

7 f
532 PAGES
1^{re} ANNÉE - N° 1579 - DU 16 DÉCEMBRE 1976

LE HAUT-PARLEUR

ISSN 0337-1883

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **BANCS D'ESSAI : L'ELCASET SONY EL 5 - L'AMPLI-TUNER ONKYO 4500** ■ **L'OSCILLOSCOPE D 65 TELEQUIPMENT**
■ **RÉALISEZ : UN CAPACIMÈTRE INDUCTANCEMÈTRE A LECTURE DIRECTE** ■ **UN PRÉAMPLI CORRECTEUR POUR CELLULE MAGNÉTIQUE** ■ **UN CRETEMÈTRE AUDIO** ■ **UNE ALIMENTATION STABILISÉE A UN THYRISTOR** ■ ■ ■



PHILIPS

SUISSE : 3,50 FS ● ITALIE : 1100 LIRES ● ESPAGNE : 125 PESETAS ● CANADA : 1,50 DOLLARS ● ALGÉRIE : 7 DINARS ● TUNISIE : 700 MIL.

Onkyo : la très haute précision du Quartz en FM.



Ampli-tuner Onkyo TX-4500

ONKYO®

MAGECO
electronic

AIWA - CONNOISSEUR
GOODMANS - ONKYO
PICKERING - ALPHA

Le Quartz est utilisé dans les dernières montres électroniques. Sa précision est pratiquement absolue.

C'est pour cela qu'Onkyo a fait appel au Quartz pour ce nouvel ampli-tuner TX-4500. Pour la Hi-Fi, c'est une révolution. Jamais on n'avait atteint une telle précision, une telle simplicité de réglage. Un oscillateur au Quartz (sa fréquence de vibration est immuable dans le temps), "décide" du meilleur accord, détecte la plus infime déviation et la compense immédiatement et automatiquement afin d'obtenir en FM une distorsion minimale. Ce système ("Quartz Locked") dépasse de loin le classique contrôle automatique de fréquence (CAF).

Plus de réglage fin, toujours laborieux. Il est automatique. Le Quartz, avec sa précision, s'en charge. Et cela, pour des heures, des jours, des mois.

Vous avez toujours le son le plus pur, le son le plus vrai. Pour une autre station FM, tournez simplement le bouton de recherche, le système

"Accutouch Control" débloquent l'asservissement et un nouveau verrouillage se fait "au plus près" sur la nouvelle fréquence lorsqu'on relâche le bouton.

L'Onkyo TX-4500 se signale aussi par sa bonne réponse aux ultra-basses fréquences, puisque sa bande passante va de 0,8 Hz à 100 kHz (à ± 3 dB), d'où une excellente reproduction des meilleurs disques dans le sens de leur enregistrement.

Pour la puissance, Onkyo a vu large : 60 W/RMS par canal, sous 8 Ω à 1 kHz avec un taux de distorsion toujours inférieur à 0,1 %.

PO-et FM - Système "Loudness" - 2 Vumètres - 3 entrées HP (avec un système d'enregistrement entre magnétophones) - 3 entrées magnéto - 2 entrées phono - 1 entrée auxiliaire - Prise casque - Adaptation possible au système Dolby.

Avec l'Onkyo TX-4500, à réglage par quartz, vous trouverez la précision, la stabilité des plus sophistiqués des ampli-tuners.

Si vous voulez en savoir plus sur le système "Quartz Locked" du TX-4500 et toute la gamme ONKYO, renvoyez ce bon à MAGECO ELECTRONIC, rue du Dessous des Berges, 75013 Paris - Tél. : 583.65.19.
CIMEL, 10, Bd de la Minoterie, 13015 Marseille
Prénom _____

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

- (1) LE HAUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de l'occasion.
- (2) LE HAUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (3) LE HAUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation. Son Télévision Radio Electronique Audiovisuel.
- (4) LE HAUT-PARLEUR Electronique Pratique.

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

46 numéros avec en supplément
 2 numéros spécialisés
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

FRANCE 140 F
 ÉTRANGER 205 F

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

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

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

sommaire

B.F. - Technique générale - HiFi

● Le magnétophone ELCASET SONY EL 5	150
● Le tuner-amplificateur ONKYO 4500	158
● Le tuner-amplificateur SONY STR 6800	178

Radio - T.V. - Technique générale

● L'oscilloscope TELEQUIPMENT D 65	171
● Branchement d'un magnétoscope sur un téléviseur	240
● Qu'est ce qu'un téléviseur	332

Electronique - Technique générale

● Détermination des éléments utilisés dans les montages	192
● Instrument de musique Electronique Magnetic-France : Piano, synthétiseur, clavecin	197
● Du bureau d'étude à l'amateur : Les séparateurs à T.E.C.	203
● La nouvelle technologie des composants électroniques	243
● Une base de temps de précision pour fréquencemètre	249
● L'électronique au service de la photo	252
● Communications par infrarouges	257
● Datathèque du transistor	262
● ABC : Les diodes modernes et leurs applications	267
● Les lasers : Les circuits intégrés optiques	320
● Sachons utiliser notre oscilloscope	324
● Le multimètre numérique DIGIVOC	337
● Le répondeur téléphonique A-ZET	348

Réalisations

● Un capacimètre inductancemètre à lecture directe	211
● Visualisation sur téléviseur : Générateur de synchronisation 625 lignes ...	222
● Préamplificateur correcteur pour cellule magnétique	234
● Réalisez cet amplificateur	291
● Crêtemètre Audio	296
● Sonorisez vos montages audiovisuels : L'audio-top logique	302
● Sélecteur télécommandé à 10 voies	307
● Alimentation stabilisée régulée en tension et en courant à 1 thyristor	314
● Une mini-centrale de sécurité pour automobile	341

Divers

● Informations nouveautés	147
● Courrier technique	351
● Petites annonces	364

Journal des O.M.

● Le récepteur de trafic toutes ondes Sommerkamp FRG 7	357
--	-----

Copyright - 1976
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 4^e trimestre 76
 N° éditeur : 326
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
134 000
 EXEMPLAIRES

La bête noire des japonais

2990^F

(enceintes comprises)

Bon nombre d'appareils de classe ont un point commun : ils sont chers.

SABA vous prouve que l'on peut désormais construire d'excellents appareils à moindre prix - appareils excellents à tous points de vue : technique, qualité, performances, sécurité.

Prenons l'exemple du combiné à cassette stéréo RPC 963 SABA, c'est certainement dans cette gamme

de prix le seul combiné compact disposant des plus récents perfectionnements techniques : tête magnétique pour la platine tourne-disque, circuits SNL et CR 02 pour la platine cassette.

Existe-t-il par ailleurs sur le marché un appareil stéréo qui présente un aussi faible taux de distorsion tant pour le tuner que pour l'ampli?

Beaucoup d'appareils se contentent de répondre à certaines normes, le combiné à cassette stéréo RPC 963 SABA, lui, conjugue les meilleures performances. Mais ce n'est pas tout. En matière de fiabilité, SABA se porte garant de l'avenir grâce à la technique modulaire, grâce aussi aux tests extrêmement sévères de fonctionnement que subissent tous les appareils SABA pendant 48 heures.

Si vous souhaitez encore d'autres précisions sur cet appareil, écrivez ou téléphonez-nous :

SABA
1, rue Jean Perrin
93155 LE BLANC-MESNIL
Tél. 931.30.42



Le combiné à cassette RPC 963 stéréo SABA comprend 1 ampli-tuner + 1 tourne-disque + 1 platine cassette + 2 enceintes acoustiques

- Ampli-tuner
 - 4 gammes d'ondes : FM, PO, GO, OC
 - 5 + 1 touche de présélection en FM
- Platine cassette stéréo
 - réglage de niveau automatique
 - circuit SNL (suppression du souffle à la reproduction) et CR 02
- Tourne-disque
 - tête magnétique Shure M 75 D
- enceinte acoustique
 - puissance efficace de 2 x 22 watts
 - système à 2 voies : 1 HP grave, 1 HP aigu

SABA
la qualité par tradition

...en hi fi, désormais
la qualité a un nom



LUXMAN



NÉCROLOGIE

Nous avons le regret d'annoncer le décès de M. Jean-Jacques Rubinstein, directeur du département radio, télévision et HiFi. Le triste événement est survenu dans la nuit du 15 au 16 novembre.

Agé de 56 ans, il était entré à la FNAC à ses débuts en 1959 dans un emploi des plus modestes, retrouvant en ses dirigeants, ses amis de jeunesse et leur passé de résistants.

Il a participé au développement et à la réussite de la FNAC à laquelle il croyait jusqu'au plus profond de lui-même. On peut dire qu'il lui avait consacré l'essentiel de ses forces et la plus grande partie de sa vie.

La rédaction du Haut-Parleur présente ses plus sincères condoléances à la famille de M. Rubinstein ainsi qu'à ses proches collaborateurs.

OÙ SE PROCURER LES COMPOSANTS

Nous vous proposons la liste des distributeurs agréés SIEMENS :

ALMEX, 48, rue de l'Aubépine, 92160 ANTONY. Tél. 666.21.12.
 ASTERLEC, 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 LYON. Tél. 72.88.65.
 BALTZINGER, 11, avenue Foch, 57000 METZ. Tél. 69.18.90.
 BALTZINGER, 131, avenue d'Altkirch, 68200 MULHOUSE. Tél. 44.72.41.
 BALTZINGER, 61-63, rue de la Justice, 54320 NANCY/MAXEVILLE. Tél. 24.22.86.
 BALTZINGER, 18-26, route du Général-de-Gaulle, 67300 STRASBOURG/SCHILTIGHEIM. Tél. 33.18.52.

BROSSE, 7, rue de la Verrerie, 44000 NANTES. Tél. 73.75.77.

CIBOT, 136, boulevard Diderot, 75012 PARIS. Tél. 307.23.07.

DEL, 45, rue Gabriel-Péri, 78210 ST-CYR-L'ÉCOLE. Tél. 460.65.70 +.

DELTA ÉLECTRONIQUE, Z.I. Rue Louis-Armand, 13290 AIX-LES-MILLES. Tél. 27.31.54.

EREL, 6, rue Crozatier, 75012 PARIS. Tél. 345.80.80.

EREL AQUITAINE, 158, Bd Brandenburg, 33000 BORDEAUX. Tél. 50.84.06.

EUROMAIL, Z.I. Rue F.-Joliot, 13290 AIX-LES-MILLES. Tél. 26.58.11.

FLAGELECTRIC, 15, rue de la Gare, 15000 AURILLAC. Tél. 48.20.44.

FLAGELECTRIC, 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 CLERMONT-FERRAND. Tél. 92.13.46.

FLAGELECTRIC, 12, rue J.-Solvain, 43000 LE PUY-EN-BELAY. Tél. 09.78.23.

FLAGELECTRIC, rue Benoit-d'Azy, 03100 MONTLUÇON. Tél. 29.23.44.

FLAGELECTRIC, 30, rue de Villars, 03000 MOULINS. Tél. 44.41.20.

FLAGELECTRIC, 24, rue Ampère, Z.I. Cusset, 03200 VICHY. Tél. 98.33.46.

O.E.S.O., 24, rue Denis-Papin, 16000 ANGOULÊME. Tél. 92.27.77.

O.E.S.O., Z.I. Périgny, 17000 LA ROCHELLE. Tél. 53.16.35.

O.E.S.O., 8, avenue de la Libération, 87000 LIMOGES. Tél. 77.18.71.

O.E.S.O., 51, Grande-Rue, 86000 POITIERS. Tél. 41.40.94.

O.E.S.O., Petite Rue Pont-Amilion, 17100 SAINTES. Tél. 93.04.18.

ORTAM, 11, rue de Crouy, 59100 ROUBAIX. Tél. 70.24.16.

R.T.D., 4, rue Y.-Toudic, 75010 PARIS. Tél. 208.61.72.

STOCKELEC, 16-18, rue d'Alger, 72000 LE MANS. Tél. 28.11.54.

TOUTE LA RADIO, 25, rue Gabriel-Péri, 31000 TOULOUSE. Tél. 62.31.68.

MULTIMÈTRE LSI 20 000 points

Muni des tout derniers perfectionnements technologiques, équipé d'un circuit à large intégration, ce multimètre portatif est destiné aux contrôles de grande précision.

Ses gammes de mesure s'étendent de :

- 10 μ V à 1 000 V en voltmètre continu.
- 1 mV à 1 000 en voltmètre alternatif.
- 100 nA à 2 A en ampèremètre continu.
- 1 μ A à 2 A en ampèremètre alternatif.
- 10 m Ω à 20 M Ω en ohmmètre.



La précision est de 0,05 % de la lecture ± 2 U en voltmètre continu. L'appareil est alimenté par une batterie d'accumulateurs avec chargeur incorporé et prévu pour une alimentation réseau 110, 127 ou 220 V, 45 à 400 Hz ou par un jeu de quatre piles de 1,5 V type E 14.

L'autonomie dans ces deux cas est de cinq heures environ. La recherche complète des accumulateurs se fait en 10 heures.

Notre Couverture

PHILIPS N 4506

HI-FI DIN 45.500 — 3 moteurs à courant (moteur tachymétrique pour l'entraînement du cabestan) - 3 vitesses : 19, 9,5 et 4,75 cm/s - 3 têtes magnétiques longue durée - commandes électromagnétiques à mémoire - stabilisateurs hydrauliques de tension de la bande - préamplificateur incorporé permettant le branchement direct d'en-

ceintes asservies « MFB » - DNL : limiteur dynamique de souffle de bande - monitoring avant et après enregistrement - multiplay - écho - mixage - post-effacement progressif (post-fading) - recherche d'un enregistrement en défilement rapide (cueing) avec réglage continu de la vitesse de défilement - réglage du niveau des entrées

et des sorties - utilisable avec des bandes magnétiques à dorsale traitée - sélecteur de sensibilité pour microphone - couvercle transparent - bobine pleine et bobine vide de 18 cm.

(Prix indicatif au 1-11-76 :

3350 F TTC.)

MARANTZ

Platine à cassette 5220

Cet appareil correspond parfaitement à l'adage « la valeur n'attend pas le nombre des années ». En effet, nouveau venu sur le marché, Marantz propose avec le 5220 un appareil digne d'être cité au hit-parade de la technologie.

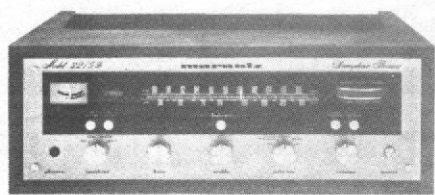


Caractéristiques techniques :

Courbe de réponse : $F_c C_r$ 35-17 kHz ± 3 dB ; $C_r O_2$ 35-15 kHz ± 3 dB ; standard 45-13 kHz ± 3 dB
Rapport signal/bruit (pondéré) : avec Dolby 58 dB ; sans Dolby 50 dB
Fluctuations : 0,08 %
Prémagnétisation : 100 kHz.

Ampli-tuner 2215

Cette firme a voulu vaincre deux entités, le prix et la qualité. Le 2215 en est le résultat, d'une puissance de 2+15 watts continus, d'une courbe de réponse de 40 à 20 000 Hz ($\pm 0,5$ dB). Il correspond aux budgets raisonnables sans pour autant oublier la qualité.



Caractéristiques techniques :

Section amplificateur

Puissance : 2+15 watts/ 8Ω
Bande passante : 40 à 20 000 Hz
Courbe de réponse : ($\pm 0,5$ dB) 40 à 20 000 Hz

Section tuner

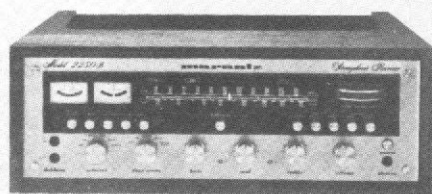
Sensibilité FM : 2,5 μ V
Sensibilité AM : 25 μ V

Ampli-tuners 2235 B et 2250 B

Il s'agit de deux modèles déjà existant mais néanmoins avec des améliorations techniques non négligeables.



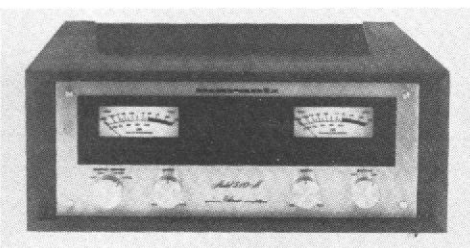
Le 2235B (anciennement 2235) 2+35 watts offre en plus un second Vumètre pour l'affichage du centrage de la réception en FM ainsi qu'un fusible et un sélecteur de voltage extérieur.



Le 2250B (anciennement 2250) 2+50 watts offre quant à lui une circuiterie d'amplification particulièrement perfectionnée et également un fusible et un sélecteur de voltage extérieur.

Modèle 510M

Cet appareil très sophistiqué, d'une puissance de 2+256 watts réels de 20 à 20 000 Hz à 8Ω , vient enrichir la gamme Marantz pour un marché qui ne fait que de se développer.



