas dépasser si l'on ne veut pas voir claquer le thyristor.

- Courant de maintien I_H (voir Fig. 3 (D) et 6) : valeur du courant direct au dessous de laquelle le thyristor cesse d'être conducteur. I_H peut passer de 1 mA pour un thyristor de 1A à 100 mA pour un thyristor de puissance de 300 A (valeurs efficaces de puissance).

Lorsque la température augmente I_H diminue.

- Courants de fuite direct et inverse. Leurs valeurs se modifient dans une très grande mesure lorsque la température change. Voici maintenant, à la figure 7, la caractéristique de conduction d'un thyristor (à droite), comparée à celle d'une diode (à gauche). En ordonnées le courant, en abscisses la tension croissant positivement de gauche à droite.

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES A L'AMORÇAGE

Un thyristor possède la propriété de s'amorcer et de se désamorcer, donc deux transitions qui prennent un certain temps pour s'effectuer. Ces deux temps devraient être, dans un

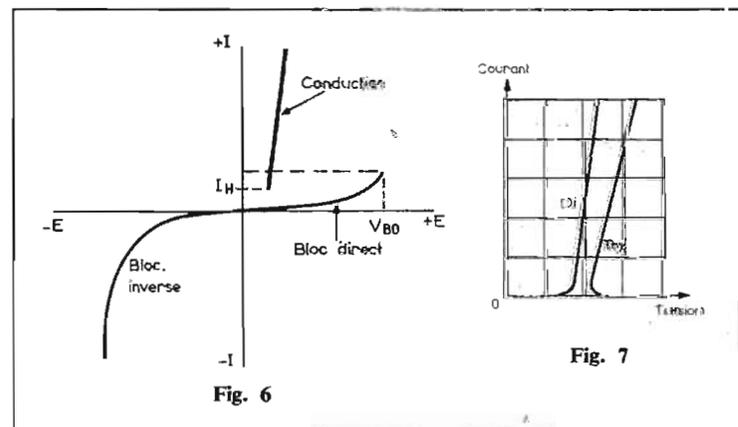


Fig. 6

Fig. 7

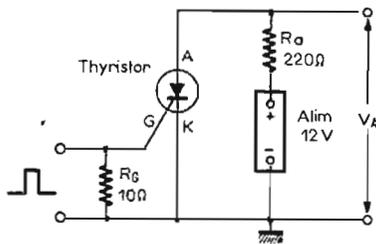


Fig. 8

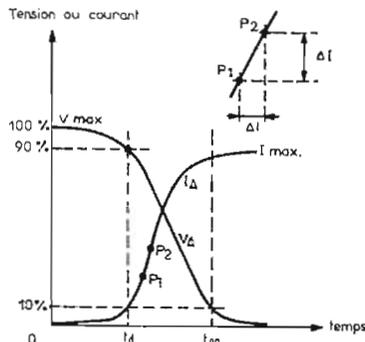


Fig. 9

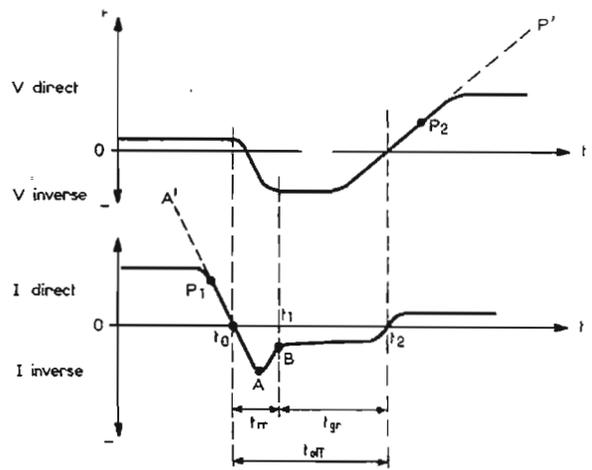


Fig. 10

élément idéal, très courts ou nuls. En pratique, le courant i du thyristor passe, lors de l'amorçage ou du blocage, à une autre valeur, pendant un temps t . On peut alors définir, tout comme en mécanique, une « vitesse » de variation du courant et aussi une vitesse de variation de tension.

Comme en mécanique ($v = ds/dt$, $s =$ espace parcouru, $t =$ temps, $d =$ symbole de la différentiation), les deux vitesses :

$$\frac{dV}{dt} \text{ pour la tension ;}$$

$$\frac{dI}{dt} \text{ pour le courant.}$$

Expérimentalement, procédons à l'amorçage d'un thyristor à l'aide d'une impulsion positive appliquée à la gâchette G comme on le montre à la figure 8 qui donne un montage simple d'application d'un thyristor.

Celui-ci est monté comme suit : la cathode K est à la masse définie dans ce montage comme le négatif de la batterie de 12 V continu ; l'anode est reliée au + alimentation par la charge R_A de 220 Ω . La gâchette est reliée à la masse par 10 Ω , par exemple, qui est connectée aux bornes d'entrée. Celles-ci sont reliées à la sortie d'un générateur d'impulsion positive. Lorsque cette impulsion est appliquée à la gâchette G, il y a amorçage. Avant celui-ci le courant passant dans R_A étant faible, la tension V_A de sortie du montage, qui est en fait la tension entre anode et cathode, est la plus élevée, car la chute de tension dans R_A est faible. Elle est maximum, presque 100 % de la tension de la batterie.

Après l'amorçage, le courant augmente, donc la tension V_A diminue. Les allures de ces deux variations sont montrées à la

figure 9 sur laquelle la tension et le courant sont en ordonnées et le temps est en abscisses, toutes les grandeurs variant de zéro vers des valeurs positives.

Considérons d'abord la courbe de la tension V_A . $At = 0$, V_A est maximum. La décroissance de V_A est d'abord lente entre $t = 0$ et $t = t_d$. A partir de $t = t_d$, la tension V_A diminue rapidement, jusqu'au temps $t = t_d + t_p = t_{on}$. Après le temps $t_{on} = t_d + t_p$, la décroissance est à nouveau lente.

Remarquons que les temps t_d et t_{on} correspondent à $V = 90\%$ de V_{max} et t_d à 10 % de V_{max} .

Nomenclature : $t_d =$ temps de retard, en anglais *delay time* = temps nécessaire pour que V_A passe du maximum de sa valeur à 90 % de cette même valeur, donc à une diminution de 10 % ; $t_p =$ temps de basculement, il correspond à une diminution de V_A depuis 90 % jusqu'à 10 %.

Le temps $t_d + t_p$ se nomme $t_{on} =$ temps « turn on » en anglais. Voici quelques valeurs numériques donnant les ordres de grandeur de ces paramètres : t_d : 1 μs , t_p et t_{on} : quelques microsecondes ; V_i : de l'ordre du volt. C'est la chute de tension interne.

La valeur de t_{on} peut se trouver entre 1 et 6 μs selon la valeur de la résistance de charge R_A (voir Fig. 8).

La courbe I_A est, en quelque sorte, l'inverse de la courbe V_A car I_A varie en sens inverse de V_A .

Les vitesses de croissance de I_A (dI_A/dt), et de décroissance de V_A (dV_A/dt) sont faciles à déterminer sur des courbes précises. Il suffira de considérer deux points P_1 et P_2 (voir Fig. 9) très voisins et de déterminer les différences ΔI et Δt que l'on assimilera aux différentielles

dI et dt . On en fera le rapport. Il est clair que ces dérivées changent de valeur selon la position des points P_1 et P_2 considérés.

CARACTERISTIQUE DYNAMIQUE AU BLOCAGE

Si l'impulsion positive provoque l'amorçage, dès que la tension positive appliquée à la gâchette disparaît, il y a un temps de transition au bout duquel il y a blocage.

A noter que dès qu'il y a amorçage, la gâchette n'a plus de fonction dans le montage considéré.

Il faut donc un certain temps t_q pour passer au blocage. Le temps t_q se nomme temps turn-off. C'est la différence entre le moment où I_A est devenu nul et le moment où le thyristor est capable de supporter une tension anodique telle qu'il ne s'amorce pas à nouveau. Le temps t_q est désigné, en général par t_{off} dans les documentations anglaises que tout technicien digne de ce nom est amené un jour ou un autre à consulter.

Voici, à la figure 10 deux courbes donnant V en fonction du temps t (courbe supérieure) et I en fonction de t (courbe inférieure), ces courbes étant valables pendant la période conduisant au blocage.

On a indiqué sur ces courbes le temps $t_{off} = t_{rr} + t_{gr}$, avec : $t_{rr} =$ temps de recouvrement inverse et $t_{gr} =$ temps de recouvrement de la gâchette.

Lorsque la période de conduction s'achève, le courant direct du thyristor (voir courbe inférieure de la Fig. 10) tombe à zéro au temps t_o . On voit sur la courbe que la décroissance est linéaire donc, une dérivée dI/dt prise sur un point P_1 de cette position droite de la courbe sera

constante jusqu'au point A approximativement. Remarquons sur la courbe supérieure, l'application d'une tension décroissante puis inverse, à partir du temps t_o .

Le point A correspondant à I inverse maximum, désigné par I_{RR} . A partir de A, la courbe est montante jusqu'au point B. Le temps écoulé entre t_o et t_1 est $t_1 - t_o = t_{rr}$ défini plus haut (temps de recouvrement inverse).

Ensuite I inverse et V inverse restent à peu près constantes jusqu'à un temps inférieur à t_2 . Le temps $t_2 - t_1 = t_{gr}$ est le temps de recouvrement de la gâchette, celle-ci redevient capable d'agir sur le thyristor pour provoquer une nouvelle période de conduction. En général $t_{gr} > t_{rr}$.

Voici les paramètres à considérer pendant la période de blocage : intensité du courant direct (avant le blocage) ; taux de décroissance : dI/dt ; tension inverse appliquée pour provoquer le blocage ; tension directe venant immédiatement après la précédente ; taux de croissance de celle-ci : dV/dt prise au point P_2 donc de pente P_2P' ; température de la jonction J_2 capable de supporter une tension inverse élevée.

Les temps de blocage $t_{off} = t_{rr} + t_{gr}$ varient de 10 à 100 μs selon la puissance des thyristors considérés.

Pour les deux vitesses de croissance, les constructeurs indiquent des limites à ne pas dépasser.

LA GACHETTE

Cette électrode qui, en somme, caractérise le thyristor, joue un rôle important dans son fonctionnement.

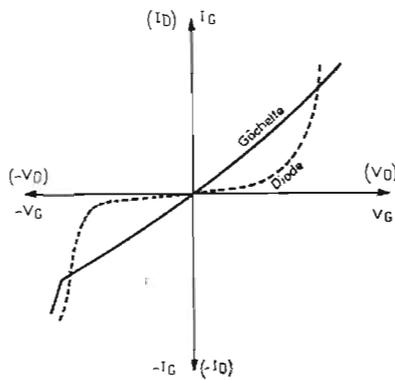


Fig. 11

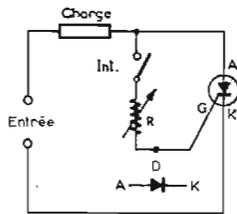


Fig. 12

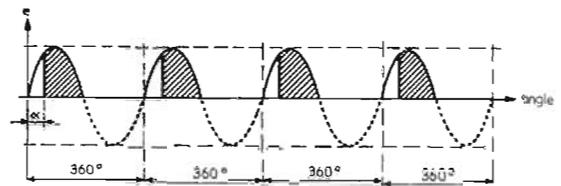


Fig. 13

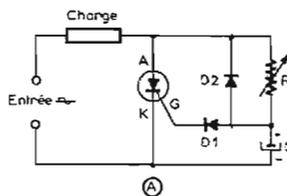


Fig. 14

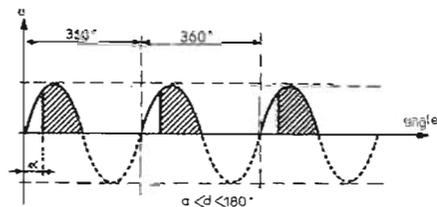


Fig. 15

On a vu que si un courant de gâchette I_G est transmis dans le thyristor par cette électrode, dans le sens gâchette-cathode, le thyristor devient conducteur.

On ne peut pas s'empêcher de voir l'analogie avec un transistor ordinaire dont la base permet également de passer à la conduction en la rendant positive par rapport à l'émetteur. Cependant, la caractéristique de gâchette d'un thyristor est comparable à celle d'une diode mais la forme en est plus régulière comme on le voit à la figure 11.

Les fabricants indiquent l'impédance de la gâchette :

$$R_{GK} = \frac{V_G}{I_G}$$

qui est la résistance directe de la diode représentée par la gâchette et la cathode.

Il y a lieu également de tenir compte de considérations de température, de la tension directe maximale de la gâchette V_{FGM} , du courant de cette électrode I_{FGM} , de la tension inverse maxi : V_{RGM} = tension d'avalanche, de la puissance moyenne max. dissipable dans la gâchette P_{GM} , de la puissance instantanée max. admissible dans la gâchette $P_{G(AV)}$.

Il y a lieu aussi de connaître, pour une température déterminée le courant I_{GT} = courant le plus faible permettant de provoquer le déclenchement du thyristor et V_{GT} la tension qui correspond à I_{GT} .

Le fabricant indique aussi des caractéristiques thermiques comme les suivantes : puissance dissipée, la température de jonction T_j , la température du boîtier T_c (c = case = boîtier, en anglais), la résistance thermique entre fond du boîtier et radiateur de dissipation de cha-

leur, la résistance thermique du radiateur. Ces données thermiques sont analogues à celles des transistors et autres semi-conducteurs. Ce sujet a été traité dans un A.B.C. antérieur.

DISPOSITIFS DE COMMANDE DES THYRISTORS

La commande de ces semi-conducteurs doit permettre les deux opérations fondamentales suivantes, l'amorçage et le blocage. Nous commencerons par l'amorçage. Pour réaliser celui-ci (dit aussi déclenchement ou « passage à la conduction ») on dispose d'une multitude de procédés offerts par l'électronique et l'électricité, depuis les plus compliqués jusqu'à des dispositifs très simples comme des simples résistances.

CIRCUITS R ET RC

On adoptera, pour le déclenchement par simple résistance R, le montage de la figure 12 dans lequel la gâchette G est rendue positive par rapport à la cathode, pendant les alternances positives (celles pour lesquelles l'anode est positive par rapport à la cathode) grâce à la résistance variable R. Il faut régler R de façon que le courant de crête de G n'atteigne pas la valeur maximale limite à ne pas dépasser.

Dans le montage de la figure 11, on peut aussi appliquer du continu à l'entrée. Une variante de ce montage consiste à disposer un interrupteur INT entre la charge reliée à l'anode et la gâchette G.

L'interrupteur sera un relais ou un transistor. Une autre variante est réalisable en alternatif en intercalant au point D, entre la gâchette G et la résistance R, une diode orientée avec l'anode vers R.

Grâce à la diode D, l'alternance négative du secteur, rendant l'anode de la diode négative par rapport à la cathode, rendra la diode bloquée. Il faut que la diode D ait une tension inverse supérieure à la tension de crête du secteur ou, d'une manière générale, de la source de tension alternative branchée à l'entrée.

On doit aussi considérer un paramètre très important, l'angle de retard à l'amorçage du thyristor. Cet angle α correspond au temps, fraction de la période totale T du signal alternatif, nécessaire pour qu'il y ait amorçage, depuis le début de l'alternance positive. Cela se voit sur la figure 13.

A la période T correspond 360° . L'angle α doit être compris entre 0 et 90° . La connaissance de α donne le temps de retard. En effet, si $t\alpha$ est ce temps, on a :

$$\frac{t\alpha}{\alpha} = \frac{T}{360}$$

par exemple si le signal est à 50 Hz, on a $f = 50$. $T = 1/50 = 0,02$ s ou 20 ms, donc :

$$t\alpha = \alpha \frac{20}{360} = \frac{\alpha}{18}$$

Ainsi, si $t\alpha = 20^\circ$, on a : $t_{20} = 20/18 = 1,11$ ms

Le déclenchement par circuit RC peut se réaliser à l'aide d'un schéma comme celui de la figure 14. La présence de C permet le réglage du retard d'angle α par la variation de la constante de temps RC, par exemple en faisant varier R. Le

retard α peut alors être compris entre 0 et 180° (voir Fig. 15).

Pendant l'alternance positive du signal alternatif appliqué à l'entrée, C se charge jusqu'au moment où il y a déclenchement et le temps dépend de RC.

Lorsqu'il y a une alternance négative, l'armature marquée + de C prend une charge négative grâce au courant qui traverse D_2 et de ce fait, à l'alternance positive suivante, C se chargera à nouveau.

Le déclenchement peut être également effectué par les procédés suivants : impulsion, éléments à seuil de tension, lampe au néon, transistor unijonction, diodes de déclenchement, transformateurs d'impulsions, comme on le verra par la suite.

Nous conseillons aux lecteurs désirant approfondir l'emploi des thyristors, de consulter l'ouvrage « Les Thyristors » par R. Renucci, en vente à la *Librairie parisienne de la radio*, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e), ainsi que les documentations de fabricants de semi-conducteurs tels que R.C.A., Motorola, La Radiotechnique, Sescosem et General Electric.

F. JUSTER.

RADIOCOMMANDE

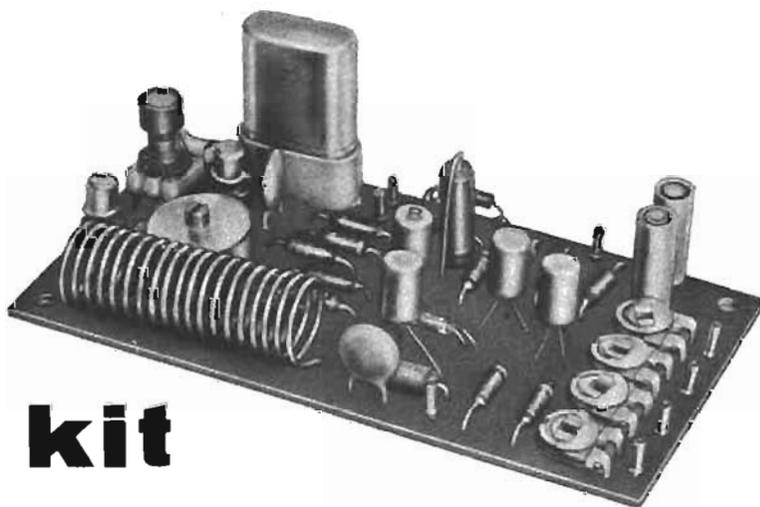
DES MODÈLES RÉDUITS



LA RUBRIQUE DES F1000

L'ÉMETTEUR DE RADIOCOMMANDE

UK 300 en kit



Ce poste émetteur à 4 canaux, complètement transistorisé est utilisé principalement pour actionner les modèles de bateaux, voitures, avions et chemins de fer. Le rayon d'action du TX 4C est de plus de 300 m, soit une distance permettant de suivre du regard toute manœuvre de modèles de bateaux ou d'avions.

FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT

Le circuit de la figure 1 est constitué par un oscillateur à haute fréquence avec transistor au silicium 2N708. Le quartz monté entre le collecteur et la base assure une fréquence stable de l'oscillateur.

Le transistor TR_2 , couplé par induction à l'oscillateur et comportant une base commune, permet d'amplifier le signal RF en l'adaptant au circuit d'antenne formé par L_2 C_4 .

Les composants TR_3 - TR_6 , conjointement à R_9 - R_{10} - R_{11} - R_{12} et C_8 - C_9 , constituent le circuit multivibrateur bien connu désormais, dont le rôle consiste à engendrer des tons de BF d'une valeur correspondant à la fréquence du groupe ou du canal de commande : cette fréquence est réglable pour chaque canal au moyen du Trimmer T_1 pour le canal 1, T_2 pour le canal 2 et ainsi de suite.

La diode D_1 , a pour but de

limiter et de coupler le signal BF au transistor TR_4 , jouant le rôle d'amplificateur.

Le transistor TR_3 , relié au collecteur commun, permet le couplage du signal de BF à celui de HF grâce à une impédance d'arrêt pour la radiofréquence.

Enfin, la diode Zener permet de conférer une stabilité de tension au groupe de BF et, par conséquent, d'assurer une stabilité de fréquence. La diode Zener ressort clairement de la figure 3 où deux genres de Zener sont représentés, dans le cas où l'un des deux serait monté en remplacement de l'autre. Dans la figure 3/A, le type indiqué est le BZY88 C6V2, où la borne

positive est identifiable grâce à une bande colorée enveloppant la diode. Dans la figure 3/B, le type indiqué est le type AZ202 où la borne positive se trouve à proximité du point rouge. La figure 3/C représente le symbole électrique d'une Zener.

Ce poste émetteur peut fonctionner sur des fréquences variant entre 27 et 28 MHz pour ce qui concerne la HF, alors que pour les tons de BF, on peut obtenir des variations allant de 400 à 6 500 Hz en faisant varier la valeur des trimmers potentiométriques (de 10 k Ω à 50 k Ω) et la valeur des condensateurs C_8 et C_9 (de 10 000 pF à 50 000 pF). La tension d'alimentation est de 9 V.

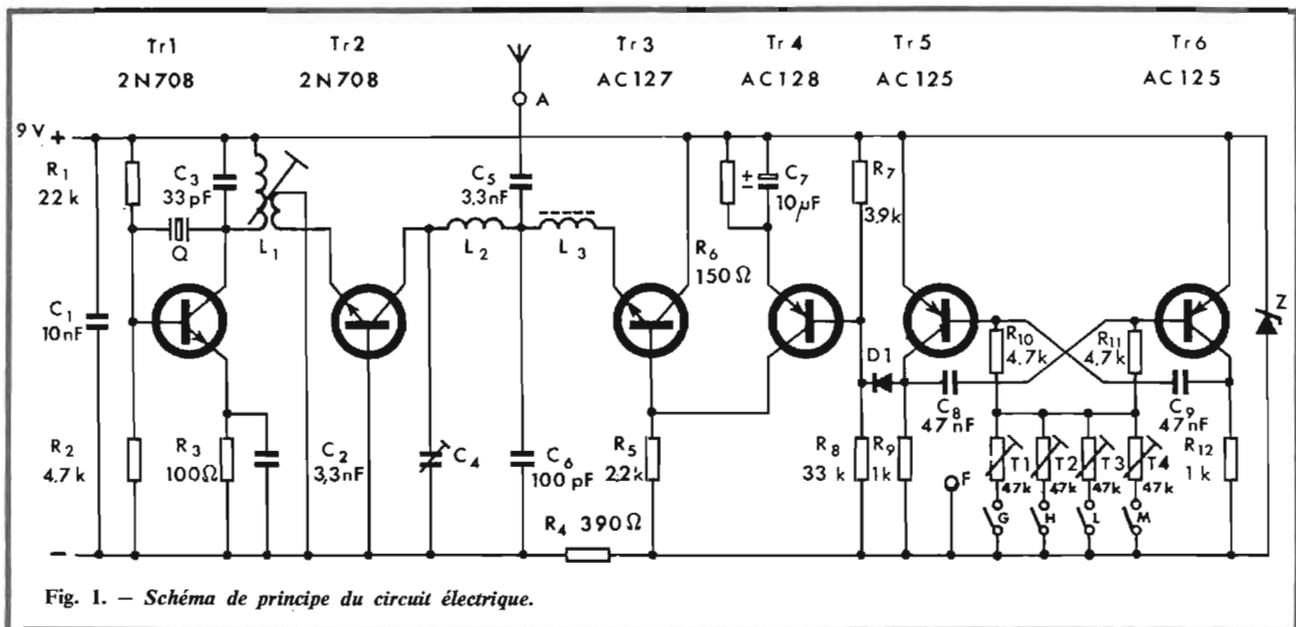


Fig. 1. - Schéma de principe du circuit électrique.

MONTAGE DES COMPOSANTS

On pourra relever sur la figure 2 la disposition des composants sur la plaque à circuit imprimé. La partie non cuivrée de la plaque indiquée en sérigraphie montre la disposition desdits composants. Grâce aux indications de la figure 2 et de la sérigraphie, le montage apparaîtra clair et pratique, et son caractère didactique aidera le débutant à se familiariser avec les composants.

Quant à l'ordre de montage à suivre, nous conseillerons de commencer par : les résistances, les condensateurs, les socles du quartz et des transistors 2N708, puis les trimmers potentiométriques, ensuite les bobines et enfin les transistors (dont on aura raccourci les bornes en les ramenant à une longueur de

5-6 mm, pour les transistors 2N708 seulement) et le quartz.

L'antenne sera connectée au point correspondant à la lettre A, alors que le bouton commun aux poussoirs reliera les points G-H-L-M respectivement (poussoir du canal 1 au point G; poussoir du canal 2 au point H et ainsi de suite). On connectera au point (-) le pôle négatif de la batterie et, au point (+), le pôle positif. Quant à l'interrupteur, il sera monté entre le pôle négatif de la batterie et le point (-) sérigraphié sur la partie non cuivrée de la plaque du circuit imprimé.

MISE AU POINT

Après avoir soigneusement monté les composants d'après les instructions de montage, on procédera à la mise au point. Cette dernière se révélera d'une extrême simplicité, du fait que

les composants à monter, soit bobines et condensateurs, ont été choisis de manière à correspondre à la fréquence de travail du quartz.

On réglera en premier lieu l'oscillateur en se servant, si possible, d'un milliampèremètre d'une capacité de 50 mA que l'on mettra en contact avec l'alimentation.

Le noyau de la bobine oscillante L_1 est déjà réglé sur la fréquence de travail du quartz lorsque le noyau de réglage se trouve à peu près au haut du support en polystyrol. Le condensateur variable C_4 doit être tourné de manière à fournir le maximum de sa capacité. Après avoir disposé préalablement les composants comme indiqué ci-dessus, on relèvera sur le milliampèremètre une absorption de courant de 35-40 mA. Pour contrôler rapidement le fonctionnement de l'oscillateur, il suffira

POUR LES MODÉLISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION (nouveau modèle)



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. **121,00**

Prix (franco 124,00)

Facultatif pour ces deux modèles :

Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale).

Supplément **35,00**

Notice contre enveloppe timbrée

LES CAHIERS de **RADIOMODÉLISME** Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé **10 F**

D'un bateau radiocommandé **10 F**

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées **MECCANO** et **MECCANO-ELEC** en stock.

(Liste avec prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT (Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Catalogue contre 3 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS

Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à «France-Soir»
M^e Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

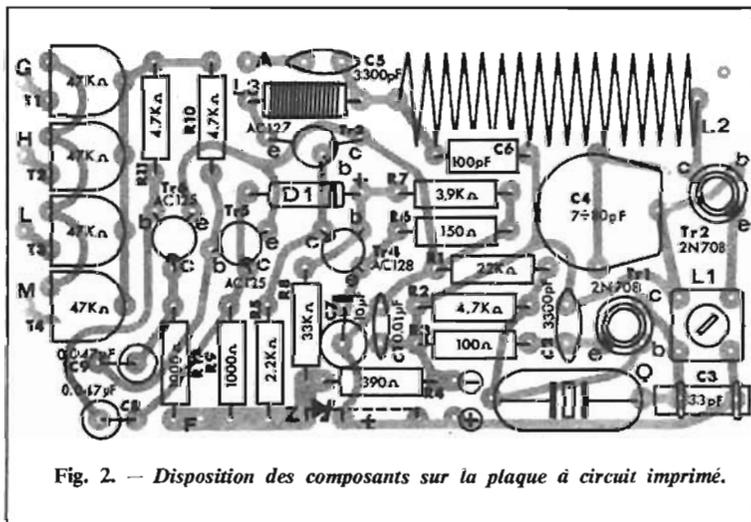


Fig. 2. - Disposition des composants sur la plaque à circuit imprimé.

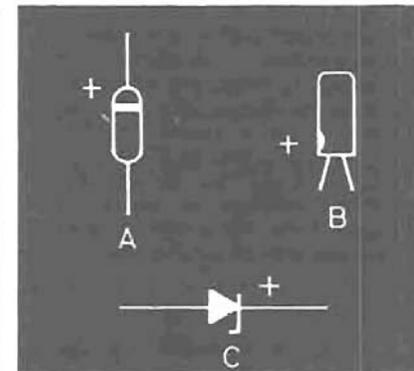


Fig. 3. - Comment identifier les bornes des 2 types de diodes Zener. (A) indique le type BZY88 C6V2. (B) indique le type OAZ 202. (C) indique le symbole électrique d'une Zener.

RADIOCOMMANDE

LISTE DES COMPOSANTS

R₁ : résistance de 22 kΩ.
R₂-R₁₀-R₁₁ : résistances de 4,7 kΩ.
R₃ : résistance de 100 Ω.
R₄ : résistance de 390 Ω.
R₅ : résistance de 2,2 kΩ.
R₆ : résistance de 150 Ω.
R₇ : résistance de 3,9 kΩ.
R₈ : résistance de 33 kΩ.
R₉-R₁₂ : résistances de 1 kΩ.
T₁-T₂-T₃-T₄ : trimmers 47 kΩ.
C₁ : condensateur 10 nF.
C₂-C₅ : condensateurs 3,3 nF.
C₃ : condensateur 33 pF.
C₄ : condensateur variable 6,5 à 56,5 pF.
C₆ : condensateur 100 pF.
C₇ : condensateur électrolytique 10 μF.
C₈-C₉ : condensateurs électrolytiques 47 nF.
L₁ : bobine.
L₂ : bobine.
L₃ : bobine.
TR₁-TR₂ : transistor 2N708.
TR₃ : transistor AC127.
TR₄ : transistor AC128.
TR₅-TR₆ : transistors AC125.
D₁ : diode OA95.
Z : diode Zener BZY88 C6V2 ou OAZ202.

Q : quartz.
 - : circuit imprimé.
 - : fixations pour circuit imprimé.
 - : socles pour transistors.
 - : socle pour quartz.

d'extraire le quartz de sa douille : on devra alors voir le courant baisser jusqu'à 10 - 15 mA.

Pour mettre au point le groupe amplificateur HF, on recourra au condensateur variable C₄ et, le milliampèremètre étant toujours en contact avec l'alimentation, on tournera jusqu'à ce que le courant ait atteint 20 mA. Nous indiquons ci-après comment opérer une mise au point plus soignée permettant d'obtenir un rendement maximum.

L'emploi d'un mesureur de champ facilitera la mise au point, naturellement, dans ce sens qu'il suffira de faire tourner le condensateur C₄ jusqu'à ce que cet instrument indique le maximum. Pour obtenir une mise au point encore plus précise, il faudra procéder également à un réglage de la bobine L₁, du fait que le réglage de C₄ provoque un léger

déplacement — ou une distorsion — ou l'on ne posséderait aucun instrument, la mise au point pourra se faire en se basant sur un poste récepteur. On fera en sorte que les conditions de réception de ce dernier soient mauvaises, en débranchant le contact avec l'antenne (après avoir, naturellement, réglé sur la fréquence de l'émetteur en recourant au poste émetteur d'un ami). Lorsqu'on aura la certitude que tant l'émetteur que le récepteur seront syntonisés sur la même fréquence — et pour s'en assurer il suffira d'appuyer sur le bouton d'un des quatre canaux de l'émetteur et d'écouter au casque (relié au récepteur entre la sortie de la BF et la masse) la note transmise — on augmentera graduellement l'intensité du haut-parleur en réglant soit L₁, soit C₄ et on atteindra aisément, de la sorte, l'accord maximum possible entre les postes émetteurs et récepteur. Ce dernier essai pourra même se poursuivre sur une plus grande distance, naturellement en branchant cette fois-ci, l'antenne sur le poste émetteur.

REMARQUE

Pour obtenir le meilleur rendement, il est recommandé de recourir à une antenne à charge centrale ou à une antenne à tige, escamotable, de 1,25 m. Le pôle négatif de la batterie, qui constitue la masse par rapport à la haute fréquence, sera relié à la boîte métallique contenant l'émetteur, les pousoirs, l'antenne, etc. Nous recommandons également de faire en sorte que les connexions « aériennes », autrement dit le fil reliant l'antenne, les fils reliant à l'alimentation et les fils des pousoirs, soient aussi courts que possible.

UTILISATIONS

Indépendamment de son emploi pour actionner les modèles réduits, ce poste émetteur peut être utilisé pour des opérations de commande à distance comportant toutes sortes de commutateurs et d'appareils électroniques ainsi que les innombrables applications qui s'y rattachent.

(Réalisation : AMTRON.)



LEXTRONIC-TÉLÉCOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette - 93370 MONTFERMEIL - Téléphone 936-10-01 - C.C.P. LA SOURCE 30.576-22
Magasin ouvert tous les jours de 9 heures à 20 heures. Fermé dimanche et lundi

vous propose ses nouvelles fabrications D'ENSEMBLES A CIRCUITS INTÉGRÉS

spécialement étudiés pour les débutants

Un aperçu de nos prix :

ÉMETTEUR MONOCANAL MINIATURE

4 transistors, piloté par quartz, à partir de 30 F

RÉCEPTEUR SUPER RÉACTION

27 ou 72 MHz, à circuits intégrés, à partir de 45 F

RÉCEPTEUR SUPER HÉTÉRODYNE

27 ou 72 MHz, à circuits intégrés, en kit sans quartz 79 F

MODULES A FILTRES BF, ÉMETTEURS 4, 6, 8 CANAUX... etc.,

et des ENSEMBLES DE TÉLÉCOMMANDE DIGITAUX

demandez NOS CATALOGUES

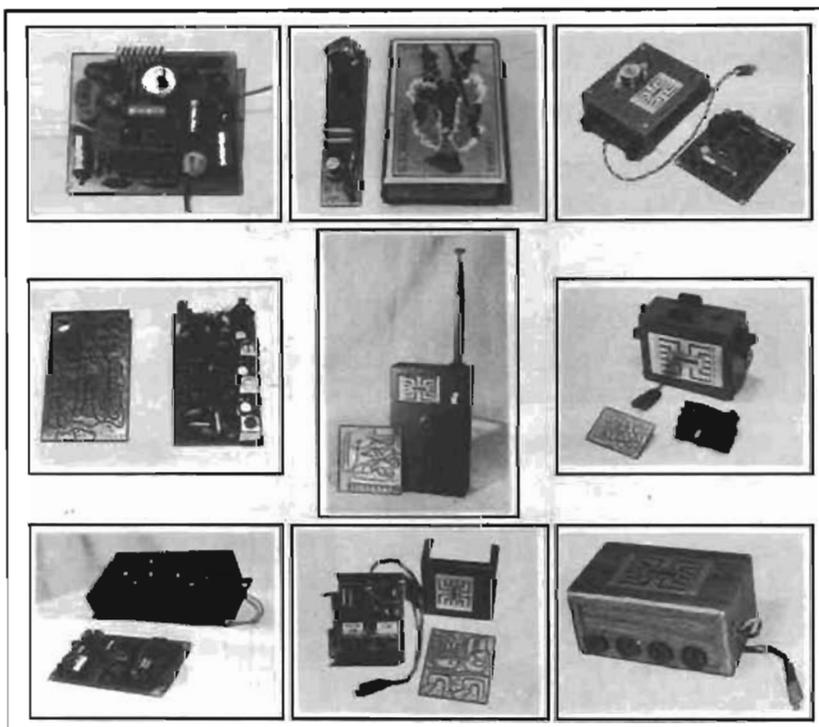
- catalogue « Vert » 73 (4,50 F en T.P.).
 catalogue « Appareils de Mesure » (5 F en T.P.).

NOM et PRENOM :

RUE : N°

VILLE :

N° CODE POSTAL :



CONVERTISSEUR POUR LA RÉCEPTION DE LA SSTV

D EPUIS quelques mois, un nouveau procédé de transmission connaît une vogue croissante chez les radio-amateurs européens. La « SSTV » ou télévision à balayage lent, permet de voir le correspondant ou tout au moins sa photographie. Bien sûr, ce procédé ne permet pas la transmission d'images rapides, donc pas question d'espérer voir les 500 miles d'Indianapolis, retransmis par-dessus « la mare aux harengs ».

La SSTV donc, n'autorise que la transmission de vues fixes, transmises en utilisant comme modulation une sous-porteuse basse-fréquence modulée en fréquence. La réception s'effectue comme pour un signal SSB classique, et le récepteur utilisé doit avoir les qualités requises pour ce mode de transmission.

La bande passante utilisée est celle du standard SSB, soit 2 700 Hz et les fréquences sont celles des bandes OC autorisées, des fréquences spéciales sont attribuées à la SSTV, soit :

7 240 kHz
14 230 kHz
21 340 kHz
28 680 kHz

Il est à noter que le trafic est particulièrement intense sur la fréquence de 14 230 kHz, l'expérimentation en est donc rendue un peu délicate.

DEFINITION DU SYSTEME

Le nombre de lignes utilisées pour la SSTV est de 120, le temps nécessaire à la transmission d'une image étant de 8 s, le nombre total d'éléments visibles dans les conditions de réception les plus favorables atteindra :

$$N = \frac{2 BK}{F} = 14\ 000$$

Nous avons défini plus haut que l'on utilisait une sous-porteuse modulée en fréquence pour la transmission de l'image.

Le niveau du noir se situera à 1 500 Hz, le niveau du blanc à 2 300 Hz et toutes les gammes de gris seront comprises entre 1 500 et 2 300 Hz.

La synchronisation est assurée par un top de 5 ms pour la synchro lignes-fréquence 120 Hz (synchro horizontale) et par un top de 30 ms pour la synchro image-fréquence 1 200 Hz (synchro verticale).

Le spectre de fréquence transmis sera donc 2 300 — 1 200 = 1 100 Hz.

Le balayage du tube se fait pour le balayage vertical de haut en bas, fréquence 1/8 Hz et pour le balayage horizontal de gauche à droite. Ce balayage est verrouillé par le secteur, ce qui conduit à une fréquence de 15 Hz pour les pays dont le secteur est 60 Hz (U.S.A...) et à une fréquence de 16 2/3 Hz pour les pays dont le secteur est 50 Hz (Europe...).

RECEPTION DE LA SSTV

La SSTV est reçue, nous l'avons déjà dit, sur un récepteur capable de copier les émissions en SSB — à la sortie, la sous-porteuse BF est disponible. On peut soit la transmettre à un convertisseur du genre de celui qui est décrit dans cet article,

soit l'enregistrer sur bande magnétique, par exemple en utilisant un magnétophone à minicassettes, et la repasser ensuite dans le convertisseur.

L'émission sera alors visualisée sur un tube cathodique — on peut utiliser à cet effet, un oscilloscope rémanent, un tube à mémoire ou tout simplement un tube rémanent à phosphore P7 de provenance surplus, le tube 7 FP 7, à concentration et déflexion magnétique. Il faut noter que la luminosité obtenue avec ces tubes est relativement faible, de l'ordre d'un film 8 mm d'amateur, une certaine pénombre devra régner autour de l'écran.

Le convertisseur utilisé est ultra-classique dans sa conception. Il comprend une partie amplificatrice équipée de circuits intégrés, une partie balayage, et une partie alimentation.

I. — LE TRAITEMENT DE L'INFORMATION VIDEO

La sous-porteuse modulée en fréquence provenant soit du récepteur, soit du magnétophone,

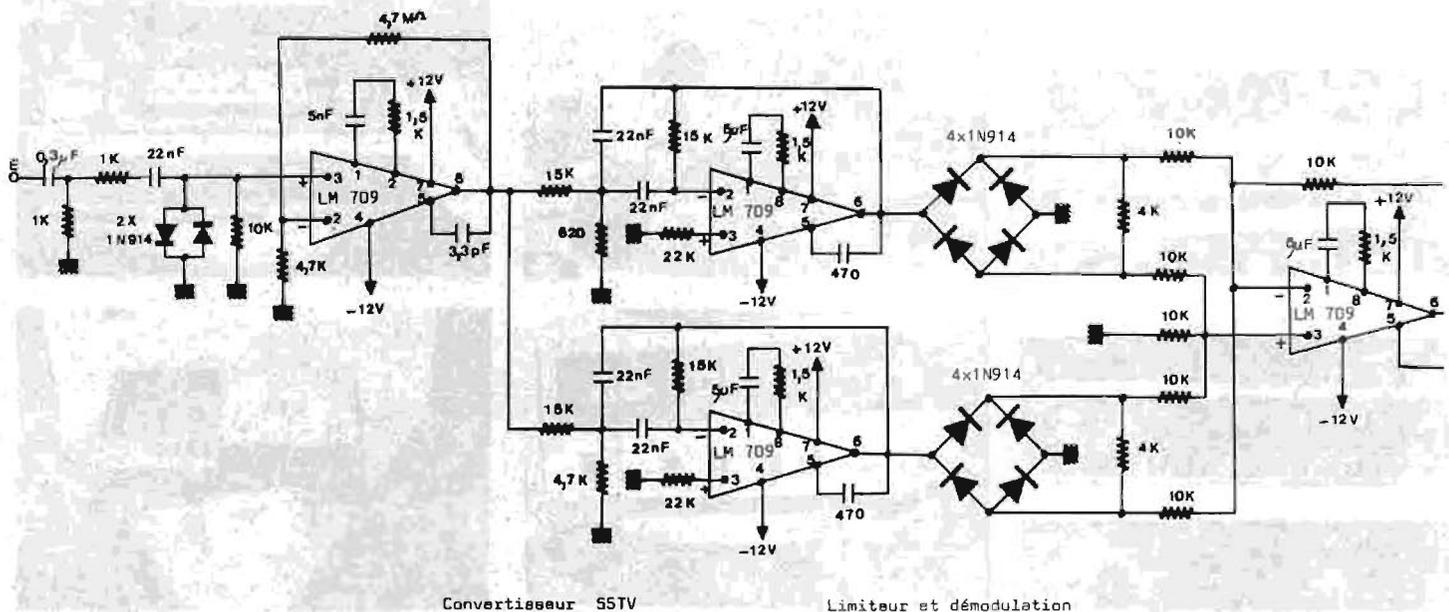
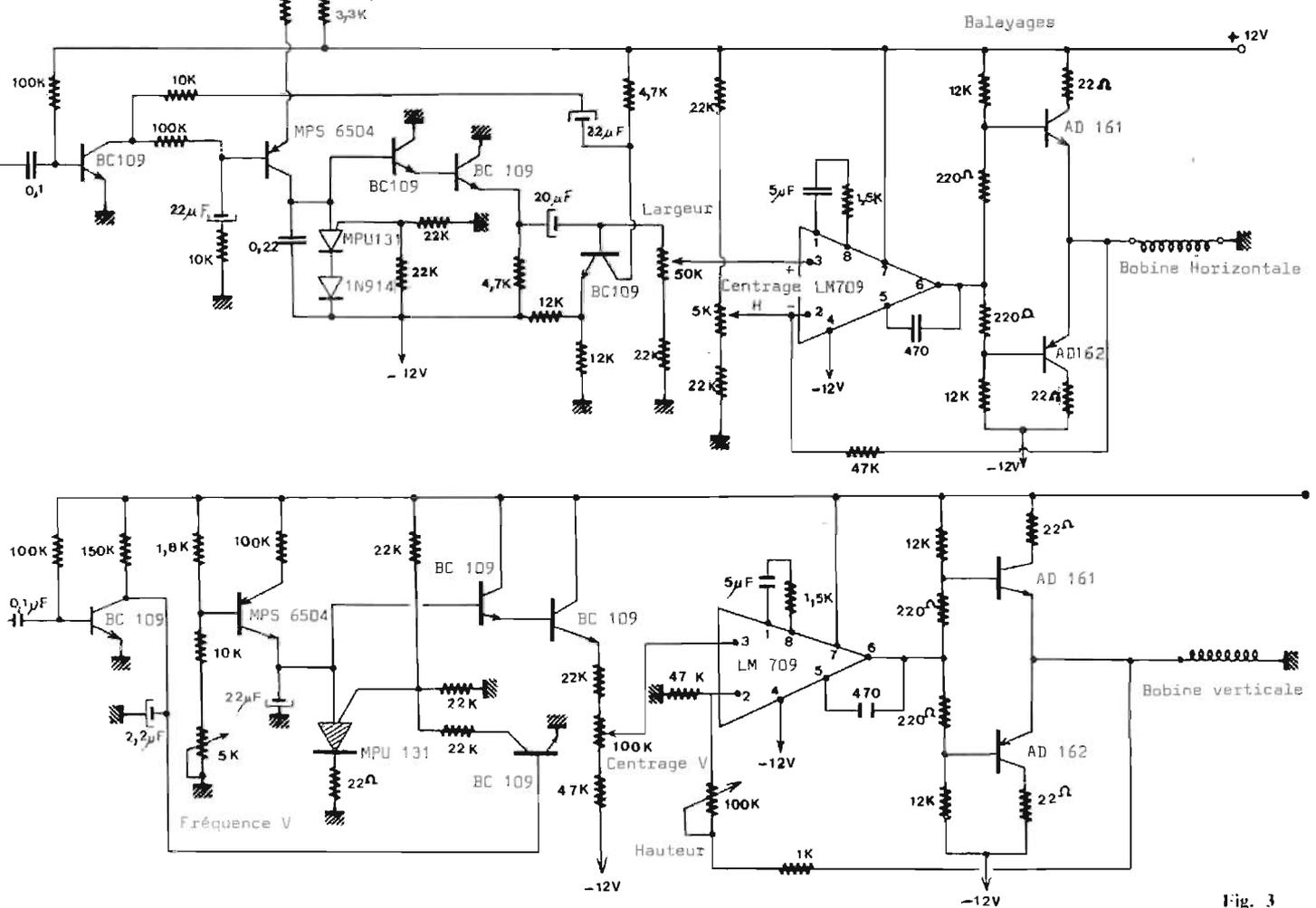
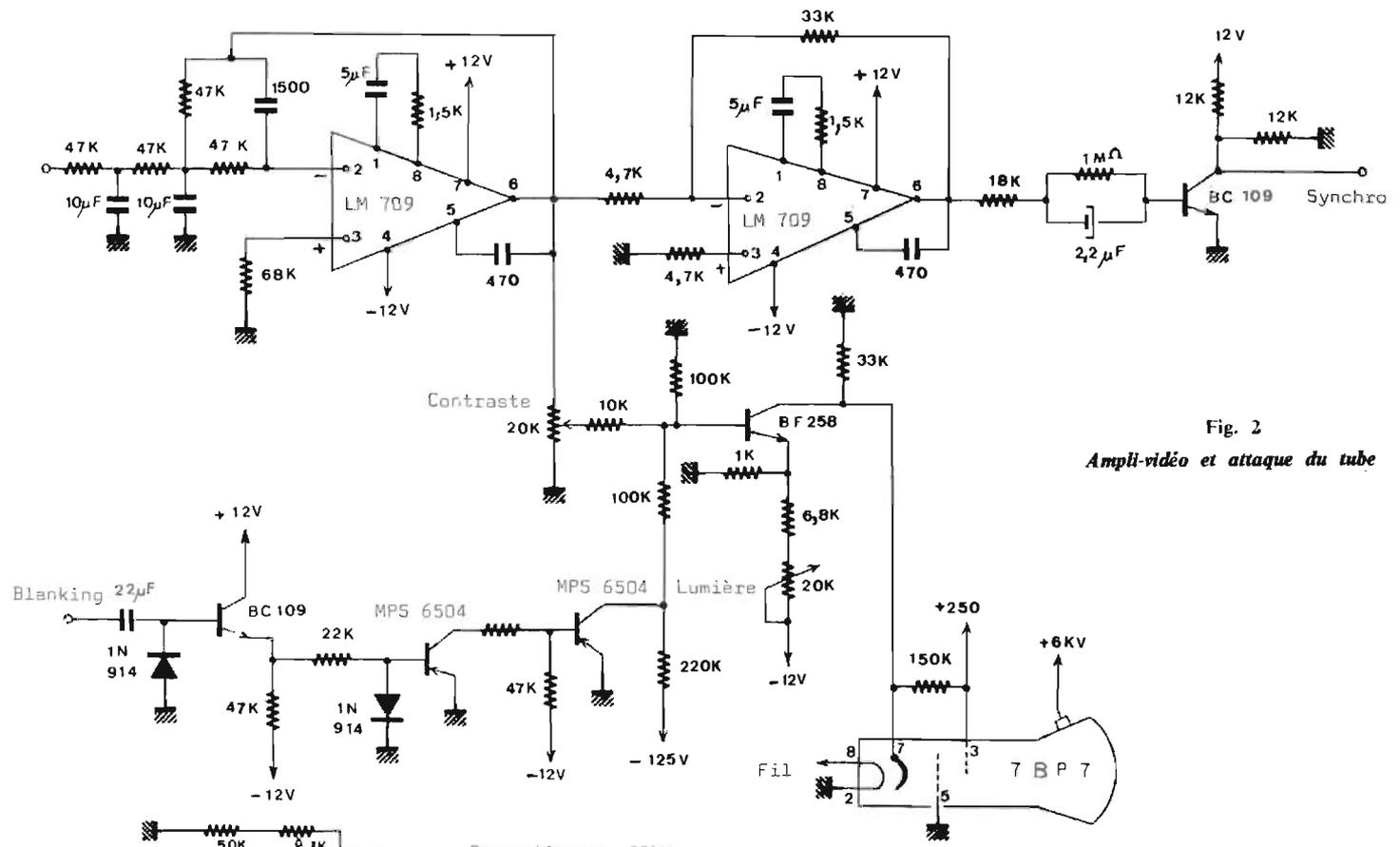


Fig. 1



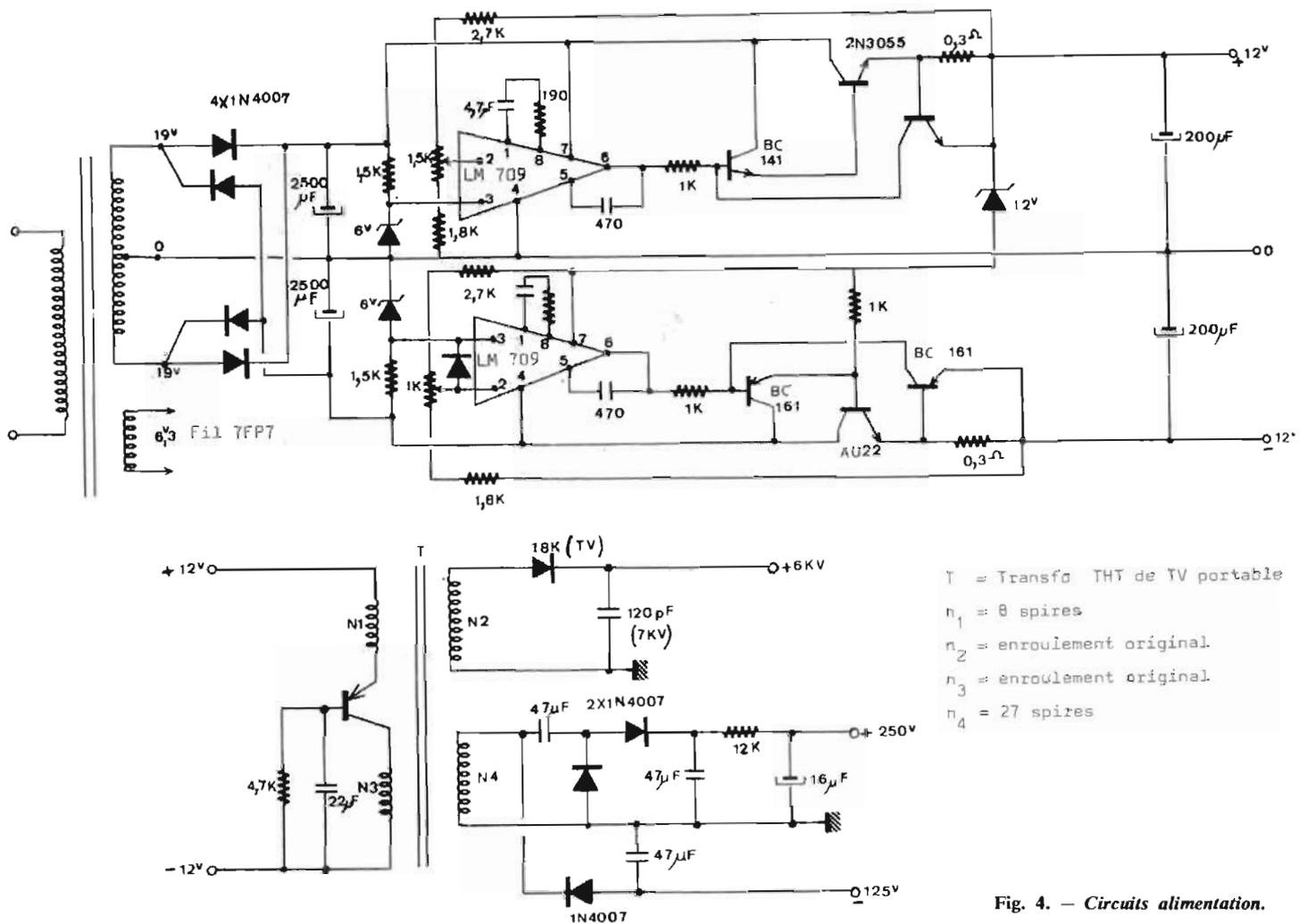


Fig. 4. — Circuits alimentation.

T = Transfo THT de TV portable
 n_1 = 8 spires
 n_2 = enroulement original
 n_3 = enroulement original
 n_4 = 27 spires

est introduite à l'entrée du convertisseur où après passage dans un amplificateur limiteur à circuit intégré LM709C, elle est conduite dans un discriminateur utilisant deux circuits intégrés LM709C et 8 diodes 1N914. A la sortie de ce discriminateur, l'information vidéo est obtenue, il faut ensuite l'amplifier, la filtrer et la mettre en forme; c'est le rôle des deux amplis LM709 suivants. La vidéo se retrouvant sur le potentiomètre de contraste est transmise par le transistor BF258 à la cathode du tube 7FP7 travaillant en modulation de lumière.

Le signal nécessaire à la synchro est amplifiée puis mis en forme par un circuit intégré LM709C et le transistor BC109 qui lui est associé.

Un amplificateur à trois étages fournit le signal de blanking et bloque le tube pendant les tops de synchronisation, ce qui a pour but de produire l'effacement de la trace de retour.

II. LE BALAYAGE

Les circuits de balayage horizontal et verticaux sont à quelques variantes près identiques. Ils sont tous les deux

construits autour d'un générateur de dents de scie dont le cœur est un transistor unijonction programmable (PUT) D13T1 de GE ou MPU131 de Motorola. La dent de scie de fréquence 1/8 Hz pour le balayage vertical et de 15 ou 16 2/3 de Hz pour l'horizontal est ensuite transmise à un amplificateur composé d'un circuit intégré LM709C et d'une paire complémentaire AD161/AD162. La charge étant les bobines de déflexion horizontale et verticale

du tube cathodique, l'angle de déviation étant de 53°, des bobines appropriées devront être utilisées; leur résistance devra être de 20 Ω pour les bobines horizontales et 16 Ω pour les bobines verticales.

Les commandes de centrage, de hauteur et de largeur d'image agissent sur la polarisation du circuit LM709 au moyen de potentiomètres réglant des tensions continues. La fréquence de l'oscillateur horizontal a été

rendue variable autour de 15 Hz ce qui permet d'effectuer un calage précis et une stabilisation de l'image reçue.

III. — L'ALIMENTATION

L'alimentation basse tension + 12 - 12 V est ultra-classique, elle est obtenue à partir du secteur 220 V au moyen de transistors et de circuit LM709C.

L'alimentation HT et THT nécessaire au tube 7FP7 est obtenue à partir d'un oscillateur à transistors utilisant un transfo de THT de TV portable; deux enroulements supplémentaires réalisés en fil de 8/10 fortement isolé au polyvinyle et comportant 8 spires pour l'enroulement de réaction et 27 spires pour l'enroulement d'alimentation HT, permettent d'obtenir les tensions nécessaires au 7FP7, soit 6 kV pour la THT + 250 et - 125 V pour les électrodes et le blanking.

Le tube 7FP7 est chauffé par un enroulement spécial bobiné sur le transfo BT. A noter qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un oscillateur pour l'obtention de la THT, on peut obtenir 6 kV à partir du 220 V par les moyens clas-

● Recevez des images télé du monde entier grâce à notre convertisseur SSTV décrit dans ce numéro :

Tube cathodique 7 BP 7 en emballage d'origine	100,00 F.T.T.C.	Diode 1N914	0,55 F.T.T.C.
Déflecteur	28,00 F.T.T.C.	Diode 1N4007	1,00 F.T.T.C.
Transfo d'alimentation	35,00 F.T.T.C.	Transistor BC109	2,25 F.T.T.C.
LM709	5,50 F.T.T.C.	Transistor AD161 ou 162	10,00 F.T.T.C.
Redresseur TV18KV	9,50 F.T.T.C.	Transistor 2N3055	8,50 F.T.T.C.

● Au service de l'O.M. : nos modules préreglés :

V.F.O. nu sans coffret	195,00 F.T.T.C.	Quartz gamme 72 (E. à préciser)	45,00 F.T.T.C.
Emetteur 144 MHz 4 W av. modul. incorp. sans quartz	220,00 F.T.T.C.	Noise Blanker ou antiparasites	150,00 F.T.T.C.
		Compresseur de modulation CM1	130,00 F.T.T.C.

● Ecoutez le trafic 144 MHz sur votre transistor ou poste voiture en P.O. grâce à notre :

Convertisseur RD144/PO, module livré nu	230,00 F.T.T.C.	Relais coaxial 951, 50 ohms	80,00 F.T.T.C.
Convertisseur RD144/PO, en coffret avec sortie BNC	255,00 F.T.T.C.	Manipulateur semi-automatique	150,00 F.T.T.C.

+ port et emballage 10,00 F

Vente au comptoir :

TOUTE LA RADIO
 25, rue Gabriel-Péri
 31071 TOULOUSE CEDEX. ANô! 62.31.68

Exp. France et étranger :

R.D. ÉLECTRONIQUE
 4, rue A.-Fourtanier
 31000 TOULOUSE. ANô! 21.04.92

siques — transfo HT et multi-
plication de tension.

CONCLUSION

Le convertisseur réalisé est simple, sa mise au point ne présente aucune difficulté majeure. Elle se borne à régler les balayages à 1/8 Hz et à 15 Hz au moyen d'un oscilloscope étaloné à obtenir une image d'une netteté et d'une dimension convenables en raccordant l'entrée du convertisseur à une bande de minicassette préenregistrée ou à un générateur de mire SSTV facile à construire. Une fois ces quelques points établis, la chasse aux Dx's peut alors commencer. Il est à noter que le même processus peut être utilisé pour la visualisation des images retransmises par les satellites du type Nimbres (136 MHz), le procédé est identique, l'analyse se fait de la même manière, les balayages sont évidemment différents. Le balayage horizontal passe à 4 Hz (T = 250 ms) et le balayage vertical à 1/200 Hz (200 s). Il faut se rappeler que dans ce cas, le signal de synchro lignes n'est pas transmis, le balayage devra être déclenché par le top de départ image, il devra ensuite relaxer à 4 Hz sans interruption jusqu'à la réception du top de fin d'image.

Evidemment, la rémanence du 7FP7 n'est pas suffisante pour permettre la visualisation complète de l'image, celle-ci devra être photographiée point par point au Polaroid pour être conservée.

Souhaitons bonne réussite aux futurs adeptes de la SSTV et bonne 73's à tous.

J. MALLET
F5MI

ERRATUM

OPTALIX

nous communique :

Le prix du récepteur
Optalix type St-James
est de 155 F
au lieu de 132 F.

Nous prions nos lecteurs
de bien vouloir nous excu-
ser de cette erreur indé-
pendante de notre volonté.

EXCEPTIONNEL



**BATTERIES
SOLDEES**
pour
défauts
d'aspect
**VENDES
AU TIERS
DE LEUR VALEUR**

avec échange d'une vieille batterie

EXEMPLES : 2 CV. Type 6 V 1 **44,15**
4 L. Type 6 V 2 **51,60**
Simca. Type 12 V 8 **69,95**
R 8 - R 10 - R 12 - R 16-204
304. Type 12 V 9 **70,60**
403 - 404 - 504. Type 12 V 10 **78,80**

Tous autres modèles disponibles

VENTE SUR PLACE UNIQUEMENT

**ACCUMULATEURS
ET EQUIPEMENTS**

2, rue de Fontarabie, 75020 PARIS
Tél. : 797.40.92

et en PROVINCE :

Angoulême : tél. (45) 95.64.41
Aix-en-Provence : tél. (91) 26.51.34
Bordeaux : tél. (56) 91.30.63
Bourg-lès-Valence (Valence) :
tél. (75) 43.15.64
Chalon-sur-Saône : tél. (85) 48.30.39
Dijon : tél. (80) 30.91.61
Fourchambault (Nevers) :
tél. (83) 68.02.32
Gravigny (Evreux), 38 ter, av. A.-
Briand
Grenoble : tél. (76) 96.53.33
Lyon : tél. (78) 23.16.33
Mandelieu (Cannes) : tél. (93) 38.82.11
Mantes : tél. 477.53.08 - 477.57.09
Montargis : tél. (38) 85.29.48
Nancy : tél. (28) 52.00.11
Nice : tél. (93) 88.16.28
Pau : tél. (59) 33.15.50

UNE OCCASION UNIQUE
DE VOUS EQUIPER A BON MARCHÉ...

A SAISIR...