Il existe en deux versions, le 510 qui est un appareil sans Vu-mètre. Il incorpore de nombreux dispositifs de sécurité dont un circuit temporisateur protégeant les enceintes acoustiques lorsque de trop fortes transitoires apparaissent lors de la mise sous tension.

Caractéristiques techniques :

Puissance : 2+256 W/ 8Ω
Bande passante : (+ 0 - 3 dB) 2 Hz à 120 000 Hz à 1 watt ; (± 1 dB) 20 Hz à 20 000 Hz à puissance maximum

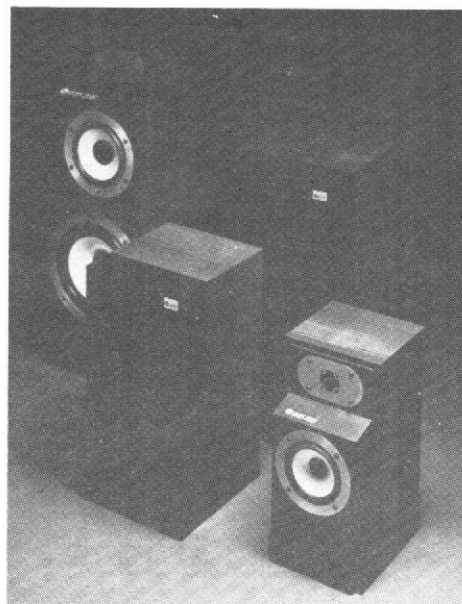
Sensibilité d'entrée : 2 x 26 V RMS
Impédance d'entrée : 25 000 Ω .

LEAK

La firme britannique annonce une nouvelle série d'enceintes acoustiques « Leak 3000 ».

Les nouveautés sont les suivantes :

- Nouveau haut-parleur Leak d'aigus de 19 mm
- Nouveaux filtres de séparation des voies.
- Nouveaux haut-parleurs Leak pour les médiums et les basses.
- Réduction significative des quatre distorsions acoustiques connues, à savoir : intermodulation instantanée, effet Doppler - Fizeau, mise en phase des transducteurs, distorsion de temps.



Quatre modèles composent la série 3000 : Leak 3020 : 25 watts ; Leak 3030 : 35 watts ; Leak 3050 : 50 watts ; Leak 3080 : 80 watts.

KENWOOD

Au cours d'une conférence de presse, dans les salons de l'hôtel Nikko, la firme nipponne présenta toute une nouvelle gamme d'appareils de haute fidélité.

— Série KA-KT 3300

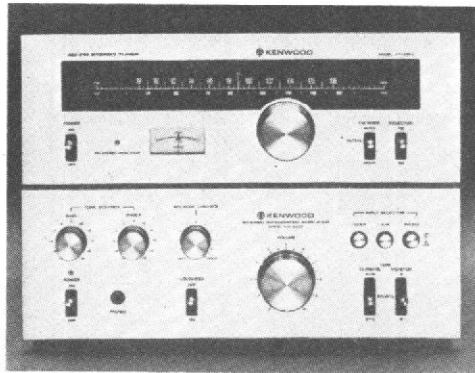
Caractéristiques techniques :

Ampli KA 3300

Puissance : 2 x 35 W sur 8Ω
Bande passante : 10 à 40 000 Hz

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Distorsion harmonique : 0,8 % (puissance max.)
 Distorsion d'intermodulation : 0,5 % (puissance max.)
 Rapport signal/bruit : phono 1 : 70 dB ; tuner : 90 dB ; tape : 90 dB
 Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz (± 2 dB).



Tuner KT 3300

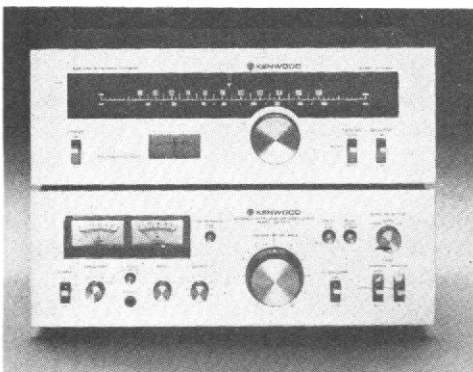
Sensibilité d'entrée (IHF) : $1,9 \mu\text{V}$ (FM) – $20 \mu\text{V}$ (AM)
 Rapport signal/bruit : (mono) 70 dB ; (stéréo) : 65 dB
 Distorsion harmonique totale : (mono) 0,2 % ; (stéréo) 0,3 %
 Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz.

— Série KA 3500 – KT 5300

Caractéristiques techniques :

Ampli KA 3500

Puissance : 2 x 40 W sur 8 Ω
 Bande passante : 10 à 40 000 Hz
 Distorsion harmonique : 0,2 % (puissance max.) ; 0,06 % (puissance 1 W)
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 % (puissance max.) ; 0,1 % (puissance 1 W)
 Rapport signal/bruit : phono 1 : 76 dB ; tuner : 90 dB ; tape : 90 dB
 Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz (± 2 dB)



Tuner KT 5300

Sensibilité d'entrée (IHF) : $1,9 \mu\text{V}$ (FM) – $20 \mu\text{V}$ (AM)

Rapport signal/bruit mono : 70 dB ; stéréo : 65 dB
 Distorsion harmonique totale : (mono) : 0,2 % ; (stéréo) : 0,4 %

Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz.

Le dernier ensemble KA-KT 7300 répond aux exigences les plus sévères. Le tuner possède un commutateur de désaccatuation pour la réception des programmes radiophoniques Dolby, des connexions pour décodeur 4 canaux, un décodeur stéréo PLL – L'ampli est équipé de trains d'amplification séparés, avec blocs d'alimentations individuels. Le contrôle de volume est double et à 32 positions échelonnées en 2 dB. Le repérage est par crantage. On remarque également un double circuit de protection et un nouveau système de mise en circuit temporisée.



Caractéristiques techniques :

Ampli KA 7300

Puissance : 2 x 65 W sur 8 Ω
 Bande passante : 5 à 60 000 Hz
 Distorsion harmonique : 0,1 % (puissance max.) ; 0,04 % (puissance 1 W)
 Distorsion d'intermodulation : 0,01 % (puissance max.) ; 0,04 % (puissance 1 W)
 Rapport signal/bruit : phono 1 : 76 dB ; tuner : 90 dB ; tape : 90 dB
 Réponse en fréquence : 20 à 40 000 Hz.

Tuner KT 7300

Sensibilité d'entrée (IHF) : $1,8 \mu\text{V}$ (FM) – $18 \mu\text{V}$ (AM)
 Rapport signal/bruit mono : 73 dB ; stéréo : 68 dB

Distorsion harmonique totale : (mono) : 0,1 % ; (stéréo) : 0,2 %

Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz

Modèle 600

Appareil haut de gamme, le « 600 » est un amplificateur qui satisfera les mélomanes sans parler de prix.

Caractéristiques techniques :

Puissance sinusoïdale : 2 x 130 watts (8 Ω)
 Distorsion harmonique : 0,08 % (puissance nom.) ; 0,03 % (puissance 1 watt)

Distorsion d'intermodulation : 0,08 % (puissance nom.) ; 0,03 % (puissance 1 watt)

Bande passante (IHF) : 5 à 50 000 Hz

Rapport signal/bruit : phono 1 : 76 dB ; tuner : 90 dB ; tape : 90 dB



Réponse en fréquence : 5 à 70 000 Hz (± 1 dB)

Dimensions : 440 x 154 x 388 mm.

PIONEER

Les magnétophones produits jusqu'ici par Pioneer étaient certes performants, et bien conçus mais ne présentaient finalement pas de caractères vraiment saillants vis-à-vis des autres modèles leader du marché.

La nouvelle génération RT2022 - RT2044 marque un pas important de la firme Nipponne dans le domaine des enregistreurs magnétiques.



Fiche technique :

Platine RTU-11/2 T + Bloc pré-ampli enregistrement/lecture TAU-11

3 moteurs

Vitesses : 19 cm/s - 38 cm/s

Rembobinage 1000 m : 110 s

Rapport signal/bruit : 57 dB

Pleurage : 0,04 % WRMS

Distorsion harmonique totale : < 0,8 % (38 cm/s)

Réponse en fréquence : 30 à 28 000 Hz ± 3 dB (38 cm/s)

LE MAGNETOPHONE

DERNIERE HEURE



ELCASET EL5 SONY

ELCASET, la dernière née de la famille des cassettes, cartouches, etc., bref, de la famille des bandes magnétiques en boîte close. Nous vous avons parlé de ce nouveau conditionnement dans notre numéro de juin 1976, à une époque où les appareils n'existaient qu'à l'état de prototype. Ils arrivent, ils sont là. Ils nous font aussi nous poser des questions. Pourquoi un troisième type de cassette ? En réalité, ce n'est pas la première fois qu'un constructeur tente de lancer une nouvelle cassette.

La cartouche 8 pistes n'a pas connu le succès que l'on attendait, la cartouche Hipac de Pioneer n'a même pas fait son apparition publique en France. Cette fois, l'offensive est de taille car plusieurs constructeurs et non des moindres se sont lancés dans la bagarre.

Sony d'abord avec National et Teac suivis de JVC et Aiwa, c'est-à-dire les constructeurs qui produisent la majorité des magnétophones japonais. Venant la dernière, l'Elcaset a bénéficié des progrès accomplis et des erreurs commises lors de la tentative de com-

mercialisation des autres produits.

Le but principal de cette nouvelle cassette est de concurrencer à la fois le magnétophone à bande pour la constance de ses qualités, et le magnétophone à cassette pour sa facilité d'emploi. Nous retrouverons la qualité du magnétophone à bande par l'utilisation d'une bande plus large et d'une vitesse plus importante, nous aurons aussi la maniabilité de la cassette, mais perdrons sa taille, une taille qui facilitait beaucoup son transport et sa manipula-

tion. L'Elcaset a été conçue pour les amoureux de la Hi-Fi qui refusent les 4,75 cm/s et les 3,81 mm de large de la cassette Philips et qui d'un autre côté ne voudront pas s'encombrer d'un imposant magnétophone à bobines. Il y a d'autres pour et contre. Nous avons ici en fait un compromis entre la cassette et la bande magnétique. La seule chose regrettable pour le moment est que les fabricants de bande européens ne disposent pas encore de ces cassettes dans leur catalogue. Sony met sa bande dans ses casset-

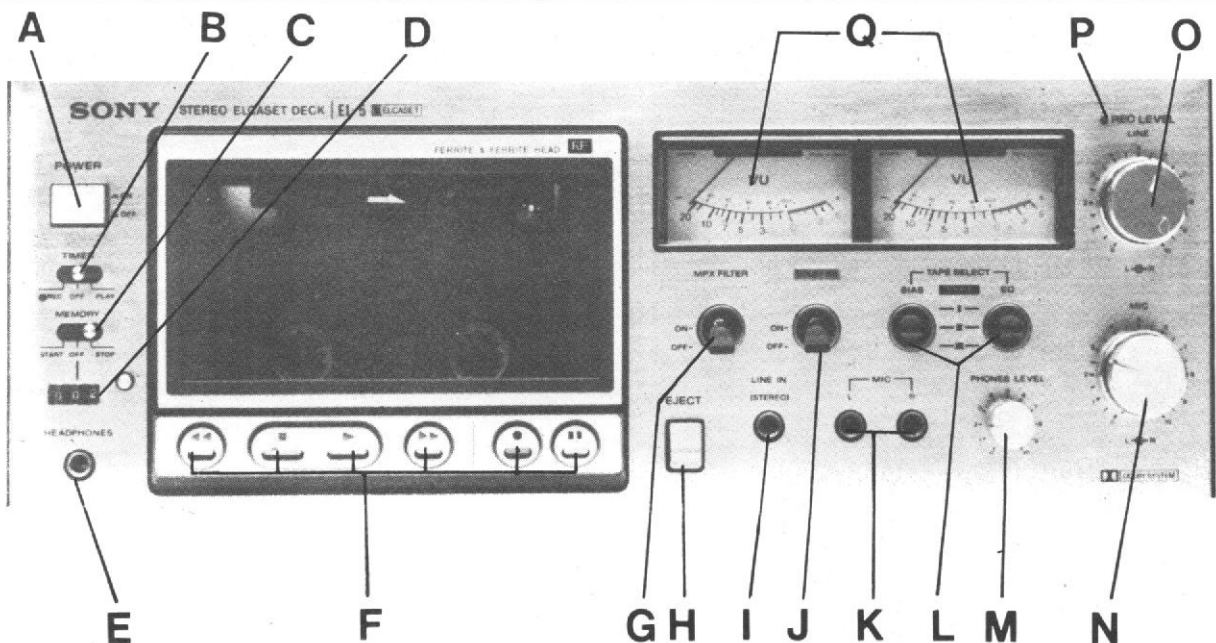


Photo A

A) Interrupteur
B) Commutateur enregistrement/reproduction
C) Mémoire compteur
D) Compteur et bouton de remise à zéro
E) Sortie casque
F) Commandes, de gauche à droite :
rebobinage, stop, marche avant, bobinage
rapide, enregistrement, pause

G) Filtre MPX
H) Ejection de la cassette
I) Sortie ligne
J) Commutateur Dolby, entrées micro
L) Sélecteur de bandes

M) Niveau casque
N) Niveau micro
O) Niveau ligne
P) Voyant enregistrement
Q) Vumètres.

tes, il est probable que d'autres constructeurs le fassent, pour le moment, les appareils arrivent, mais avec un nombre limité de cassettes.

Nous nous sommes procurés l'un des premiers appareils commercialisés sur le marché de la Hi-Fi, mus par notre curiosité naturelle. Pour le moment, c'est un événement, il est difficile de prévoir la suite du développement du produit, d'un produit qui semble particulièrement adapté au marché de la Haute Fidélité d'après ce que nous avons pu en juger. L'utilisation de l'EL-5 de Sony nous a permis de faire quelques constatations, l'EL-5 est le modèle le moins onéreux de la gamme de ce constructeur japonais. Il est difficile de dire qu'il s'agit d'un appareil de bas de gamme. Ou alors il s'agit d'un bas de gamme qui est placé très haut, tout est relatif. Avant de passer à son examen, nous allons examiner ce qu'est, vue de l'extérieur et échantillon en main, cette fameuse « Elcaset ».

LA CASSETTE ELCASET

Un peu plus petite qu'un livre de poche, elle ressemble d'assez loin à sa petite sœur, une petite sœur qui était cinq fois moins volumineuse. Elle est même plus grosse que la cartouche 8 pistes, ce qui limitera son utilisation, au domicile ou dans un lieu où on disposera d'un certain volume de rangement.

Sur un plan mécanique maintenant, elle est nettement plus complexe que la compacte. Numériquement cela se traduit par 31 pièces pour l'Elcaset contre 20 pour la « compact ». Il paraît donc extrêmement difficile d'avoir, comme on nous l'avait annoncé un prix de revient, pour une durée donnée équivalent à celui de la cassette. D'une part la quantité de matière plastique est de loin plus élevée; d'autre part, la main-d'œuvre est plus importante, il y a davantage de surface de bande.

Nous sommes là devant une cassette nettement plus sophistiquée, une cassette destinée à assurer de meilleures performances, une cassette qui prend mieux soin de la bande.

Ce ne sont pas de vraies bobines que l'on trouve dans l'Elcaset mais des demi-bobines, des bobines à une seule flasque, ce qui permet de rapprocher les axes des deux bobines, et d'utiliser ainsi tout l'espace disponible, une bobine étant toujours pleine lorsque l'autre est vide. L'assemblage du noyau et de la partie centrale se fait par un système de verrou rotatif. L'extrémité de la bande amorçe transportante est coincée dans le noyau par une goupille métallique fendue. L'enroulement de bande est maintenu en place, de l'autre côté par une feuille de matière plastique lubrifiée, grasse au toucher. Le trou interne de chaque bobine ne porte plus les six picots traditionnels mais une douzaine. Enfin, les deux axes portent des dents

formant une roue à rochet. Un cliquet mu par un ressort vient s'enclencher dans les dents pour bloquer les axes et empêcher le déroulement de la bande lorsque la cassette est retirée de son logement. Les deux leviers ont leur mouvement rendu solidaire l'un de l'autre par un ergot. Ils sont rappelés par ressorts contre les dents et, à l'arrière de la cassette, une ouverture donne accès aux organes de débrayage des axes, on trouvera dans les magnétophones un ergot de commande automatique de ces leviers, qui ne débloquent les axes qu'une fois le logement de la cassette refermé.

La bande passe, comme c'était le cas dans les magnétophones à cassette « compact » sur des guides de matière plastique. Les uns sont de simples piliers, les autres des galets. Comme les dimensions sont plus importantes, les axes plus gros et que les tolérances d'usinage sont pratiquement les mêmes pour tout moulage, on aura ici

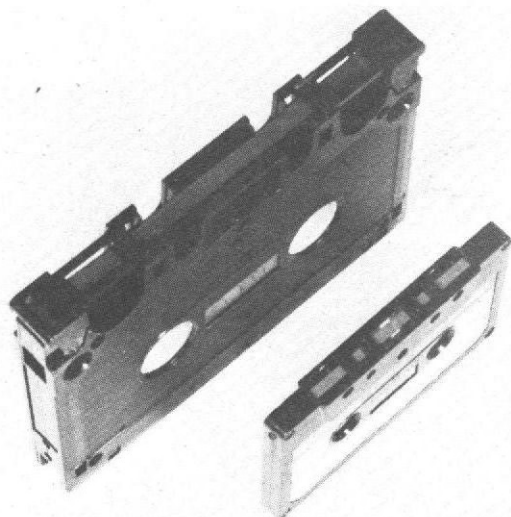


Photo B. - Une cassette plus grande que les autres.