**BANDES
NEUVES**

"SCOTCH"

en coffret plastique carré
(Quantité limitée)

	La pièce	Par 10, la pièce
Diam. 13 cm, double durée, 360 m...	20,00	18,00
Diam. 15 cm, longue durée, 360 m...	20,00	18,00
Diam. 18 cm, longue durée, 540 m...	26,00	24,00
Diam. 18 cm, double durée, 720 m...	34,00	32,00

Expédition
AU MINIMUM par 5 b. port : 8 F
Par 10 bandes port : 12 F
Expédition dès réception de chèque
ou mandat à l'ordre de
TÉLÉ-FRANCE
(PAS D'ENVOIS C./REMBOURSEMENT)

TÉLÉ-FRANCE

176, rue Montmartre
75002 PARIS
Tél. : 236-04-26, 231-47-03
(à 20 m des Grands Boulevards)
Métro : Montmartre

Tout ce qui concerne

**RADIO - TV - HI-FI
PHOTO ET CINÉMA**
Neuf et occasion

LAMANT Hi-Fi STÉRÉO

107, AVENUE MARCEL-CACHIN

CHATILLON

SOUS-BAGNEUX - 92320 • TEL. : 735-52-94

PLATINES



ERA 444-590-555-690 - BO 3000 1 575
Capot 72 - Capot avec BO 4000 3 400
C.666 960 **LENCO**
Avec Couv. L 85 1 172
SANSUI
TD 150 II 670
TD 125 II 1 737
Avec C. TD 160 1 050
BANG & OLUFSEN
BO 1001 980
BO 1202 1 325

AMPLIFICATEURS

AMPLIS

ERA
ST 50 20 W 1 078
SANSUI
AU101 18 W 1 090
AU505 30 W 1 495

AU555 33 W 1 646
AU666 45 W 2 219
AU999 70 W 3 040
ESART
PA20 20 W 1 056
E100 S2 25 W 1 296
E150 S2 30 W 1 530
E250 S2 50 W 2 256



SCOTT
235S 15 W 895
250S 30 W 1 450
MARANTZ
1030 15 W 1 495
1060 30 W 1 990
AR 15 60 W 2 750

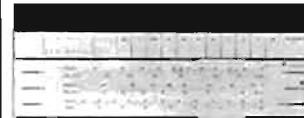
AMPLI-TUNERS

MARANTZ

2215 2 300
2230 3 395

SCOTT

2245 4 190
2270 5 690
SANSUI
210 1 590
310 1 990



BANG & OLUFSEN

BO 901 PO-GO-FM
(20 W) 1 832
BO 30002 3 160
BO 4000 3 950

PO-GO-FM

350 L.
Prix 2 090
1000X 2 758
2000X 2 980
Six 3 960
Seven 4 370
Eight 4 980

ESART

Pat 20 2 096
**ACOUSTIC
RESEARCH** ... 5 170

TUNERS

Esart - Sansui - Scott - Marantz - Barthe (PO-GO-FM) prèregie FM 1 200

ENCEINTES ACOUSTIQUES

ERELSON
1) 10 W 145
2) 15-20 W 295
SANSUI
SP30 472
SP50 750
ACOUSTIC RESEARCH
AR7 530
AR4X brut 620
AR6B 750
AR6 noyer 850

AR2AX B 1 200
AR2AX N 1 400
AR3A B 2 380
AR3A N 2 650
LST 5 950
MARTIN
Signature 510
Micromax 650
Supermax 930
Laboratory 2 1 150
Crescendo 1 650
ADC
404 A 700

303 AB 980
303 AX 1 200
KEF
Chorale 696
Cadenza 996
Concerto 1 396
SCOTT
S17 525 et autres modèles
SIARE
X2 205
PX20 305
PX30 Fugue

MAGNÉTOPHONES

Uher - Telefunken - Revox (Platine 3 150) Akai - Bang & Olufsen. Aux meilleurs prix.

MAGNÉTOPHONES HI-FI



CASQUES HI-FI

KOSS
K6 145
K6LC 185
K0727 220
K0747 285
HVI 285
PRO4AA 370
PRO5LC 420

ESP6A 605
ESP9 1 055
BISSET BST
HS11 43
SH30 73
SH07 86
SH600 114
SH22 149

SH19 172
SH40 215
SANSUI
SH10 256
SH20 328
STAX
Tokumi 760

CELLULES

ADC • ORTOFON • EMPIRE • SHURE • GRADO

KODAK CASSETTE C90 (1 h 30)

LOWE NOISE FRANCO DE PORT PAR 20.

EN CONTRE-REMBOURSEMENT : LA PIÈCE **5 F 30**

ACCESSOIRES HI-FI - Bras dépoussiéreur

- Ampli casques 137
- Rouleau antistatique
- Rallonges et adaptateurs casques

**CONFECTIONS DE CORDONS
MAGNÉTOPHONES
POUR TOUS APPAREILS**

L'AUTORADIO

P39

RADIOMATIC



LORSQUE Radiomatic a mis ce récepteur sur le marché, il a tenu compte des conditions d'utilisations nécessitant une automatisation la plus complète possible d'un autoradio. Le but à atteindre, est la sélection en un seul geste d'une station préréglée, afin de distraire le moins possible l'attention du conducteur. La formule d'accord à l'aide de touches préréglées permet la sélection de 6 stations au maximum, réparties sur plusieurs gammes à cause des critères d'encombrement à respecter. Une formule plus évoluée combine les touches préréglées à un système de recherche électronique; cette solution est la plus moderne, mais également la plus coûteuse. La formule retenue par Radiomatic pour le P39 reste entièrement mécanique, ce qui permet de proposer un appareil à un prix raisonnable. Le constructeur a installé 6 touches de présélection non spécialisées, qui peuvent être affectées indifféremment sur n'importe laquelle des gammes installées, de sorte que l'on dispose sur ce récepteur à trois gammes PO-GO-FM de 6 stations préréglées FM, ou PO, ou GO, ou panachées selon la disposition choisie par l'utilisateur. Cette disposition permet d'adapter exactement la réception à la région où l'on se trouve, et l'on n'est pas pénalisé à l'étranger par exemple par des touches « bloquées » sur certains émetteurs, que l'on ne peut recevoir.

PRESENTATION

Il est assez difficile d'innover dans la présentation d'une face avant de récepteur autoradio. Le P39 est tout à fait classique, le cadran surmonte le bloc de touches de présélection, encadré par les commandes de recherche manuelle à droite, de volume couplé à l'arrêt-marche et au correcteur de tonalité à gauche.

Le constructeur livre ce récepteur avec deux versions de cadran, et personnalise en quelque sorte son récepteur.

Le bloc de touches est très particulier. Son fonctionnement et la présélection sont identiques aux matériels classiques, mais lorsque l'une des touches est tirée pour préréglé une station, celle-ci peut être choisie sur n'importe quelle gamme, en la tournant de 90° en 90°. La gamme est repérée sur chacune des quatre faces de la touche, et toutes comportent la combinaison suivante : FM, FM, PO, GO. Cette disposition permet d'éliminer la commutation de gamme et d'adapter exactement les stations préréglées à la région où l'on circule, ce qui est le but recherché. Sur le flanc droit, une prise DIN autorise le raccordement à un magnétophone à cassette, sur le flanc gauche, un trou d'accès est prévu pour le câble de commande d'une antenne à déploiement commandé par moteur. A l'arrière, nous trouvons les câbles de raccordement à l'alimentation et au H.P.

Les transistors de puissance sont fixés sur ce panneau, protégés par des capots isolants.

La réalisation est classique, les circuits sont montés sur trois sous-ensembles circuit imprimé. La majeure partie de l'emplacement disponible est occupée par le bloc mécanique de présélection, commandant le déplacement des variomètres en AM et FM. Les circuits sont réalisés à l'aide de composants discrets, mais un circuit intégré est employé pour assurer l'amplification basse fréquence, et driver l'amplificateur de sortie.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Voir schéma Fig. 1)

L'optimisation des circuits est assurée par la configuration employée, assurant à la fois de bonnes performances et un nombre de composants réduits.

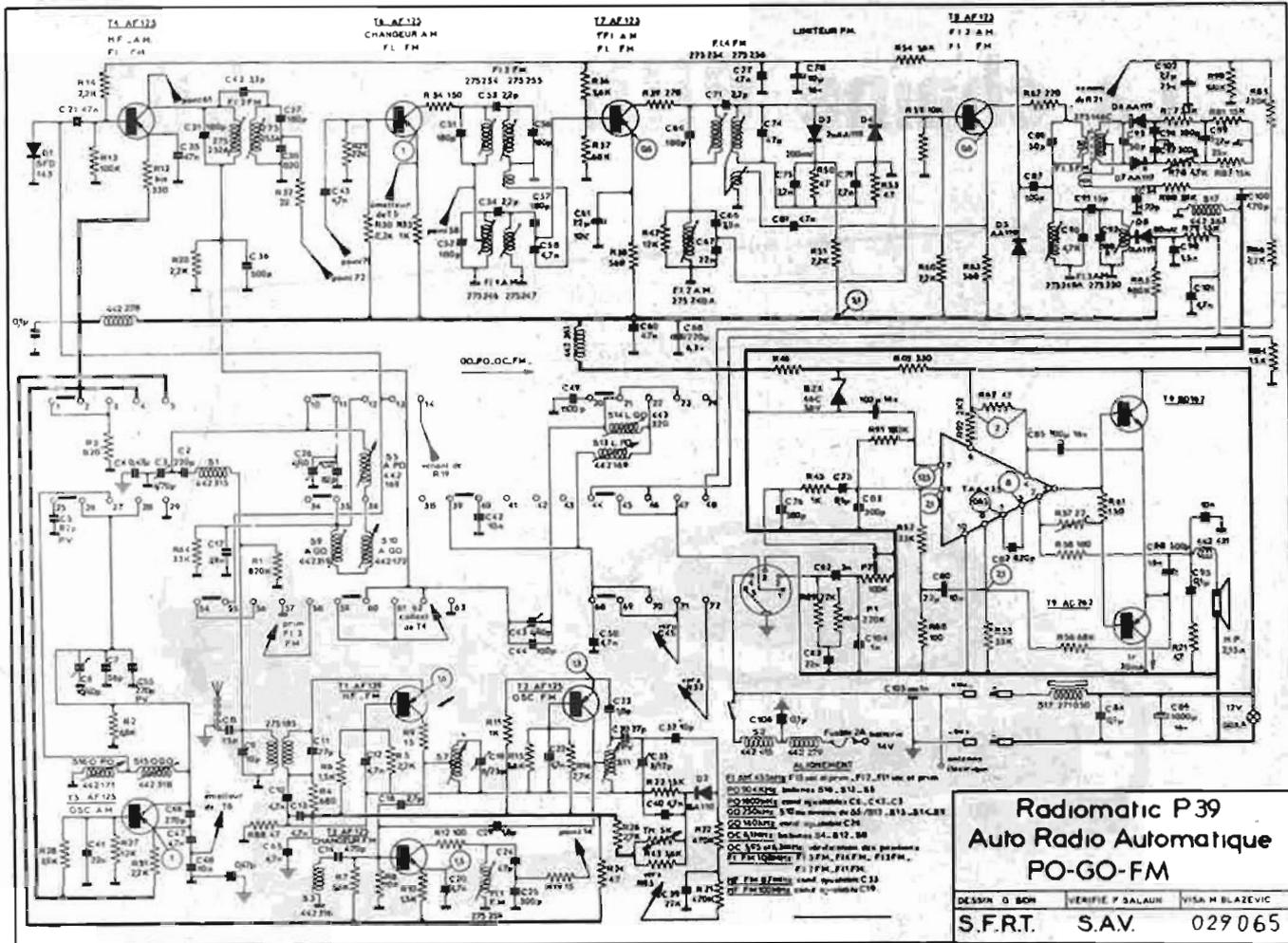
En FM, nous avons une tête HF classique composée de 3 étages, suivie d'un amplificateur de fréquence intermédiaire 10,7 MHz à 4 étages. En AM, les deux premiers étages utilisés en FI 10,7 MHz fonctionnent en amplificateur HF et mélangeur, puis sont suivis de deux étages FI sur 455 kHz. Dans ces conditions, en FM tous les transistors sont utilisés, sauf l'oscillateur local AM, en AM seule la tête FM n'est pas sous tension.

Tête FM. Elle est composée de trois étages orthodoxes : le transistor T_1 amplificateur HF monté en base commune est attaqué sur son émetteur, puis couplé au mélangeur, transistor T_3 , recevant sur sa base les signaux incident et local; l'oscillateur local, transistor T_2 , est asservi en fréquence par un signal d'AFC appliqué sur la diode D_2 .

Tête AM. Sa constitution est identique à la précédente; elle emploie 3 étages, le transistor T_4 en amplificateur HF, les transistors T_5 et T_6 respectivement en oscillateur local et mélangeur.

Chaîne FI. En FM 4 étages sont nécessaires, les transistors T_4 - T_6 - T_7 - T_8 . La détection utilise un détecteur de rapport et fournit le signal d'AFC. En AM, les transistors T_7 - T_8 sont utilisés, suivis de la diode de détection D_8 .

Bloc basse fréquence. Les signaux BF sont simultanément dirigés vers l'entrée de l'amplificateur et sur la prise DIN magnéto-cassettes. Ils sont soumis à l'action des potentiomètres de volume et de correction de tonalité et entrent ensuite sur le circuit intégré TAA435, assurant la préamplification et amenant les signaux au niveau



REGLAGE AMPLI BF

nécessaire à l'attaque de l'amplificateur de sortie, transistors complémentaires AD262-BD162. La liaison au H.-P. est assurée à travers le condensateur C₈₈.

MESURES

La puissance de sortie s'élève à 5,6 W à 1 000 Hz, avec un

taux de distorsion harmonique de 1%. La bande passante basse fréquence est de 70 Hz-8,8 kHz à 3 dB.

La sensibilité FM est de 3 μV pour un rapport signal + bruit/bruit de 20 dB; en AM nous obtenons 12 μV en PO, 25 μV en GO pour un rapport S + B/B de 10 dB.

ÉCOUTE

La puissance sonore est importante, la qualité musicale permet l'écoute de la FM dans de très bonnes conditions. La sensibilité autorise la réception même dans de mauvaises conditions de réception.

CONCLUSION

Appareil très bien adapté à l'utilisation prévue, et dont les performances sont très satisfaisantes. La formule des touches de présélection que l'on peut affecter à n'importe quelle gamme autorise une souplesse d'emploi particulièrement agréable.

J.B.

LISEZ

HI FI STÉRÉO

LA REVUE DONT LES BANCS D'ESSAI FONT AUTORITÉ

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL : 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
TEL. : 344-67-00 - 307-47-11

TERAL VOUS PRÉSENTE LES AUTO-RADIO

RADIOMATIC. Les seuls au monde à sélecteur universel. Cette gamme possède 6 touches de présélection instantanée à double mémoire permettant de choisir ses émissions. Puissance 8 W - 12 V (+ et -). Prise lecteur de cassettes.

- P39 - FM-PO-GO-OC - 24 préreglages. avec présélecteur 593 F
- P28 - PO-GO - 8 préreglages avec présélecteur 452 F
- P38 - PO-GO-OC - 8 préreglages avec présélecteur 501 F
- P48 - FM-PO-GO-OC - 24 préreglages. avec présélecteur 676 F

RK59 (décrit HP 1392 p. 137) FM-PO-GO - 2 préreglées 12 V (-) 8 W - Lecteur de cassettes, suite de la gamme RADIOMATIC, livré avec HP, en coffret 635 F

- RALLYE - PO-GO - 12 V (-) 204 F
- SUPER RALLYE - PO-GO - 6/12 V (+ et -) 250 F
- RUBIS 12 - PO-GO - 4 st. préreglées - 12 V (-) 287 F
- S.P.A. - PO-GO - 4 st. préreglées - 12 V (-) 256 F
- LUNA FM - FM-PO-GO - 8 W - 12 V (-) 358 F
- DIAMANT FM - PO-GO-FM - 12 V (-) - 8 W 343 F
- COSMOS - FM-GO 168 F ● APOLLO - PO-GO 184 F

La chaîne PHILIPS RH802



LA firme Philips a présenté à l'automne dernier sa nouvelle gamme Hi-Fi, classée en trois catégories comme précédemment : la série diamant, constituant les appareils de grande classe du haut de gamme, la catégorie or, dans laquelle on classe les appareils aux caractéristiques égales ou supérieures aux normes DIN, la série home studio, aux performances voisines de celles définies par ces normes DIN.

La chaîne RH802 fait partie de la catégorie or, elle nous a été fournie avec des enceintes RH427 entrant dans la série diamant. Cette chaîne compacte réunit une platine 2 vitesses, associée à un ampli-tuner à 5 gammes de puissance moyenne. L'ensemble est destiné à concurrencer les fabrications analogues lancées avec succès outre Rhin, et qui séduisent une importante partie de la clientèle, les constructeurs proposant une réalisation aux maillons équilibrés, et comporte en outre un raccordement à 4 enceintes pour l'utilisation en pseudo-stéréophonie à 4 canaux.

Page 240 - N° 1 396

PRESENTATION

Le design est agréable, les concepteurs ont repris la ligne basse très allongée à la mode allemande, mais en allégeant les formes, le capot transparent contribue à l'agrément général. Le panneau avant en aluminium brossé est de très faible hauteur, il comporte un cadran sur lequel une série d'aiguilles couplées mécaniquement aux potentiomètres indiquent les niveaux pour les commandes de volume, balance et correcteurs pour l'amplificateur, et les positions des stations pour le bloc de stations pré-réglées en FM. A l'extrême droite du panneau, un bouton de dimension convenable actionne l'accord manuel. Sous le panneau avant, un bandeau noir occupant toute la largeur de l'appareil reçoit les boutons de commandes de l'amplificateur, les touches de pré-sélection FM, et le clavier à touches commutant les différentes gammes d'ondes ou les sources à l'entrée de l'amplificateur. Une prise DIN occultée par un volet

basculant est placée sur ce bandeau à l'extrême gauche, elle permet le raccordement d'un casque, la coupure des HP peut être assurée par une petite touche lors de son branchement. Toutes les commandes de l'appareil sont disposées de manière à être manœuvrées capot baissé, mises à part les manœuvres d'exploitation de la platine. Le dessus de l'appareil comporte à côté de celle-ci un très large et très lisible cadran, en haut duquel sont situés l'indicateur d'accord et le voyant stéréo. A noter que les petites ondes sont séparées en 2 gammes, la seconde couvre 200 kHz et permet d'être exploitée comme une bande étalée.

La platine manuelle installée est du type 22GC008, qui montée en coffret fait partie des catégories diamant et or. Il s'agit d'une version à deux vitesses, entraînée par un moteur synchrones 24 pôles par l'intermédiaire d'une courroie. Le bras comporte un dispositif d'équilibrage original, constitué par un manchon coulissant le long du

bras tubulaire, qui permet un réglage entre 0 et 4 g, les repères sont indiqués par des saignées sur le bras. Le dispositif de réglage de l'antiskating est mis en action de façon très commode, deux échelles indiquent la correction selon le type de pointe de lecture, conique ou elliptique. La cellule de lecture installée est du type magnétique GP400 à pointe sphérique.

Le bras et le plateau sont solidaires d'une contreplatine suspendue dont l'amortissement est très efficace. Le lift à descente très lente permet un positionnement de lecture optimal.

Les commandes de changement de vitesse, lift et mise en route sont assurées par des touches basculantes.

Les différents raccordements sont disposés normalement à l'arrière, tous assurés sur fiches DIN. Deux paires d'enceintes peuvent être utilisées pour assurer une sonorisation en pseudo stéréophonie à 4 canaux, et deux entrées sont prévues pour l'utilisation d'un magnétophone, d'un

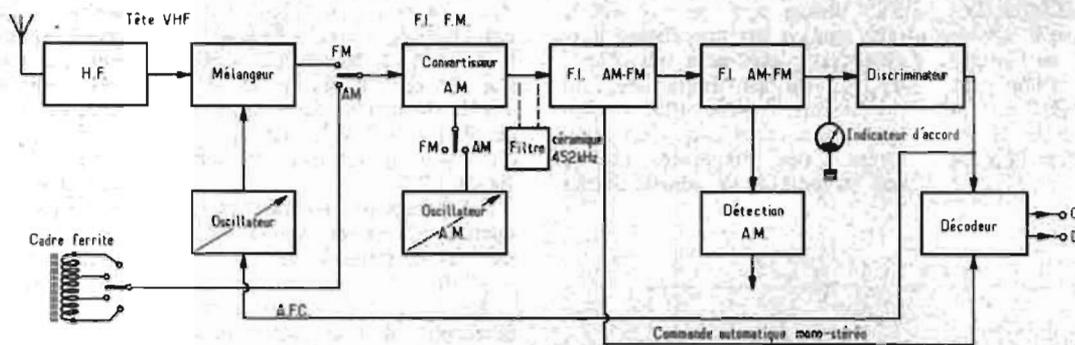


Fig. 1

microphone ou d'une platine à cellule de lecture piezo-électrique.

Le capot de protection est monté sur charnières autorisant son immobilisation à partir d'un angle d'ouverture de 45°, sans qu'une béquille soit nécessaire.

La réalisation est d'une industrialisation très étudiée, les techniques et technologies employées modernes, sans pourtant utiliser de circuits intégrés. Le tuner AM-FM à 5 gammes d'ondes répond à la formule récepteur stéréophonique allemande, il comporte un circuit distinct pour la FM en HF et des circuits FI communs combinés avec la tête HF AM. En FM, le bloc de présélection impose l'utilisation de diodes à capacité variable pour l'accord, et un signal d'AFC asservit l'oscillateur local. Au niveau du décodeur, un circuit automatique commutue les deux voies en mono lorsque le signal stéréo est trop faible. En AM, les petites ondes sont reçues sur deux gammes, et un filtre céramique améliore la sélectivité sur la chaîne FI.

Des alimentations stabilisées fournissent les tensions nécessaires aux circuits HF et au bloc de présélection. Le bloc basse fréquence ne comporte pas de filtres commutables, la correction physiologique est couplée à la commande de volume.

CARACTERISTIQUES

Ampli-tuner AM-FM 5 gammes (FM, 2 x PO, GO, OC) 5 stations préréglées en FM.

GO 150-340 kHz.

PO1 520-1 420 kHz.

PO2 1 405-1 605 kHz.

OC 595-9,8 MHz.

FM 87,5-104 MHz.

Tuner. En FM, sensibilité de 1,3 μ V pour un rapport S + B/B de 26 dB.

Distorsion harmonique < 1,5 %.
Rejection des sous-porteuse et pilote : > 35 dB.

Sensibilité AM : 90 μ V pour un rapport S + B/B de 26 dB.

Ajustage de l'accord par vu-mètre.

AFC commutable.

Antennes : impédance 300 ohms en FM, cadre ferrite en AM.

Amplificateurs : Puissance de sortie : 2 x 15 W sur charges de 4 ohms.

Distorsion harmonique : < 1 % à la puissance nominale pour 1 kHz.

Bande passante : 20 Hz-20 kHz \pm 1 dB.

Rapport signal/bruit : > 50 dB.

Diaphonie : > 40 dB à 1 000 Hz.

Efficacité des correcteurs de tonalité : graves \mp 15 dB à 50 Hz, aiguës + 13 - 15 dB à 10 kHz.

Correction physiologique : + 9 dB à 50 Hz, + 7 dB à 10 kHz.

Entrées : microphone 0,5 mV/2 K Ω ; magnétophone 270 mV/500 k Ω ; PU cristal 270 mV/500 k Ω .

Sorties : 2 paires d'enceintes avec commutation pour pseudo-stéréo à 4 canaux, enregistrement, casque 600 ohms.

Platine tourne-disques : manuelle à deux vitesses, 33-45 tr/mm.

Moteur : synchrone 24 pôles, entraînement par courroie.

Réglage de la force d'appui : 0-4 g.

Bras tubulaire, équipé d'une cellule de lecture magnétique GP400 à pointe conique, et pouvant recevoir d'autres cellules, descente commandée par lift.

Antiskating : réglage pour pointe conique ou elliptique.

Pleurage + scintillement : < 0,2 %.

Rapport signal/bruit : - 58 dB pondération DIN courbe B.

Alimentation : 110-220 V.

Encombrement : 584 x 170 x 360 mm.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

La disposition des circuits haute fréquence est donnée dans le schéma synoptique figure 1. En FM, nous avons une tête HF composée de trois étages, l'étage haute fréquence accordé est monté en base commune, suivi du mélangeur qui reçoit les signaux local et incident. L'oscillateur local est équipé de diodes à capacité variable, dont la tension de commande est soigneusement stabilisée par deux diodes zener et bien filtrée. La chaîne FI sur 10,7 MHz utilise trois étages, et ceux-ci sont commutés en AM pour remplir les fonctions de convertisseur et d'amplificateur FI.

La démodulation est assurée par un détecteur de rapport, à la sortie duquel on prélève le signal d'AFC et celui de l'indicateur d'accord.

Les circuits du décodeur stéréo sont tout à fait classiques, ils comportent l'amplificateur 19 kHz de la fréquence pilote, l'étage de reconstitution de la sous-porteuse à 38 kHz, le démodulateur suivi d'un étage d'amplification sur chaque voie, et le transistor de commande du voyant stéréo.

Lorsque le niveau du signal stéréo est insuffisant, le second étage FI déclenche une bascule à deux transistors qui bloque les circuits 38 kHz et commutue la réception en mono.

En AM, le transistor du premier étage de la chaîne FI-FM est utilisé en changeur de fréquence pour toutes les gammes, il comporte dans son circuit d'entrée deux filtres réjecteurs accordés sur la FI à 452 kHz. Le transistor oscillateur local injecte son signal sur l'émetteur du changeur de fréquence, les signaux FI sont filtrés par deux transformateurs accordés et un filtre céramique, afin d'obtenir une sélectivité convenable puis

deux étages FI sont utilisés avant détection. Un signal d'AGC prélevé après détection contrôle le gain des étages changeur de fréquence et premier étage FI.

Le bloc basse fréquence est constitué des circuits suivants : le préamplificateur correcteur RIAA, utilisé pour la lecture avec cellule magnétique ou microphone, un étage adaptateur recevant les signaux du tuner, dont la sortie est dirigée vers l'enregistreur et les circuits suivants, un amplificateur à deux étages avant les circuits correcteurs, un amplificateur amenant les signaux à un niveau suffisant pour être exploités sur le casque et sur l'entrée du bloc de puissance. Notons que les raccordements des enceintes pour la pseudo-quadrphonie ne figurent pas sur le schéma.

Le préamplificateur RIAA est composé de deux étages, transistors TS701-TS702 dont le réseau de contre-réaction globale est commuté selon utilisation pour l'exploitation des signaux du microphone ou de la cellule magnétique. Les signaux de sortie sont ensuite dirigés vers le transistor TS105 monté en émetteur follower, chargé d'adapter les signaux provenant de toutes les sources, tuner, platine, tourne-disques, micro, platine à cellule de lecture piézo, ou magnétophone à la lecture.

La sortie de cet étage est dirigée vers les potentiomètres de réglage de niveau et de balance, et également vers la sortie enregistrement. Les deux transistors suivants TS401-TS402 amplifient les signaux pour conserver un bon rapport signal/bruit avant de les soumettre à l'action des correcteurs de tonalité. Ces transistors sont complémentaires à liaison continue. Les réseaux associés aux potentiomètres R413a et R416a contrôlent respectivement les graves et les aiguës, puis les signaux sont amplifiés

par les deux étages complémentaires à liaison continue utilisant les transistors TS403-TS404. Les signaux sont alors dirigés sur le casque et sur l'entrée de l'amplificateur de puissance, et l'on peut à cet endroit couper les signaux vers le bloc de puissance et les enceintes pour conserver l'écoute au casque seulement.

Les mesures sur le correcteur RIAA ont été faites à partir d'un disque test, ce qui est le plus logique sur une chaîne intégrée, alors que pour un amplificateur ou un ampli-tuner on injecte sur l'entrée PU magnétique des signaux issus d'un générateur basse fréquence. L'écart par rapport à la courbe idéale

Tuner : La section FM est d'une bonne sensibilité. Nous avons obtenu pour $1,2 \mu V$ entrée antenne un rapport signal + bruit/bruit de 26 dB. La séparation des canaux est de 27 dB à 1 kHz, la courbe de réponse est de 50 Hz-14,5 kHz. Le taux de distorsion harmonique de sortie est de 1,2 %.

Le filtrage des résidus des fréquences pilote et sous-porteuse est très convenable de -36 et -37 dB respectivement.

En AM, la sensibilité permet la réception dans de bonnes conditions sur toutes les gammes, nous n'avons pas effectué de mesures sur cette section, le constructeur n'a pas cherché à y obtenir des performances très poussées.

très bonne chaîne intégrée dont les qualités sonores sont exploitables raccordée à n'importe quelle source. La puissance permet une écoute en appartement très largement suffisante pour restituer une bonne dynamique musicale. Le constructeur n'a pas installé de squelch, pourtant bien utile en FM, mais il a peut-être jugé qu'avec 5 stations pré-réglées, la recherche manuelle est inutile, et dans ce cas sa position est justifiée.

Conclusion : Nous sommes en présence d'une chaîne Hi-Fi de puissance moyenne, qui dispose d'une bonne platine pouvant recevoir toutes les cellules de lecture normalisées, et d'un bloc ampli-tuner aux performances plus qu'honorables.

La ligne est très agréable, elle contribue pour beaucoup dans les éléments du choix de cette chaîne. Le dispositif de pseudo-stéréo à 4 canaux permet de créer l'illusion pour l'auditeur d'être installé au milieu de l'orchestre, il est de mise en œuvre instantanée pour peu que l'on dispose d'une seconde paire d'enceintes.

J.B.

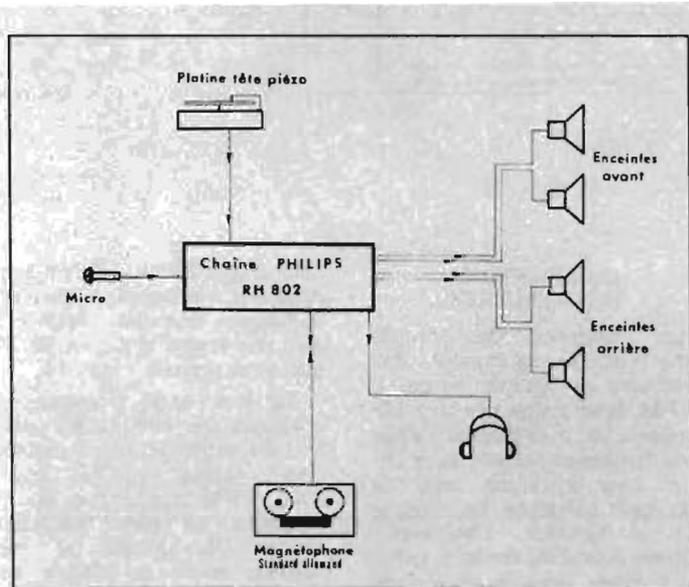


Fig. 2

Le bloc amplificateur de puissance est à liaison continue. Il est composé des transistors TS630-TS632 attaquant les diodes TS633 et les amplificateurs finals TS634 montés en quasi complémentaire. Le transistor TS631 assure la symétrie des signaux au niveau des bases des étages drivers, et une contre-réaction globale est appliquée sur l'émetteur du transistor TS630 à travers le réseau R810-C904. La sortie est stabilisée par la cellule R834-S658 et C913-R840, protégeant également l'amplificateur lorsqu'il n'est pas chargé.

MESURES

Amplificateur : La puissance maximale relevée les deux voies chargées sur 4 ohms, atteint $2 \times 13 W$ eff. à 1 kHz. Pour cette puissance, la bande passante va de 30 Hz à 21 kHz à -3 dB.

La distorsion harmonique à la puissance nominale est de 0,9 % à 40 Hz, de 0,8 % à 1 kHz, de 0,85 % à 15 kHz.

La distorsion par intermodulation atteint 1,3 % à 10 W pour des fréquences de 50 Hz-6 kHz en rapport 4/1.

Page 242 - N° 1396

est faible, +1 - 1,2 dB pour les valeurs les plus éloignées.

Les spécifications sont très exactement respectées pour la plage d'action des correcteurs de tonalité, nous avons relevé ± 15 dB à 50 Hz, +13,5 - 15 dB à 10 kHz. La correction physiologique remonte les niveaux à +8 dB à 50 Hz, +7,5 dB à 10 kHz.

La séparation des canaux atteint 46 dB à 1 kHz, le rapport signal/bruit 54 dB.

Platine : L'amortissement mécanique est très bien conçu et d'une efficacité excellente. Mais sur cette platine comme sur toutes les autres, il est difficile de lire un disque avec une pression inférieure à 2 g. Le lift permet de reprendre l'audition d'un disque pratiquement à l'endroit voulu, sa vitesse de descente est très lente.

Le rapport signal/bruit non pondéré atteint 41 dB, et les fluctuations totales sont de 0,17 %. Avec la cellule GP400 fournie, la séparation des canaux atteint 26 dB à 1 kHz, le déséquilibre des voies est de 1,5 dB.

Il est à noter que le réglage de l'antiskating est d'une mise en œuvre très simple et immédiatement assimilable.

ECOUTE

Les enceintes fournies, du type 427 sont celles du haut de gamme, aussi nous avons pu bénéficier d'une très bonne reproduction d'un bout à l'autre de la chaîne. Le RH802 constitue une

RADIO-GUIDAGE - TÉLÉCOMMANDE - RADIO-GUIDAGE

DES NOUVEAUTÉS!!!

Manche de commande double genre Kraft, fab. anglaise. Complet avec potentiomètre. Livré avec cuvette carrée ou conique. A préciser. Prix sans concurrence T.T.C. 52,00
 Servo sans électronique type Digi Servo F rapide. Dim. : 60 x 23 x 45 mm. Prix sans concurrence T.T.C. 63,00
 Servo avec électronique en kit (circuit intégré + composants discrets) 110,00
 Servo tout monté avec le circuit intégré SRD-00 (décrit dans le H.P. du 15 janvier), plus de composants discrets 150,00
 Servo sans électronique type Digi Servo L. Modèle lent, puissance de traction 3 kg pour train rentrant et bateau. Mêmes dimensions que le type F 63,00
 Servo avec électronique en kit (voir plus haut) 110,00
 Servo tout monté avec circuit intégré SRD-00 150,00
 Les servos tout montés sont livrés avec prise au choix : KRAFT SIMPROP ou MULTIPLEX.

Nouveaux prix :

Servo ROWAN sans électronique 75,00
 Servo ROWAN avec électronique en kit (circuit intégré + composants discrets) 120,00
 Tout monté avec circuit intégré SRD-00 165,00
 Servo LOGICTROL sans électronique 75,00
 Servo LOGICTROL avec électronique en kit (circuit intégré + composants discrets) 120,00
 Tout monté avec circuit intégré SRD-00 165,00

Nos ensembles complets en état de marche :

Ensemble Digital SUPERPROP, accus cad. nick. à circuit intégré 1 650,00
 Idem. avec 3 servos 1 440,00
 Idem. avec 2 servos 1 330,00
 Ensemble TRITON en état de marche avec accus cad. nick. + 3 servos avec circuit intégré 1 280,00
 Idem avec 2 servos 1 120,00

NOTE - Ces ensembles sont livrés équipés des servos à électronique entièrement intégré (SRD-00 décrit dans le H.P. du 15 janvier 1973). Ces ensembles sont livrés indifféremment au même prix en 72 et 27 MHz.

Et!!! Nos ensembles tout ou rien pour débutants ou autres applications : MONOCANAL MONOK - 2 canaux SUPER 2 K - 4 canaux SUPER 4 K - 8 canaux SUPER 8 K.

Tous ces ensembles digitaux ou tout ou rien sont vendus également en kit à câbler. Spécialiste de Radio-Commande depuis 1947, nous fournissons également toutes les pièces miniatures et subminiatures.

Demandez notre catalogue général contre 5,00.

Notre schémathèque de réalisation avec schémas contre 5,00.

R. D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier - 31000 TOULOUSE

Allé ! 21-04-92

PRESENTATION

ENVELOPPE de son ébénisterie « noyer foncé », cet amplificateur offre un aspect sobre et fonctionnel. La face avant en aluminium brossé est de couleur noir mat sur la plus grande partie de sa surface, les inscriptions désignant les diverses commandes ressortant en blanc. Les entrées et sorties sont réunies en face arrière, tandis que les réglages et commutateurs divers sont en face avant.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Entrées (sur prises DIN normalisées 5 broches) : une entrée P.U. magnétique stéréo ; sensibilité 7 mV/47 k Ω ; une entrée tuner stéréo ; sensibilité 150 mV/220 k Ω ; une entrée magnétophone stéréo ; sensibilité 150 mV/220 k Ω .

Ces deux dernières entrées commutables par l'action d'un bouton poussoir qui sélectionne le tuner sur sa position « poussée » et le magnétophone sur sa position « tirée ».

- Bande passante : 40 Hz à 20 000 Hz \pm 1 dB.

- Puissance modulée : 2 x 14 Watts.

- Taux de distorsion à la puissance maximum : 0,5 %.

- Efficacité des correcteurs de tonalité : \pm 15 dB (graves et aigües).

- Correction de présence « Fletcher » (contour).

- Sorties : deux sorties pour enceintes d'impédance 4 Ω ; une sortie casque stéréo (face avant) sur jack coupant les enceintes.

- Alimentation sur secteur 110, 127 ou 220 volts.

- Prise 220 volts pour alimentation d'une platine de lecture.

- Dimensions : 370 x 240 x 90 mm.

ANALYSE DU SCHEMA

Le schéma électrique de cet amplificateur est donné à la figure 1.

Nous pouvons voir immédiatement au niveau des entrées, que la partie P.U. magnétique est équipée de deux préamplificateurs supplémentaires destinés d'une part à rendre compatible les niveaux de cette entrée avec ceux des autres entrées, et d'autre part à effectuer la correction de la courbe de réponse dite correction « R.I.A.A. ».

Les signaux provenant du P.U. magnétique (7 mV maximum) et entrant aux points G et G' de ce préamplificateur double, ressortiront donc en H et H' avec des niveaux comparables aux 150 mV de sensibilité prévue pour les entrées tuner et magnétophone.

AMPLIFICATEUR STÉRÉO

AN24M -MALIK HI-FI



D'autre part, les fréquences élevées, favorisées à l'enregistrement, se trouveront atténuées par ce préamplificateur suivant la courbe RIAA de façon à obtenir une courbe de réponse la plus proche possible de la réalité.

Le jeu des deux inverseurs d'entrée permet alors d'obtenir la sélection des entrées désirées et appliquent les signaux à l'entrée d'un premier étage préamplificateur utilisant le transistor BC209B. Les deux canaux étant exactement similaires, nous allons suivre le schéma pour un seul d'entre eux. Signalons sur ce premier étage la présence d'un condensateur de 82 pF entre col-

lecteur et base du transistor. Ce condensateur affaiblit bien sur les fréquences élevées puisqu'il apporte une contre réaction sélective, mais il est destiné à empêcher des oscillations haute-fréquence qui sont courantes dans des étages de ce type. A noter aussi la contre-réaction par la capacité de 4,7 μ F.

A la sortie de ce premier étage se trouve la commutation « mono-stéréo » qui, dans sa position stéréo laisse passer le signal sur chaque voie en court-circuitant une résistance de 1 k Ω , et dans sa position mono, réunit les deux voies à travers cette même résistance.

On trouve ensuite le potentiomètre de puissance (double) constitué de P₁ et P'₁ faisant tous les deux 100 k Ω . Au même niveau on trouve le filtre de correction physiologique à bas niveau (correction Fletcher) qui peut être mis hors service par court-circuit de la position « normal » de l'inverseur « normal-contour ».

Ce filtre, appelé aussi loudness est constitué d'une résistance de 47 k Ω sur laquelle on trouve en parallèle un condensateur de 680 pF en série avec 33 k Ω .

Vient ensuite le second étage préamplificateur, équipé d'un BC208B (ou BC209 B). La sortie de cet étage va alimenter les correcteurs de tonalité « graves » et « aigües » (P₂ et P₃) très classiques. La sortie de ces contrôles sollicite le potentiomètre de balance qui est double comme celui de puissance (P₄ et P'₄ = 100 k Ω).

Remarquons que lorsque les deux canaux sont équilibrés, on ne prélève sur chaque voie que la moitié du signal amplifié, ce qui constitue une perte de tension. Malgré tout, le gain des différents étages mis en œuvre est suffisant pour rattraper cette perte.

Le signal prélevé sur le curseur du potentiomètre de balance est appliqué ensuite à l'entrée d'un amplificateur opérationnel TBA 800 qui va constituer le dernier maillon de la chaîne préamplificatrice en même temps qu'il servira de driver aux transistors de l'étage de puissance.

★ AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE HI-FI
« MALIK AN 24 »

● PUISSANCE : 2 x 14 watts réels ● Bde PASSANTE : 40 à 20 000 Hz \pm 1 dB
ENTRÉES : PU magnétique - Tuner - Magnétophone.

Correcteurs séparés « graves-aigües » sur chaque voie par potent. linéaires.
● Correcteur FLETCHER ● Prise casque
Dimensions : 370 x 240 x 90 mm - PRIX : 548,00

PROFITEZ DE NOTRE OFFRE EXCEPTIONNELLE !...

● CHAÎNE HI-FI ●

RADIO Constituée par : * L'AMPLI STÉRÉO ci-dessus

* 1 PLATINE « GARRARD » SP25 MK3
Lecteur « Excelsound »

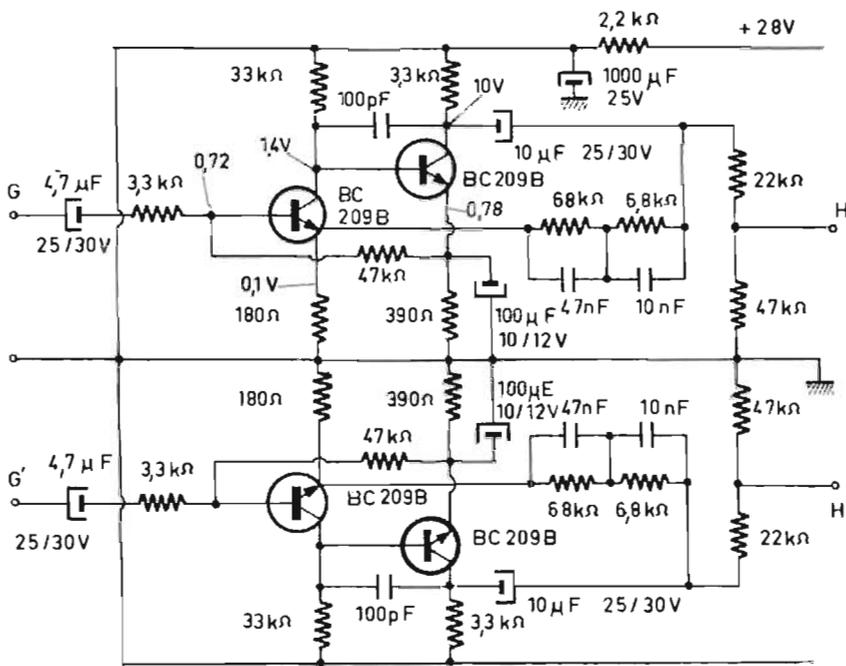
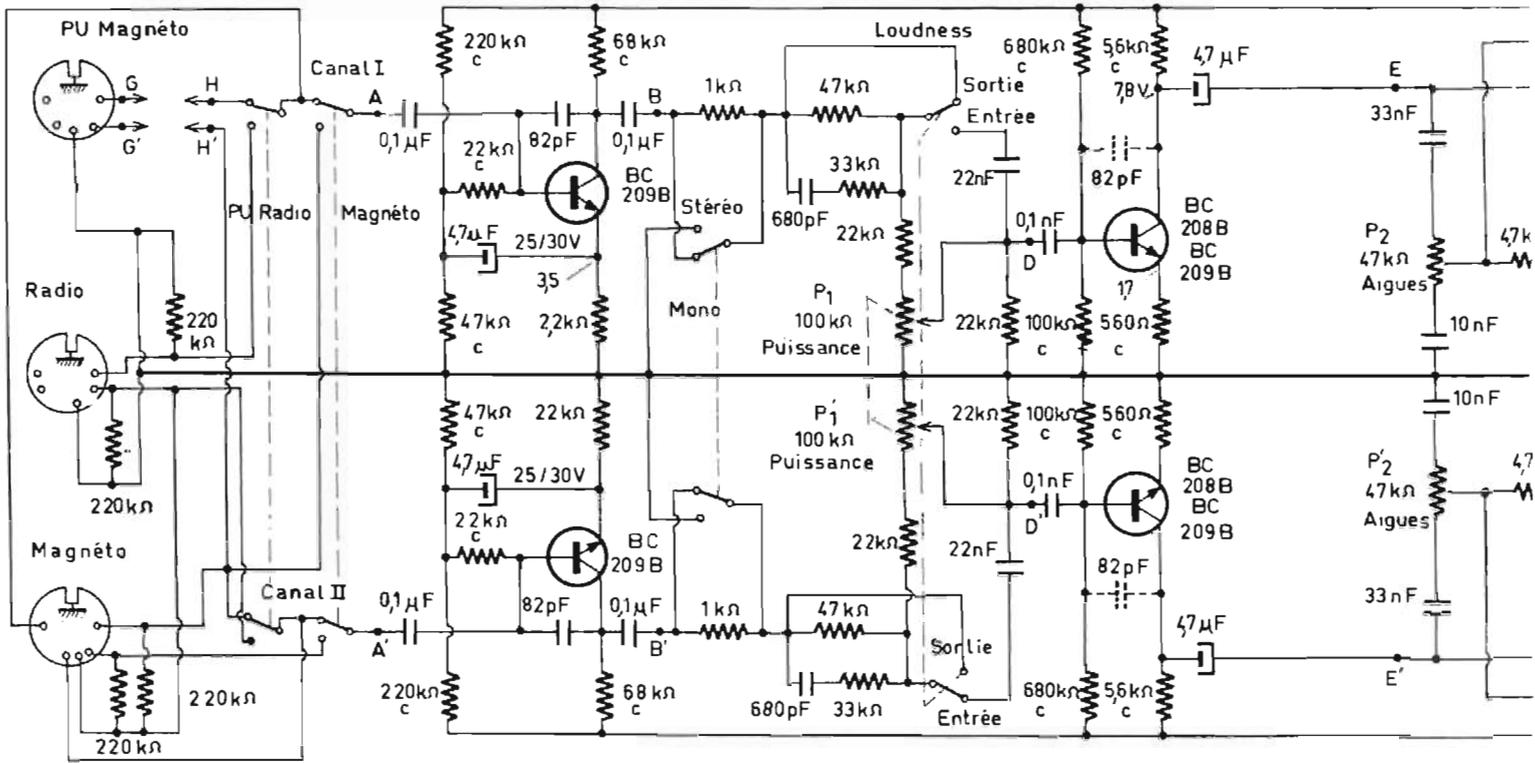
* 2 ENCEINTES ER TS5
à 2 voies

AU PRIX SPÉCIAL de : **1 490 F**

Robur

R. BAUDOIN, Ex-Professeur E.C.E.
102, bd Beaumarchais, PARIS-XI^e
T. 700-71-31 C.C.P. 7062.05 Paris

● PARKING PRIVE réservé à NOS CLIENTS



Secteur ~

Fig. 1

AMPLI-TUNER SHARP « STA 41 »



LE STA41 est un appareil complet, de très bonne conception, dont le rôle se situera au sein d'une chaîne Hi-Fi de niveau élevé en qualité. Il se caractérise principalement par une robustesse et une finition dignes d'éloges.

Le STA41 est fabriqué par « Haya Kawa Electric Co. », à Osaka (Japon), et il apporte une nouvelle preuve des possibilités des industries d'Extrême-Orient.

La formule tuner-amplificateur réunit, comme son nom l'indique, deux appareils distincts, à savoir : un récepteur pour la modulation de fréquence (principalement), et un amplificateur stéréophonique, pour ce tuner, ainsi que pour toutes les autres sources de modulation pouvant se rencontrer dans une chaîne haute-fidélité. Le tuner-amplificateur est cependant un ensemble par lui-même, puisque seulement deux baffles seront à ajouter pour posséder une chaîne en état de fonctionnement.

Sur le STA41, nous trouvons donc un tuner, avec une gamme FM, et FM stéréophonique, et une gamme pour la modulation d'amplitude. (Cette gamme, cependant, ne reçoit pas les grandes ondes.) Pour ce qui est de l'amplificateur stéréophonique, nous pouvons dire qu'il est très élaboré, et qu'il permet d'obtenir une puissance sonore de 50 W RMS par canal, et qu'il est muni de nombreux perfectionnements.

Donc, dès cette toute première approche, le STA41 apparaît bien comme un appareil de haut standing, dans la hiérarchie des équipements de haute fidélité.

CONCEPTION TECHNIQUE

L'importance du schéma de principe de l'appareil ne nous en permet pas une publication complète. Nous nous contenterons donc d'examiner l'ensemble de la conception, avec quelques arrêts sur des points particulièrement intéressants.

Nous n'avons pas compté moins de cinquante-trois transistors dans cet appareil. C'est encore une fois souligner le degré d'élaboration du schéma.

Le tuner comporte tout d'abord une tête haute fréquence, équipée de trois transistors, un amplificateur, un oscillateur, et un mélangeur. On trouve sur l'étage oscillateur un retour de la détection, permettant de réaliser un contrôle automatique de fréquence, grâce à l'emploi désormais classique d'une diode à capacité variable. Quatre étages moyenne fréquence suivent ce circuit HF, et précèdent la détection. Pour la réception de la modulation d'amplitude, une antenne cadre, orientable, est placée à l'arrière de l'appareil. La sortie de l'étage moyenne fréquence débouche sur une détection du type classique, au niveau de laquelle un transistor se trouve relié, constituant l'élément principal d'un étage de contrôle, avec vu-mètre inclus

dans le circuit collecteur de ce transistor.

Le décodeur FM multiplex est pour sa part relativement simple, puisqu'il ne comporte que cinq transistors, dont deux en darlington, faisant fonctionner le voyant indicateur de réception stéréophonique.

L'amplificateur basse fréquence est pour sa part aussi élaboré que les parties « radio ». Un circuit préamplificateur d'égalisation, comportant trois transistors par canal, débute cette section, avec des entrées pour PU magnétique. Un transistor précède ensuite les étages correcteurs de tonalité, suivis eux-mêmes d'étages en émetteurs communs allant jusqu'à l'attaque du module de puissance. Tout cela est truffé de contre-réactions, filtres, et autres dispositifs destinés à améliorer la restitution sonore. Le module de puissance est pour sa part assez classique, puisqu'il comporte principalement des drivers, et des transistors de puissance, en push-pull, avec sortie par capacité chimique de valeur élevée.

Comme il ressort de ce rapide examen, la technique de l'appareil STA41 est plus classique que révolutionnaire, et c'est plus un choix de circuit soigné qu'ont fait les ingénieurs de chez Sharp, qu'un choix de nouveauté proprement dit.

Ce soin dans la conception se ressent encore quand on ouvre l'appareil, et qu'on étudie la réalisation mécanique de l'ensemble. Sur un châssis métallique de taille imposante, des circuits sont disposés, constitués de composants en rangs serrés et ordonnés sur les plaques de bakélite soudées à la vague. (Méthode qui consiste, au lieu de souder les composants un par un, à plonger la plaquette dans un bain de soudeure chaude. Une circulation en chaîne dans le bain est établie, afin que l'opération soit à la fois très rapide et bien faite.)

Chaque circuit se trouve bien fixé, bien isolé, tant sur le plan électrique que sur le plan des éventuels rayonnements.

Les radiateurs pour les transistors de puissance sont de taille maxi, ce qui ne les empêche pas d'occuper la position idéale : verticale, dans le sens des ailettes, ce qui permet le meilleur des refroidissements.

En somme, le STA41 est un appareil généreusement conçu, et qui doit, sans aucun doute, posséder dans le temps des qualités de stabilité et de solidité que bien d'autres réalisations à tendance plus moderne n'auront pas.

POSSIBILITES, PERFORMANCES

Ce chapitre va nous permettre de concrétiser notre description au moyen des chiffres, indispensables compléments à un jugement correct.

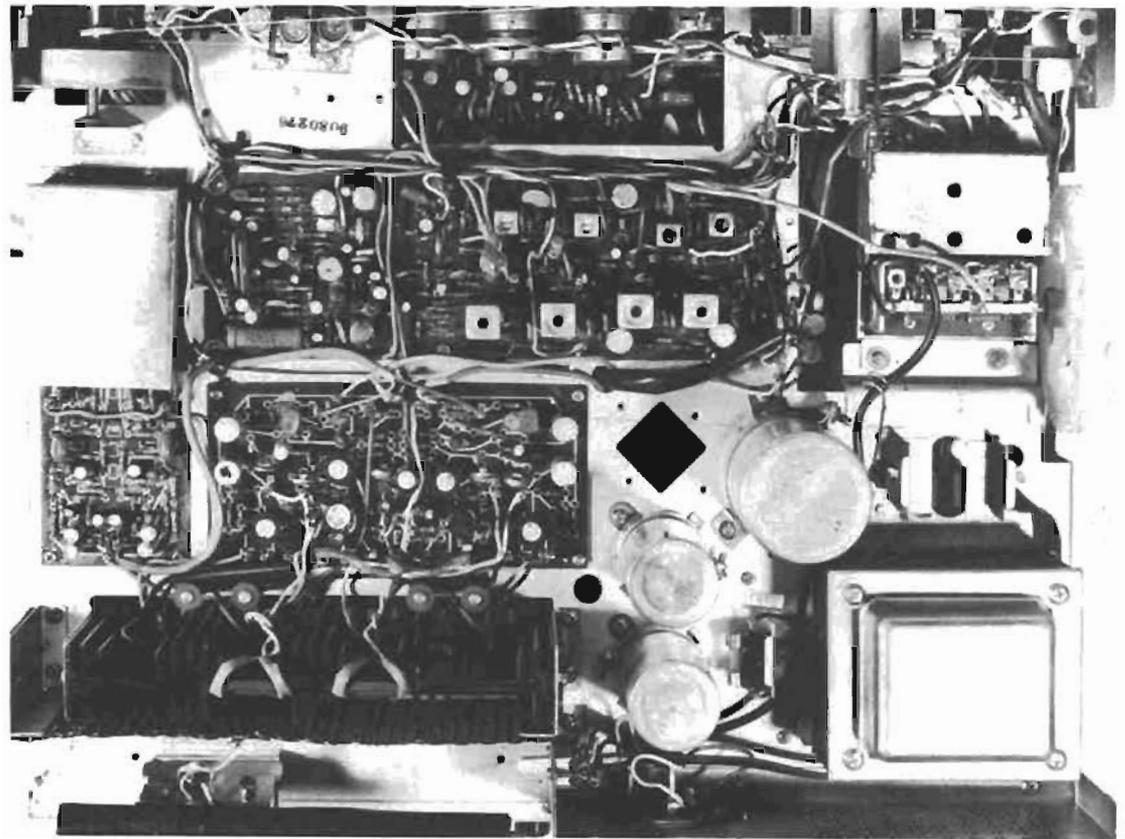
Section tuner :

La gamme FM couvre une bande de fréquences comprise entre 88 et 108 MHz. La sensibilité de l'étage HF est de 2 μ V. La bande passante s'étale de 20 à 15 000 Hz. La réjection image à 106 MHz est de 40 dB et le rapport signal/bruit ne descend pas en dessous de 50 dB. La distorsion ne dépasse pas 1 %. Avec de telles performances, la section FM permet d'obtenir une séparation des canaux de l'ordre de 35 dB. Signalons encore que la gamme modulation d'amplitude, quoi que moins intéressante sur un appareil de haute fidélité, n'est absolument pas sacrifiée. Elle couvre la bande comprise entre 530 et 1 605 kHz, que l'on appelle usuellement les « Petites Ondes ». (Cette gamme permet néanmoins la réceptions de programmes variés, comme l'O.R.T.F., avec en particulier F.I.P. pour Paris, F.I.M. pour Marseille, de nombreux émetteurs régionaux, Radio Luxembourg langue anglaise - 208 m - pour ceux qui aiment les programmes pops, etc.). La sensibilité maximum de l'étage est de 30 μ V/m. Il est contrôlé, comme la modulation de fréquence, par un vu-mètre.

Section amplificateur :

Cette section permet d'obtenir une puissance RMS de 50 W par canal, avec seulement 0,8 % de distorsion. A puissance nominale (à savoir environ 25 W par canal), la distorsion harmonique ne dépasse pas 0,2 %. La bande passante s'étend de 20 à 20 000 Hz, et la réponse en fréquences à - 3 dB s'étend de 15 à 40 000 Hz. La séparation des canaux est au minimum de 50 dB. L'impédance de sortie pour les haut-parleurs est de 8 et 16 ohms. Les entrées assurent l'obtention de la puissance caractéristique, avec des signaux dont les valeurs sont les suivantes :

- Phono magnétique : 1,5 mV
- Phono céramique : 150 mV.
- Auxiliaire : 150 mV.
- Bande : 150 mV.
- Tête pour bande : 1 mV.



Les contrôles et filtres permettent d'obtenir les corrections suivantes :

- Contrôle des basses : \pm 10 dB à 100 Hz.
- Contrôle des aigus : \pm 10 dB à 10 kHz.
- Contrôle physiologique (« loudness ») : + 10 dB à 50 Hz et + 5 dB à 10 kHz.
- Filtre bas : - 11 dB à 50 Hz.

- Filtre haut : - 8 dB à 10 kHz.

D'autre part, il nous faut donner encore quelques caractéristiques d'ordre général, concernant le STA41 : l'appareil peut bien entendu être alimenté en 110 et 220 V, 50 et 60 Hz. Sa consommation peut atteindre 100 W. Ses dimensions sont les suivantes : 465 x 160 x 400 mm. Son poids est de 10,7 kg.

Muni de toutes les protec-

tions nécessaires, tant sur l'alimentation que sur les étages de sortie, cet appareil possède encore sur sa face avant une prise casque normalisée, autocommutatrice. Les commandes sont groupées sur cette face avant, et figurent en ligne ordonnée sur la plaque noire brillante. Au-dessus de cette bande, apparaît le cadran, au milieu d'une plaque en aluminium brossé, profondément gravée. Sur le cadran, des témoins de couleurs différentes figurent les opérations réalisées au moyen des commutateurs de fonctions.

En conclusion : nous devons encore signaler et souligner que c'est principalement dans le sens de la qualité de la performance qu'ont été étudiés les circuits du STA41, ne laissant pas de place à des techniques d'avant-garde non confirmées.

Il en résulte que le STA41 est un appareil de très haut niveau, et que son acquéreur est assuré d'un très long usage dans des conditions parfaites, avec malgré tout, une esthétique tout à fait à la mode, et dans la lignée des appareils de grande classe.

Y.D.

CET MATERIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

AMPLI SHARP STA-41 - 2 x 50 watts RMS

Courbe de réponse 15 à 40 000 Hz à \pm 1 dB. Sensibilité FM 1,5 microvolt. Dimensions 150 x 350 x 600 **1 800 F**

Avec 1 platine GARRARD SP25, socle et couvercle, cellule magnétique. 2 enceintes AUDIO 4 50/S, puissance admissible 50 W. 3 HP : médium 10 cm, boomer 21 cm, tweeter 6 cm. B.P. 20/20 000 Hz. Dimensions 600 x 340 x 220.

2 400 F Prix exceptionnel du Festival du Son

A crédit : 1^{er} versement 750 F et 94,90 par mois

AUDIOCLUB
RADIO-STOCK

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél 208.63.00
607-05-09 - 607-83-90

Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 à 19 h. Nocturnes tous les jeudis jusqu'à 22 h.

Parking : 34, rue des Vinaigriers - C.C.P. PARIS 5379-89

SÉLECTION DE CHAÎNES HI-FI



CHAÎNES PIONEER LX880

A - CHAÎNE PIONEER LX880

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Pioneer LX880, une platine ERA444, 2 enceintes Scott S15.

Le tuner-amplificateur Pioneer LX880. Trois gammes d'ondes : longues, moyennes et FM-MLX. Le préamplificateur et l'amplificateur principal peuvent être utilisés séparément. Muni à l'arrière d'une fiche pour microphone. Puissance musicale : 90 W (à 4 Ω), 74 W (à 8 Ω). Distorsion harmonique : moins de 0,5 % (à 1 kHz). Courbe de réponse : 20-80 000 Hz + 2 dB. Sensibilité FM pratiquée : 2 μV. Diaphonie : 35 dB (à 1 kHz). Gammes synthétisées : FM : 87,5-108 MHz, ondes moyennes : 525 - 1 605 kHz, longues ondes : 150-350 kHz. Alimentation : 110, 117, 130, 220, 240 V (adaptable). Dimensions : 430 × 332 mm. Poids : 11,8 kg.

La platine ERA 444. Platine tourne-disque 2 vitesses : 33 et 45 tours. Bras à pivot fictif. Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd de 30 cm de diamètre. Entraînement par courroie. Dimensions : 410 × 310 × 130 mm.

L'enceinte acoustique Scott S15. Enceinte fermée. 3 haut-parleurs. Impédance : 8 Ω. Système à 3

voies. Bande passante : 35 - 20 000 Hz. Puissance : 50 W. Réglage spécial des aiguës. Présentation noyer ou laqué blanc. Dimensions : 298 × 597 × 229 mm. Poids : 11,5 kg.

une platine Lenco L78, deux enceintes Cabasse Dinghy 2.

Le tuner-amplificateur LX880 (voir chaîne précédente).

La platine Lenco L78. Plateau lourd : 4 kg. Diamètre du plateau : 312 mm. Réglage continu des vitesses. Moteur 4 pôles à axe conique. Vitesses : 16, 33, 45 et 78 tours. Arrêt automatique en fin de disque. Dimensions : 385 × 330 mm.

Equipement : 2 H.P. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible : 24 W. Poids brut : 13 kg. Dimensions : L 29 - H 60 - P 23,6 cm. Finition standard : acajou, noyer, chêne, teck, verni mat, teinte naturelle. Impédance standard : 8 ou 16 Ω. Courbe de réponse : 45-18 000 Hz.

B - CHAÎNE PIONEER LX880

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Pioneer LX880,

L'enceinte Cabasse Dinghy 2.

C - CHAÎNE PIONEER LX880

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Pioneer LX880, une platine Thorens TD150, deux enceintes Acoustic Research AR6 Pin.

Le tuner-amplificateur LX880 (voir chaîne A).

La table de lecture Thorens 150-II. Cet appareil bivitresse — 33 1/3, 45 tr/mn — est entraîné par un moteur synchrone 16 pôles, à vitesse lente, garantissant une régularité de marche absolue. Le moteur est fixé au châssis principal rigide de la platine et il entraîne directement le plateau par une longue courroie caoutchouc faisant office de filtre.

L'enceinte acoustique AR6. Enceinte acoustique deux voies. 1 haut-parleur de graves 203 mm. 1 haut-parleur d'aiguës 38 mm. Niveau réglable des aiguës. Impédance 8 Ω. Dimensions : 305 × 495 × 178.

SIFI-CLUB GENERAL

53, rue Traversière, PARIS-12^e

Tél. : 344-67-00

QUELQUES SUGGESTIONS DE CHAINES HAUTE FIDELITÉ CONCUES AVEC...

CHAÎNES PIONEER

- 1** : Un ampli-tuner LX880 Pioneer, une table de lecture Era 444 cellule magnétique Shure 75/6, socle et plexi, deux enceintes Scott S15. L'ensemble 4 500 F
- 2* : Un ampli-tuner LX880 Pioneer, une table de lecture Lenco L78 cellule magnétique, socle et plexi, deux enceintes Cabasse Dinghy II. L'ensemble 4 800 F
- 3* : Un ampli-tuner LX880 Pioneer, une table de lecture Thorens TD150/2, cellule magnétique Shure 75/6, deux enceintes Acoustic Research AR6PIN. L'ensemble 4 950 F

CHAÎNES MARANTZ

- 1** : Un ampli-tuner Marantz 2010, une table de lecture Connoisseur BD2, cellule magnétique Shure 75/6, socle et plexi, deux enceintes Scott S17. L'ensemble 3 560 F
- 2* : Un ampli-tuner Marantz 2010, une table de lecture Lenco L75, cellule magnétique, socle et plexi, deux enceintes Eole 180 Scientelec. L'ensemble 3 290 F
- 3* : Un ampli-tuner Marantz 2220, une table de lecture Era 555, cellule magnétique Shure 75/6, socle et plexi, deux enceintes AR4XPIN. L'ensemble 4 450 F

CHAÎNES SCOTT

- 1** : Un ampli-préampli Scott 255S, une table de lecture B55H Lenco, cellule magnétique, socle et plexi, deux enceintes Eole 180 Scientelec. L'ensemble 2 350 F
- 2* : Un ampli-préampli Scott 235S, une table de lecture Garrard SP25 MKIII, cellule magnétique, socle et plexi, deux enceintes Siare XI. L'ensemble 1 570 F
- 3* : Un ampli-tuner Scott 636S, une table de lecture Rotofluid Barthe SP, cellule magnétique Shure 75/6, socle et plexi, deux enceintes Scott S17. L'ensemble 3 720 F

PRIX TOUTES TAXES COMPRISES



CHAÎNES MARANTZ

A - CHAÎNE MARANTZ 2010

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2010, une platine Connoisseur BD2, deux enceintes Scott S17.