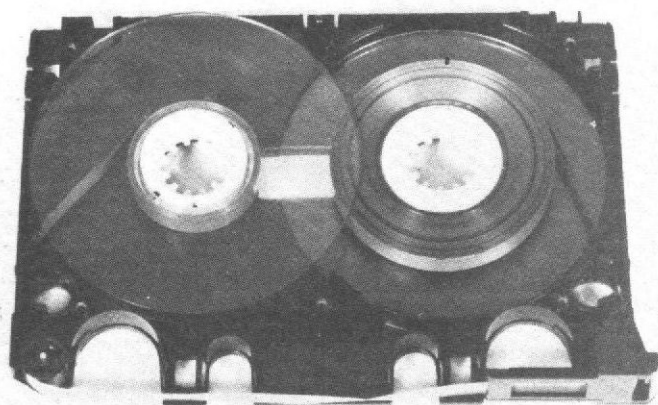


Photo C. - Anatomie de l'Elcaset.



Photo D. - Le système de blocage des bobines.

un meilleur guidage qu'avec la cassette. L'influence de la qualité de la cassette joue toujours un rôle dans celle du défilement, si la cassette est très précise et si les frottements sont très réduits, la cassette n'aura qu'une influence réduite, si la cassette est mauvaise, elle augmentera les taux de pleurage et de scintillement. Le gain escompté n'est pas tellement sensible.

Les trous de guidage n'ont pas disparu ; ils ont simplement changé d'aspect et de place par rapport à ceux de la mini-cassette. Sur l'Elcaset, le couloir de guidage qui interdisait presque totalement les interventions sur la bande a disparu. A sa sortie des guides rotatifs, la bande serait libre si elle n'était bloquée par les cliquets et si deux pièces articulées ne venaient la plaquer et la protéger, deux pièces dont l'utilité ne semble pas évidente, deux pièces mises en place par des ressorts de fil d'acier.

Les trous de guidage ont un rôle secondaire. La bande se termine par une amorce transparente. Il est donc facile, en utilisant un guide servant de guide de lumière d'avoir un système à commande photo-électrique, ce qui a été fait sur le EL-5. L'arrêt par cellule photo-électrique a l'avantage de ne pas provoquer de choc violent en fin de cassette. La bande apparaît, de chaque côté de la cassette, en face des trous de guidage.

Comme la mini-cassette avait ses trous de repérage de type d'oxyde magnétique (uniquement chrome ou fer), l'Elcaset, bénéficiant des derniers progrès de la technique possède des trous pouvant servir à la commutation automatique de la polarisation et de la prémagnétisation, une autre case permet de coder une cassette enregistrée avec Dolby en service. Il ne reste plus qu'à créer le magnétophone qui effectue lui-même le codage au moment où on enfonce la touche Dolby !

Nous retrouvons sur cette cassette un système de sécu-

rité d'enregistrement. Il s'agit ici d'une pièce de matière plastique coulissante dont la manipulation exige l'intervention d'un outil. Cet outil est simplement un poinçon, il libère un ergot fixant la position de cette pièce de plastique, un plastique rouge et bien visible. Une cassette enregistrée pourra donc être facilement effacée. Des cassettes pré-enregistrées pourront être livrées sans cette pièce pour que la sécurité soit permanente, au cas où on désirerait effectuer un enregistrement, il n'y aurait qu'à retirer la pièce d'une autre cassette, ce n'est pas difficile.

La cassette est du type visée, ce qui donne accès aux bobines. Cet accès ne peut être intéressant que lors de l'emmêlement de la bande, car il est possible, depuis la face avant d'accéder à la bande, il suffit en effet de débloquer les deux roues à rochet pour que la bande se dévide. Il ne reste plus alors qu'à effectuer un montage si nécessaire, les blocs de montage genre Editall ou Bib prévus pour bande quart de pouce sont parfaitement utilisables.

Nous terminerons en signalant qu'il n'y a pas de feutre presse-bande. Les professionnels du magnétophone savent bien qu'il vaut mieux éviter les presse-bandes et assurer le contact par la tension de la bande, c'est ce qui sera fait sur l'EL-5. Une pièce qui disparaît, ce n'est pas un mal. En même temps, on assiste à la disparition du blindage de la tête. C'est plus embêtant, surtout si le magnétophone est installé à côté d'un amplificateur de puissance dont le transformateur rayonne quelque peu.

LE MAGNÉTOPHONE ELCASET EL-5

L'EL-5 se présente comme la plupart des magnétophones à cassettes à chargement fron-

LES FONCTIONS

Le magnétophone EL-5 n'est pas un appareil économique et c'est en examinant ce qu'il est capable de faire que nous le situerons. Tout d'abord, il se distingue par ses commandes électro-magnétiques. C'est une formule réservée aux appareils les plus chers. Les boutons-poussoirs commandent des circuits logiques qui, à leur tour, vont actionner des électro-aimants. Le doigt n'a qu'un effort minime à exercer sur la touche et toutes les fausses manœuvres sont rendues impossibles par la logique des circuits. La commande électronique permet d'assurer la télécommande par fils. Nous avons également sur l'EL-5 un commutateur de mise en route automatique à chaque mise sous tension du magnétophone. Deux fonctions sont présélectionnables : la lecture ou l'enregistrement. La première fonction sera utilisée – par exemple – pour un réveil en musique et la seconde pour un enregistrement pendant votre absence. Tout ce que vous aurez à ajouter, c'est une pendule à contacts. Certains constructeurs de matériel Hi-Fi en ont même mis à leur catalogue. Tout chronorupteur peut convenir, il doit établir le contact le temps désiré pour la lecture ou l'enregistrement et se branche en série avec le cordon d'alimentation, comme tout interrupteur.

L'arrêt est bien entendu automatique. Pas de contact, pas de détection d'arrêt de défilement ou de détecteur de tension de bande mais un système optique situé à cheval sur la bande et commandant l'arrêt au moment du passage de l'amorce transparente. L'arrêt se fait, en défilement rapide sans attendre le bout de la bande, donc avec une contrainte réduite.

Cet arrêt peut aussi être obtenu, en marche arrière par le compteur qui déclenche l'arrêt au moment du passage au zéro. Trois modes de fonc-

tal. Le compartiment à cassette est évidemment plus grand que celui des autres. La cassette s'y introduit bande vers le haut. Sur la gauche de ce compartiment, nous trouvons une série de commutateurs et aussi le compteur. Dans le bas du compartiment à cassette, six boutons minuscules commandent des contacts intermittents. A première vue, on les prendrait pour des touches électroniques, il n'en est rien. La partie droite comporte les deux vumètres indispensables pour la stéréophonie, on y trouve aussi les boutons concentriques de réglage de niveau ; les commutateurs du type clef pour la sélection du type de bande, la mise hors service du filtre multiplex ou encore la clef du réducteur de bruit Dolby, car si l'appareil a été doté d'une « grande » vitesse de défilement, on a conservé l'esprit cassette en adoptant le Dolby B. La façade est réalisée à partir d'un profilé anodisé, les inscriptions sont réalisées par anodisation et seront de ce fait inusables.

Le tout est protégé par un capot de tôle qui se fixe par l'intermédiaire de quatre vis.

La façade arrière est relativement dénudée, nous trouvons quatre prises RCA, deux pour le canal, deux pour le droit, deux pour l'enregistrement, deux pour la lecture. Ces prises sont doublées d'une prise DIN à 5 broches. Une prise circulaire à 10 broches permettra d'assurer une télécommande. Le sélecteur de tension est accessible sans intervention complexe et le cordon secteur se branche sur une prise à 3 broches mâles.

Nous avons donc avec cet EL-5 un appareil assez classique d'une taille compatible avec celle des autres appareils de la gamme, un magnétophone pas plus encombrant que ceux à cassette Philips, mais qui se distingue tout de même par un compartiment à cassette occupant plus de place qu'à l'accoutumée.

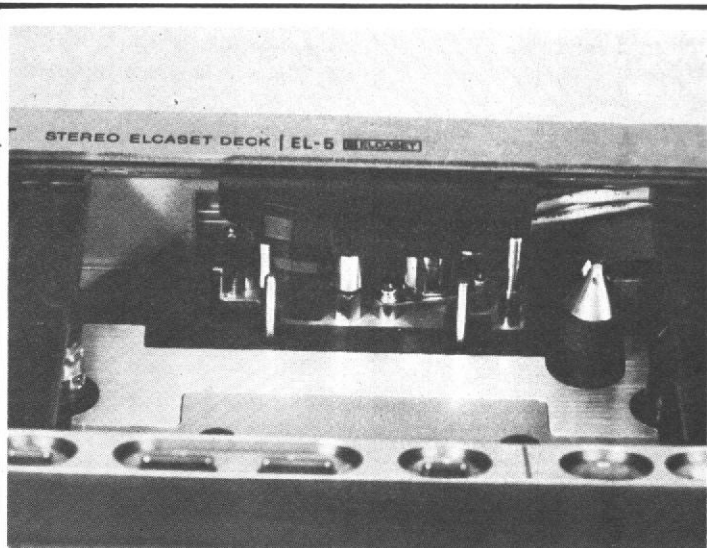


Photo E. – Les têtes et au devant, deux tiges venant appliquer la bande contre elles.

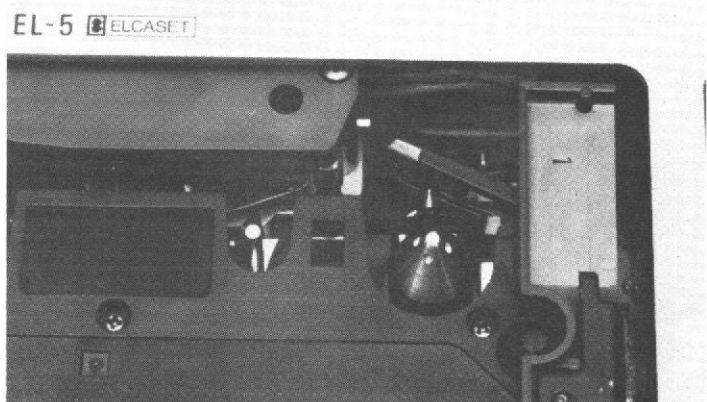


Photo F. – Relèvement automatique du protecteur de bande, on voit aussi le cabestan et le galet presseur, ce dernier est protégé par son chapeau pointu.



Photo G. – Compteur, présélection pour démarrage automatique et touches électromagnétiques.

tionnement sont prévus : l'arrêt simple, la mise hors service de la mémoire et la lecture automatique après arrêt de l'enroulement. Le compteur possède trois chiffres, c'est suffisant compte tenu du mode d'entraînement du compteur (par la bobine débritrice).

Côté enregistrement, la section possède quatre entrées, micro et ligne stéréophonique mélangeables. L'appareil est prévu pour des enregistrements dans lesquels les signaux seront relativement identiques pour les deux canaux, la commande de niveau se fait par un système à boutons concentriques facilitant la commande commune des deux niveaux de chaque série d'entrées.

Nous avons apprécié sur cet appareil l'entrée auxiliaire en façade. Cette entrée permet en effet de recevoir les signaux lignes sur un jack stéréophonique. Elle est située à côté des entrées micro, jack monophonique dont c'est la place la plus commode. Pour rester dans les prises, nous signalerons la prise casque de façade et son potentiomètre de réglage de niveau. A signaler que ce niveau n'a aucune influence sur la sortie et que ces deux accessoires complémentaires sont espacés de la largeur de l'appareil ou presque, il aurait été plus normal de les réunir.

Le niveau d'enregistrement se règle manuellement et son contrôle se fait sur les deux vu-mètres, deux vu-mètres qui sont des modèles classiques. La vitesse de 9,6 cm/s possède des caractéristiques d'enregistrement telles que les crêtes sont mieux digérées que par les cassettes « compact » (4,75 cm/s). On n'a pas jugé bon de mettre l'indication de crête, même par diode LED.

Les conditions d'enregistrement et de lecture peuvent être adaptées au type de bande par l'intermédiaire de deux commutateurs à clef. L'un assure le réglage de la prémagnétisation, l'autre celui de la

correction. Le magnétophone a en effet été prévu pour traiter les cassettes au chrome, au fer et fer/chrome, donc avec un esprit très cassette, les bandes au chrome à 9,5 cm/s n'ayant pas un intérêt considérable. En fait, la position chrome, repérée III sur l'EL-5 est une position qui serait intéressante pour les bandes à l'oxyde de fer d'un type amélioré, bande devant subir une prémagnétisation identique à celle du chrome.

On pourra s'étonner de ne pas voir exploiter les possibilités de codage de l'Elcaset en particulier en ce qui concerne la sélection des conditions d'enregistrement, conditions qui doivent dépendre du type de l'oxyde. Nous ne trouvons pas non plus de système de commutation automatique du Dolby, la cassette de démon-

stration préenregistrée livrée avec l'appareil possède bien l'encoche de reconnaissance mais l'EL-5 ne dispose pas du palpeur. Sans doute faudra-t-il attendre soit un système ultra-simplifié ou encore un autre plus sophistiqué pour voir apparaître ces améliorations qui faciliteront sans aucun doute l'emploi de ces appareils.

Le Dolby est donc accessible lui aussi en face avant. Un témoin jaune s'allume pour signaler sa mise en service. La cassette de démonstration, enregistrée à haut niveau ne met pas en évidence l'avantage de l'incorporation du Dolby sur un appareil dont la bande défile à 9,5 cm. Le rapport signal sur bruit est très bon, et la commutation de la clé ne laisse pratiquement pas apparaître d'amélioration sen-

sible. Le niveau des aigus arrive toujours à couvrir celui du bruit, le Dolby sera certainement plus utile pour les pianissimi ou des morceaux enregistrés à faible niveau.

Le filtre MPX (Multiplex) est commutable, c'est un filtre qui coupe la bande passante à 19 kHz pour éliminer les résidus de hautes fréquences qui pourraient perturber les enregistrements de la MF stéréophonique. L'avantage de la commutation est qu'elle permet de profiter, lors d'un enregistrement en direct ou d'un disque de toute la largeur de la bande passante.

Le magnétophone est une source de signal et en tant que telle doit avoir un niveau de sortie constant, ici, il est ajustable par un potentiomètre unique situé sur la face arrière, côté des prises.

Nous terminerons en signalant l'absence de contrôle d'enregistrement sur la bande, l'EL-5 n'a reçu que deux têtes. C'est un peu dommage, d'autant plus qu'il y a la place pour trois, ce qui est difficile à réaliser à partir d'une cassette, là encore, Sony propose son EL-7.

LA MANIPULATION DE LA BANDE

La bande est manipulée en douceur, cette douceur se constate dès l'ouverture du compartiment, un compartiment qui s'entrebaille, freiné par un système à régulateur à air. L'ouverture est aidée par un ressort, une ficelle s'enroule sur un axe le faisant tourner. Cet axe entraîne des pignons montés en multiplicateurs de vitesse, le dernier entraînant une sorte d'hélice à quatre pales. Astucieux et inusable, son efficacité sera assurée pour plusieurs années.

Le magnétophone à cassette classique dispose d'un bloc de têtes monté sur un support coulissant. Ici, ce sont deux doigts qui prennent la

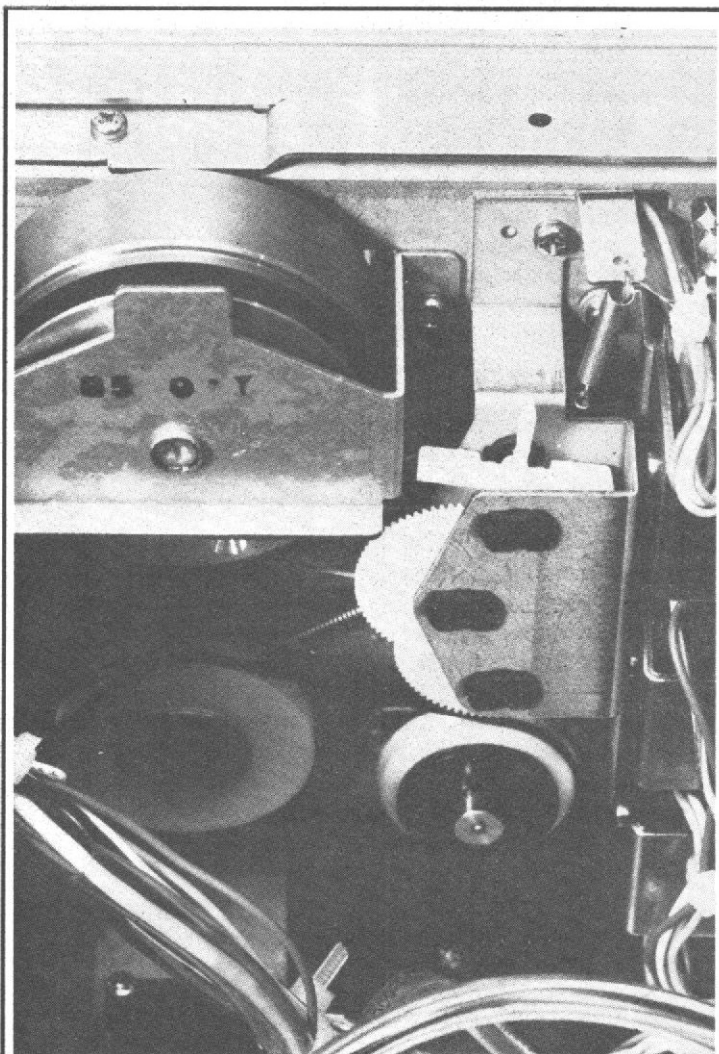


Photo H. - Le volant du cabestan et le moulinet qui sert à ralentir la descente de la cassette.

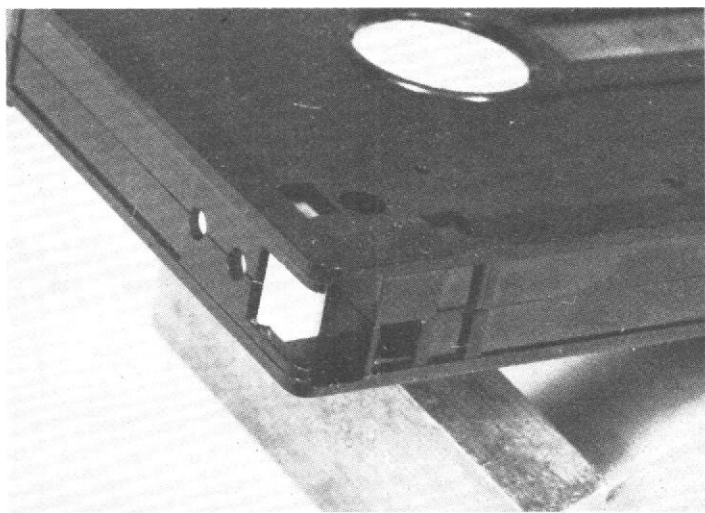


Photo I. - Réserve aux codages : sécurité d'enregistrement, codage FeCr, Fe, CrO₂ et Dolby sont possibles.

bande dans la cassette et l'attirent vers les têtes. Le freinage est dû à la bobine débitrice, l'entraînement à un cabestan et un galet presseur, contrairement à la cassette, le galet presseur est placé sur l'EL-5 à l'intérieur de la cassette. Il vient s'appuyer sur le cabestan en entraînant la bande hors de la cassette. Ce galet presseur est coiffé d'un chapeau pointu qui sert à faire passer la bande du bon côté du galet presseur. Une précaution est à prendre pour assurer la bonne suite des opérations, la bande doit être bien tendue. Le constructeur livre d'ailleurs avec l'EL-5 une sorte de gros crayon de plastique qui sert d'une part à enrouler la bande pour la tendre, d'autre part à manœuvrer les sécurités d'enregistrement.

CONCEPTION FABRICATION

La section mécanique est intéressante sur pas mal de points de vue. On trouve, sur cet appareil des solutions prises sur les magnétophones à bobines et d'autres sur les magnétophones à cassettes. Des magnétophones à bobines, on tire le montage rigide des têtes favorable à la stabilité des performances, en particulier à la conservation de l'azimut. On trouve également des freins montés sur les

axes des porte-bobines et non de simples embrayages comme sur les appareils à cassettes. Ces freins sont unidirectionnels, ils sont plus efficaces dans un sens que dans l'autre. Nous retrouvons aussi le placage du ruban magnétique contre les têtes par une simple tension, une méthode inemployée sur les appareils à cassettes qui disposaient d'un presseur de feutre, solidaire de la cassette. Comme le che-

min de la bande peut être formé à volonté, cette opération est simple. Les solutions cassettes sont celles résultant de la forme même du boîtier, le tiroir, le mécanisme d'entraînement à moteur à courant continu entraînant directement le volant du cabestan par une courroie plate, un volant d'inertie de petite taille. Par contre, on note ici une augmentation importante du diamètre du cabestan, une pièce qui n'inspirait pas toujours confiance dans les magnétophones à cassette. Nous retrouvons aussi, venu des cassettes, des commandes telles que celle du Dolby ou du filtre multiplex ainsi que la commutation du type de bande, un détail qui n'existe que sur certains magnétophones à bande.

L'électronique est fort complexe, nous n'avons pas pu avoir les schémas à temps pour vous en faire part, en fait, nous avons ici un circuit imprimé rassemblant tous les composants des circuits logiques. Comme il s'agit d'une logique simple, on trouvera beaucoup de transistors dis-

crets. Le circuit imprimé de l'électronique est une merveille côté circuit imprimé, l'autre face est un fourmillement impressionnant de composants, condensateurs, résistances, etc. Nous trouvons ici les circuits intégrés Dolby de Sony, des circuits faits sur mesure. Ces circuits imprimés se terminent comme des circuits intégrés de puissance, par une ailette de cuivre. La rigueur de l'implantation fait penser à une insertion automatique des composants. L'électronique n'est accessible que du côté circuit, pour accéder aux composants, il est nécessaire de commencer par le démontage de la face avant. Pour compenser cette difficulté et permettre de faire toutes les reconnaissances avant opération, le constructeur a sérigraphié quelques inscriptions et délimité côté circuit des blocs fonctionnels qui faciliteront le repérage des composants défectueux.

Plusieurs circuits auxiliaires simplifient le câblage : prises de sortie, prise de télécommande, commutateurs. Les liaisons sont la plupart,

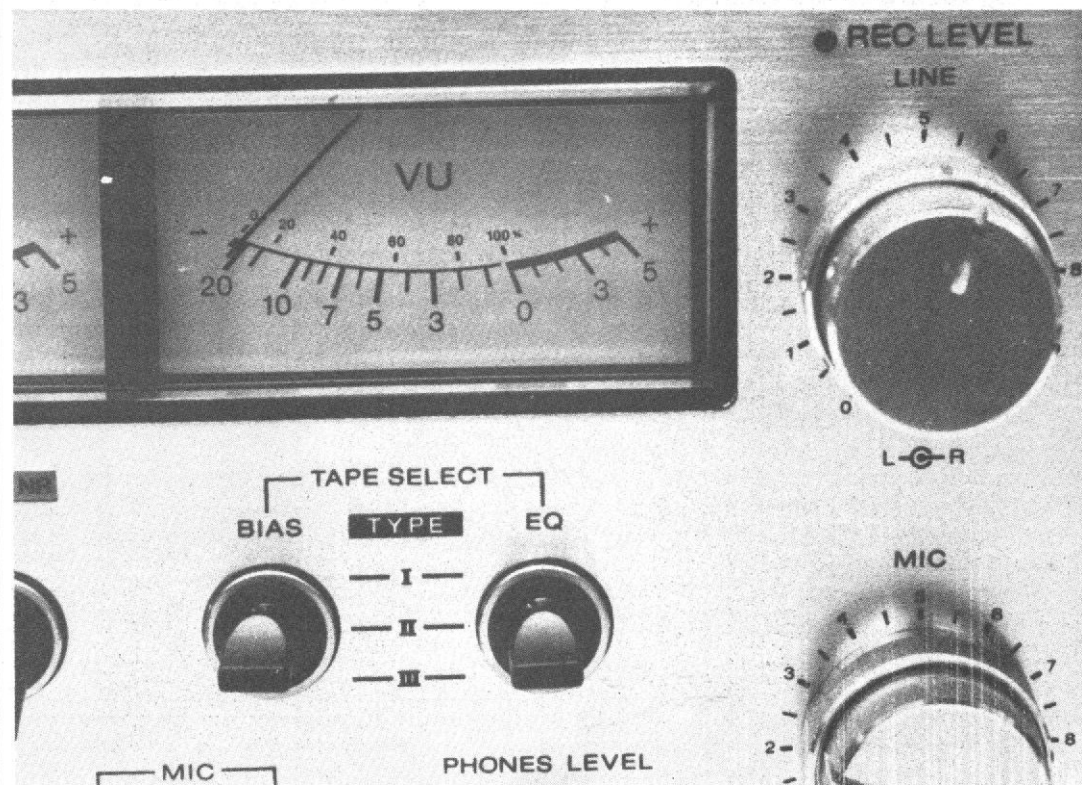
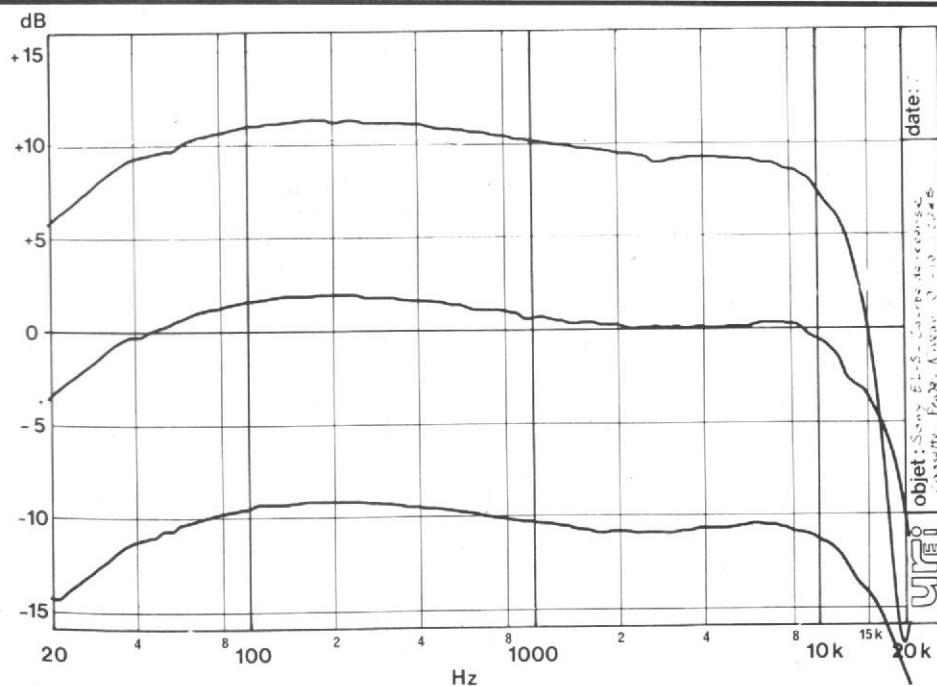


Photo J. - Vumètre et commande concentrique de niveau.



Courbe de réponse cassette Fe_2O_3 Niveau 0, - 10, - 20 dB.

confiées à des connexions enroulées qui sont fort à la mode en ce moment au Japon. L'autre extrémité des câbles est en général reliée à une prise à plusieurs contacts, prise enfichable sur les picots soudés sur le circuit imprimé.

L'ensemble du câblage, malgré sa complexité reste très propre et ne rebutera pas le technicien d'après-vente. Un manuel de service sera bien sûr indispensable, à lire avant d'avoir enlevé certaines vis inutilement.

MESURES

Des trois courbes ou réseaux que nous donnons, deux concernent les courbes amplitude/fréquence avec pour paramètre le niveau. La dernière est la courbe du filtre multiplex. On pourra admirer la raideur de sa pente et le peu d'influence qu'il a sur la courbe de réponse. La courbe a été relevée uniquement sur les circuits d'enregistrement, pendant l'enregistrement d'un signal, le magnétophone délivre, sur ses sorties un signal qui est celui provenant du préamplificateur. L'utilisation

de la fonction « monitoring » permettra de savoir si le préamplificateur n'est pas saturé.

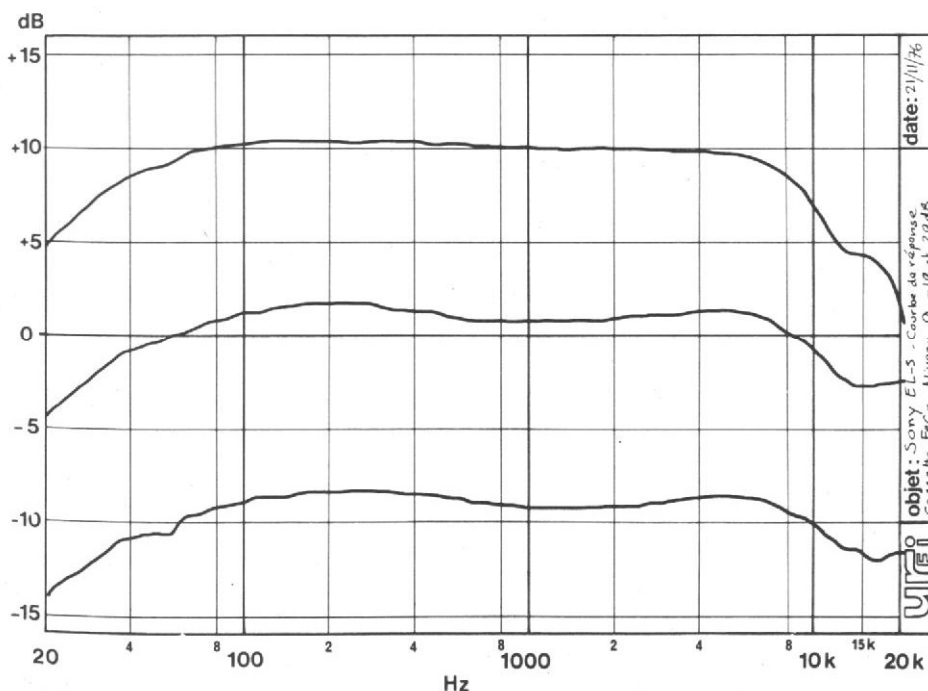
Les deux autres courbes ont été réalisées, l'une avec une cassette fer/chromé; l'autre avec une bande magnétique Maxell UD35 donc une bande au fer de bonne qualité montée sur une Elcaset par nos soins, ce qui nous a démontré

les possibilités pas trop acrobatiques de montage. La bande UD35 est une bande inutilisable sur l'EL-5, sa rigidité est trop grande et son passage dans l'appareil se traduit par un taux de pleurage relativement important qui ne nous a pas gêné pour le tracé de la courbe de réponse. Nous l'avons remplacée ultérieurement par une bande de 26 μm

d'épaisseur, bande double durée; avec des résultats convenables cette fois.

Les courbes d'enregistrement/lecture s'enregistrent normalement au niveau - 20 dB pour la vitesse de 9,5 cm/s. C'est ce que nous avons fait ici. Les véritables courbes de réponse sont donc celles du bas. Les courbes suivantes ont été relevées à - 10 dB, toujours par rapport au 0 dB du vu-mètre. On note une certaine identité de courbe ce qui tend à montrer que la saturation n'intervient qu'à des fréquences élevées. Les courbes du haut ne sont pas à proprement parler des courbes de réponse en fréquence, ce sont des courbes destinées à montrer la saturation intervenant aux fréquences hautes. Nous arrivons avec la bande à l'oxyde de fer, à recouper la courbe relevée à - 10 dB. C'est un phénomène de saturation produisant des harmoniques d'un niveau élevé alors que le fondamental diminue; comme la bande passante du magnétophone est limitée, il ne reste plus que le fondamental avec sa courbe descendante.

Le réseau de courbes tracé avec la cassette au fer, montre



Courbe de réponse cassette FeCr : 0, - 10 et - 20 dB.

une meilleure linéarité et le recul de la saturation des fréquences hautes.

Les courbes tracées ici montrent que les performances annoncées par le constructeur sont tenues (considérer les courbes tracées à -20 dB, celles du bas). On notera également l'absence des fluctuations aux fréquences basses que l'on peut trouver sur les appareils à cassette.

Le bobinage rapide d'une cassette C60 s'effectue en 64 secondes en marche avant, 77 en arrière. Ce sont des valeurs comparables à celles d'un appareil à cassette. L'arrêt est automatique et se produit bien avant la fin de l'amorce. Les bobines libres dans leur logement ont tendance à vibrer à grande vitesse, comme avec les autres cassettes. Le compteur marquait 475 pour la C60. L'appareil est sans doute prévu pour les C120 ?

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,15 à 0,25 % en mesure de crête non pondérée, il est de 0,08 % en mesure pondérée. Cette mesure donne des valeurs différentes suivant la position relative de la bande à l'enregistrement et à la lecture. Le résultat de la mesure est meilleur que celui annoncé.

Avec la bande au fer/chrome (FeCr), le taux de distorsion harmonique est de 0,6 % à 0 dB. Il passe à 3 % pour une surmodulation de 11 dB.

Avec la bande au fer (EMI - HDP 18 HI-Dynamic), le taux est de 0,9 %. Il faut également surmoduler de 11 dB pour avoir 3 % de distorsion harmonique.

Les rapports signal/bruit que nous donnons sont valables pour un taux de distorsion de 3 %, mesure normalisée correspondant ici à une surmodulation de 11 dB. Pour avoir le rapport signal/bruit à 0 dB, il suffira d'enlever 11 dB aux valeurs que nous donnons.