L'ampli-tuner Marantz 2010. Ampli-tuner stéréophonique. Section tuner, gamme FM 88 à 108 MHz. Sensibilité $2,8 \mu V$ à 30 dB. Distorsion harmonique totale mono 0,6%. Réponse en fréquence $\pm 1,5$ dB de 20 à 15 000 Hz. Sélectivité > 48 dB. Antenne 300 Ω ou 75 Ω . Gamme AM 530 à 1 605 kHz. Sensibilité $> 25 \mu V$. Antenne ferrite. Section audiofréquence. Ampli puissance 2×10 W efficaces sur 8 Ω . Distorsion harmonique $< 1\%$ dans les limites 40 à 16 kHz. Réponse en fréquence $\pm 1,5$ dB, 20 à 20 000 Hz. Rapport signal/bruit. Phono 93 dB. Sensibilité entrées phono 2,2 mV/47 k Ω . Sorties

magnétophone : 0,775 V/47 k Ω . Casque : 1 V/8 Ω .

La platine Connoisseur BD2. 2 vitesses : 33 et 45 tours. Dimension du plateau : 25 cm; Poids du plateau : 1,2 kg. Moteur synchrone. Dimensions : 390 \times 342 \times 120 mm.

L'enceinte Scott S17. Puissance : 35 W. Diamètre H.P. : 200 mm. Diamètre du tweeter : 75 mm. Impédance : 8 Ω . Bande passante : 40 à 20 000 Hz. Dimensions : 267 \times 457 \times 216 mm. Poids : 7,5 kg.

B - CHAÎNE MARANTZ 2010

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2010, une platine Lenco L75, deux enceintes Scientelec Eole 180.

Le tuner-amplificateur Marantz 2010 (voir chaîne précédente).

La platine Lenco L75 (voir chaîne Pioneer B).

L'enceinte Scientelec Eole 180. Système à 2 voies. H.P. de 21 cm + tweeter. Bande passante : 25 Hz à 20 kHz. Puissance admissible : 15 à 35 W. Impédance : 4 à 8 Ω . Dimensions : 425 \times 293 \times 240 mm. Poids : 10 kg.

C - CHAÎNE MARANTZ 2220

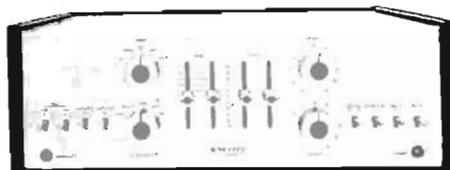
Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2220, une platine ERA 555, deux enceintes Acoustic Research AR4 Pin.

L'ampli-tuner Marantz 2220. Ampli-tuner stéréophonique. Gamme FM 88 à 108 MHz. Gamme AM 530 à 1 605 kHz.

Antenne AM ferrite, FM 300 Ω et 75 Ω . Section audiofréquence. Puissance de sortie 40 W efficaces sur 8 Ω . Distorsion harmonique totale $< 0,9\%$. Bande passante (IHF) 10 à 50 000 Hz. Alimentation 110 à 240 V, 50/60 Hz. Dimensions : 42,5 \times 12,7 \times 36 cm.

La platine ERA 555. Platine à pivot fictif. Moteur synchrone. Compensateur de poussée latérale. 2 vitesses : 33 et 45 tours. Diamètre du plateau : 30 cm. Dimensions : 41 \times 31 \times 13 cm.

L'enceinte acoustique AR4X Pin. Puissance 15 W eff. Impédance 8 Ω . Équipement : haut-parleur grave à suspension acoustique de 203 mm. Tweeter à cône, à large dispersion de 63 mm de diamètre. Réglage de niveau du tweeter. Dimensions : 254 \times 280 \times 230 mm. Poids : 8,4 kg.



CHAÎNES SCOTT

A - CHAÎNE SCOTT 255S

Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 255S, une platine Lenco B55 et deux enceintes Scientelec Eole 180.

L'amplificateur Scott 255S.

Puissance : 2×30 W. Bande passante : 15 Hz à 35 kHz. Sensibilité et impédance des entrées : cellule : 2,5 mV/50 k Ω ; tuner : 120 mV/25 k Ω Supplémentaire : 120 mV/25 k Ω ; magnéto : 120 mV/25 k Ω Impédance de sortie : 8 Ω Contrôles de tonalité. Graves : ± 12 dB à -10 dB à 50 Hz. Aiguës : $+12$ dB à -15 dB à 10 kHz. Dimensions : 413 \times 222 \times 124 cm. Poids : 6 kg.

La platine Lenco B55. Platine tourne-disque 4 vitesses : 16, 33, 45 et 78 tours. Diamètre du plateau : 300 mm. Poids du plateau : 1,4 kg. Moteur 4 pôles à axe conique. Longueur du bras : 238 mm. Dimensions : 375 \times 300 mm. Poids : 5,5 kg.

L'enceinte Scientelec Eole 180 (voir chaîne Marantz B).

B - CHAÎNE SCOTT 235S

Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 235S, une platine Garrard SP25 avec cellule Excel, deux enceintes Siare X1.

L'amplificateur Scott 235S.

Amplificateur stéréo 2×15 W eff./8 Ω Distorsion harmonique 0,5%. Bande passante 20 à 20 000 Hz. Sensibilité PU magnétique 2,7 mV/50 k Ω ; céramique 90 mV/2 k Ω . Rapport signal/bruit -60 dB.

La platine Garrard SP25. Tourne-disque 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours. Diamètre du plateau : 26,7 cm. Moteur asynchrone tripolaire. Pose automatique du bras. Réglage de la force d'application. Correcteur de poussée latérale. Dimensions : 383 \times 317 mm.

L'enceinte Siare X1.

Puissance nominale 8 watts; puissance de crête 12 watts; impédances standard 4/5-8 ohms; raccordement : cordon et fiche DIN; coffret bois noyer d'Amérique; hauteur 260 mm; profondeur 240 mm; largeur 150 mm; poids 2,6 kg; bande passante 40-18 000 Hz.

Cette enceinte est équipée d'un nouveau haut-parleur spécial 13 cm à suspension plastifiée avec bicône d'aigus.

C - CHAÎNE SCOTT 636S

Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 636S, une platine Barthe Rotofluid SP, deux enceintes Scott S17.

Le tuner-amplificateur Scott 636S. Ampli-tuner stéréophonique. Puissance (RMS) : 20 W efficaces par canal sur 8 Ω Bande passante à la puissance nominale : 20-20 000 Hz. Sensibilité phono :

2,5 mV. Facteur d'amortissement : 20 à 8 Ω Impédance de sortie : 8 Ω Volume. Balance. Contrôle tonalité par double potentiomètre à friction. Sélecteur d'entrée : Phono, FM, AM. Section tuner : AM Sensibilité : 180 μ V/m. Sélectivité : 30 dB (+ 10 kHz). Bande passante : 6 kHz à -6 dB. Tuner FM : sensibilité 11,9 μ V. Fréquence 87,5 à 108 MHz. Rapport signal/bruit 65 dB. Diaphonie 35 dB à 1 kHz. Alimentation 100 à 250 V 50/60 Hz. Consommation 150 W. Dimensions : 435 \times 117 \times 265 cm.

La platine Barthe Rotofluid.

Plateau lourd de 4,5 kg. Diamètre 30 cm en métal non magnétique, entraînement par courroie. Vitesses 33 et 45 tours. Moteur synchrone 16 pôles. Longueur du bras : 340 mm. Angle du bras : 22°30'. Réglage du bras par deux contrepoids. Dispositif antiskating. Poids total : 7,6 kg.

L'enceinte Scott S17 (voir chaîne Marantz A).

LA PLATINE DE MAGNÉTOPHONE AKAI 4000DS



LA firme Akai a mis récemment sur le marché cette platine à deux vitesses monomoteur offrant de grandes possibilités grâce à son bloc à 3 têtes, qui permet l'enregistrement et la lecture en mono ou stéréo, et tous les trucages, du-play, multiplay, mélanges de sources. Les différentes caractéristiques répondent aux normes Hi-Fi, et les corrections d'enregistrement sont prévues pour chaque vitesse par commutation, ainsi que l'utilisation avec bande magnétique courante ou de haute qualité. La partie mécanique est très soignée, l'exploitation très simple.

CARACTERISTIQUES

Platine magnétophone deux vitesses, 9,5-19 cm/s.

Combinaison de pistes : mono-stéréo.

Entraînement : moteur synchrone 4 pôles, avec ajustage de la vitesse selon la fréquence réseau 50-60 Hz par un dispositif à courroie analogue à celui utilisé sur tourne-disque pour le changement de vitesse 33-45 tr/mn.

Diamètre des bobines : 180 mm.

Bloc de têtes : 3 têtes, effacement, enregistrement, lecture ; les deux dernières à entrefer de $1 \mu\text{m}$.

Précision de vitesse : 2 %.

Pleurage et scintillement : < 0,15 % RMS à 19 cm/s, < 0,2 % RMS à 9,5 cm/s.

Correction à la lecture : selon spécification NAB.

Fréquence de prémagnétisation : 100 kHz.

Courbe de réponse : bande de haute qualité (Akai STR) : 30 Hz-23 kHz à 19 cm/s, 30 Hz-16 kHz à 9,5 cm/s, ± 3 dB ; bande normale : 30 Hz-20 kHz à 19 cm/s, 30 Hz-14 kHz à 9,5 cm/s, ± 3 dB.

Distorsion harmonique : 1,5 % à 1 kHz niveau 0 du vu-mètre.

Rapport signal/bruit : > 50 dB.

Dynamique d'effacement : > 70 dB.

Séparation des voies (diaphonie) : > 70 dB en mono, > 50 dB en stéréo.

Capacité d'enregistrement : avec bande de 400 m à 9,5 cm/s, 2 heures.

Rebobinage : 2 mn à 2 mn 30 pour 400 m de bande.

Entrées : ligne ou microphone, avec contrôle de niveau sur chacune et sur chaque canal, au standard jack pour les micropho-

nes, DIN et CINCH pour les lignes.

Sensibilité des entrées : commutable haut et bas niveau sur prise DIN, 7 mV/0,4 V, micro 0,8 mV/5 k Ω , ligne 60 mV/150 k Ω .

Sortie ligne : niveau 0 dB 1,23 V sur 100 Ω , à boucler sur charge > 20 k Ω .

Sortie casque : 30 mV/8 Ω , commutable en monitoring ou écoute de la source.

Alimentation : 110-220 V, 50-60 Hz.

Consommation : 35 W.

Encombrement : 406 x 314 x 194 mm, pour un poids de 11,4 kg.

PRESENTATION

Les constructeurs japonais nous ont habitués à des réalisations d'aspect très soigné, ayant un « cachet » de bon goût. La platine Akai 4000DS répond tout à fait à ce style très marqué. L'appareil est logé dans un coffret en bois aux tons chauds, agencé pour permettre le fonctionnement vertical ou horizontal.

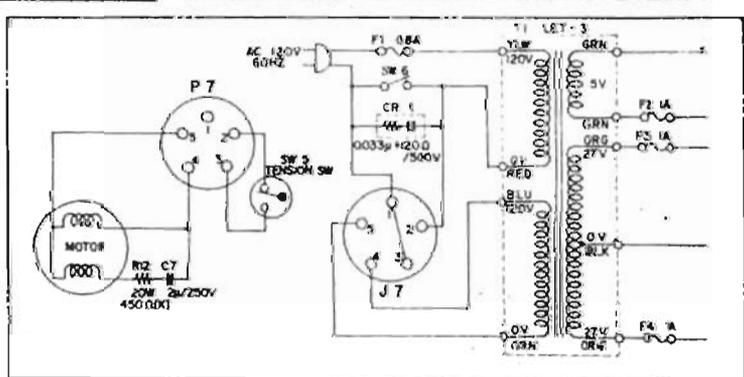
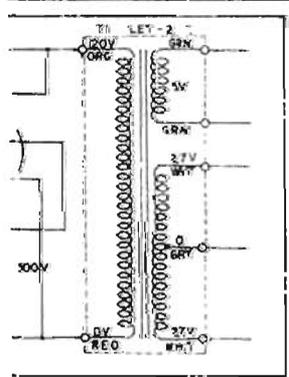
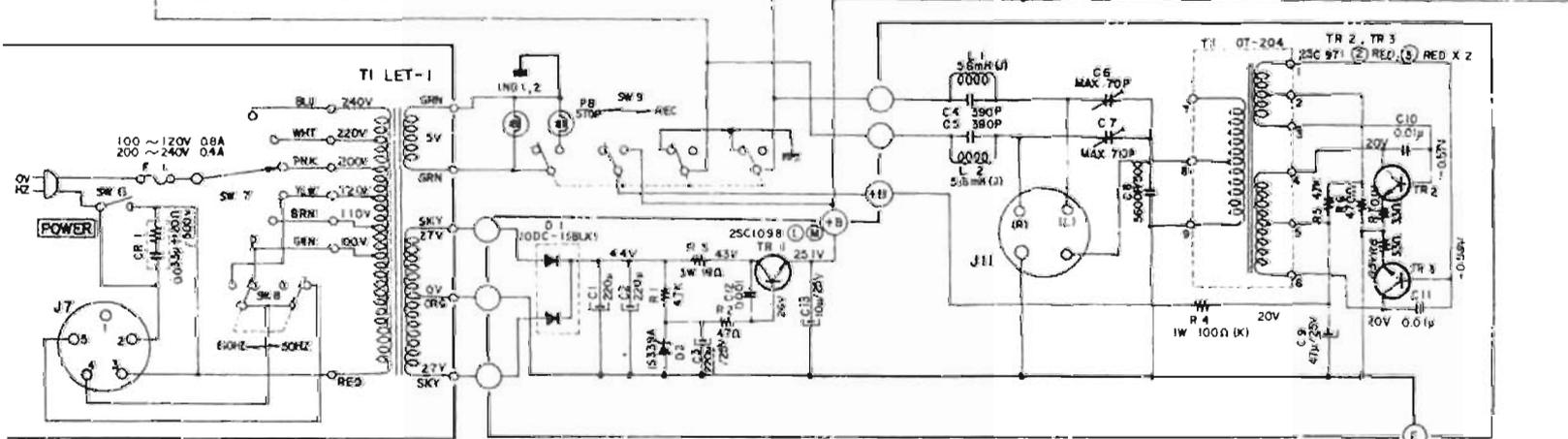
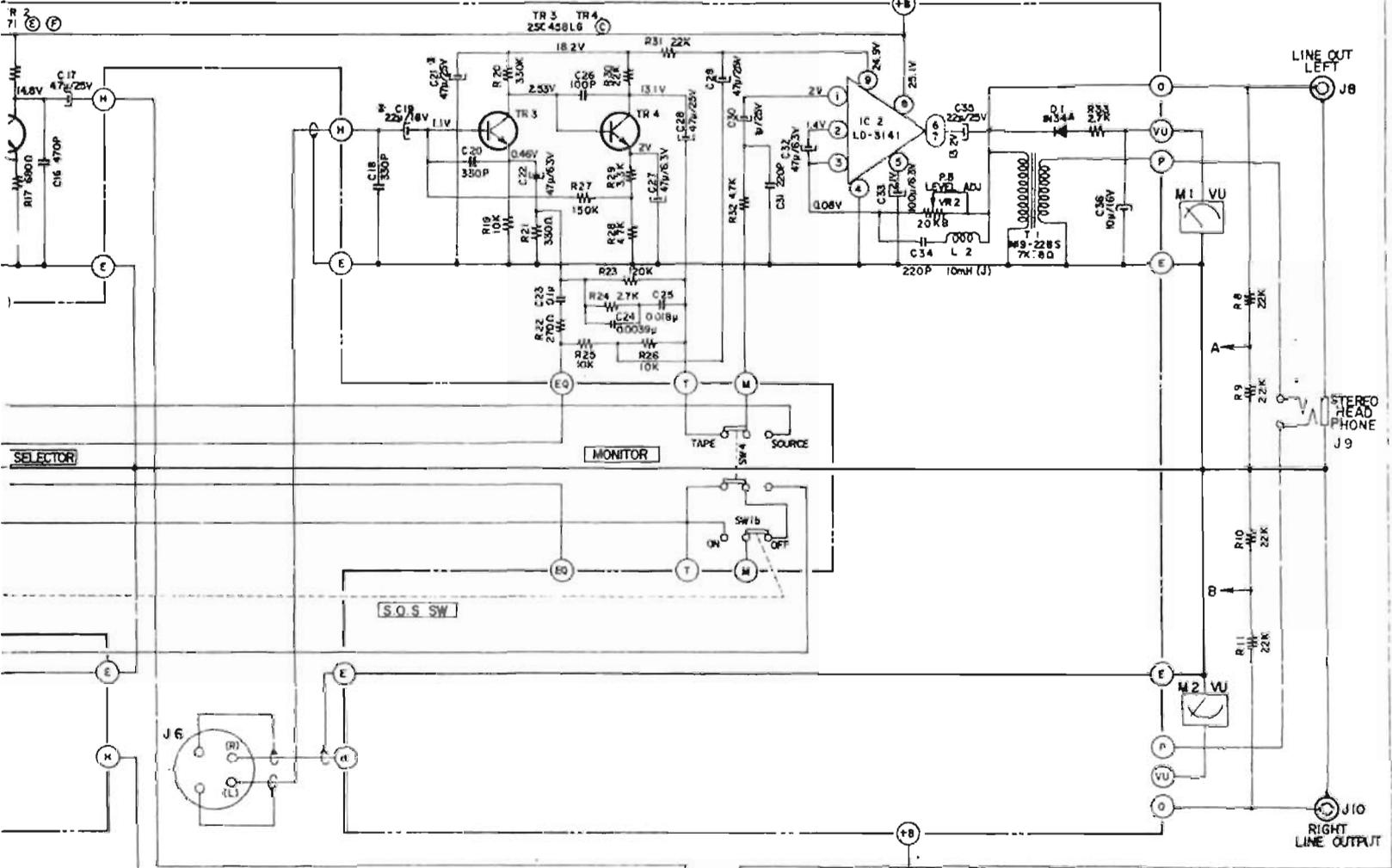
Le changement de vitesse 9,5/19 cm/s est réalisé comme sur les enregistreurs profession-

nels, en adaptant le diamètre du cabestan. En 9,5 cm/s, l'axe est d'un diamètre de 4 mm environ, sur lequel on enfle une bague d'un diamètre supérieur pour obtenir la vitesse de 19 cm/s. L'extrémité de l'axe du cabestan est fileté et sur la vitesse supérieure, après avoir disposé la bague d'adaptation, on bloque celle-ci à l'aide d'un petit écrou moleté. Ces deux pièces sont disposées sur une tige située au-dessus du bloc de têtes lorsqu'elles ne sont pas employées.

Le guide bande et le galet presseur sont également dérivés des enregistreurs professionnels ; ce dernier est d'un important diamètre, 40 mm. Le bloc de têtes magnétique est d'une réalisation mécanique très élaborée, permettant le défilement dans des conditions optimales. Un dispositif d'arrêt en fin de bande est installé, qui coupe l'alimentation complète de la platine.

Un bandeau noir situé au bas de la face avant, reçoit de gauche à droite, le voyant enregistrement surmontant la prise casque, les potentiomètres coaxiaux de réglage du niveau des entrées microphones ou ligne encadrant les deux vu-mètres, et quatre interrupteurs à bascule permettant respectivement la commu-

PRE AMP P.C. BOARD. LE-5022



POWER SUPPLY & O.S.C. P.C. BOARD. LE-5021

CSA 4000DS

un choix des prix...

chez le grossiste INTERCONSOM

présente l'éventail le plus large du marché des grandes marques

hi-fi

era - scientelec - arena - enceintes b & w - lansing - perless - nivico - braun - ferguson - merlaud - elac - cabasse - connoisseur - dual - tandberg - koss - goodmans - dokorder - kef - teac - ferrograph - hencot - korting - leak - lenco - yamaha - voxson - philips - toshiba - quad - revox - saba - sansui - schaub-lorenz - aiwa - wega - shure - sony - telefunken - thorens - uher - servo-sound - whaferdale - filson - mcintosh - stax-elipson - kenwood - harman - kardon - scott - barthe - radford - téléwatt, etc.

Bandes BASF

audio-visuel-magnétoscope

akai - nivico - philips

photo

asahi pentax - cosina - hasselblad - fugica - ahel - zeiss - bauer - zenith - soligor - minolta - rollei - topcon - pentacon - petri - yashica - miranda - braun - eumig - prestinox - gossen - metz - durst - promos - krokus - bauer - nikon - canon.

piéds ciné - écrans - colleuses - jumelles - projecteurs - agrandisseurs et tous les appareils japonais, etc.

musique

orgues - pianos électroniques - instruments de musique lourds et légers.

TÉLÉVISEURS...

APPAREILS RÉVOLUTIONNAIRES
DE MASSAGE - Puissance 45 W

SI VOUS RÉSIDEZ EN PROVINCE, écrivez à INTERCONSOM, qui ne vous enverra pas de documentation superflue, ni de tarif général, il vous expédiera sous 24 h le devis du matériel de votre choix (préciser marque et modèle), crédit possible (joindre enveloppe timbrée).

Service après-vente rapide - Réparations toutes marques

Grâce à son pouvoir d'achat INTERCONSOM est le seul à pouvoir vous livrer le matériel (sous emballage d'origine).

A UN PRIX

INTERCONSOM 8, rue du Caire
75-PARIS-2^e

IMPORT - EXPORT - GROS

Ouvert du lundi au samedi de 8 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h

d'amplification utilisant le circuit intégré IC₁, qui comporte une boucle de correction R₁₀-C₁₀, puis sont dirigés simultanément vers l'étage de sortie, transistor TR₂, et le potentiomètre VR₁ puis les circuits de monitoring. Les signaux de l'entrée ligne, d'amplitude 60 mV sont dirigés vers l'entrée du circuit intégré IC₁, via la commande arrêt-marche SW_{1a} et le potentiomètre de réglage de niveau LINE.

L'étage TR₂ comporte un circuit de correction émetteur, utilisant la bobine L₁ et la résistance R₁₆, auxquels sont ajoutés les condensateurs C₁-C₂-C₃ selon le type de bande utilisée. Le signal de sortie traverse le condensateur C₁₇, puis parvient à l'entrée de la prise I₁₁ à travers les filtres de blocage L₁-C₄ et L₂-C₅ où il se trouve mélangé au signal HF de prémagnétisation. Ce signal HF est produit par l'oscillateur TR₂-TR₃, et le connecteur J₁₁ est relié aux têtes d'enregistrement et d'effacement en passant par la prise P₁₁.

Lecture. Les têtes de lecture sont raccordées à travers les prises P₆-J₆ et les signaux parviennent à la base du préamplificateur de lecture, transistors TR₃-TR₄. L'étage d'entrée TR₃ reçoit un signal de contre réaction local à travers C₂₀ et global à travers le réseau R₂₂-R₂₃-R₂₄-R₂₅-R₂₆ et C₂₃-C₂₄-C₂₅ ajusté selon la vitesse à la courbe de reproduction NAB par commutation des condensateurs C₁-C₂-C₃. En sortie du préamplificateur, les signaux traversent le commutateur SW₄ qui sélectionne la source en monitoring. En position TAPE, on peut lire les signaux sur la bande, à la lecture ou à l'enregistrement; à l'enregistrement on peut contrôler le niveau des signaux d'entrée après réglage de niveau.

L'amplificateur de lecture utilise le circuit intégré IC₂. Dans le circuit de sortie de cet étage est installé le potentiomètre de réglage du niveau de sortie VR₂ agissant dans la boucle de contre réaction. La sortie ligne est directement raccordée à cet endroit ainsi que le vu-mètre de contrôle, et les sorties sur prise DIN. Le transformateur T₁ adapte l'impédance casque de 8 Ω à la sortie du circuit intégré. L'alimentation est assurée par redressement double alternance, puis régulée et filtrée par le transistor ballast TR₁ et la diode zener D₂.

MESURES

Electronique. La bande passante enregistrement lecture est

de 30 Hz - 20 kHz ± 3 dB à 19 cm/s, de 30 Hz - 15 kHz ± 3 dB à 9,5 cm/s, avec bandes de caractéristiques standard. Le rapport signal sur bruit est de 51 dB non pondéré.

La dynamique d'effacement atteint 66 dB, pour une fréquence de prémagnétisation mesurée de 104 kHz.

La distorsion harmonique est de 1,6 % à 1 000 Hz, enregistrement au niveau 0 dB du vu-mètre.

La séparation des canaux atteint 49 dB en stéréo.

Tous ces résultats de mesures sont conformes à ceux annoncés par le constructeur.

Mécanique. La précision de vitesse en 19 cm/s est de 0,6 %, en 9,5 cm/s de 0,7 %. Le pleurage + scintillement en RMS est de 0,18 % à 19 cm/s, de 0,21 % à 9,5 cm/s. A noter la précision de vitesse, bien supérieure à celle annoncée. Le reboinage de 360 m de bande dure 2 mn 10 secondes.

UTILISATION

L'appareil est d'une exploitation très aisée, mais l'on peut critiquer l'ajustage nécessaire de l'égalisation à la lecture selon la vitesse employée. Il ne s'agit que d'un petit inconvénient, mais l'utilisateur devra prendre garde à ne pas oublier de commuter la correction lors du changement de vitesse. Toutes les commandes sont bien réalisées et d'une mise en œuvre très simple. Comme tous les enregistreurs monomoteurs, celui-ci nécessite un temps de reboinage assez long, mais nous y sommes habitués. Le mécanisme de pause est pratiquement parfait, d'une très bonne douceur de fonctionnement.

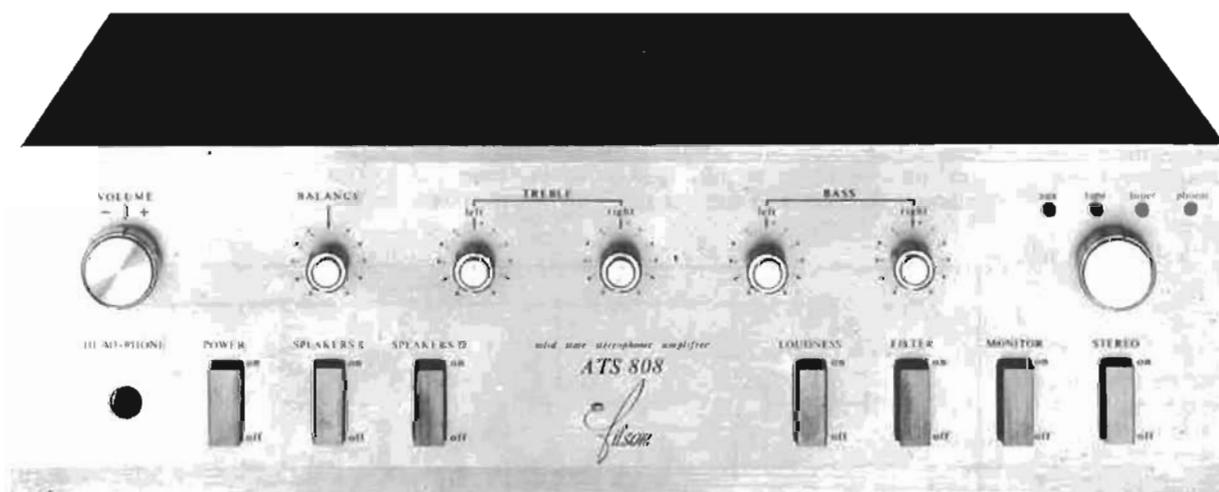
CONCLUSION

Cette platine a de bonnes caractéristiques, ce qui permet de l'inclure sans restrictions dans une chaîne Hi-Fi. La partie mécanique est bien réalisée, les performances intéressantes, et la présentation très agréable.

J.B.

Amplificateur stéréophonique

FILSON ATS808



L'AMPLIFICATEUR stéréophonique ATS808 fait partie de la production des matériels hi-fi de la firme française Filson qui dispose de tous les éléments constitutifs d'une chaîne haut-fidélité en complétant sa gamme de tuners stéréophoniques et d'enceintes acoustiques. L'amplificateur ATS808 peut à juste titre retenir l'attention de nombreux lecteurs pour son excellent rapport qualité/prix.

PRÉSENTATION

La ligne assez haute de l'amplificateur stéréophonique ATS808 n'est pas sans rappeler l'esthétique des appareils haute-fidélité conçus pour le marché américain qui contrastent nettement avec le design européen aux lignes très basses.

La face avant en aluminium brossé et doré confère à l'appareil un très bel aspect, un peu trop professionnel peut-être. Toutes les indications utiles se rapportant aux commandes principales de l'amplificateur sont gravées et libellées en anglais, mais elles ne peuvent en aucun cas prêter à confusion.

Sur le tableau de commandes sont judicieusement regroupées les commandes suivantes :

- La prise de casque stéréophonique ;
- Le contacteur de mise en service ;
- Les deux contacteurs pour un deuxième groupe d'enceintes ;
- Le contacteur physiologique relevant à bas volume les fréquences graves et aiguës ;
- Le filtre passe-bas ;

- Le contacteur de monitoring pour l'utilisation d'un magnétophone ;

- Le contacteur mono/stéréo.

Sur la partie supérieure du panneau avant sont respectivement alignés de gauche à droite les contrôles :

- de niveau général agissant sur les deux voies.
- de balance avec une efficacité de 100 % par canal,
- de correcteurs d'aiguës séparés pour chaque canal,
- de correcteurs de graves séparés pour chaque canal,
- de commutateur d'entrée surmonté d'un affichage lumineux de la source choisie, auxiliaire, magnétophone, tuner et phono.

La face arrière de l'appareil supporte le répartiteur de tension

associé à une prise secteur auxiliaire, deux groupes de prises spéciales, pour le raccordement des enceintes, les prises d'entrées du type CINCH et la prise de monitoring au standard DIN.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

- Puissance modulée à 1 000 Hz, 2 x 30 W efficaces.
- 2 x 45 W musicaux.
- Bande passante : 20 à 50 000 Hz à ± 1 dB.
- Distorsion harmonique : < 0,15 % à 20 W ; < 0,2 % à 1 W.
- Correcteur de niveau de graves à 40 Hz : ± 15 dB par canal.
- Rapport signal/bruit : - 70 dB.