Avec la bande fer/chrome, sans Dolby : 57,5 sans pondération ; 65 dB avec. Avec Dolby, les valeurs passent à 59 et 73 dB.

Pour la bande au fer, nous avons mesuré 59 dB sans Dolby et sans pondération ; 60 dB avec le filtre de pondération. Avec le Dolby, nous trouvons respectivement 64,5 et 73 dB. Ces valeurs sont excellentes et montrent l'intérêt, si c'était nécessaire, d'avoir une vitesse de défilement importante et une bonne largeur de piste. Nous termi-

nerons ce chapitre des mesures avec les sensibilités des entrées. Avec 200 μ V sur les entrées microphones, on peut enregistrer au niveau 0 dB, sur les entrées lignes, la tension est de 70 mV.

CONCLUSIONS

Cassette ou bande ? Si vous hésitez, l'Elcaset est une solution satisfaisante sur le plan technique, l'étroitesse des pistes de la cassette est éliminée et la facilité d'accès à la musique de la cassette a été préservée, même si le support est un peu plus important. Il reste encore à déterminer quel sera l'avenir de ce nouveau venu, ce n'est pas la révolution mais une évolution, la cassette restera le support idéal pour la voiture et les déplacements, la bande pour les amoureux du montage ou des longs morceaux, car l'Elcaset n'a pas encore, et n'aura sans doute jamais l'autonomie (qui sait ?) du magnétophone à bobines. L'Elcaset est le concurrent centriste, celui qui prend des voix à la majorité et à l'opposition !

Quant à l'appareil, il est au point, mais ce n'est pas tout à

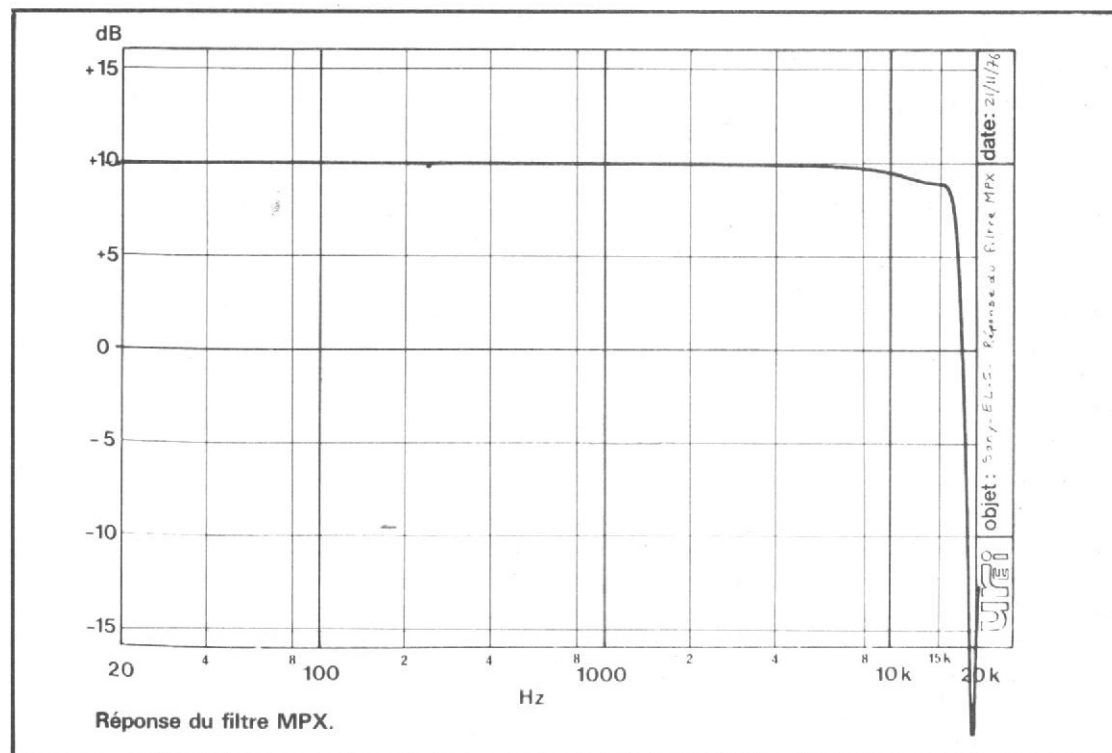
fait celui que nous attendions. La Hi-Fi a fait du magnétophone à cassettes un instrument difficile à utiliser et nous retrouvons ici les mêmes problèmes de commutation du Dolby, de la prémagnétisation, de l'égalisation, sans oublier la commutation éventuelle du filtre multiplex, alors que pour les trois premiers, tout est prévu directement sur la cassette.

Un bon appareil tout de même, pas trop encombrant, silencieux, agréable à utiliser et aux fonctions multiples.

Etienne LEMERY

EL-5 CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation :
110/120/220/240 V 50/60 Hz.
Consommation : 44 W.
Semi-conducteurs : 4 CI, 82 transistors, 60 diodes, 2 transistors à effet de champ, 1 photo-transistor.
Vitesse de défilement : 9,5 cm/s.
Durée de bobinage rapide : environ 75 s avec LC-60.
Système d'enregistrement : 4 pistes, deux canaux stéréo.
Fréquence du courant de polarisation : 160 kHz.
Rapport signal sur bruit : sans Dolby 62 dB crête NAB avec bande FeCr ; 59 avec bande au fer.
Le réducteur de bruit Dolby apporte une amélioration de 5 dB à 1 kHz ; 10 dB au-dessus de 5 kHz.
Taux de distorsion harmonique global : 0,8 %.
Réponse en fréquence : fer/chrome : 25/20 000 Hz $\pm$ 3 dB ; fer : 25/28 000 Hz $\pm$ 3 dB.
Pleurage et scintillement : $\pm$ 0,12 % DIN.
Têtes : 2 enregistrements et lecture, effacement.
Entrées : micro : 0,3 mV, ligne : 0,095 V.
Sortie ligne niveau 0 dB sur 10 000 Ω .
Sortie casque : 8 à 32 Ω .
Dimensions : 430 x 170 x 320.
Poids : 10,5 kg.



LE TUNER AMPLIFICATEUR



ONKYO 4500

L'AMPLIFICATEUR Onkyo 4500 est le plus sophistiqué des appareils de la gamme. C'est le dernier né et comme il se doit, il suit une ligne actuelle de la Hi-Fi qui veut que les amplificateurs et tous les autres maillons adoptent des techniques que l'on croyait pourtant réservées à des secteurs plus spécialisés : militaire ou spatial. La fabrication en série a permis d'abaisser considérablement les prix de revient si bien que des techniques complexes sont maintenant abordables.

Le quartz a fait son apparition dans la Hi-Fi, ce n'est d'ailleurs pas la première fois que nous le rencontrons, certaines tables de lecture sont en effet équipées d'une régula-

tion électronique basée sur une horloge à quartz. Ici, l'utilisation du quartz est originale, nous avons déjà parlé de cette nouvelle application dans notre numéro du 15 juillet, nous voyons aujourd'hui la concrétisation de cette technique.

PRÉSENTATION

Elle est classique, cela n'étonnera personne. L'originalité se situe dans la glace de cadran qui est ici non pas encastrée comme cela se fait sur la plupart des appareils de cette catégorie mais a été rapportée sur le profilé anodisé de la façade. Comme cette glace est fumée, sa coloration appa-

raît sur toute la largeur de l'appareil. Le bouton d'accord est placé sur la droite. C'est le seul bouton qui soit placé au niveau du cadran ce qui se justifie parfaitement. Les commandes de la section amplificateur sont réparties tout au long de la façade, sous la glace. Les commutateurs employés sont de deux types : à touches pour diverses fonctions, à rotatifs pour la sélection des fonctions et des enceintes. Les boutons sont « ciselés » pour offrir une bonne prise aux doigts, un index de couleur rappelle leur position. Le coffret est noir, la grille métallique qui sert à assurer le passage de l'air de refroidissement des transistors de puissance est de métal recouvert de vynil noir grain cuir.

L'appareil est d'une taille assez impressionnante, si vous voulez en imposer à vos amis, c'est un des appareils dont vous pourrez faire l'acquisition.

La face arrière est équipée d'une bonne série de prises aux standards DIN et RCA, les prises DIN, nous les avons citées mais elles ne sont qu'un nombre de deux, car elles servent au raccordement de deux magnétophones, les autres seront employées pour toutes les autres fonctions.

Nous trouvons des prises pour deux tables de lecture, trois magnétophones qui peuvent être reliés entre eux pour les fonctions de recopie d'un appareil sur l'autre. Deux paires de prises RCA sont réservées au branchement d'un

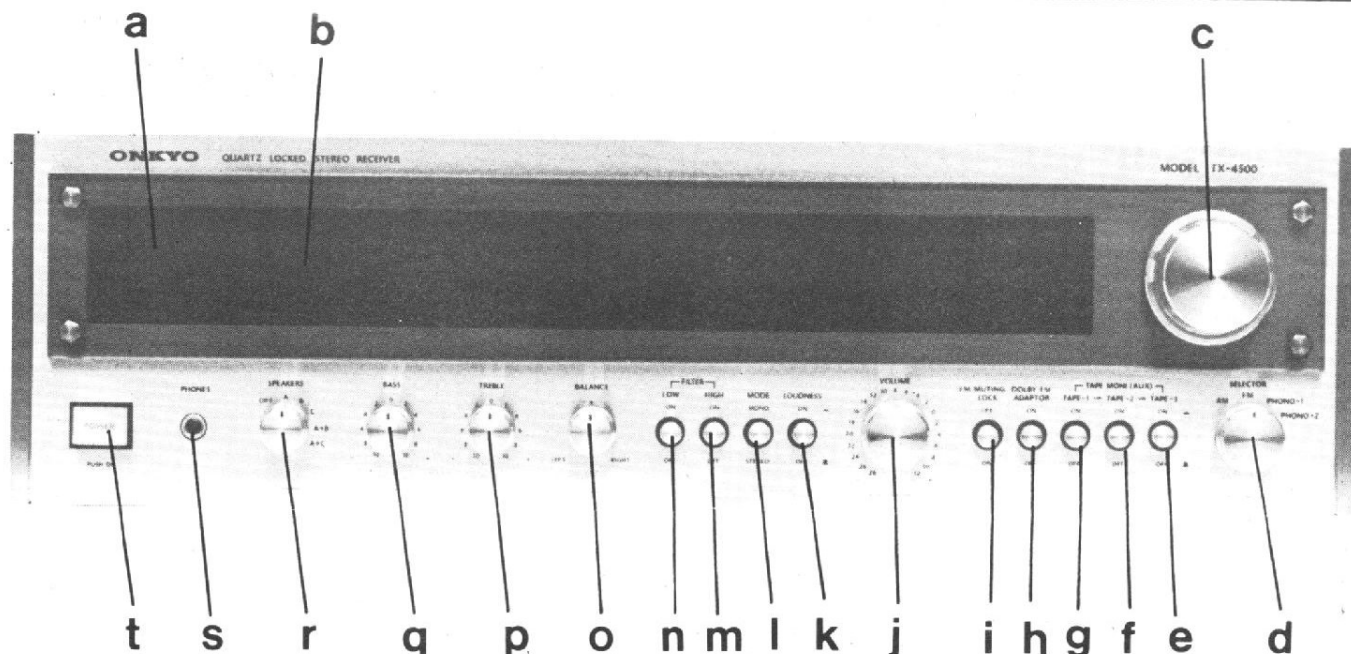


Photo A

- a) indicateur de champ, MA et MF
- b) indicateur d'accord MF, zéro central
- c) bouton de recherche des stations, déconnexion automatique de la CAF
- d) sélecteur de fonction

- e) f) g) touches de monitoring pour 3 magnétophones
- h) mise en service d'un Dolby B pour la MF
- i) silencieux MF
- j) potentiomètre de volume
- k) correction physiologique
- l) commutateur de mode, mono, stéréo
- m) filtre passe bas

- n) filtre passe haut
- o) potentiomètre de balance
- p) correcteur de timbre aigu
- q) correcteur de timbre graves
- r) sélecteur d'enceintes
- s) prise de casque
- t) interrupteur général.

réducteur de bruit de type Dolby, les constructeurs ont eu la sagesse de ne pas l'incorporer ce qui permet de ne pas trop influencer le prix de vente. Dans le même ordre d'idée, on trouvera une sortie pour adaptateur tétraphonique. C'est une prise qui est reliée à la sortie du démodulateur MF, donc avant le décodeur stéréophonique multiple. Nous trouvons également sur cet appareil les sorties du préamplificateur reliées aux entrées de l'amplificateur de puissance par l'intermédiaire de deux cavaliers, cette liaison sera utile si un jour on désire traiter les signaux tétraphoniques d'une éventuelle modulation de fréquence codée.

Nous trouvons également à l'arrière de ce 4500 une série de prises à fixation rapide pour les trois paires d'enceintes acoustiques. Ces dernières seront reliées à l'amplificateur par des cordons dont l'extrémité devra simplement être dénudée.

En poursuivant notre exploration, nous trouverons

des prises pour les antennes. Pour la modulation de fréquence on aura le choix entre une entrée 75Ω un peu particulière puisqu'elle dispose d'un collier de serrage permettant d'assurer la tenue mécanique du coaxial 75Ω . Cette disposition est suffisamment rare pour être signalée, habituellement, nous trouvons simplement deux vis, une pour la tresse, l'autre pour le fil central. L'entrée 300Ω est également prévue, pour les petites ondes (puisque'il n'y a pas de grandes ondes). Nous trouvons une antenne du type cadre ferrite et une borne d'antenne.

Pour achever ce panorama : un commutateur à trois positions repérées en anglais. C'est un commutateur de sensibilité pour un dispositif servant à débrancher automatiquement la commande automatique de fréquence lorsque la main part à la recherche d'une station. Suivant le branchement de l'appareil et sa liaison avec la terre, on adoptera la position qui donnera le meilleur résultat.

ETUDE TECHNIQUE

Plusieurs points méritent une attention particulière. Nous avons évidemment la section d'asservissement de la réception par quartz, le système de déconnexion automatique de la commande automatique de fréquence, les commandes de silencieux et le circuit de protection électronique.

SÉLECTEUR VHF

Le signal d'antenne arrive sur un premier transformateur adaptateur d'impédance. Ce transformateur est utilisé pour l'antenne 300Ω , l'impédance d'entrée de la tête VHF étant de 75Ω . Le signal HF arrive sur la porte d'un transistor à effet de champ du type MOS. La porte de ce semi-conducteur reçoit un signal de commande automatique de gain venant de l'amplificateur

à fréquence intermédiaire. L'étage amplificateur précédant le mélangeur fonctionne à partir d'un transistor monté en émetteur commun. Le mélangeur utilise un transistor bipolaire classique. Le signal de l'oscillateur local arrive sur la base par l'intermédiaire d'un condensateur C_3 de $1,5 \text{ pF}$. L'amplificateur VHF fait appel à trois circuits accordés au lieu des deux employés sur les appareils moins élaborés. Le constructeur a utilisé ici un condensateur variable à quatre éléments pour la modulation de fréquence plus deux autres qui sont utilisés pour la modulation d'amplitude. L'utilisation d'un quadruple circuit d'accord procure une sélectivité améliorée et une meilleure réjection des émetteurs proches.

L'oscillateur local est monté en collecteur commun, le collecteur de Q_4 est découplé par un condensateur de 20 nF , les oscillations sont entretenues par déphasages dus à C_4 , C_7 et C . Le montage en collecteur commun est un amplificateur

de courant, même si son coefficient d'amplification en tension est inférieur à 1 ; c'est un montage qui oscille facilement aux fréquences hautes. En parallèle sur les condensateurs d'accord, nous trouvons un condensateur C_2 de 6 pF et une diode à capacité variable. Ces éléments sont utilisés pour faire varier la fréquence de l'oscillateur local en fonction du désaccord.

AMPLIFICATEUR À FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE

Le signal à fréquence intermédiaire sortant du convertisseur alimente directement le circuit de commande automatique de gain, ce circuit aurait d'ailleurs pu être monté directement, étant donné le nombre réduit de composants, sur le circuit du sélecteur VHF. Les diodes D_{103} et D_{104} fonctionnent en détectrices. Elles délivrent une tension négative qui va faire diminuer le gain du transistor MOS d'entrée.

Le premier filtre céramique est un filtre linéaire en phase,

c'est un composant plus encombrant que les anciens modèles et que l'on peut trouver depuis peu sur les amplificateurs à moyenne fréquence japonais. Q_{101} est un circuit intégré amplificateur sans doute écrêteur. Les constructeurs sont en général assez discrets sur l'anatomie de leurs circuits intégrés ; pourtant, cette anatomie permettrait dans certains cas de trouver certaines pannes ou certains défauts de fonctionnement. Ce circuit est chargé par un second filtre céramique. Il faut noter que le constructeur donne la couleur d'un point de repérage du filtre. Cette couleur correspond à un code de couleurs qui indique la fréquence d'accord du filtre. La couleur rouge a ici une importance particulière. En effet, le système de commande automatique de fréquence utilise un quartz taillé pour osciller à 10,7 MHz. Il faut donc que l'amplificateur à fréquence intermédiaire soit bien accordé sur 10,7 MHz. Dans les autres tuners utilisant plusieurs filtres céramiques, un autre impératif existe, moins rigoureux : ce

sont tous les filtres qui doivent avoir un point de la même couleur. Il y a en effet des tolérances de fabrication pour les filtres céramiques, ce qui explique la création de séries et par suite de codes.

Le circuit intégré Q_{101} , comme d'ailleurs d'autres circuits est alimenté au travers d'une inductance de blocage de $3,3 \mu\text{H}$. Le circuit intégré Q_{102} est un HA-1137W, une référence qui ne vous dit sans doute rien. Ce circuit intégré possède trois étages amplificateurs sans doute symétriques et écrêteurs, un détecteur de quadrature, un détecteur de niveau, un circuit de commande de galvanomètre indicateur de champ, un circuit de silencieux, un amplificateur de commande automatique de fréquence, un amplificateur audio. Le signal pour l'indicateur de champ sort sur la borne 13, le signal audio sort de la borne 6, le signal de silencieux de la borne 12.

A la sortie du démodulateur, le signal audio traverse un filtre antirésonnant accordé sur 10,7 MHz et servant à éliminer des résidus de la fréquence intermédiaire qui

pourraient se trouver dans le signal audio. La sortie MF destinée à un décodeur tétra-phonique se situe à ce niveau.

DÉCODEUR STÉRÉO- PHONIQUE MULTIPLEX

Le rôle de ce décodeur est de délivrer deux signaux correspondant à ceux des canaux droite et gauche à partir d'un signal droit + gauche et d'un signal gauche - droit, les deux étant imbriqués dans un système multiplex.

Si on vous dit que le circuit intégré Q_{103} est un HA-1156W vous ne serez pas très avancés ! C'est un circuit intégré décodeur à boucle de phase asservie et qui fonctionne sans inductance. Le transistor Q_{108} est utilisé comme commutateur stéréophonique. En parallèle, nous trouvons un interrupteur qui est employé lorsque l'amplificateur est commuté sur le mode mono. La sortie 6 du décodeur stéréophonique commande une lampe qui s'allumera en présence d'une sous-porteuse à 19 kHz.

Les signaux audio sortent du circuit intégré par les bornes 4 et 5. Ils passent au travers d'un filtre, L_{104} , qui se charge d'éliminer les résidus de fréquence pilote et sous-porteuse. A la sortie de ce filtre, les transistors Q_{109} et Q_{110} court-circuitent, lorsque la situation l'exige, les signaux audio qui ne peuvent alors parvenir vers la sortie. Ce sont ces transistors qui assurent la fonction de silencieux. En parallèle avec ces transistors, nous avons des condensateurs qui peuvent être sélectionnés par un commutateur. En fait, deux commutateurs se chargent de cette tâche, l'un est le sélecteur de préaccentuation ; il peut se mettre sur deux positions, 50 ou 75 μs en fonction du pays de destination de l'appareil. Ce commutateur est installé à l'intérieur du

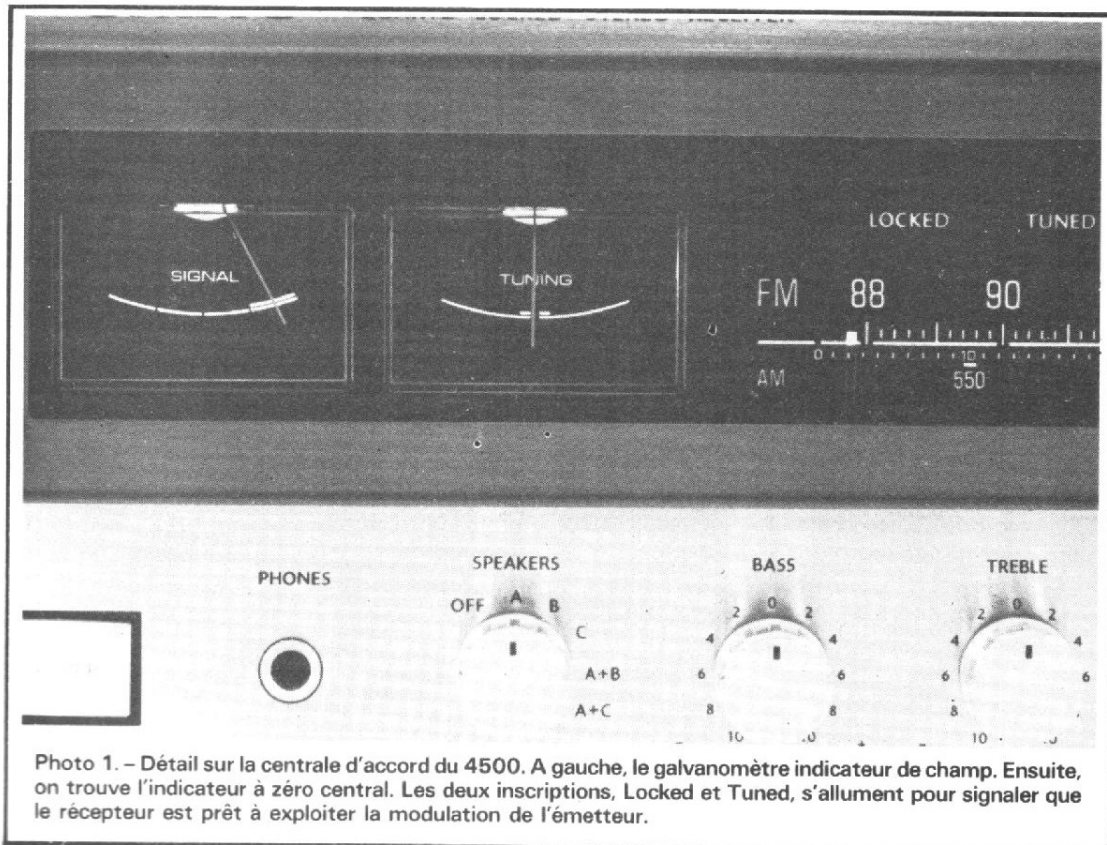


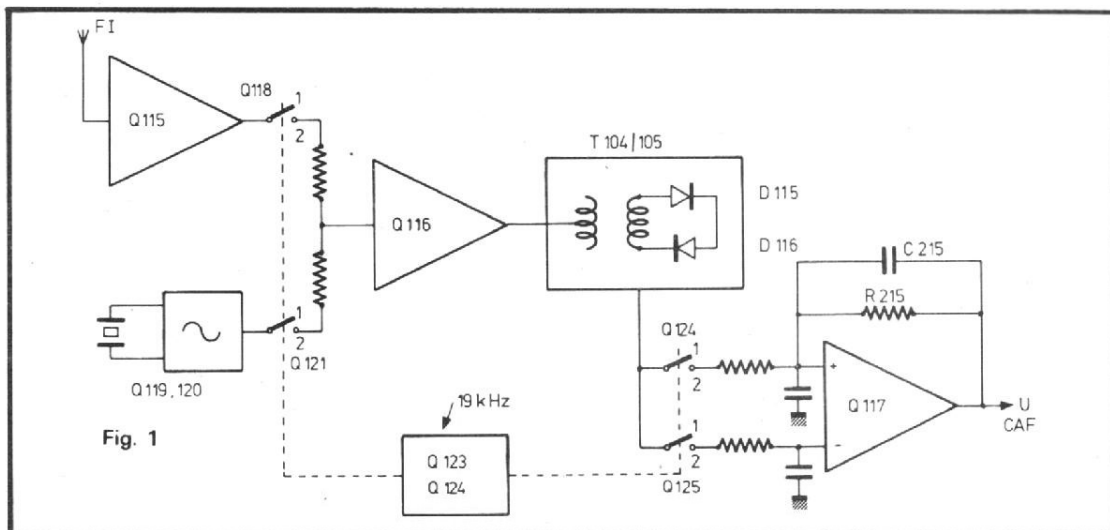
Photo 1. - Détail sur la centrale d'accord du 4500. A gauche, le galvanomètre indicateur de champ. Ensuite, on trouve l'indicateur à zéro central. Les deux inscriptions, Locked et Tuned, s'allument pour signaler que le récepteur est prêt à exploiter la modulation de l'émetteur.

TX4500 et doit être placé en position une fois pour toutes. Si vous constatez un défaut, une perte d'aigus, c'est que le commutateur n'est pas dans la bonne position. Le commutateur de réducteur de bruit Dolby introduit une constante de temps différente. En effet, les normes d'émissions suivant le procédé Dolby MF ont adopté une préaccentuation à $25 \mu s$, cette nouvelle norme, non applicable à la France permet d'augmenter le taux de modulation des émetteurs, ou plus exactement est adaptée aux exigences des musiques modernes dont le contenu harmonique dans les aigus est plus important qu'auparavant. Cette nouvelle norme, à $25 \mu s$, remonte moins, pour une fréquence donnée les aigus qu'auparavant. Cette préaccentuation donnerait un rapport signal sur bruit inférieur à celui obtenu avec une constante de temps supérieure ; cette perte est compensée par l'amélioration apportée par le Dolby, qui est du type B.

A la sortie de ce circuit, le signal attaque deux étages amplificateurs : un pour chaque voie. Ces amplificateurs ont leurs émetteurs réunis pour augmenter la séparation entre les voies.

ASSERVISSEMENT PAR QUARTZ

Cet asservissement est réalisé suivant le schéma synoptique de la figure 1. Le signal à fréquence intermédiaire arrive sur un amplificateur Q_{115} . A la sortie de cet amplificateur, le signal passe par un interrupteur. D'autre part, nous avons un oscillateur local piloté par quartz, un oscillateur dont la fréquence est rigoureusement stable. La tension de sortie de cet oscillateur passe par un interrupteur Q_{121} . Les interrupteurs Q_{118} et Q_{121} fonctionnent en opposition de phase, lorsque Q_{118} est ouvert, Q_{119} sera



fermé. L'amplificateur Q_{116} recevra donc successivement des trains d'ondes à la fréquence intermédiaire et des trains d'ondes à la fréquence de 10,7 MHz. Q_{116} est un amplificateur, sa sortie alimente un discriminateur de fréquence. Lorsque la fréquence incidente du discriminateur sera celle de la fréquence d'accord du circuit accordé, la tension de sortie sera nulle, lorsque la fréquence incidente sera décalée,

on aura, suivant le sens du décalage une tension positive ou négative. Ces tensions seront envoyées alternativement sur les deux entrées inverseuse et non inverseuse d'un amplificateur différentiel, par l'intermédiaire de deux autres interrupteurs qui fonctionnent comme les précédents, en opposition. Q_{124} et Q_{118} sont synchrones. Il en est de même pour Q_{125} et Q_{121} . L'amplificateur différentiel Q_{117} est monté en intégrateur,

sa tension de sortie est une tension continue dont l'amplitude et le sens sont proportionnels à l'écart entre les fréquences de l'oscillateur à quartz et celle sortant de l'amplificateur FI. Après, l'oscillateur local se débrouille pour que la tension de sortie de l'amplificateur Q_{117} soit la plus faible possible, donc que les tensions envoyées sur les entrées de Q_{117} soient identiques, c'est-à-dire que la fréquence intermédiaire et celle

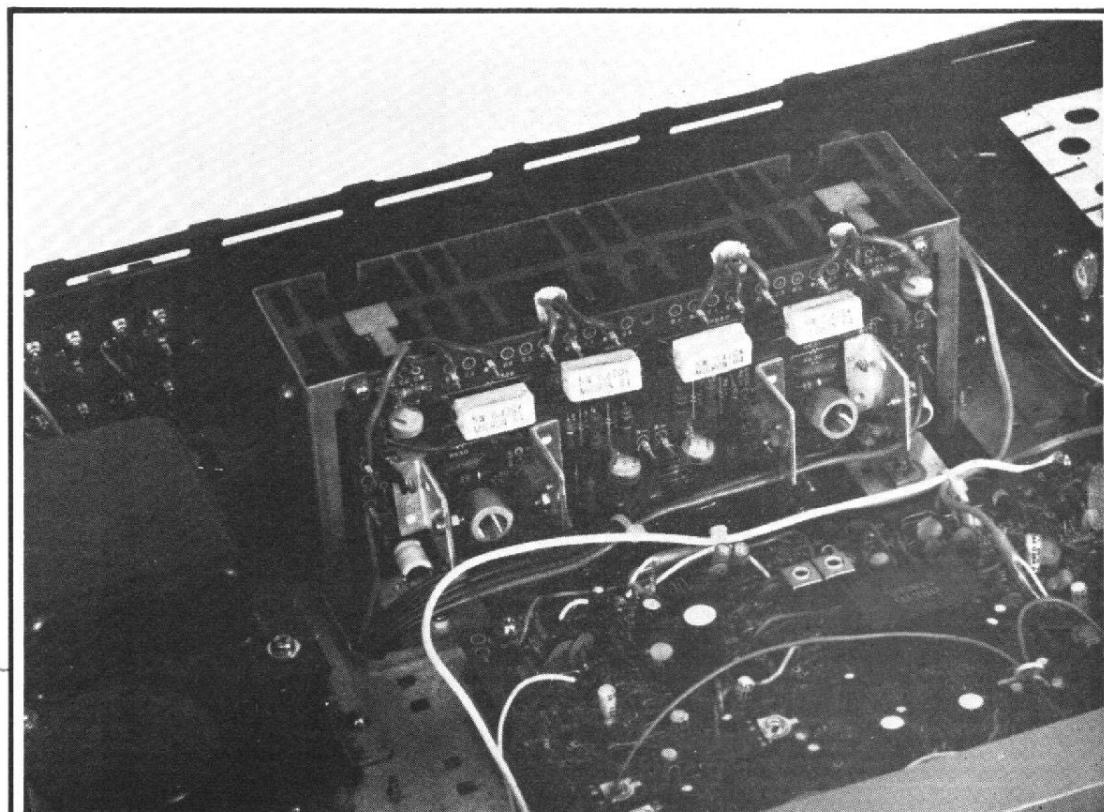
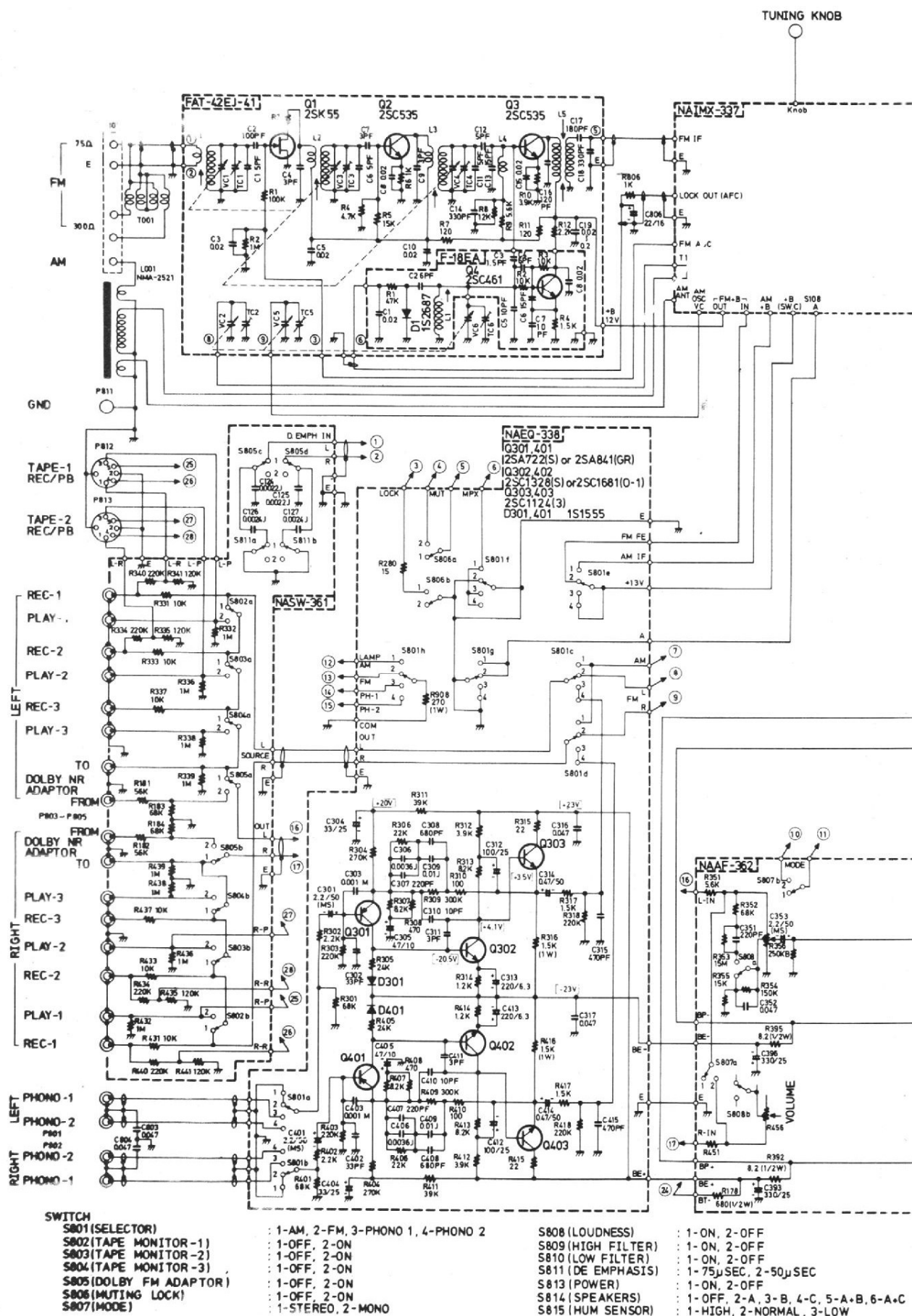


Photo 2. - Vue sur le radiateur de l'amplificateur de puissance, il a été installé dans une sorte de tunnel servant de cheminée.



de l'oscillateur à quartz soient les mêmes.