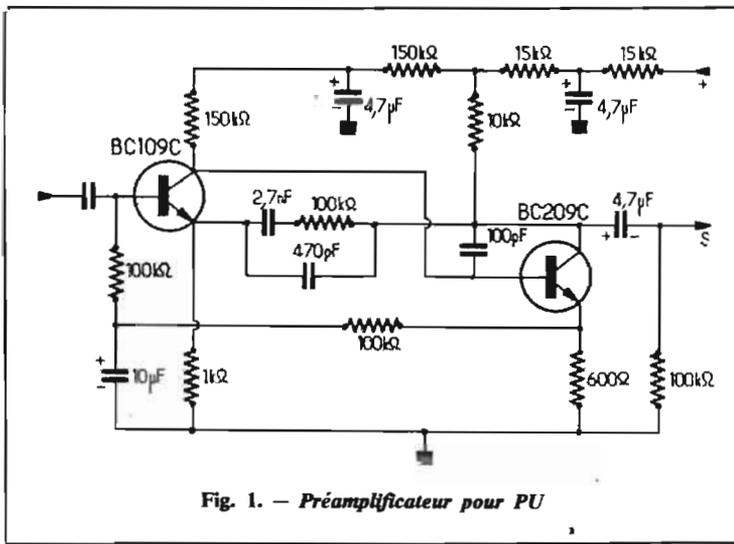


Fig. 1. — Préamplificateur pour PU

- Entrées : 4 entrées séparées : sensibilité à 1 kHz pour 30 W.
- PU magnétique 2 mV ;
- FM 250 mV ;
- Magnétophone 200 mV ;
- Auxiliaire 400 mV.
- Préamplificateur courbe standard RIAA.
- Sorties :
- 4 sorties HP à phase repérées 8 à 22 Ω ;
- 1 sortie magnétophone : 50 mV ;
- 1 sortie casque 8 à 500 Ω.
- Dimensions : L 390 × H 120 × P 390 mm.
- Poids 6 kg.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

L'amplificateur stéréophonique Filson est composé de 4 cartes imprimées ou modules de base qui mettent en œuvre le préamplificateur d'entrée pour pick-up magnétique le correcteur de tonalité, l'amplificateur de puissance et l'alimentation.

LE PRÉAMPLIFICATEUR POUR CELLULE MAGNÉTIQUE

Deux transistors à faible niveau de bruit interne BC109C et BC209C constituent les éléments actifs de ce préamplificateur égalisateur dont le schéma de principe est donné figure 1.

Les tensions BF de quelques millivolts seulement issues de la cellule magnétique sont injectées au niveau de la base du transistor moyennant le positionnement du sélecteur d'entrée. Les deux transistors sont montés en liaison directe. Cette disposition améliore nettement les performances de l'ensemble sans pour autant affecter la stabilité du montage, les transistors NPN ayant des courants de fuite résiduels très faibles.

La polarisation de base du BC109C d'entrée est prise sur l'émetteur du transistor BC209C.

Les signaux BF amplifiés sont pris aux bornes de la résistance de charge, collecteur 150 kΩ et appliqués directement à la base de l'autre transistor. La polarisation en continu de ce dernier est procurée par la différence de potentiel aux bornes de cette résistance.

Chaque émetteur est d'autre part soumis à une contre-réaction locale tandis qu'une contre-réaction sélective permet, par ailleurs, de jouer à la fois sur la

sensibilité de l'ensemble et sur le modelé de la courbe. C'est précisément le cas des composants 2,7 nF, 100 kΩ et 470 pF qui répondent aux caractéristiques de la courbe standard RIAA.

Un condensateur de 100 pF placé entre base et collecteur limite en fréquence la réponse du préamplificateur afin d'éviter toutes oscillations perturbatrices. La sortie s'effectue au niveau collecteur par l'intermédiaire d'un condensateur sous une impédance élevée.

LES ÉTAGES CORRECTEURS DE TONALITÉ

Il nécessite l'emploi de cinq transistors. La première partie de ce correcteur est présentée figure 2. L'impédance de sortie élevée du préamplificateur de PU magnétique exigeait la présence d'un premier étage adaptateur d'impédance avec un montage en collecteur commun. C'est donc au niveau de l'émetteur grâce à une résistance de charge de 22 kΩ que sont appliqués les signaux amplifiés, pouvant provenir suivant la position du sélecteur d'entrée du préamplificateur pour cellule magnétique ou directement des entrées auxiliaires, tuner ou magnétophone, au potentiomètre de volume.

Ce dernier présente une particularité intéressante puisqu'il comporte quatre potentiomètres jumelés. L'avantage de cette disposition permet de minimiser le rapport signal sur bruit de l'amplificateur, car il est possible de placer la commande de volume le plus près possible de l'étage amplificateur de puissance. La deuxième partie de cette commande est alors placée au niveau de l'entrée du correcteur de tonalité afin de ne pas saturer les circuits de correction. Ces deux potentiomètres jumelés pour une voie sont représentés sur le schéma de principe par PV₁ et PV₂.

Le potentiomètre PV₁ comporte par ailleurs une prise intermédiaire destinée à la mise en service du correcteur physiologique ou Loudness. Le but de cette commande est de relever les fréquences basses et aiguës à faible niveau d'écoute par rapport aux fréquences médiums.

La commande de balance est du type à double action. Un deuxième étage, émetteur commun cette fois-ci permet d'introduire un filtre passe-bas. Les exigences en impédance nécessitent l'emploi d'un étage collecteur commun supplémentaire.

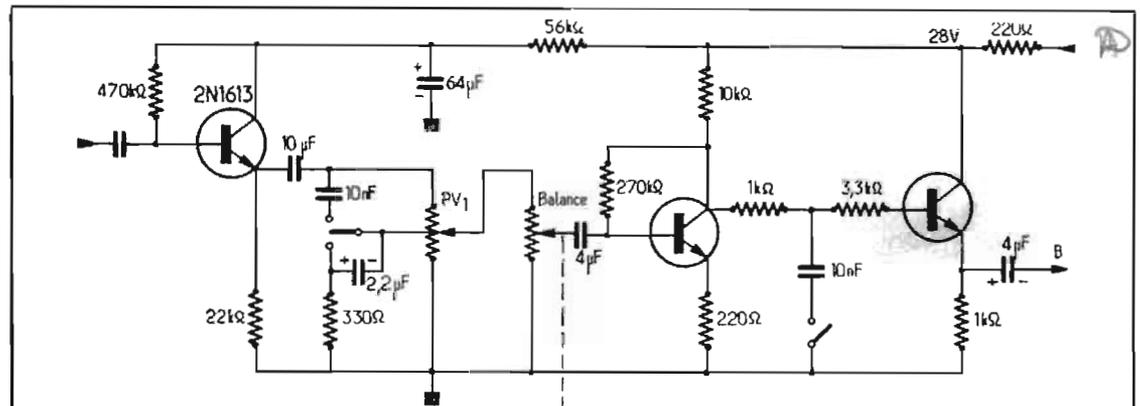


Fig. 2

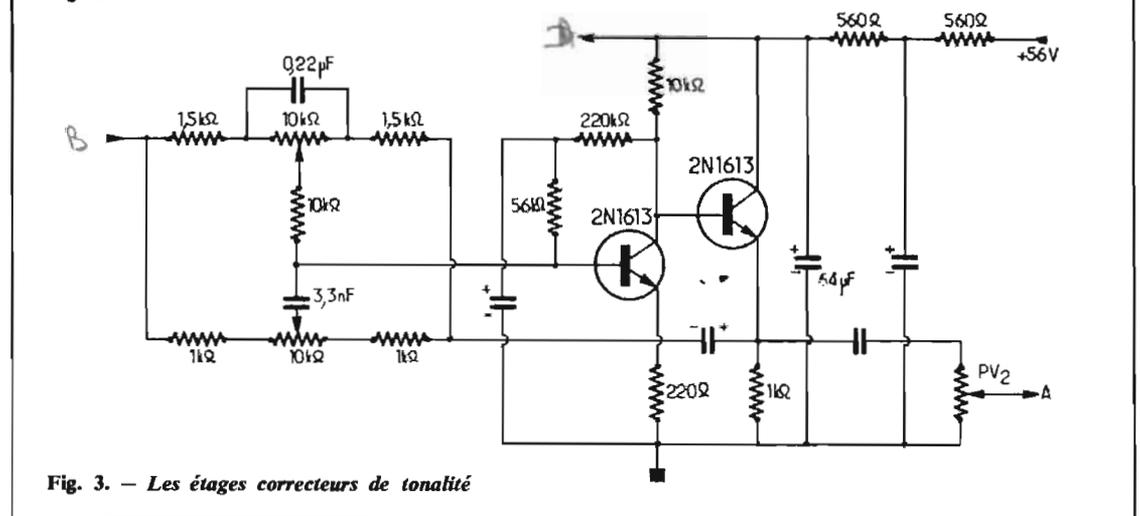


Fig. 3. — Les étages correcteurs de tonalité

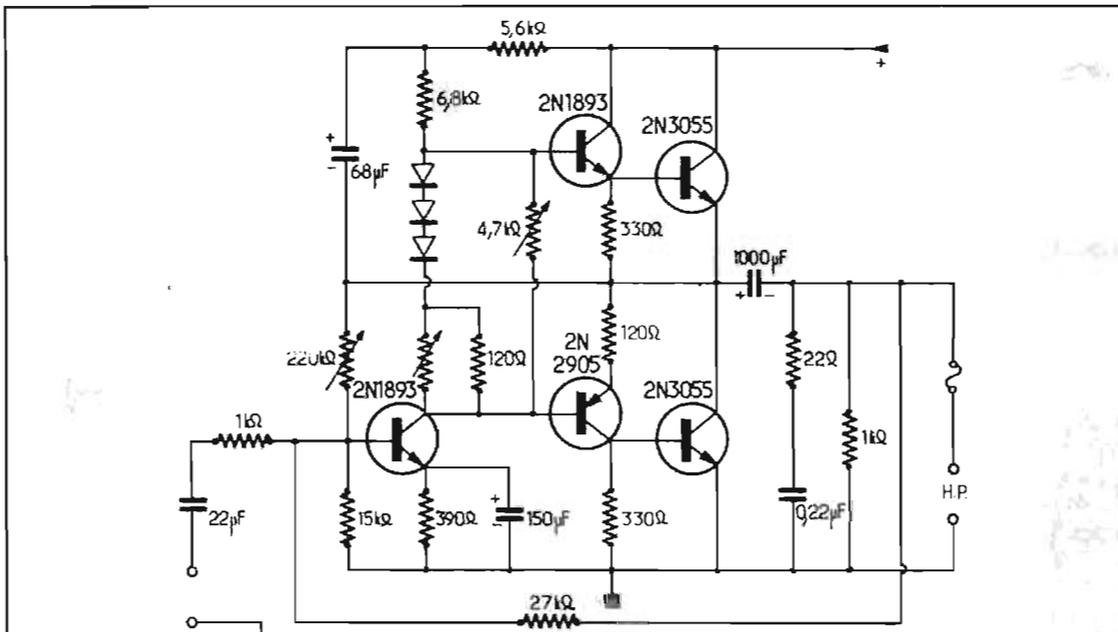


Fig. 4. — L'amplificateur de puissance.

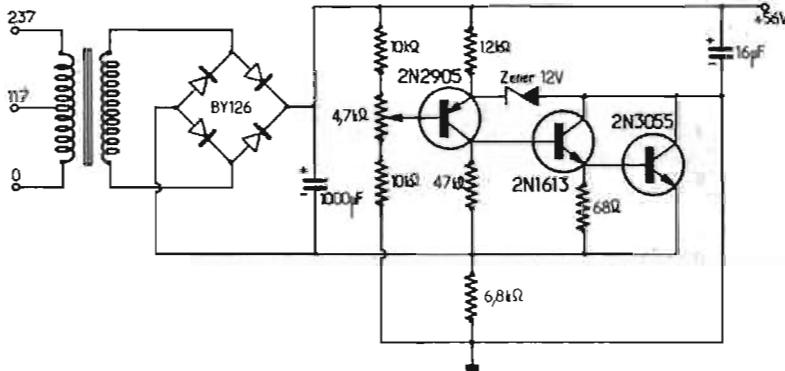


Fig. 5. — L'alimentation.

La figure 3 présente l'étage correcteur de tonalité proprement dit. Il s'agit d'un classique, mais très efficace correcteur Baxendall introduit dans le circuit de contre-réaction des deux étages actifs du circuit. Cette disposition améliore considérablement l'efficacité du montage puisque l'action respective des commandes graves et aiguës s'étend à 40 Hz à ± 15 dB et à 15 000 Hz à $+ 18$ dB.

Les commandes de ces correcteurs sont par ailleurs séparées pour chaque canal.

L'attaque de l'amplificateur de puissance s'effectue sous basse impédance grâce à la sortie sur l'émetteur du deuxième transistor 2N1613.

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

A la sortie du module correcteur de tonalité les modulations BF prises sur le curseur du potentiomètre de volume sont envoyées à l'entrée de l'amplificateur de puissance sur la base du transistor prédriver 2N1893.

La base de ce transistor est polarisée à partir du point mi-

lieu du push-pull par la résistance de 15 k Ω d'une part et la résistance ajustable de 220 k Ω d'autre part. La variation de cette dernière permet de régler la symétrie et l'écrêtage identique des deux alternances à la puissance maximale. Dans le circuit émetteur de ce même transistor une cellule de stabilisation 390 Ω /150 μ F évite l'emballlement thermique et compense les dispersions de caractéristiques.

A partir du collecteur du transistor prédriver les signaux sont dirigés vers les bases des transistors déphaseurs 2N2905 PNP et 2N1893 NPN. La polarisation inter-bases de ces deux transistors est destinée à éviter la distorsion de commutation ou de croisement et à limiter l'emballlement thermique à grande puissance. Pour cela, une résistance CTN associée aux trois diodes est placée à proximité du radiateur des transistors de puissance. Une résistance de 4,7 k Ω variable permet de satisfaire aux conditions de fonctionnement précitées.

Les deux transistors de puissance 2N3055, attaqués par des

signaux déphasés de 180° débitent alternativement dans la charge qu'est le haut-parleur par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de 1 000 μ F, valeur suffisamment élevée pour une réponse aux fréquences très basses.

Une cellule 22 Ω et 0,22 μ F placée en parallèle sur la charge limite la montée en impédance aux fréquences élevées.

Une contre-réaction totale sur l'amplificateur de puissance est assurée par la résistance de 27 k Ω placée entre la base du transistor prédriver et la sortie du condensateur destiné à couper la composante continue du push-pull série.

L'ALIMENTATION

L'alimentation de l'amplificateur reste tout à fait classique, il s'agit d'un montage à limitation en intensité procurant une sécurité de fonctionnement indéniable.

CONCLUSION

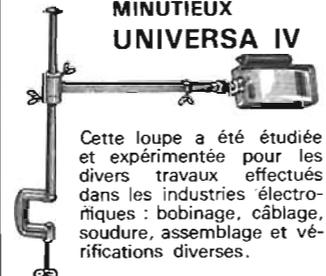
L'étude et la réalisation de cet appareil ont fait appel à un soin visible en tous les détails afin

d'obtenir les performances optimales sur une fabrication en grande série.

La conception des circuits est classique et les solutions adoptées ont été déterminées par un choix assez judicieux. Les quatre circuits imprimés ou sous-ensembles sont très soignés et supportent des composants de qualité. Le câblage est clair et aéré, les transistors de puissances sont fixés sur un confortable radiateur ce qui permet de tirer le maximum de puissance de sortie sans risque pour l'utilisateur.

La puissance de sortie se révèle suffisante quelle que soit la source de modulation choisie. Le rapport signal/bruit est très correct compte tenu du dispositif de niveau général adopté. Les circuits de tonalité sont très efficaces pour modeler la courbe de réponse au goût de l'auditeur ; ils sont par ailleurs du type à commandes séparées sur chaque canal ce qui est très rare pour un appareil de ce prix, mais très apprécié par les amateurs, car cette solution permet des réglages très précis en fonction de la position de chaque enceinte. Nous sommes persuadés que les possesseurs de cet appareil apprécieront dans le temps la souplesse de cette technologie.

POUR TOUTS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4X, composée de 2 lentilles applanétiques
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureux sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement)
- Mise au point rigoureuse
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE

Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42

GALLUS

NOUVEAUTÉS

RADIOLA



La magnétophone stéréo K7. RA9146. Puissance de sortie : 2×5 W (± 1 dB) sur 8Ω ; (± 3 dB) sur 4Ω . Bande passante : 60-10 000 Hz à 6 dB (DIN 45 511). Pleurage et scintillement : $\leq 0,35$ %. Vitesse de défilement : 4,76 cm/s, ± 2 % à 20 °C. Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB. Bruit mécanique : ≤ 40 dB. Diaphonie : ≥ 16 dB. Sensibilité entrée phono : ≥ 100 mV ($1 \text{ m}\Omega$) ; sensibilité entrée radio : $\geq 0,2$ mV ($2 \text{ k}\Omega$) ; sensibilité entrée micro : $\geq 0,2$ mV ($2 \text{ k}\Omega$) ; sortie : $\geq 0,5$ mV ($20 \text{ k}\Omega$). Fréquence du courant de prémagnétisation et d'effacement : 63 kHz. Dimensions : $352 \times 215 \times 73$ mm. Poids : 3 kg environ.

MICROMATIC



Magnétophone de poche
MICROMATIC SM-418

Distribué en France par Simplex électronique, ce magnétophone miniature fabriqué par la firme japonaise Murata products est caractérisé par sa compacité, par ses performances et par sa facilité d'utilisation.

Il présente les caractéristiques suivantes :

Dimensions : $140 \times 40 \times 90$ mm. Microphone à grande sensibilité incorporé ce qui permet les enregistrements discrets.

Un seul bouton commande les fonctions enregistrement ou reproduction.

Un réglage automatique de niveau assure une qualité constante aux enregistrements quel que soit le niveau sonore.

Un compteur permet un repérage précis. Un indicateur renseigne en permanence sur l'état des piles d'alimentation.

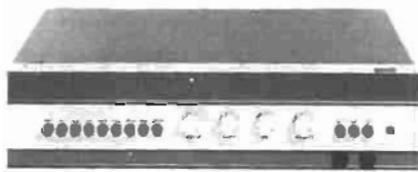
La vitesse d'enregistrement est de 4,75 cm/s, la bande passante est de 150 à 8 000 Hz avec une distorsion de 0,3 %.

L'amplificateur utilise un circuit intégré assurant une grande fiabilité. L'écoute se fait soit sur le haut-parleur incorporé soit sur écouteur.

D'un poids de 600 grammes, cet appareil est alimenté sur piles ou sur secteur.

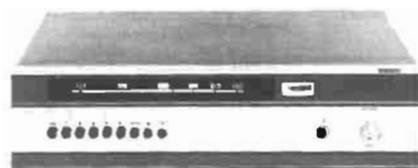
Prix maximum : 650 F.

GEGO



AMPLIFICATEUR GEGO

Caractéristiques : 5 entrées : Micro 1,2 mV ; PU (RIAA) 3 mV ; radio 120 mV ; auxiliaire 5 mV. Magnétophone - Enregistrement : 10 mV ou 200 mV. Lecture : 200 mV. Puissance : 2×25 W ou 2×40 W (selon version) sur charge 4Ω . Impédance : de 4Ω à l'infini. Réglage des graves : ± 14 dB à 20 Hz. Réglage des aigus : ± 17 dB à 20 kHz.



TUNER GEGO

Caractéristiques : Tête H.F. : Entrée 75/300 Ω ; sensibilité $1 \mu\text{V}$ pour 24 dB S/B ; sélectivité 500 kHz à 6 dB. Amplificateur F.I. : Bande passante F.I. 350 kHz ; excursion linéaire du discriminateur 600 kHz. Décodeur stéréophonique : Distorsion inférieure à 0,5 % ; diaphonie 30 dB.



AMPLI-TUNER GEGO

Caractéristiques de l'ampli : 5 entrées. Puissance : 2×25 W ou 2×40 W. Réglage des graves : ± 14 dB à 20 Hz. Réglage des aigus : ± 17 dB à 20 kHz. Sorties pour deux casques stéréo. Organes de contrôle : monitoring, filtre coupe bas, filtre coupe haut, filtre physiologique (action variable en fonction du volume).

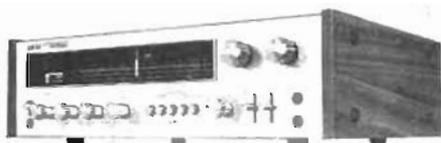
Caractéristiques du tuner : Tête H.F. : Entrée 75/300 Ω , sensibilité $1/\mu\text{V}$ pour 24 dB S/B. Distorsion inférieure à 0,5 %. Diaphonie 30 dB. CAF amplifiée. Tous boninages imprimés cuivre doré. Indicateur d'accord à aiguille. Accord silencieux (Squelch). Touche optionnelle de lecture du champ reçu.

AKAI



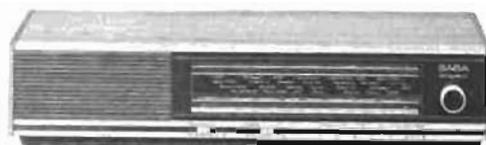
PLATINE DE MAGNETO A BANDE
AKAI X 201D

Caractéristiques : 2 têtes (cross field), 3 moteurs, 3 vitesses : 19 ; 9,5 ; et 4,75 cm/s. Reverse en lecture.



AMPLI-TUNER AKAI AA 8080L

Caractéristiques : Ampli 2 x 45 W sous 4 Ω ; 2 x 40 W sous 8 Ω. Entrée : phono ; auxiliaire ; 2 magnéto (Monitoring). Possibilité de copier l'un sur l'autre : filtre passe haut, filtre passe-bas, loudness, sélecteur mono-stéréo, tuner FM (recherche silencieuse), AM (PO-GO).



ificateurs AM-FM distincts pour la fréquence intermédiaire. Haut-parleur de 15 x 10 cm. Bonne séparation des canaux pour les 6 circuits en AM et les 9 circuits en FM. Potentiomètres linéaires de tonalité et de puissance.



PLAYCASSETT

Lecteur de cassettes type compact, monophonique, alimentation par piles. vitesse de défilement 4,75 cm/s avance rapide (existe aussi en modèle radio + lecteur de cassette).

BARTHE

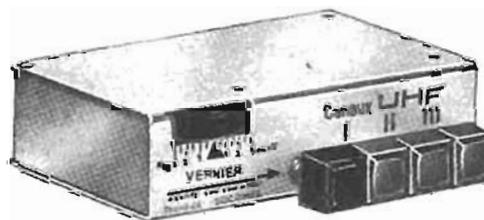


Préamplificateur stéréo

De dimensions réduites, a été réalisé pour être fixé sous les tables de lecture. On peut utiliser ainsi les platines Hi-Fi équipées d'un lecteur magnétique, avec des amplis ou postes de radio prévus pour une cellule piezo à signal élevé.

Alimentation 115-230 V alt.	
Consommation	≈ 2 VA
Correction RIAA	± 0,5 dB
Amplificateur sur 1 kHz	42 dB
Facteur de distorsion	< 0,5 %
Tension de sortie max	5 V
Impédance d'entrée	47 K Ω

SOCOMEL



SELECTEUR A TOUCHES - 70 TS (Dim. 95 x 48 x 24 mm), modèle « luxe ».

D'une présentation très compacte, ce sélecteur est prévu pour être fixé sous le téléviseur, au bord de l'ébénisterie. Il est muni d'un contacteur 4 touches (3 noires + 1 rouge) et d'une molette d'ajustement ou « vernier ». Chaque touche noire, lorsqu'elle est enfoncée, sélectionne un des 3 canaux UHF préalablement choisis grâce à des potentiomètres ajustables spéciaux, uniquement accessibles au technicien. **La réception est immédiate et absolument sans retouche.**

La molette d'ajustement ou « vernier » n'est prévue que pour pallier des dérèglages tout à fait exceptionnels. La touche rouge non enfoncée mettant le vernier hors circuit, dans des conditions normales de réception. Cette fonction est malgré tout disponible à chaque instant, le cas échéant en enfonçant la touche rouge.

Le sélecteur 70 TS évite tout perçage dans l'ébénisterie, permet une transformation très rapide et très élégante, même lorsqu'il s'agit d'adaptation de téléviseurs anciens.

Il est universel car il comporte, en outre, des commutations internes disponibles, au choix du technicien assurant le montage. Cette commutation très souple a été en particulier étudiée pour la **première chaîne VHF 819 lignes, transférée en UHF 819 lignes.** Le changement de lignage est ainsi rendu automatique.

TEPPAZ



FONOCASSET

Combiné électrophone-lecteur de cassettes. Monophonique, alimentation piles et secteur. Platine 4 vitesses : 33 1/3, 45, 78 et 16 tours, arrêt automatique en fin de disque. Lecteur de cassettes, vitesse 4,75 cm/s avance rapide. Ejection automatique des cassettes.

PHILIPS



Le récepteur à transistors RL012 - Snake. Récepteur GO. Prise écouteur individuel. Alimentation 1 pile de 9 V. Cadran circulaire. Coffret de forme originale, bleu, jaune, ivoire, rouge. Diamètre (fermé) : 154 mm.

Prix : environ 149,00

SABA

Le récepteur « Bregenz ». Cet appareil existera en ébénisterie noyer naturel et blanc mat. 4 gammes d'onde : FM - PO - GO - OC étalées sur 49 mètres. Antenne ferrite incorporée pour PO-GO-OC et filaire pour FM. Ampli-

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES SONOPLAN

LORS de l'installation d'une chaîne haute-fidélité dans un appartement, le problème le plus délicat à résoudre est de trouver le meilleur emplacement pour les enceintes acoustiques. Celles-ci sont bien souvent encombrantes et peu esthétiques et nécessitent un bouleversement complet de l'aménagement initial et du décor de la pièce.

Les enceintes Sonoplan résolvent ce problème. Elles se

présentent sous la forme d'un cadre en bois de 7 cm d'épaisseur aux dimensions standardisées à 75 x 60 cm, offrant un grand choix de motifs décoratifs.

Le haut-parleur est constitué par un diaphragme rectangulaire plat en polystyrène expansé actionné par une ou plusieurs bobines suivant les modèles. Ce diaphragme de grande surface rayonnante (3 500 cm² environ), a fait l'objet d'études très soignées afin de couvrir une bande

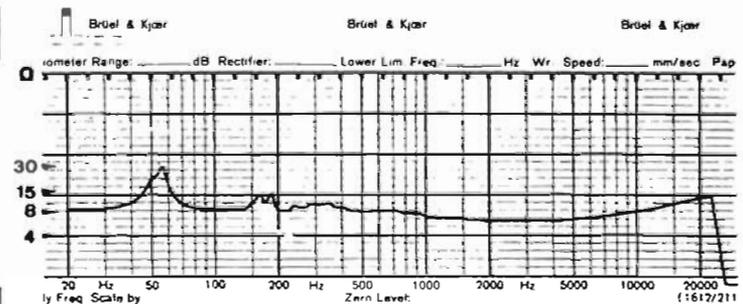
passante de 30 à 20 000 Hz avec le minimum de distorsions harmoniques et d'intermodulation.

Pour le modèle à deux voies, les registres graves et médium sont restitués par une très grande surface du diaphragme dont l'épaisseur faible vers l'extérieur va en augmentant vers la bobine mobile située en son centre géométrique. La restitution des fréquences aiguës est confiée à une petite surface vibrante actionnée par une deuxième bobine

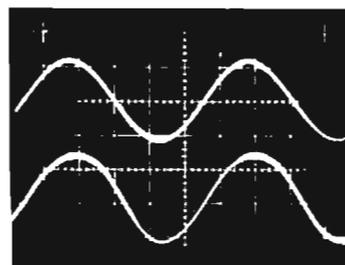
mobile. Un filtre aiguille les différentes fréquences vers le transducteur adéquat.

Ces enceintes peuvent être fixées au mur (dans ce cas il est conseillé de les en écarter de 10 cm environ pour que les ondes arrières soient réfléchies) : elles peuvent être également posées sur le sol à l'aide de supports en bois fournis à cet effet.

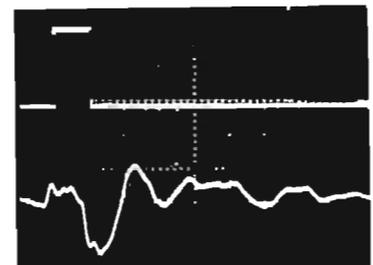
Les enceintes Sonoplan sont distribuées par la société Tranchant-Electronique.



Courbe d'impédance en fonction de la fréquence.



Réponse en régime transitoire.



Forme d'onde à 40 Hz avec 4 V aux bornes du Sonoplan.

notre COURRIER TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

RR - 12.29-F. — M. J.-J. Neuville, 62-Desvres.

1° Equivalence des lampes :
CV 131 = 9 D 6 ;
CV 136 = 6 AM 5.

2° Les transistors cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations, du moins sous les immatriculations indiquées.

3° Caractéristiques des tubes :
6 CL 6 : Pentode de puissance ;
chauffage = 6,3 V, 0,65 A ;
 $V_a = 250$ V ; $V_{g1} = -3$ V ;
 $V_{g2} = 150$ V ; $I_a = 30$ mA ;
 $I_{g2} = 7$ mA ; $\rho = 15$ k Ω ;
 $S = 11$ mA/V ; $W_u = 2,8$ W.

5651 : Régulateur de tension à gaz ; V amorçage = 115 V ;
V régul. = 87 V ; I max. = 3,5 mA.

5 V 3 : Redresseur biplaque ;
chauffage 5 V, 3,8 A ; I redr. = 350 mA ; $V_a = 2 \times 425$ V eff. ;
V inv. max. = 1 400 V.

6 C 4 : Triode ; chauffage = 6,3 V, 0,15 A ; $V_a = 250$ V ;
 $V_s = -8,5$ V ; $I_a = 10$ mA ;
 $\rho = 7,7$ k Ω ; K = 17 ; S = 2,2 mA/V ; F max. = 150 MHz.

Brochages : voir figure RR-12.29.

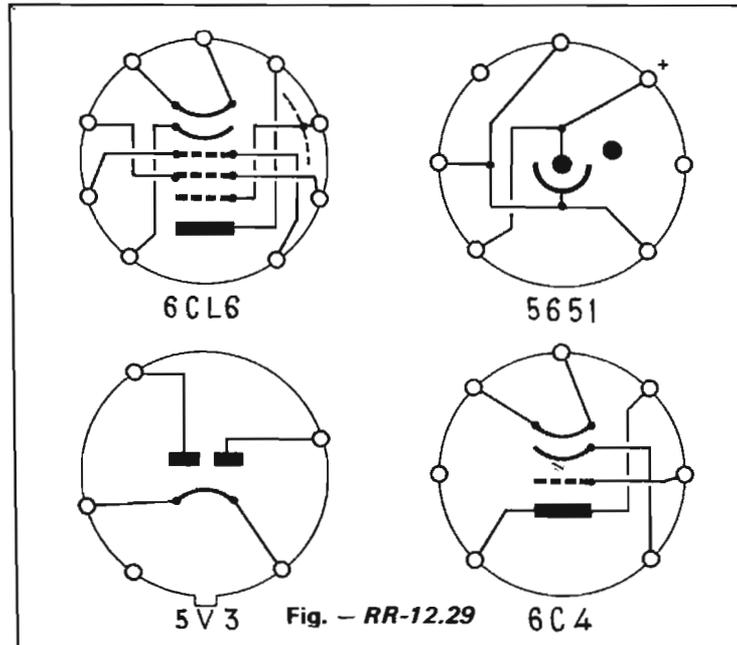
4° Nous n'avons pas publié le schéma du générateur type 211 A de Hewlett-Packard. L'adresse de cette firme en France est : B.P. 6 Courtabœuf, 91-Orsay.

5° Sur votre oscilloscope, il doit probablement s'agir d'une résistance du système de cadrage qui change de valeur en s'échauffant et qui modifie le cadrage en cours de fonctionnement ; il vous faut donc vérifier tous les éléments composant ce circuit.

RR - 12.31. — M. Jean-Pierre Messali, 92-Suresnes.

Le schéma d'alimentation régulée 12 V 1,5 A que vous nous soumettez nous semble assez curieux... sur plusieurs points !