Comme on utilise un amplificateur différentiel, Q_{117} , le réglage de l'accord du discriminateur $T_{104/105}$ est indifférent. Il faut tout de même que le 10,7 MHz se situe dans la partie linéaire du discriminateur. Nous avons ici un système d'asservissement intéressant par le système utilisé pour la comparaison des deux fréquences grâce à l'emploi d'un commutateur synchrone qui effectue la permutation des deux fréquences.

L'intérêt de ce système réside dans le fait que la fréquence intermédiaire est constante, l'excursion de fréquence due à la modulation se fait de part et d'autre de la fréquence centrale. L'amplificateur FI a une largeur de bande inférieure à celle du discriminateur (on utilise souvent des discriminateurs à très large bande (2 MHz) pour travailler en permanence dans une zone linéaire. Si la FI est centrée par rapport au discriminateur, ce qui est le cas lors de l'utilisation d'un système de commande automatique de fréquence faisant appel au signal

continu de sortie du discriminateur, un désaccord du discriminateur se traduit par un décalage de la fréquence intermédiaire. Il n'y a plus de symétrie de la courbe de réponse de l'amplificateur FI pour les bandes latérales qui sont réparties de part et d'autre de la porteuse, il y a donc un risque, particulièrement marqué en stéréophonie d'avoir des déphasages entraînant une mauvaise séparation des canaux et une perte d'information.

Le système utilisé par Onkyo peut faire travailler le discriminateur dissymétriquement par rapport à sa courbe en S. Mais comme la bande passante des discriminateurs peut être large, le défaut dû à un mauvais accord sera moins important. Il y avait un choix à faire entre les deux formules.

La solution est compliquée mais élégante. On sait très bien faire, en jouant sur les coefficients de température des condensateurs et des inductances, des circuits suffisamment stables. Les Japonais nous ont habitués à ne plus voir de circuit de CAF,

c'est un retour en force qu'ils effectuent ici.

La réalisation pratique est représentée sur le schéma de la section HF. Les éléments sont cette fois représentés avec leurs éléments périphériques et sous un aspect différent, en particulier pour les commutateurs. Le constructeur, au lieu d'employer une « porte analogique » utilise des transistors (moins chers) qui mettent le signal à la masse, le résultat est le même, le plus important est que la haute fréquence ne dépasse pas l'interrupteur (le transistor).

Le signal d'horloge qui commande les interrupteurs a été choisi de façon judicieuse. Avec les décodeurs stéréophoniques Multiplex à boucle de phase asservie (PLL), on dispose d'une horloge travaillant à une fréquence très proche de 19 kHz. C'est un oscillateur qui fonctionne librement même s'il n'y a pas de sous-porteuse à 19 kHz. En outre, comme on dispose sur la sortie audio de filtres à 19 kHz, d'éventuels parasites de commutation seront éliminés.

Les transistors Q_{123} et Q_{124} donnent deux signaux en opposition de phase qui iront commander les interrupteurs. A la sortie de Q_{117} , on trouve des diodes qui limitent l'amplitude de la tension, de commande automatique de fréquence.

L'accord s'obtient, comme sur tous les tuners par un galvanomètre à zéro central. On utilise aussi la même technique, mais le galvanomètre a son indication elle aussi pilotée par quartz. Q_{127} est un transistor double à émetteur commun. Le galvanomètre est branché entre le collecteur de droite et celui de gauche par l'intermédiaire de R_{253} . Le potentiomètre R_{254} est monté en parallèle sur le galvanomètre ; il sert à ajuster sa sensibilité. Le transistor Q_{130} est lui aussi branché en parallèle sur le galvanomètre, il sera employé pour le shunter afin de lui éviter d'indiquer des valeurs erronées entre deux accords.

Les bases de Q_{127} sont attaquées par les tensions qui viennent de Q_{124} et Q_{125} , le galvanomètre à zéro central indiquera bien la différence de fréquence entre la fréquence intermédiaire et celle donnée par le quartz.

Le circuit intégré Q_{126} commande le système de mise hors-service de l'asservissement et le silencieux au moment où la main saisit le bouton de recherche des stations. Le bouton recueille du ronflement secteur, l'amplifie, le gain est réglable par la sortie « Hum Sensor » qui est reliée à un commutateur à trois positions qui met la borne 3 du circuit intégré à la masse (pour les composantes alternatives) soit directement pour annuler la contre-réaction, soit par l'intermédiaire d'une résistance, pour ajuster le gain. Cet ajustement du gain se fait en fonction de l'installation. A la sortie du circuit intégré, trois diodes détectent la présence de ce ronflement et en font une tension continue qui va commander la base de Q_{135} . Ce transistor commande un

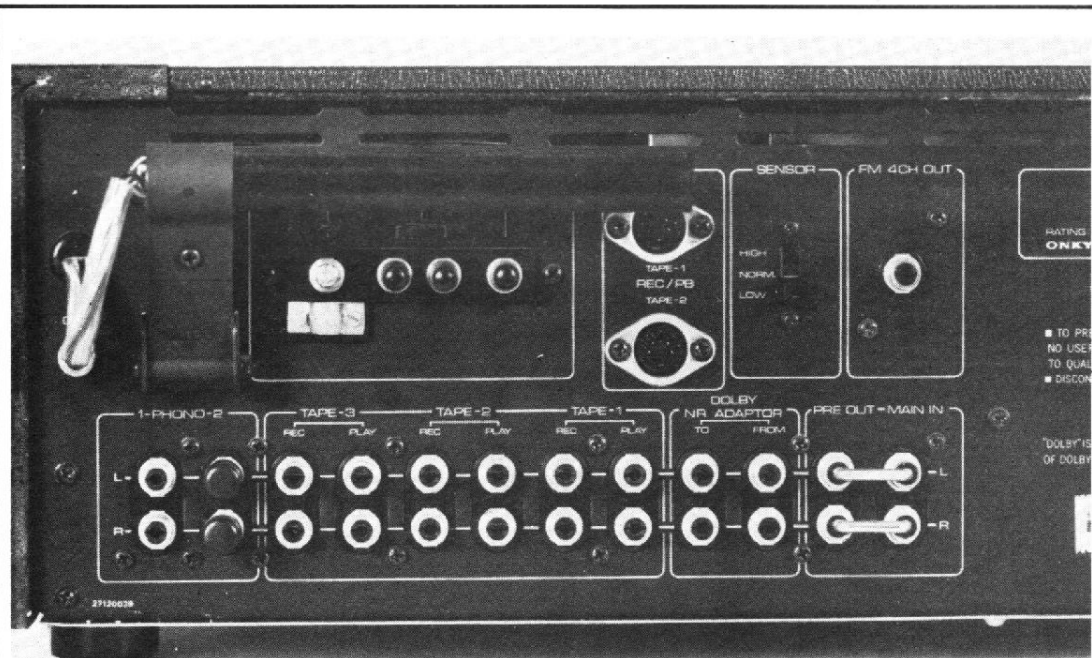


Photo 3. - Détail des prises RCA et DIN, on remarquera le collier de prise de masse du coaxial et la sortie MF pour un éventuel démodulateur tétraphonique discret (Dorren pour les US). Le commutateur repéré Sensor règle la sensibilité du bouton d'accord pour la mise hors circuit de la CAF.

relais qui court-circuite la tension de CAF. Il bloque en même temps le transistor Q₁₃₆ qui éteint la lampe indicatrice d'accord « tuning ».

LES CIRCUITS DE SILENCIEUX

Ces circuits sont destinés à empêcher les mauvaises réceptions et d'entendre le souffle. Cette section a été particulièrement élaborée sur cet appareil et il faut vraiment que l'accord soit parfait pour que l'écoute des signaux audio soit possible. Onze transistors environ se sont attelés à cette tâche.

Les transistors Q₁₂₈, Q₁₂₉, Q₁₃₁ et Q₁₃₂ servent à détecter une différence de tension entre les collecteurs de Q₁₂₇. Cette différence est due à une différence entre la fréquence intermédiaire et la fréquence de l'oscillateur à quartz. Si l'une des tensions de collecteur est supérieure à l'autre, les transistors Q₁₃₁ ou Q₁₃₂ deviendront conducteurs et une tension positive apparaîtra sur l'onde de la diode D₁₂₄. Cette diode sert à constituer avec d'autres diodes réparties dans le schéma une porte OU qui choisira un ou plusieurs des paramètres qui seront pris en question pour décider si le signal est d'une qualité acceptable ou non. Les transistors Q₁₃₃ et Q₁₃₄ forment un trigger de Schmitt dont la sortie commande le relais RL₁₀₁ par l'intermédiaire de Q₁₃₅ et les deux transistors Q₁₀₉ et Q₁₁₀ par l'intermédiaire d'un interrupteur permettant d'éliminer le silencieux et directement cette fois Q₁₀₈, ce transistor servant à supprimer le décodage stéréophonique.

Le transistor Q₁₁₁, en haut du schéma de la platine FI, est commandé par la tension secteur (au travers du transformateur d'alimentation). Il commande le silencieux audio au moment de la coupure de l'alimentation.

Un deuxième signal de silencieux arrive des transistors Q₁₁₂ et Q₁₁₃. La base de Q₁₂₂ recueille des composantes de souffle, le filtre L₁₀₉ L₁₃₈ élimine la fréquence pilote à 19 kHz qui aurait pu déclencher le silencieux et interdire tout décodage ! Le souffle est redressé par les diodes D₁₀₇ et D₁₀₆, la tension continue commande à son tour le transistor Q₁₁₃. La diode D₁₀₉ va commander la base de Q₁₃₃ dont nous venons de voir le rôle. La diode D₁₀₈ commande le shuntage du galvanomètre à zéro central. La diode D₁₂₃ shuntera également le galvanomètre. Cette fois, il s'agit de la réception des petites ondes pour lesquelles l'accord à zéro central ne subsiste plus. La diode D₁₂₆ shunte le galvanomètre à zéro central au moment de l'accord manuel, lorsque le bouton est actionné. Le dernier circuit de silencieux est fourni par le circuit intégré Q₁₀₂ par l'intermédiaire de la diode D₁₀₅. Nous avons sur ce 4500 une série de dispositifs qui se complètent les uns les autres et qui s'enchaînent. Ainsi, le galvanomètre à zéro central sera

shunté s'il y a du souffle en sortie, si on touche le bouton d'accord, si l'aiguille tend à aller trop loin.

SECTION MA

La réception des ondes moyennes s'opère sur un cadre de ferrite, le circuit réservé à cette gamme d'ondes est très petit. On a utilisé ici un circuit intégré unique multi fonctions. Il assure le changement de fréquence, la production de l'oscillation locale, l'amplification intermédiaire et la détection. Le signal audio disponible sur le collecteur de Q₁₁₄ est dirigé vers le sélecteur de fonction. Le transistor Q₁₁₄ est un commutateur assurant un silence au moment de la mise en service de la section modulation d'amplitude.

SECTION AUDIO

Le préamplificateur RIAA utilise trois transistors montés de façon assez convention-

nelle. L'entrée se fait sur un étage émetteur commun. La charge en continu de l'émetteur est assurée par une résistance de 270 000 Ω qui permet d'avoir un courant de fonctionnement très faible favorable à l'obtention d'un bon rapport signal/bruit. Cet émetteur est découplé par une résistance de 470 Ω en parallèle sur une autre de 8,2 k Ω . Cet assemblage fixe le taux de contre-réaction donc le gain du montage. Les signaux pris sur le collecteur de Q₃₀₁ vont sur la base de Q₃₀₂ puis sur l'émetteur de Q₃₀₃. La charge de collecteur de Q₃₀₂ est constituée de deux résistances. Au point intermédiaire entre les deux résistances, un condensateur retournant à l'émetteur de Q₃₀₃ sert pour la fonction bootstrap. On bénéficie ainsi d'une capacité de surcharge importante. La tension d'alimentation du montage est symétrique ; cette symétrie est intéressante d'une part pour la réjection des ronflements d'alimentation, d'autre part pour la polarisation qu'elle facilite. Nous avons 46 V entre les deux rails d'alimentation, ce qui permet le

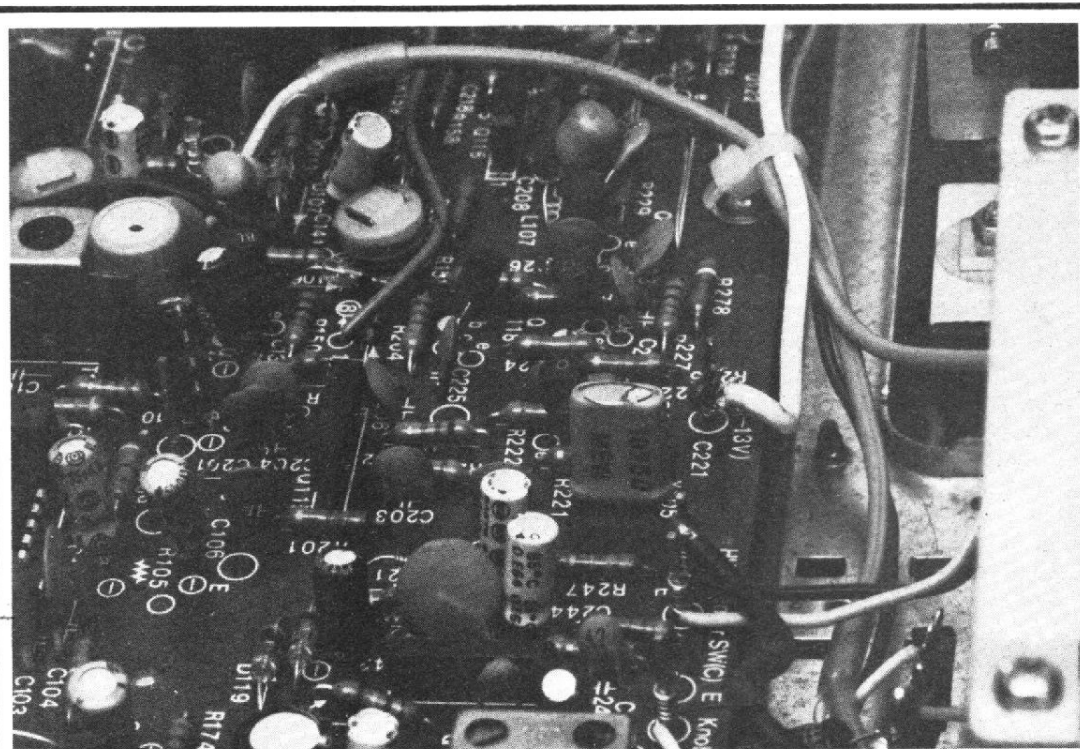
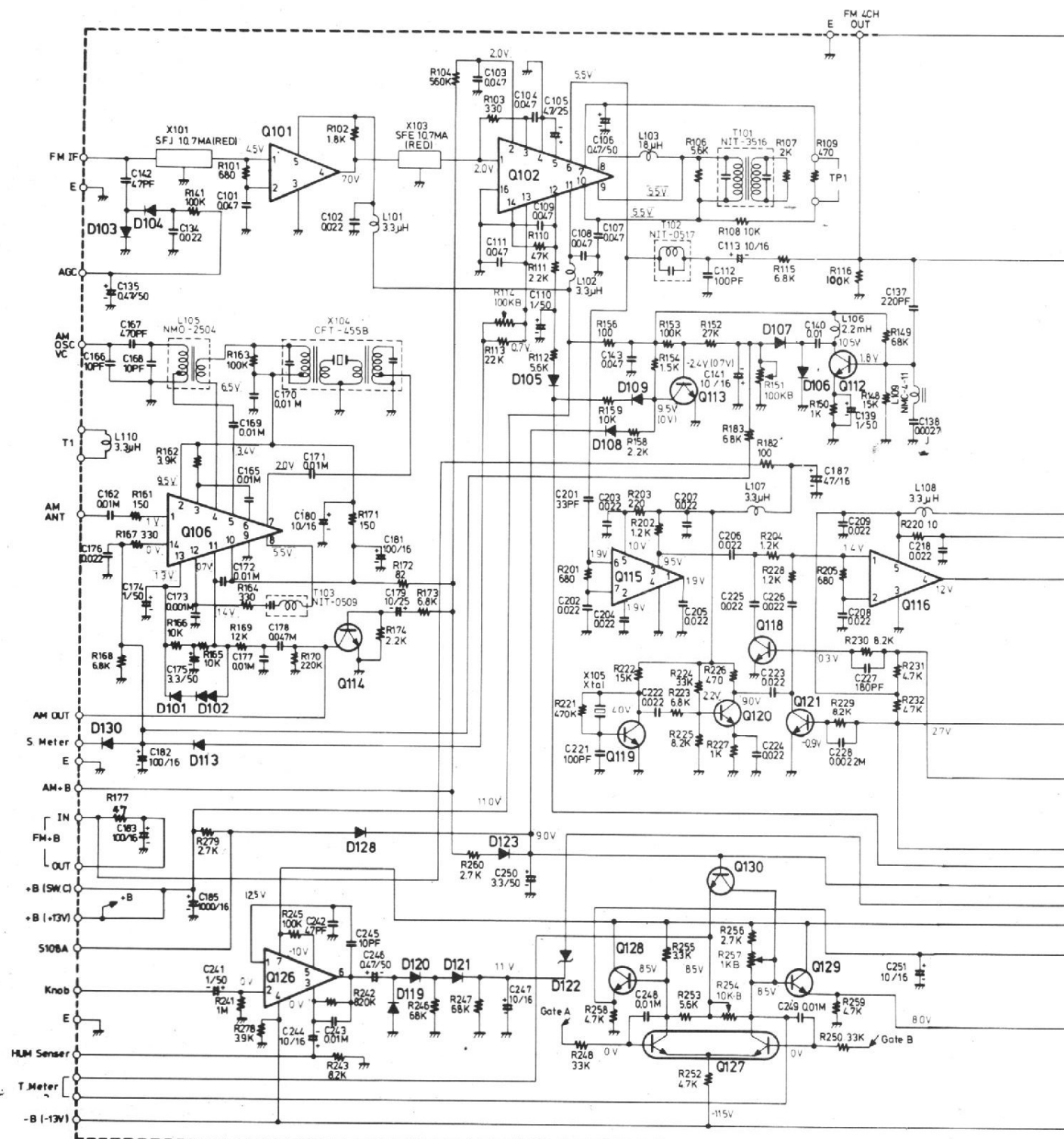
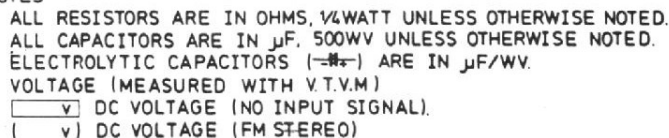