Aussi bien, nous pensons qu'il serait plus sage que vous vous conformiez à un schéma déjà publié et ayant fait ses preuves. Dans cet esprit, nous allions vous conseiller le montage décrit dans le n° 1.347, page 205, qui correspond **exactement** à ce que vous désiriez obtenir... Mais, vous nous



dites ensuite que ce montage ne vous convient pas !

Il faudrait donc nous préciser **ce qui ne vous convient pas** dans cette réalisation afin que nous puissions vous en suggérer une autre.

Par ailleurs, sachez que pour obtenir une tension stabilisée de 12 V, il faut obligatoirement partir d'une tension **supérieure** afin d'assurer un bon fonctionnement du circuit de stabilisation et afin de tenir compte de la chute de tension inévitable dans ledit régulateur.

RR - 12.30. — A l'attention de nos lecteurs correspondants :

1° Nous répondons absolument à toutes les demandes de renseignements qui nous parviennent, soit directement, soit dans la présente rubrique. Il est inutile d'envoyer une lettre de rappel ou de réclamation toutes les semaines... Nous respectons l'ordre chronologique de réception des demandes ; mais celles-ci sont de plus en plus nombreuses, ce qui explique et motive le délai de réponse parfois assez long.

2° Certains lecteurs nous demandent des études concernant des montages très spéciaux et bien particuliers dans leurs applications. Il est évident que l'étude

d'un montage complexe avec établissement des schémas correspondants ne peut se faire uniquement sur papier, sans la construction simultanée d'une maquette prototype d'essais et de mise au point. De ce fait, de telles études nécessitent plusieurs semaines de travail et entraînent à des dépenses élevées. Il faut donc bien comprendre que s'il s'agit de la réalisation par l'amateur d'un seul appareil (et non d'une exploitation commerciale ultérieure) une telle solution n'est ni rentable, ni valable, les frais engagés ne pouvant pas être amortis.

Dans tous les domaines, quels qu'ils soient, une étude spéciale ne peut être rentabilisée et compensée que par la fabrication (faisant suite) d'un nombre important d'appareils. C'est une règle industrielle et commerciale élémentaire bien connue.

RR - 12.32. — M. Jacques Chevalerias, Tanger (Maroc).

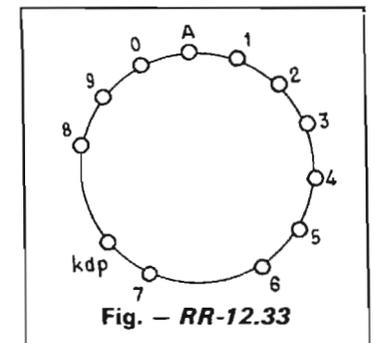
Nous n'avons malheureusement aucun schéma pratique des appareils électroniques de bord pour yacht à voile répondant à ce que vous recherchez.

Par ailleurs, en ce qui concerne le radar, nous ne pensons pas

qu'une telle réalisation soit à la portée de l'amateur.

RR - 12.33-F. — M. Jack Beauperin, 37-Tours.

Le brochage du tube afficheur numérique type ZM1310 est représenté sur la figure RR-12.33.



Les sorties à la base de ce tube sont souples et effectuées en fils d'une longueur de 33 mm ; elles sont donc facilement soudables. Hauteur du caractère : 12,5 mm ; intensité de cathode : 0,5 mA (valeur de crête : 8 mA) ; V_a : 170 V.

RR - 12.34-F. — M. Patrice Bourgeois, 70-Vesoul.

1° En ce qui concerne les montages de « vu-mètres » de balance et leur utilisation, nous pensons que vous avez eu satisfaction par des réponses précédemment faites dans cette rubrique durant les mois derniers. En outre, la figure RR-12.34 montre de nouveau le schéma d'un indicateur de balance avec galvanomètre de $2 \times 100 \mu A$ à zéro central couramment employé (type OEC35C de Centrad).

2° Concernant le filtre à deux voies pour haut-parleurs, nous ne pouvons pas vous répondre valablement. En effet, vous vous référez à l'ouvrage de notre collaborateur R. Brault... mais sans nous préciser le montage du filtre que vous avez adopté (il y en a plusieurs...).

3° Une bobine de 150 μH peut se confectionner de la façon suivante :

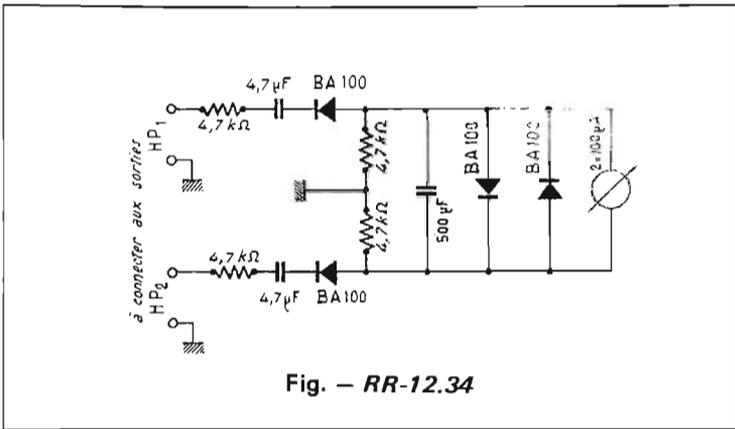


Fig. — RR-12.34

95 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés à spires jointives et en couches successives sur un tube de carton de 25 mm de diamètre et entre deux joues distantes de 12 mm.

RR - 12.36. — M. F. Gilles, 13-Marseille.

Pour le calcul du filtre à deux voies pour haut-parleurs d'impédance 5Ω , il nous manque une précision, à savoir la fréquence de recouvrement (celle-ci dépendant des caractéristiques et des possibilités des haut-parleurs employés). Nous restons à votre disposition.

RR - 12.37. — M. Hubert Roth, 67-Strasbourg.

Pour un condensateur variable d'étalement de bande (bandes « amateurs »), il n'y a pas de capacité idéale couvrant exactement et sans déborder toutes les gammes « amateurs ».

En effet, une capacité variable de valeur donnée ne produit pas la même variation de fréquence (nombre de kilohertz), sur 3,5 MHz que sur 28 MHz, par exemple. En outre, les bandes « amateurs » n'ont pas toutes la même étendue de fréquences, la même largeur. En principe, des condensateurs variables de 20 à 25 pF permettent de couvrir ces bandes avec un très bon étalement.

RR - 12.38. — M. Claude Roselle, 60-Quesnoy.

Le schéma de l'alimentation secteur à réaliser pour le récepteur BC603 (avec câblage du connecteur correspondant) a été publié dans le numéro 1.149, page 131, auquel nous vous prions de vous reporter. Si vous ne possédez pas ce numéro, nous pourrions vous le fournir contre 4 francs en timbres.

RR - 12.39. — M. Gilles Richard, 92-Bagneux.

Nous ne possédons aucun des deux schémas d'appareils que vous désirez.

RR - 12.40-F. — M. Gilbert Grenier, 14-Saint-Pierre-sur-Divès, demande le schéma d'un clignotant à transistors à deux directions pour ampoules de 24 V 3 A.

Le schéma demandé est représenté sur la figure RR-12.40. Il est souhaitable de monter le transistor ASZ16 avec un radiateur (par exemple, plaque d'aluminium noirci de $80 \times 80 \times 1$ mm). D'autre part, il est possible de modifier le temps d'extinction et d'allumage des ampoules en agissant notamment sur les valeurs des capacités C_1 et C_2 .

RR - 12.41. — M. Jacky Haber, 69-Bron-Terrailon.

1° Sur votre capteur téléphonique, le ronflement observé ne peut être dû à l'alimentation, l'appareil étant alimenté par pile. Il ne peut donc s'agir que d'un accrochage à fréquence basse (essayez d'intercaler une résistance de l'ordre de $10 \text{ k}\Omega$ entre C_3 et le curseur du potentiomètre) ou d'une induction parasite extérieure (à 50 Hz, par exemple) sur la bobine captrice.

2° On ne peut pas monter deux transistors AD161 + AD162 avec une alimentation de 6 V pour porter la puissance BF de ce capteur téléphonique à 2 W.

RR - 12.42-F. — M. Urvoy, 44-Nantes.

1° Les tensions en inversion de polarité que peuvent supporter les transistors sont toujours très faibles ; en principe, le transistor est extrêmement vite détruit

2° Une bonne précaution contre les erreurs de branchement (inversion de polarité) consiste à utiliser une diode, soit en série,

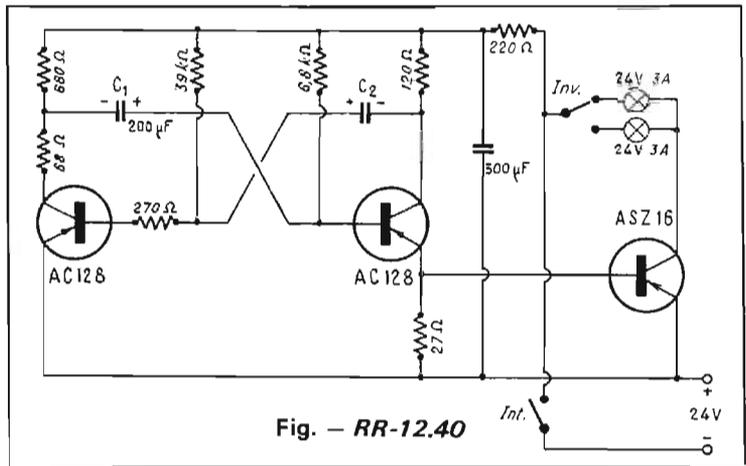


Fig. — RR-12.40

soit en parallèle ; voir figure RR-12.42 (les rectangles représentent l'appareil à alimenter).

En A, la diode D_1 conduit pour un branchement correct de la source ; elle ne conduit pas pour un branchement inversé. Cette diode doit pouvoir supporter l'intensité d'alimentation ; elle

n'apporte qu'une chute de tension insignifiante.

En B, la diode D_2 ne conduit pas pour un branchement correct ; elle conduit pour un branchement inversé, se comporte comme un court-circuit, et le fusible F est détruit.

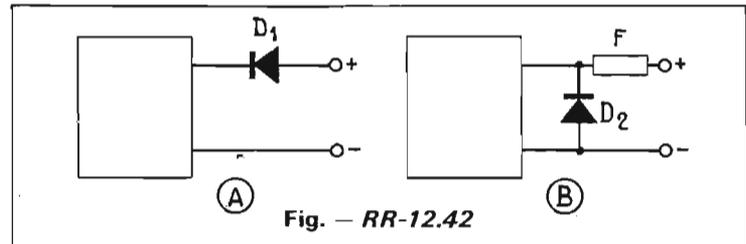


Fig. — RR-12.42

Chez tous les vrais spécialistes

Alimentations de la miniature... à la professionnelle

- NF60** 9 ou 6 V - 100 mA - 110/220 V
- 110/220 V - 6-7,5-9 - 12 V - 1 A réglé.
- PS241** 110 ou 220 V - 0-12, 12-24 V - 1,5 A
- DT124** 110/220 V - 4,5-6-9 V - 400 mA.
- SE256** 110/220 V - 3-4,5-6-7,5-9 - 12 V - 500 mA.

Une gamme de casques recherchés

- 808VS** - 20 à 20 kHz - 0,8 W - Potentiomètre à glissière - Switch mono-stéréo.
- DH10S - TE1018 - TE1022 - TE1025 - TE1045.

MICROS DYNAMIQUES

- DX75** - Sens. 59 dB - Rép. 150 à 10 000 Hz - Z : 200 Ω ou 50 k Ω .
- DM220** - Z : 50 k Ω - Rép. 60 à 15 000 Hz - Sens. -60 dB avec inter.
- DM2000** - Omnidirectionnel - Rép. 40 à 15 000 Hz - Double Z 40 k Ω (Sens. - 57 dB) 500 Ω (Sens. - 78 dB).
- DM128** - Rép. 100 à 12 000 Hz - S. - 61 dB - Z : 50 k Ω avec inter.

INTERPHONE SECTEUR - 110/220 V avec appel sonore - Type LION LP724 - 4 transistors - 3 touches : Appel - Conversation - Blocage.

NOUVEAUTE

Ampli de téléphone de puissance

Toutes les fiches BF, jacks, etc. • Quartz HC25 : 80 fréquences en stock • Vaste choix de voyants BT et 110/220 V • Éléments auto-adhésifs pour tracés de circuits imprimés BRADY • Semi-conducteurs GE - Triacs - Diacs - Diodes.

SALON DES COMPOSANTS - 2 au 7 avril - A 12 - Stand 52

I.M.D. 31, rue Censier, PARIS-V^e Tél. 707.09.57

Distributeurs recherchés

RR - 12.43. — G.M.T., 06-Nice.

Sur votre téléviseur, puisque, d'une part vous recevez bien le son, et que d'autre part, vous avez le balayage sur l'écran, c'est que le défaut de réception d'image se situe dans le canal « vision », c'est-à-dire : les deux étages MF (EF184), la détection (SFD106), l'amplificateur vidéo (EL184) (et éventuellement l'étage de commande de contraste automatique, EB91). C'est donc dans ces étages que doivent porter vos recherches, non seulement sur les tubes, mais aussi sur tous les composants connexes.

Sans autres précisions de votre part, nous ne pouvons pas être plus précis. Il est bien certain que la mesure systématique des tensions aux diverses électrodes des lampes de ces étages pourrait déjà vous permettre de localiser le défaut.

RR - 12.44-F. — M. Alain Barnezet, 07-Tournon.

DG 7-31 : Tube cathodique pour oscilloscope ; écran de 70 mm de diamètre ; trace verte ; chauffage = 6,3 V 0,3 A ; électrostatique double ; D₃ D₄ asy-

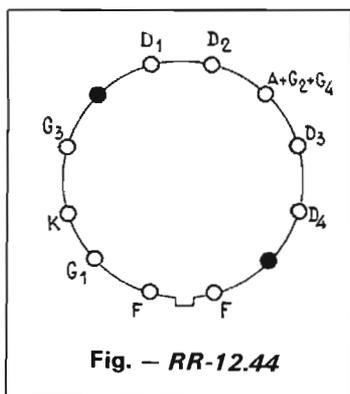


Fig. — RR-12.44

métrique ; V_a, g₂, g₄ = 500 V ; V_{g3} = 120 V ; V_{gl} = - 40 à - 90 V ; sensibilités = 0,25 et 0,40 mm/V.

Brochage, voir figure RR-12.44.

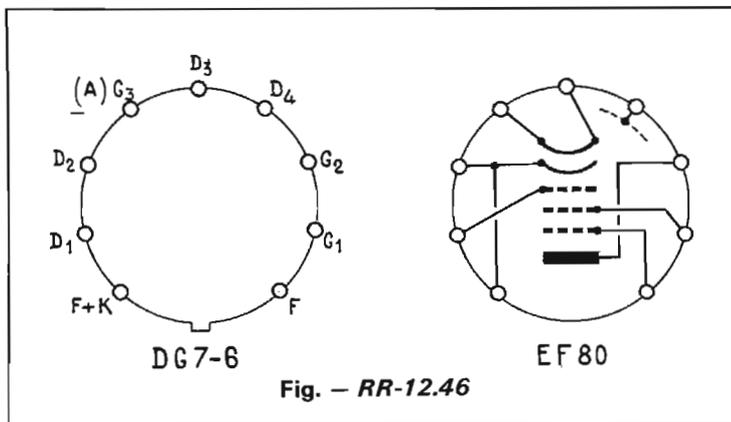


Fig. — RR-12.46

RR - 12.46-F. — M. Patrice Soutoul, 63-Thiers.

1° Les brochages du tube cathodique DG 7-6 et de la lampe pentode type EF80 sont représentés sur la figure RR-12.46.

2° Une diode BY127 peut parfaitement remplacer une diode du type BYX10.

RR - 12.47. — M. Gilbert Tardieu, 74-Saint-Gervais.

1° Le tube double tétrode QQE04/5 nécessite une puissance minimum d'excitation de grilles de 1,4 W HF.

Or, vous nous dites que le préamplificateur UHF à votre disposition délivre 6 V HF... Nous supposons que cette tension est mesurée sur une impédance de 75 Ω (?). Si c'est bien cela, et d'après la relation classique :

$$W = \frac{E^2}{R} = \frac{6 \times 6}{75} = 0,48 \text{ W}$$

nous déduisons que la puissance disponible est insuffisante pour « driver » correctement le tube QQE04/5.

2° Le brochage et le support pour ce tube sont spéciaux. Pour l'acquisition d'un support adéquat, il faut consulter le fabricant (Philips, par exemple).

3° La réalisation de circuits d'accord à lignes ou à cavités sur plus de 600 MHz est extrêmement délicate et bien peu à la portée de l'amateur.

RR - 12.49. — M. Philippe Martyniak, 80-Péronne.

D'après les chiffres que vous nous donnez, vous disposez d'un signal BF de sortie de 50 mV que vous appliquez à une entrée nécessitant 800 mV ; toute l'explication est là...

Il doit probablement être possible de « déplacer » les connexions de la sortie « 50 mV » dans le montage de l'amplificateur, afin d'obtenir une tension BF supérieure. Mais pour que nous puissions en juger et vous indiquer ce qu'il convient de faire, il faut nous adresser son schéma.

RR - 12.50. — M. Patrice Dassi 54-Nancy.

Nous pouvons vous établir les schémas des alimentations stabilisées que vous désirez. Néanmoins, il nous manque une précision : c'est l'intensité maximum consommée.

En effet, de cette intensité peut dépendre l'utilisation possible — ou non — des transistors que vous proposez.

Avec cette précision, joignez une enveloppe timbrée à votre adresse et nous vous ferons parvenir le devis de nos honoraires.

RR - 12.51. — M. Roger Bertho, 94-ORLY.

1° L'usure d'une tête de magnétophone se traduit généralement par une faiblesse du niveau d'enregistrement ou de lecture et une atténuation notable des aiguës. Mais ces mêmes défauts peuvent également être dus à des causes bien différentes. Aussi avant de conclure qu'il s'agit bien d'une usure de tête, il importe de s'assurer que tout est parfaitement normal par ailleurs.

2° D'après vos explications, il semblerait que la lampe PC88 de votre téléviseur soit sous-alimentée du point de vue tension de chauffage. Cette tension d'alimentation mesurée aux bornes du filament avec un voltmètre pour courant alternatif (de faible

consommation interne) doit être exactement de 4 V. S'il n'en est pas ainsi, il faut revoir tous les éléments de la chaîne de chauffage dans laquelle le tube PC88 est inclus (valeurs de la C.T.N. et autres résistances, notamment).

RR - 12.52. — M. Robert Pe Rousse, 44-Nantes.

1° Vos ennuis avec le récepteur pour débutants décrit dans le numéro 1085, page 121, proviennent certainement du fait de deux erreurs de cet article (qui ont d'ailleurs été rectifiées en leur temps) :

a) Le tube BF est du type ECL82 (et non pas ECL80).

b) La résistance R₅ est de 10 kΩ (et non pas 10 MΩ).

2° Il n'est pas nécessaire de relier le marqueur à quartz à l'entrée « antenne » ; son simple rayonnement à l'intérieur du montage suffit.

RR - 12.53. — M. Christian Michelon, Paris (2°).

Dans la transformation pour modulation d'amplitude se rapportant à l'émetteur BC604 et publiée à la page 149 du n° 1.156, il n'y a pas d'erreur.

Le transformateur de sortie de la figure 3 est bien du type primaire push-pull 5 000 Ω avec secondaire 2,5 Ω.

Ensuite, cette sortie secondaire 2,5 Ω (notée AB) se relie à l'enroulement 2,5 Ω AB d'un autre transformateur du même genre (avec ou sans point milieu celui-ci) destiné à moduler l'émetteur (voir câblage sur la figure 1).

Il s'agit de transformateurs Audax 75 × 62 d'une vente au détail très courante (fabrication : Audax 45, avenue Pasteur, 93-Montreuil)

RR - 12.54. — M. Yannick Le Prevost, 62-Saint-Omer.

Les valeurs des composants de la figure 1, page 150, du numéro 1 260, ont été publiées dans la réponse RR-6.25, page 206, numéro 1 278, auquel nous vous prions de vous reporter.

RR - 12.55. — M. Patrick Beaulieu, 18-Bourges.

« Multidéclic », page 145, numéro 1 274.

1° Les triacs peuvent être du type BTW 11/400 (SESCOSEM). Il est recommandé d'intercaler une diac type V413 (SESCOSEM) dans la connexion aboutissant à chaque gâchette.

2° Le transformateur peut être du type TRS105 de Audax.

Dispositif d'alarme à rayon infra-rouge UK895.....	490,00
Emetteur de radiocommande UK300.....	113,49
Récepteur commandé par cellule photo IK715.....	144,00
Interrupteur à voix UK760.....	184,00
Bongo électronique UK260.....	375,00
Allumage électronique UK875.....	220,00

Demandez notre catalogue des Kits AMTRON. Plus de 100 montages 2,50

Vente au comptoir :

TOUTE LA RADIO
25, rue G.-Péri
31071 TOULOUSE CEDEX
Allô ! 62-31-68

Expéditions :

R.D. ÉLECTRONIQUE
4, rue A.-Fourtanier
31000 TOULOUSE
Allô ! 21-04-92

RR - 12.56. — M. Claude Driessens, Vottem (Belgique).

1° Nous ne comprenons pas le sens de votre demande. En effet, dans un flash, il ne doit précisément pas y avoir de constante de temps; le déclenchement doit être instantané...

2° Le montage auquel vous faites allusion est une réalisation des Ets Radio-Stock, 6, rue Taylor, Paris (10^e) auxquels nous vous prions de vous adresser.

RR - 12.57. — M. Roger Loreaux, Speyer (Allemagne).

1° Convertisseur d'alimentation n° 1 291, page 166 :

a) Le point + 0 V correspond évidemment à la borne (+) de l'accumulateur 24 V.

b) Il s'agit de matériels de la R.T.C. La Radiotechnique-Compelec 130, avenue Ledru-Rollin, Paris (11^e).

2° Adresse des antennes ARA : ARA, Oréga, Cifte, 50, rue J.-P.-Timbaud, 92-Courbevoie.

3° Les deux firmes citées ci-dessus ne vendent évidemment pas directement aux particuliers; il vous faut passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien revendeur détaillant.

RR - 12.59. — M. Christian Mascolo, 13-Marseille.

En ce qui concerne les réalisations commerciales décrites dans nos colonnes, nous n'avons pas d'autres précisions outre ce qui a été publié. Dans de tels cas, c'est donc à l'annonceur qu'il convient de s'adresser directement. Ainsi, pour les deux montages qui vous intéressent, veuillez écrire à Radio-Stock, 6, rue Taylor, Paris (10^e).

Réalisez votre fréquencemètre TFX1 décrit dans ce numéro du « Haut-Parleur » par F. THOBOIS, grâce à nos pochettes de composants : circuits intégrés, résistances, condensateurs, tubes nixies, etc.

Liste sur demande

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier
31000 TOULOUSE

Appel ! 21-04-92

RR - 12.60. — M. J.M. Delettre, 62-Lens.

1° Nous n'avons pas le schéma de votre téléviseur; il vous faut le demander au constructeur (Sonolor) ou à un dépositaire de cette marque.

2° Certes, un thyristor peut être détruit par l'application d'un courant de gâchette trop élevé. Vous devriez donc mesurer cette intensité de gâchette et voir si elle correspond au thyristor employé (dont vous ne nous indiquez pas le type). Mais un thyristor peut aussi être détruit par l'application d'une tension alternative trop élevée (pour le type considéré) entre anode et cathode (tension inverse).

3° Commande d'un projecteur de diapositives, numéro 1318, page 117. Caractéristiques des bobinages :

T₁ = deux enroulements nids d'abeilles de 900 tours chacun sur mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable; E = prise médiane; CB = 1/3 de AC; espacement de 8 mm entre les deux enroulements; fil de 18/100 de mm.

L₁ = 2 600 tours nids d'abeilles sur mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable; fil de 18/100 de mm.

RR - 12.61. — M. Joseph Galdardo, 09-Pamiers.

1° Le transistor MPF103 est de fabrication Motorola (Chemin Canto Laouzetto, B.P. 3411 31-Toulouse); mais il vous faut passer par l'intermédiaire d'un revendeur radioélectricien détaillant.

Il faut bien respecter le brochage... et surtout ne pas inverser « source » et « drain » comme vous pensez que cela pourrait se faire!

2° Il n'est pas du tout recommandé de soumettre un transistor à effet de champ à un ohmmètre (destruction facile notamment par l'électrode de « porte »).

3° Vous pouvez remplacer un condensateur de 1 µF par un de 0,82 µF.

4° Dans le montage d'alimentation cité, la tension est de 24 V stabilisés par diode Zener. Le secondaire du transformateur délivre 2 x 25 V eff. (et non 15).

RR - 12.62. — M. Jean Rioual, 93-Drancy.

Nous ne pouvons pas vous dire à distance ce qui ne va pas dans votre montage; il aurait fallu au moins nous indiquer les diverses tensions relevées d'une façon précise (voltmètre à très faible consommation interne ou voltmètre électronique) en différents points de votre montage.

Le schéma proposé ne comporte pas d'erreur; à vous de vérifier votre réalisation pratique.

Vérifiez l'état des transistors 2N5777 et surtout 40468MOS. Les transistors MOS étant extrêmement sensibles et fragiles sont souvent livrés avec une sorte de bague court-circuitant les électrodes. Si tel est le cas, l'avez-vous enlevée?

De toute façon, en plaçant R₆ sur résistance maximale, vous devez faire dévier le milliampèremètre dans un sens ou dans l'autre en manœuvrant R₉, à moins que ce milliampèremètre ne soit défectueux...

RR - 12.65. — M. Alain Rousely, 72-Montabon.

1° Dans l'amplificateur décrit à la page 90 du numéro 1 191, la tension secondaire du transformateur est de l'ordre de 35 V eff. (2 A). Les diodes du pont sont du type BYX22/600 ou similaires; on peut aussi utiliser un pont redresseur type B4Y2/140M. Les condensateurs de filtrage présentent une tension d'isolement de 50 à 60 V; les condensateurs de liaison sont à diélectrique basse tension facile à déterminer.

2° On peut monter un « vu-mètre » de niveau à la sortie de chaque canal; veuillez vous reporter au schéma de la figure RR-9.06, page 325, n° 1 379. Mais il convient de monter ces « vu-mètres » de niveau en sortie comme indiqué et non comme vous le suggérez (car dans ce cas, ils n'indiqueraient rien de valable et ne seraient d'aucune utilité).

3° Nous n'avons encore jamais vu le cas de la destruction du transistor d'entrée d'un décodeur stéréo par le signal trop important issu d'un détecteur FM... Si chez vous, il y a destruction, la cause est probablement ailleurs. Il faudrait nous communiquer le schéma de l'étage détecteur FM (sortie du tuner), celui de l'étage d'entrée du décodeur; et celui de la liaison que vous avez effectuée.

4° Dans le montage de décodeur FM décrit dans le numéro 1 329, page 31, une ampoule de 6 V 100 mA ne convient pas; elle ne s'allumerait presque pas et le transistor Q₁ se fatiguerait... L'emploi d'une ampoule 6 V 60 mA — type d'ailleurs très courant — est obligatoire.

RR - 12.63. — M. Bernard Vedel, 34-Montpellier.

Numéro 1 336, page 17.
1° Avec cet émetteur, sur 27 MHz, il faut théoriquement utiliser une antenne-fouet verticale d'une longueur de 2,65 m

(quart d'onde). Cette dimension étant parfois encombrante, on peut raccourcir le fouet, et compenser en intercalant une bobine en série à la base.

2° La charge optimale de l'antenne (c'est-à-dire finalement le rayonnement maximum) est obtenue par le réglage du condensateur 6-60 pF et éventuellement par modification de l'espacement entre spires de L₄. Le rayonnement maximum est vérifié à l'aide d'un contrôleur de champ 27 MHz placé à une distance suffisante. On procède de la même façon pour la détermination de la bobine d'antenne, si nécessaire.

3° Le microphone préconisé, est du type piézo-électrique type CM22 (impédance 500 kΩ); mais on peut également employer un microphone dynamique avec transformateur incorporé à sortie 50 kΩ.

Êtes-vous prêt?

la télévision en couleurs à portée d'



le diapo-télé test

VISIONNEUSE INCORPORÉE

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, r. Jean-Mermoz - PARIS 8^e - Tél. 771 14 03

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs; visionneuse incorporée pour observations approfondies.

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris.



L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

MESURE DE LA PUISSANCE HF DE SORTIE D'UN ÉMETTEUR

NOUS ne dissimulerons pas que cette mesure est extrêmement délicate... si on la veut **précise**. Cependant, pour l'amateur, l'estimation aussi proche que possible de la vérité (donc avec l'acceptation d'une certaine tolérance) est en général suffisante ; nous nous efforcerons néanmoins de faire la marge de tolérance aussi réduite que possible.

Rappelons qu'un procédé courant consiste à employer une ampoule d'éclairage comme antenne fictive.

Si l'émetteur comporte un circuit final en π (circuit Jones), cette ampoule peut être connectée directement à la sortie de ce circuit (Fig. 2).

Puis, on se contente d'apprécier à l'œil la luminosité de l'ampoule, donc la puissance HF correspondante.

Il est bien évident que ce système est très approximatif, même si l'adaptation des impédances est réalisée d'une façon correcte (impédance de la source, c'est-à-dire de l'étage final de l'émetteur, et impédance utilis-

un réglage différent du circuit de sortie de l'émetteur — selon qu'il est avec ou sans ampoule de charge — pour l'obtention de l'accord précis à la résonance ; des retouches aux réglages sont indispensables. L'ampoule présente en outre des pertes dans son culot ; il convient donc de le supprimer et d'effectuer les branchements directement sur les fils sortant de l'ampoule (il ne faut surtout pas utiliser une ampoule avec sa douille correspondante, sous prétexte de réaliser un branchement facile !)

Après couplage, l'accord de ce dernier circuit est vérifié et retouché si besoin est ; puis on effectue également les réglages du condensateur ajustable C_1 en série avec L_1 et du condensateur variable C_2 en parallèle avec L_2 pour l'obtention de la déviation maximale du voltmètre électronique à sonde HF. Nous mesurons donc U aux bornes de la résistance de charge Z_C , et on applique la formule :

$$W = \frac{U^2}{Z_C}$$

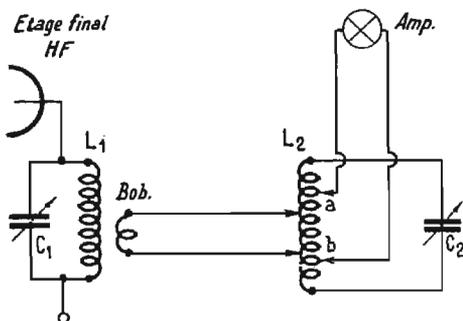


Fig. 1

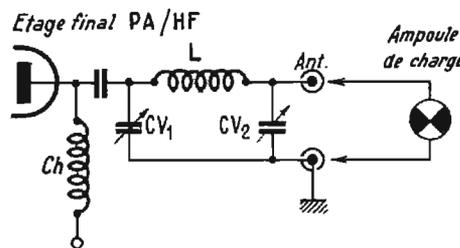


Fig. 2

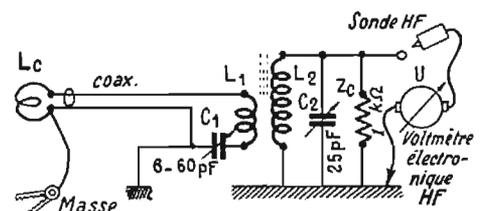


Fig. 3

On prend une ampoule d'une puissance sensiblement égale à la puissance HF escomptée. On couple l'ampoule par quelques spires ou par un circuit accordé auxiliaire au circuit final de l'émetteur (Fig. 1). On ajuste les prises a et b suivant la tension d'alimentation de l'ampoule (plus cette tension est élevée, plus a et b se rapprochent des extrémités de L_2). Le circuit auxiliaire doit évidemment être conçu pour être accordé sur la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

trice ou charge, c'est-à-dire celle de l'ampoule). En effet, l'œil n'est pas un organe parfait et l'appréciation de la luminosité de l'ampoule peut être très différente suivant que l'observation se fait, soit en un endroit obscur, soit en plein jour, par exemple.

Il y a aussi les pertes et causes d'erreur de toutes sortes, et nous pensons surtout à celles provoquées par l'ampoule elle-même. Cette dernière présente souvent une composante inductive non négligeable, ce qui se traduit par

Il va sans dire que les pertes et causes d'erreur augmentent avec la fréquence à laquelle est faite la mesure ; elles sont donc plus importantes sur VHF que sur ondes décamétriques.

Dans le cas de la mesure de faibles puissances HF (cas des talkies-walkies, par exemple), on met souvent en œuvre le dispositif représenté sur la figure 3. La bobine de couplage L_C est couplée au circuit accordé de l'amplificateur final pour l'extraction du maximum d'énergie HF.

Naturellement, le circuit L_2 C_2 doit être conçu pour pouvoir s'accorder sur la fréquence de travail de l'émetteur. A titre indicatif, pour la bande 27 MHz, nous avons :

$L_C = 2$ tours ; diamètre intérieur légèrement supérieur à celui de la bobine du circuit final de l'émetteur ;

$L_1 = 2$ tours : fil de cuivre de $10/10^6$ de mm ; enroulement exécuté par dessus L_2 côté masse ;

$L_2 = 15$ tours; même fil; enroulement jointif sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable;

$Z_c = 1\ 000\ \Omega$ carbone, 5 %, 2 W.

De telles mesures sont très valables tant que le signal HF est de forme sinusoïdale, ou tout au moins tant que l'amplitude des harmoniques reste très faible.

Mais revenons maintenant à nos systèmes à ampoules. Pour obtenir une précision plus grande que celle donnée par l'appréciation visuelle de l'éclairage de l'ampoule, nous pouvons justement estimer électroniquement cet éclairage grâce à un petit montage élémentaire.

Le dispositif comporte une photodiode (genre OAP12, BPY13. etc.) connectée en série avec un micro-ampèremètre et une pile. A une distance à déterminer (mais ensuite fixe) de la photodiode, nous avons notre ampoule d'éclairage (Fig. 4); cette distance est fonction de l'éclairage de l'ampoule, de la sensibilité du micro-ampèremètre utilisé et de la tension de la pile. Le processus de la mesure est le suivant :

L'ampoule est alimentée (par l'intermédiaire de l'un des circuits de couplage auxiliaires vus précédemment) par l'énergie HF disponible à la sortie de l'émetteur. Son éclairage est alors tel que le micro-ampèremètre accuse une certaine déviation (que l'on note).

Ensuite, on alimente l'ampoule à l'aide du secteur et d'un autotransformateur variable intermédiaire; s'il s'agit d'une ampoule basse tension, on peut aussi utiliser un accumulateur et un rhéostat de réglage (Fig. 5). On manœuvre alors le réglage de l'autotransformateur (ou du rhéostat) afin que l'éclairage de l'ampoule provoque la même déviation du micro-ampèremètre (déviations notées précédemment). On lit alors les valeurs des tensions et intensités sur le voltmètre V et le milli-ampèremètre ou ampèremètre I. Le produit de ces valeurs donne la puissance HF correspondante :

$$W = V \times I$$

W en watts pour V exprimé en volts et I en ampère.

Une autre solution pour pallier les erreurs d'appréciation de l'œil consiste à utiliser un élément de comparaison simultanée. On dispose côte à côte, dans un boîtier cloisonné, deux ampoules identiques, l'une alimentée par l'énergie HF de l'émetteur, l'autre à partir d'une source de courant quelconque (montages vus avec la figure 5). Cette disposition est montrée sur la figure 6 (cas de l'alimentation secteur). En effet, bien qu'imparfait, l'œil apprécie

cependant avec une bonne précision, par comparaison, la luminosité relative de deux sources voisines.

L'ampoule de gauche étant alimentée par l'énergie HF de l'émetteur, on amène l'ampoule de droite à fournir le même éclairage en réglant l'autotransformateur variable (ou le rhéostat s'il s'agit d'une alimentation en basse tension). L'égalité d'éclairage obtenue, il ne reste qu'à effectuer, comme précédemment, le produit $V \times I$ des lectures du voltmètre et du milli-ampèremètre pour obtenir la puissance HF correspondante de l'émetteur.

Il suffit d'utiliser des ampoules miniatures de faible consommation. Le commerce actuel nous offre un grand choix dans ce domaine : divers types de 1,5 à 28 V pour des intensités de 8 à 120 mA (« Vitality-Limited » et « Dyna », par exemple). Ainsi, si nous prenons une ampoule de 3 V, 8 mA, elle va nous permettre d'apprécier aisément 20 mW.

Dans de nombreux cas, et cela est particulièrement vrai pour les appareils VHF, les émetteurs « sortent » sur une impédance de 50 à 75 Ω . On peut alors réaliser

que la résistance du filament froid mesurée à l'ohmmètre n'est que de 8 Ω environ !

Bien sûr, il existe d'autres moyens de mesure des puissances HF mettant en œuvre des organes spéciaux, peut-être courants en laboratoire, mais que l'amateur ne possède pas. De toute façon, les procédés indiqués, bien que n'étant pas rigoureux, sont tout de même suffisants pour l'amateur.

Au début des mesures, on peut se demander ce que sera la puissance HF approximative de sortie... ou ce qu'elle devrait être.

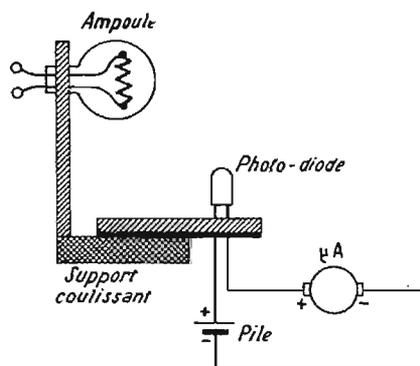


Fig. 4

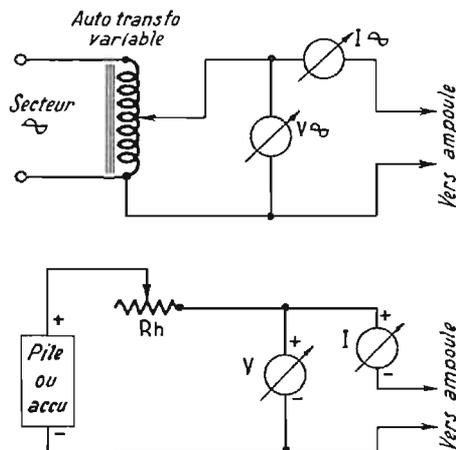


Fig. 5

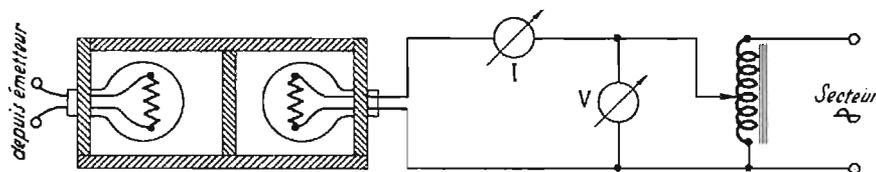


Fig. 6

Dans tous les cas, il convient de remarquer que ces mesures donnent toujours une valeur de puissance HF par défaut; la puissance HF réelle est toujours un peu supérieure. Sur ondes décimétriques, on peut compter environ 10 % en plus.

Sur VHF, nous l'avons dit, les mêmes procédés de mesure restent possibles; mais les pertes augmentent avec la fréquence. L'écart entre la mesure et la puissance réelle est donc plus grand. Pour minimiser pertes et erreurs, il importe de faire des connexions de mesure aussi courtes que possible, et de placer le dispositif de mesure dès la sortie « antenne » de l'émetteur.

La figure 3 représentait un procédé souvent employé pour les faibles puissances. Précisons cependant que les systèmes à ampoules peuvent aussi être mis en œuvre sur de faibles puis-

un groupement série-parallèle plus ou moins complexe d'ampoules basse tension (débarrassées de leur culot), groupement permettant à la fois d'obtenir une résistance correspondant directement à l'impédance de sortie de l'émetteur, et de supporter la puissance HF estimée. Aucun circuit auxiliaire n'est donc nécessaire, et l'on peut connecter le groupement d'ampoules directement à la sortie coaxiale « antenne » de l'émetteur; les pertes éventuelles sont alors réduites au minimum.

Dans la détermination du groupement d'ampoules à réaliser, on tiendra compte de la résistance présentée par une ampoule éclairée (et non pas de la résistance du filament à froid). C'est ainsi, par exemple, qu'une ampoule du type 6,3 V 100 mA présente évidemment une résistance de 63 Ω lorsqu'elle est normalement éclairée... alors

En général, on en a toujours une première idée si l'on connaît les caractéristiques de la lampe ou du transistor final PA indiquées par le fabricant. A défaut, on peut toujours calculer la puissance d'alimentation de ce dernier étage (produit de la tension d'alimentation par l'intensité consommée) et considérer que l'on a approximativement un rendement de 60 à 70 % en classe B et un rendement de 70 à 85 % en classe C.

D'autre part, il importe de ne pas oublier que puissance HF disponible à la sortie d'un émetteur ne veut pas dire puissance effectivement rayonnée. Il ne suffit pas de produire de l'énergie haute fréquence, encore faut-il l'envoyer dans l'espace... et l'excellence de ce rayonnement ne peut dépendre que des qualités de l'antenne utilisée.

Roger A. RAFFIN,
F 3 AV.

LE VFO NT29 SEFRAC

DANS notre précédent numéro, nous avons décrit l'émetteur 144 MHz NT17C, qui peut être piloté par quartz ou par VFO. Notre examen porte aujourd'hui sur le VFO, qui est du type à addition de fréquences, associant un oscillateur variable entre 13 et 14 MHz, à un oscillateur à quartz sur 59 MHz. Ce type de VFO est caractérisé par une grande stabilité comme nous le verrons plus loin, et sa réalisation est de catégorie professionnelle.

PRESENTATION

La réalisation est scindée en deux parties; le VFO proprement dit est installé dans un boîtier en acier de 20/10 d'épaisseur cadmié, très robuste, et capable de supporter sans inconvénient des contraintes mécaniques considérables; la platine mélangeuse comportant l'oscillateur à quartz et les différents étages mélangeur, amplificateur, séparateur, réalisée sur circuit imprimé. Le bloc VFO porte la référence NT4, la platine mélangeuse la référence NT29. L'ensemble peut être utilisé pour piloter tout émetteur à partir d'une fréquence de 72 MHz. Les raccordements s'effectuent sur câble coaxial et fils sortis sur le VFO NT4, par soudures sur picots à œillets sur la platine NT23.

CARACTERISTIQUES

Fréquence de sortie VFO; 13-14 MHz.

Niveau de sortie : - 50 mV.
Fréquence de l'oscillateur à quartz : 59 MHz.

Fréquence en sortie de la platine mélangeur : 72-73 MHz.

Tension de sortie : 0,5 V/50 Ω .

Tension d'alimentation: 13,6V.

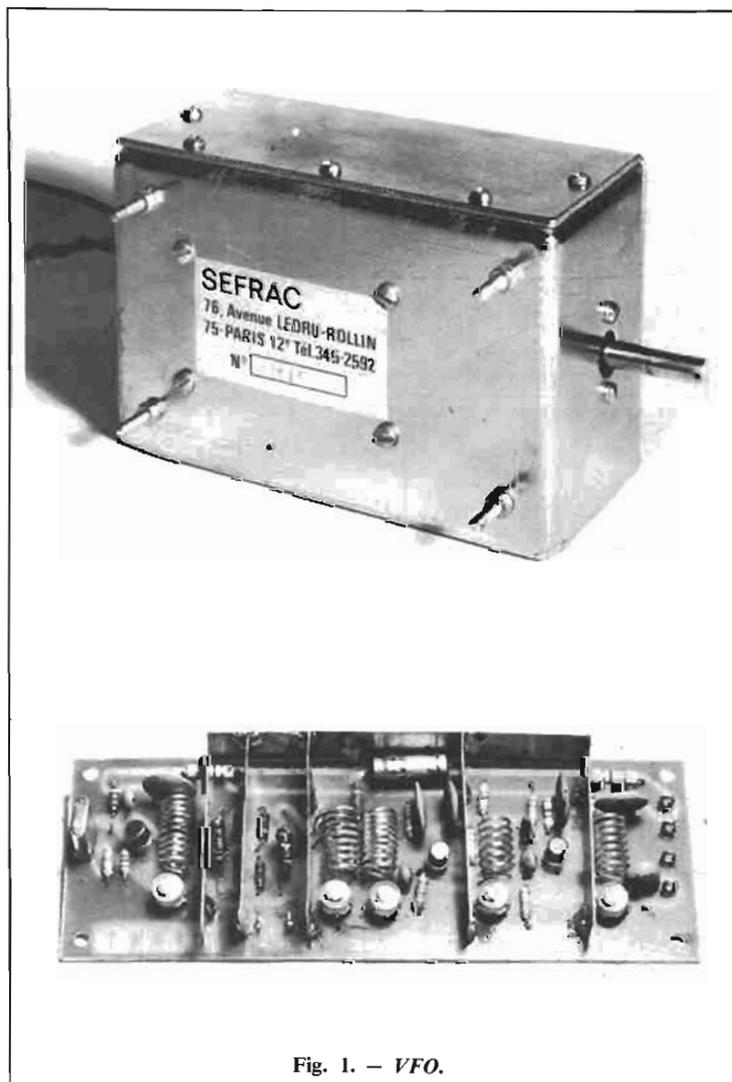


Fig. 1. — VFO.

Consommation : VFO NT4 : 34 mA; Mélangeur NT29 : 440 mA.

Encombrement : VFO NT4 : 135 x 58 x 78 mm; Mélangeur NT29 : 143 x 50 x 20 mm.

Fixations : VFO, sur 4 tiges filetées \sim 3; Mélangeur, 4 trous aux angles du circuit imprimé.

Poids : VFO, 590 g; Mélangeur, 80 g.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

(Fig. 1 et 2)

Le constructeur a choisi la solution mélange par addition de fréquences, car elle offre le meilleur compromis de stabilité, notamment par rapport aux VFO partant de 8 MHz. En effet, la fréquence de sortie de 72 MHz

est obtenue par la somme des fréquences 13 MHz (VFO) + 59 MHz (oscillateur fixe). La fréquence finale sera obtenue en doublant simplement le 72 MHz, et les variations de fréquence du VFO seront multipliées par deux, soit pour $\Delta F = 50$ Hz VFO, $\Delta F = 100$ Hz au final. Dans le cas où le VFO part de 8 MHz, la fréquence finale est obtenue après multiplication par 18, et pour le même ΔF de 50 Hz VFO, en sortie nous aurons un ΔF de $50 \times 18 = 900$ Hz. Le constructeur met l'accent sur ces chiffres et indique que le VFO NT4-NT29 est neuf fois plus stable qu'un montage partant de 8 MHz.

VFO NT4. Les circuits sont composés d'un oscillateur suivi d'un étage séparateur. L'oscillateur, transistor T_1 est du type LIE dérivé du Hartley. La réaction est assurée par le condensateur C_6 , et le courant continu ne traverse pas le circuit accordé. Le signal est prélevé sur l'émetteur de T_1 , aux bornes de la résistance R_3 , puis couplé à travers le condensateur C_8 sur la base de l'étage séparateur aperiodique T_2 . Cet étage est monté en émetteur follower; le signal traverse C_{10} puis est dirigé vers la sortie.

Afin de s'affranchir des instabilités de fréquence dues à la tension d'alimentation, les diodes Zener Z_1 et Z_2 stabilisent celle-ci au niveau des collecteurs de T_1 et de T_2 , ce qui autorise un fonctionnement dans une très large fourchette de variations (10-18 V).

Les composants utilisés sont de type professionnel, le condensateur variable est un Arena dont l'axe sort directement du boîtier sans démultiplication. Un petit circuit imprimé fixé très rigidement à l'intérieur du boîtier reçoit les différents composants, à l'exclusion du CV, disposé sur la tôle.

Mélangeur NT29. Cette platine comporte l'oscillateur à

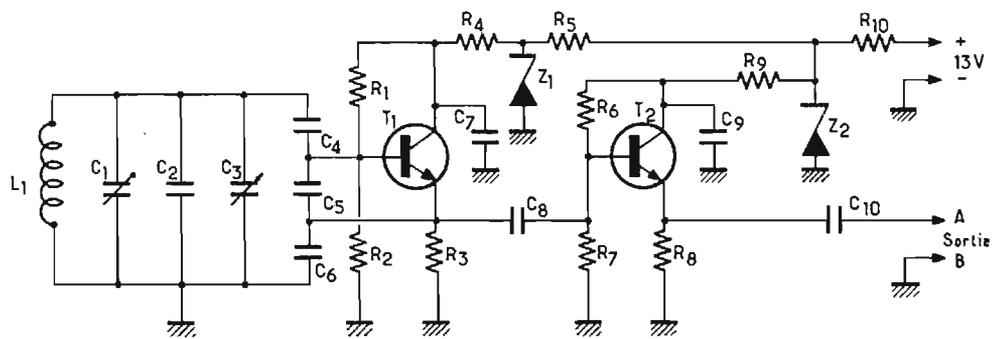


Fig. 1

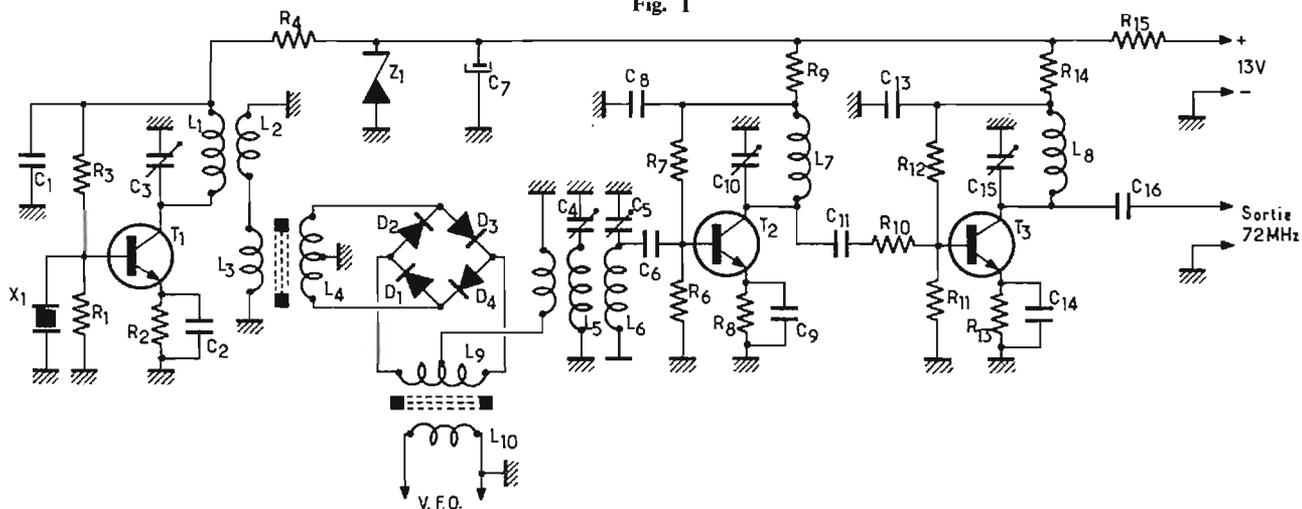


Fig. 2. - Mélangeur.

CENTRAL HI-FI 13

Pour
votre
Chaîne Hi-Fi
25 Grandes
Marques

Pour
tous vos
Enregistrements
sur disques et bandes, de
tous vos documents sonores

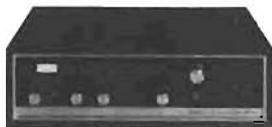
FISHER - GARRARD
CONNOISSEUR - SKYNELEC
BARTHE - ACOUSTICAL
AIWA - MICRO
CELESTION - TELETON
CLARION - NIVICO
HECO - CROWN

TANDBERG



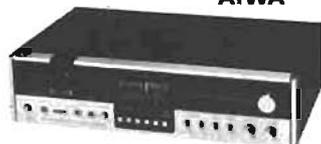
SANSUI - THORENS
NATIONAL - PICKERING
GOODMANS - ONKYO
WIGO - KAISUI
TANDBERG - SFAR
BELSON - P.E.
ETF (SB5) - BANDFUNK

SANSUI QR500



Ampli-tuner AM-FM «Quadriphonique» 60 W.
Prix 2 350,00

AIWA



Combiné ampli-tuner AM-FM stéréo 2 x 15 W
eff. avec magnétophone à cassettes stéréo (bi-canal 4 pistes). Prix 2 250,00

M. JOSSELIN SPÉCIALISTE ACOUSTICIEN

42, rue des Peupliers, 75013 PARIS - Tél. : 588-63-23

Ouvert du lundi au samedi de 9 h à 12 h 30 et de 15 h à 19 h 30

quartz, le mélangeur qui est un modulateur équilibré, un séparateur et un amplificateur.

L'oscillateur à quartz transistor T_1 fonctionne en overtone et délivre un signal à 59 MHz recueilli aux bornes des enroulements L_2 et L_3 . Ce dernier enroulement ainsi que L_4 et L_9-L_{10} sont bobinés sur tores Vernilité LTT et constituent, associés aux diodes D_1 à D_4 le mélangeur. Le signal résultant ($13 + 59$ MHz) est appliqué au filtre de bande L_5-C_4 , éliminant toutes traces des fréquences indésirables. Le signal est alors couplé à travers C_6 sur la base du transistor T_2 , puis amplifié par le transistor T_3 . La tension d'alimentation de l'oscillateur est ici aussi stabilisée par diode Zener.

Les différents circuits accordés de la plaquette sont cloisonnés, les composants utilisés sont de type professionnel.

Afin d'obtenir une bonne résolution, l'utilisation d'un frémencemètre numérique a été rendue nécessaire. En sortie du VFO, le signal délivré est de 60 mV, la variation de fréquence couvre de 12980 à 14030 kHz. Après un ΔT de 3 h, la dérive est de + 128 Hz, les variations de tension de 10 à 18 V ont amené un ΔF de 16 Hz.

VFO et platine mélangeuse couplés, dans les mêmes conditions, le ΔF est de +135 Hz. Ces résultats sont excellents.

Les relevés de fréquence ont eu lieu toutes les 15 mn la première heure, toutes les 30 mn ensuite.

Nous avons vérifié la stabilité aux chocs, mais sans brutalité, car le CV est monté sur roulement à billes, en frappant le boîtier à l'aide du manche d'un petit tournevis. Après choc, la fréquence se trouve décalée de + 43 Hz, mais la mesure n'est bien entendu non reproductible.

CONCLUSION

La stabilité de cet ensemble est très grande, bien supérieure à ce que nous avions espéré. Ces modules sont bien conçus, et peuvent sans restriction être utilisés pour piloter toute station VHF.

J.B.

MESURES

Nous avons procédé aux mesures de stabilité sur VFO puis sur l'ensemble en fonction de la tension d'alimentation et sur une durée de 3 heures.

TERAL

PROMOTIONS HIFI-CLUB TERAL

DÉPARTEMENT SPÉCIAL DE MAGNÉTOPHONES

BANG & OLUFSEN



- **BEOSYSTEM 901** ● Beogram 1001 + Beomaster 901 + 2 Beovox 901
Prix **3 270 F**
 - **BEOSYSTEM 1001** ● Beogram 1001 + Beomaster 1001 + 2 Beovox 1001
Prix **3 790 F**
 - **BEOMASTER 901** seul **1 842 F**
- ET TOUTE LA GAMME B.O. EN DÉMONSTRATION

Pizon - TONAKA



★ **EXCEPTIONNEL!!!**

**ENCORE UNE PERFORMANCE
DU HIFI-CLUB TERAL**

- Ampli-tuner **Tonaka** AM/FM-PO-GO 2 x 20 W eff.
- Table de lecture **Lenco B55**.
- Socle et plexi.
- Cellule magnétique.
- 2 enceintes **Eole 150**.

L'ensemble **2 150 F**

REVOX



- | | |
|---|------------------|
| 1102.....3 150 F | 1302.....3 050 F |
| 1122.....3 500 F | 1222.....3 700 F |
| 1322.....3 400 F | |
| Version Dolby 2 ou 4 pistes 4 350 F | |
| 1308.....3 750 F | 1108.....3 850 F |
| 1328.....4 100 F | 1228.....4 400 F |

AKAI

PLATINE A BANDES



4000 DS

- | |
|--------------------|
| 4000DS .. 1 829 F |
| X201D .. 2 827 F |
| 1731D .. 2 494 F |
| GX220D .. 3 676 F |
| GX280D .. 4 643 F |
| X165D .. 2 200 F |
| GX1900D .. 3 788 F |
| M11D .. 2 729 F |

MAGNÉTOPHONES A BANDES
GX280 .. 5 118 F | 1731L.....3 104 F
M11 3 297 F | 1721L..... 2 106 F

LECTEURS ENREGISTREURS DE CASSETTES HI-FI



- | |
|---|
| GXC40D avec têtes GX..... 1 629 F |
| GXC40 avec ampli - Têtes GX..... 1 838 F |
| GXC40T avec tuner - Têtes GX..... 2 685 F |
| GXC46 DOLBY - Têtes GX..... 2 439 F |
| CS35D .. 1 330 F |
| CS50 av. chang. de K7 auto..... 1 800 F |

SONY

PLATINE LECT.-ENREG. DE K7



- | |
|-------------------------------|
| TC160... 1 741 F |
| TC165 Auto-Reverse .. 2 188 F |
| TC133CS 1 772 F |

KENWOOD

7010A L/EN de K7 stéréo 1 090 F

BIGSTON

Lecteur/Enregistreur de cassettes stéréo, normes Hi-Fi..... 1 890 F

KENWOOD

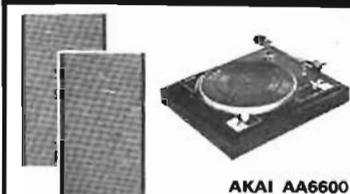
AVEC GÉNÉRATEUR DE RYTHMES INCORPORÉ



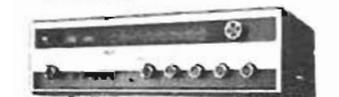
- Ampli-tuner **Kenwood KR 5170** ● AM/FM 2 x 50 W avec **générateur de rythmes tempo incorporé** : environ 16 rythmes et micros mélangeables ●
- Table de lecture **LENCO B55** avec socle et couvercle et cellule magnét.
- 2 enceintes **CABASSE DINGHY I** ● *Si vous êtes musicien*, l'accompagnateur idéal lors de vos soirées musicales.

L'ENSEMBLE..... **4 100 F**

AKAI



AKAI AA6600



CHAÎNE AKAI AA6600

- Ampli-préampli-tuner AM/FM **AKAI AA6600**, 2 x 60 W.
 - Table de lecture **CONNOISSEUR BD2**
 - Cellule **SHURE M75/6** ● Socle et plexi.
 - 2 enceintes à 2 voies **SCOTT S17**.
- L'ENSEMBLE **3 900 F**

VOXSON



PROMOTION ★ VOXSON HR213

PROMOTION CONSEILLÉE PAR LE HI-FI CLUB TERAL

- Ampli-tuner **VOXSON HR213** 2 x 20 W - FM - Muting - 4 sorties HP - Filtrés haut et bas - Monitoring - Loudness - Entrées DIN et RCA.
 - Table de lecture **B55 LENCO** - Cellule magnétique - Socle et plexi.
 - 2 enceintes **EOLE 150**.
- L'ENSEMBLE **2 090 F**

2^e suggestion : avec l'ampli-tuner **VOXSON HR213** :

- Table de lecture **GARRARD SP25 MKIII** - Cellule magnétique **EXCEL** - Socle et plexi.
- 2 enceintes **TS4**.

L'ENSEMBLE **1 750 F**

**AU
HIFI-CLUB TERAL
UN ACCUEIL
COMME
VOUS L'AIMEZ**

Z



**MARANTZ
2230**



- Ampli-préampli-tuner **MARANTZ 2230** AM/FM/Stéréo 80 W eff.
 - Table de lecture **ERA 555** ● Cellule magnétique ● Socle et plexi.
 - 2 enceintes **SIARE Fugue 50**.
- L'ensemble **5 600 F**

PIONEER



CHAÎNE LX440 PIONEER

- Ampli-tuner **LX440 PIONEER** 2 x 17 W sur 40 Ω - AM/FM.
 - Table de lecture **BARTHE ROTOFLOUID SP** ● Cellule magnétique ● Socle et couvercle.
 - 2 enceintes **CABASSE Dinghy I**.
- L'ensemble **3 900 F**

HIFI-CLUB TERAL

53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Tél. : 307-47-11 - 307-37-74 - 344-67-00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM

Aujourd'hui, une boîte doit aussi être pratique la boîte "Scotch" est (en plus) intelligente



ici, un ergot d'assemblage pour rangement homogène.

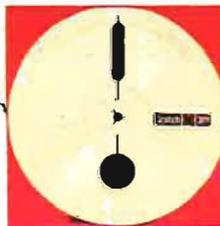


ici, une découpe astucieuse permettant l'ouverture.

ici, dès l'ouverture de la boîte, la bobine se met toute seule en position de sortie, jusqu'à cette 1^{re} butée d'arrêt.

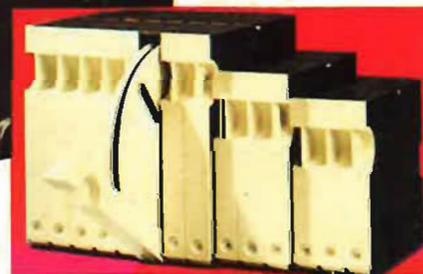
ici, la bobine s'avance jusqu'à cette 2^e butée de fin de course.

bobine rigide, indéformable, protégeant les bords de la bande.



boîte cellophane, garantie de l'origine.

design contemporain et fonctionnel en plastique antichoc.



rangement rationnel avec accès à la bobine sans déclasser la boîte.

Pour 3M en effet, même une boîte doit avoir des idées à revendre. Alors quand une boîte "Scotch" rencontre une autre boîte "Scotch", cela fait une "Bandothèque Scotch". Conception originale de classement pour vos enregis-

trements magnétiques, la "BANDOTHEQUE SCOTCH" est encore une trouvaille pratique 3M. La technologie de pointe 3M vous permet d'atteindre la "vraie" haute-fidélité avec les bandes magnétiques "Scotch".

OFFRE SPECIALE "BANDOTHEQUE SCOTCH"

Une surprise dans chaque bande magnétique "Scotch" : Vous pouvez obtenir gratuitement une boîte ou une bobine vide pour la constitution de votre "Bandothèque Scotch". Il suffit pour cela de renvoyer à 3M la carte-réponse spéciale placée dans chaque bande magnétique "Scotch". Dépêchez-vous, la durée de cette offre est limitée.

3M FRANCE
135 Bd Sérurier - 75019 PARIS