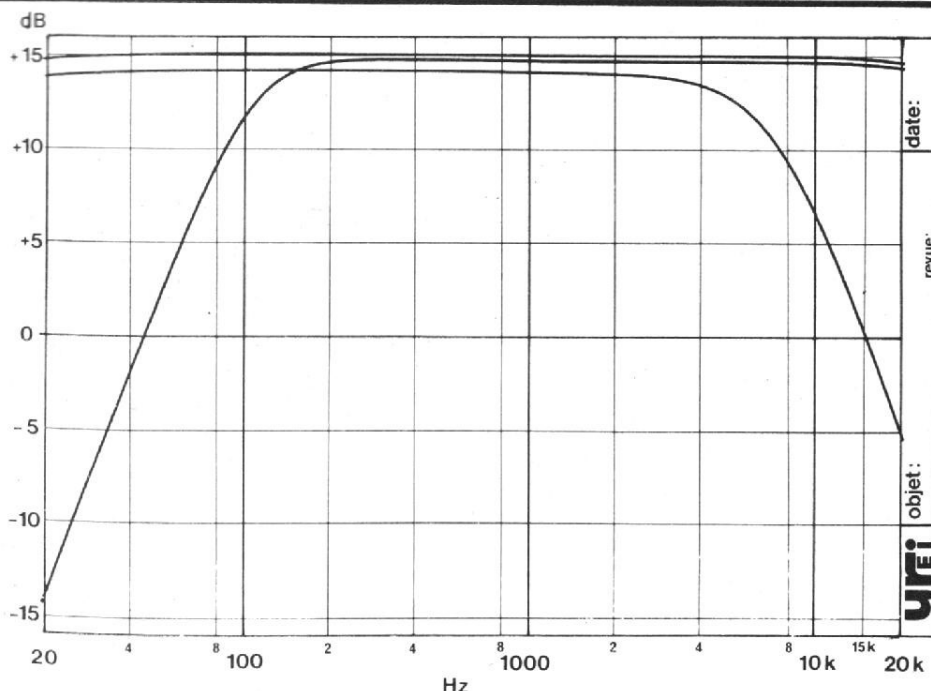
Photo 4. - Le quartz de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, il donne la référence pour l'asservissement de la FI, c'est un composant que nous n'avions pas encore vu dans un tuner.



- Q101, Q116 TA7060P
- Q102 HA1137
- Q103 HA1156W
- Q104, Q105 2SC1312 (F)
- Q106 HA1151
- Q108, Q111, Q114 2SC945 (Q)
- Q109, Q110, Q118, Q130 2SC1317 (R) or 2SC735 (Y)
- Q121-Q125, Q133-Q137 2SC733 (BL)
- Q112, Q113, Q128, Q129 TA7061AP
- Q115 TA7504S
- Q119, Q120 2SC380 (O)
- Q126 TA7136P
- Q127 2SC1583G
- Q131, Q132 2SA726 (F)

- D101, D105, D110, D118 1S1555
- D121, D124, D125, D128 VD1212
- D102 VD1212
- D103, D104, D106-D109 1N60
- D112-D117, D119, D120 1N60
- D123, D126, D129, D130 1N60
- D111 WZ051 or RD5.1EB
- D122 YZ 047 or RD4.7EB
- D127 WZ061 or RD5.6EC





Courbe de réponse des filtres passe haut et passe bas.

sécurité par diodes. Ces diodes empêchent les interactions des deux voies gauche et droite.

La stabilisation thermique est assurée par le transistor Q_{504} (ou Q_{604}) qui est monté sur les radiateurs des transistors de puissance. La contre-réaction est fixée par la résistance R_{511} et l'ensemble $R_{511} C_{508}$. Une légère contre-réaction est assurée aux fréquences très élevées par le condensateur C_{507} afin d'améliorer la stabilité du montage. L'étage d'entrée est du type différentiel, la polarisation du premier transistor n'est pas faite par une résistance reliée directement à la masse mais par un ensemble de polarisation à stabilisation par diode montée en direct. L'alimentation est due à un transformateur à deux enroulements secondaires. Les amplificateurs de puissance sont alimentés directement par un pont utilisé en double redresseur à double alternance. Le filtrage est confié à deux condensateurs de $10\,000\,\mu\text{F}$, un pour chaque tension. Comme les deux tensions d'alimentation sont symétriques, il n'y a pas de condensateur de liaison.

La protection de l'alimentation se fait par l'intermédiaire

d'un fusible et d'un interrupteur thermostatique.

La platine d'alimentation dispose de plusieurs alimentations régulées. Q_{901} est monté en collecteur commun, sa tension de base est fixée par une diode zener shuntée par un condensateur destiné à filtrer le bruit thermique de cette diode.

Q_{904} est monté suivant un principe identique, à une exception près : le transistor Q_{905} sert à retarder l'application de la tension positive, au départ, la base de Q_{905} est alimentée par la tension positive de sortie de l'émetteur de Q_{104} . Le courant de base de Q_{905} suffit à le saturer. Il y a ralentissement de la mise en tension et limitation de cette tension.

La base de Q_{905} reçoit aussi une tension venant de la sortie de l'alimentation positive. Cette tension est destinée à équilibrer la tension venant de l'émetteur de Q_{904} . Une fois que la tension négative sera établie, on trouvera une tension nulle sur la base de Q_{905} . Cette astuce permet d'avoir une tension qui varie symétriquement par rapport à la tension de masse. La seconde alimentation est plus élaborée. Elle utilise deux transistors montés en paire complémen-

taire, ce montage est équivalent à un transistor unique à très grand gain en courant. La diode zener est alimentée par une série de cellules en L.

SÉCURITÉS

Les transistors Q_{701} à Q_{706} constituent un circuit de sécurité. Les bornes 20, 21 et 22 reçoivent des informations des amplificateurs de puissance. La borne 20 est reliée au détecteur de courant. Ce détecteur fait apparaître une tension positive par rapport au -45 V , tension à laquelle sont reliés les deux émetteurs des transistors Q_{704} et Q_{705} . Si une tension positive apparaît sur la base de Q_{704} , ce transistor va se mettre à conduire. Sa tension de collecteur va baisser, Q_{703} se mettra à conduire à son tour et confirmera la conduction de Q_{704} . Ces deux transistors sont montés en mémoire. Le courant circulant dans la diode D_{707} va attaquer la base de Q_{705} qui va faire relâcher le relais RL_{701} , les contacts vont s'ouvrir et aucune tension n'ira attaquer les enceintes acoustiques.

Les signaux qui arrivent sur

les entrées 21 et 22 sont les signaux de sortie des amplificateurs. Les signaux alternatifs seront filtrés par les résistances R_{701} et R_{702} et par les condensateurs $C_{701,702}$ et C_{703} . Si une tension continue apparaît, due à un défaut de fonctionnement, elle entraînera une mise hors-circuit des enceintes. Les tensions positives seront transmises à l'émetteur de Q_{701} et les tensions négatives à la base de Q_{702} , deux transistors qui, en recevant ces tensions vont se mettre à conduire, leur courant de collecteur ira vers la base de Q_{705} .

La protection vis-à-vis des excès de courant est une protection à mémoire, lorsque la surcharge s'est produite, le système est enclenché. Il faut obligatoirement passer par l'interrupteur marche/arrêt pour remettre en service l'amplificateur. Par contre, la protection vis-à-vis des tensions continues ne nécessite pas une telle intervention. Ce type de protection se rencontre souvent sur les amplificateurs actuels et tendent à remplacer les protections purement électroniques qu'on avait l'habitude de voir. Ici, le souci se situe au niveau de la protection des enceintes acoustiques et non de celle de l'amplificateur.

FABRICATION

La qualité de la fabrication est évidemment excellente, comme nous avons l'habitude de le dire pour certaines marques. Ce degré de qualité n'est pourtant pas atteint par tous. Il s'agit d'une réalisation de grande série, ce qui se traduit par une implantation correcte des composants mais sans un alignement parfait. Les condensateurs chimiques ne sont pas rigoureusement perpendiculaires par rapport au plan du circuit imprimé. C'est un peu dommage pour le plan esthétique. Les raccordements sont effectués en partie

par wrapping, c'est-à-dire par connexions enroulées autour de picots de section carrée. Quelques soudures de place en place.

Les transistors de puissance sont fixés sur un radiateur dont la taille est correcte. Nous n'avons pas eu à déplorer de surchauffe au cours des essais effectués dans des conditions très difficiles, à pleine puissance, en régime permanent sur $4\ \Omega$. Ce qui devrait donner toute garantie pour un fonctionnement en régime musical.

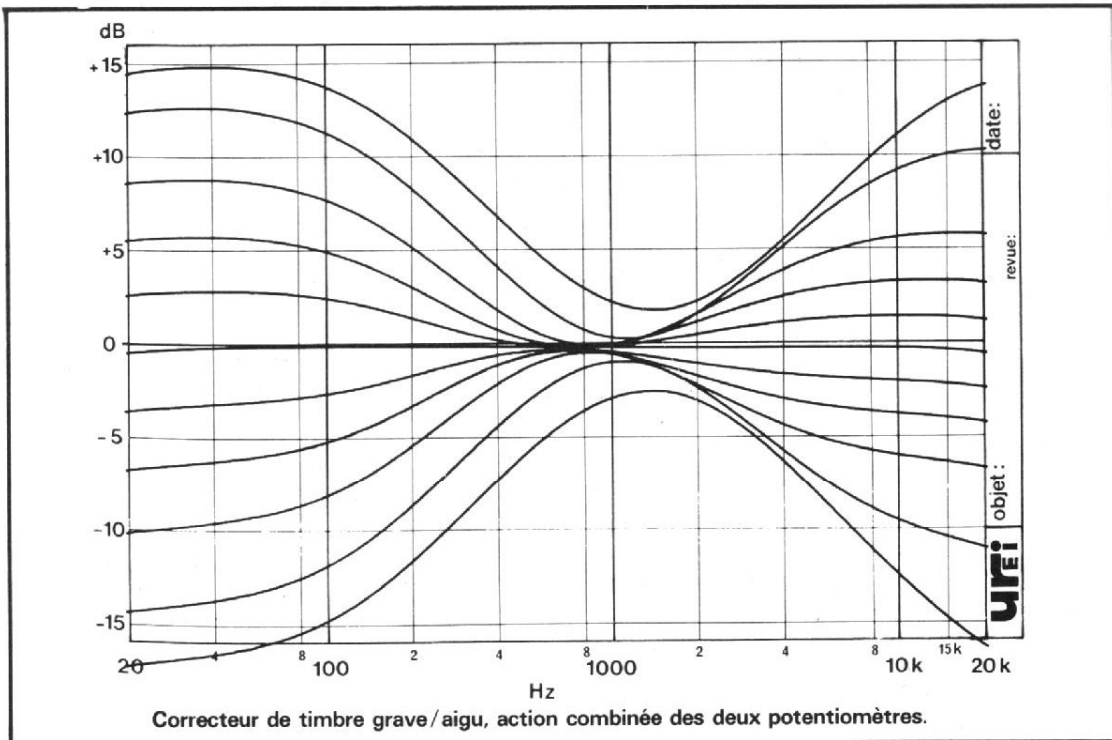
MESURES

La puissance maximale des amplificateurs sur une charge de $8\ \Omega$ est de deux fois 72 W, les deux canaux chargés, cette puissance passe à 81 W avec un seul canal en service.

Sur charge de $4\ \Omega$, valeur autorisée par le constructeur, la puissance passe à deux fois 100 W. Avec un seul canal en service, cette puissance passe à 115 W. A cette puissance, le système de détection de surcharge n'entre pas en service, potentiomètre poussé à fond, le fait de brancher un des câbles d'entrée sans prendre de précaution entraîne ce fonctionnement, ce qui prouve son efficacité.

Le taux de distorsion harmonique est excellent pour toutes les puissances ou points de fonctionnement essayés. Sur $8\ \Omega$, à pleine puissance et à 1 000 Hz, le taux de distorsion harmonique est inférieur à 0,02 %, à mi-puissance, nous retrouvons une valeur aussi bonne. A 30 Hz, le taux de distorsion est un peu plus élevé puisqu'il est alors de moins de 0,06 %. A mi-puissance nous retrouvons les 0,02 % précédents. Aux fréquences élevées, à 15 000 Hz, nous trouvons une distorsion identique à celle mesurée à 1 000 Hz.

Sur la charge de $4\ \Omega$, nous ne recommencerons pas l'énumération, les valeurs trouvées sont les mêmes.



Le taux de distorsion par intermodulation est un peu élevé, c'est normal, étant donnée la structure quasi complémentaire de l'amplificateur de puissance.

Les valeurs sont néanmoins très bonnes, nous relevons sur $8\ \Omega$ à pleine et demi-puissance les valeurs de 0,09 et 0,07 % ; sur $4\ \Omega$, 0,12 et 0,07 %.

La sensibilité des entrées haut niveau est de 160 mV pour la puissance maximale. La saturation n'est pas possible étant donné la configuration de l'appareil. Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 90 dB, cette valeur est excellente. La sensibilité de l'entrée phono est de 2,2 mV. C'est une valeur que l'on peut considérer comme très bonne, meilleure en tout cas que celle annoncée par le constructeur. Le rapport signal sur bruit est de 76 dB pour une sensibilité ramenée à 5 mV en mesure non pondérée, la pondération donne une valeur identique, ce qui tendrait à prouver qu'il n'y a pas de ronflement dû au secteur ou à l'alimentation.

La tension de saturation du préamplificateur RIAA est de 220 mV, là encore nous trouvons une valeur très intéressante.

La bande passante de la

chaîne d'amplification est de 4 Hz à 65 kHz à -3 dB.

Les courbes jointes donnent les actions des filtres passe-haut et passe-bas. On notera que leur mise en service abaisse légèrement le niveau de la reproduction.

Le correcteur de timbre est équipé de potentiomètres crantés, les diverses courbes figurant ici sont celles correspondant à tous les crans. En haut, nous trouvons la remontée des graves et des aigus, en bas leur atténuation.

La courbe de correction physiologique donne en même temps des indications sur l'exactitude des indications portées sur le cadran donnant le niveau. On aurait pu penser trouver une graduation en dB, en fait, cette graduation est arbitraire : deux dB en bout de course (sur le cadran) ne correspondant pas à 2 dB à l'autre bout.

CONCLUSIONS

Avec l'ampli-tuner 4500 Onkyo consolide sa position à la pointe des techniques Hi-Fi. Les performances sont excellentes. La Hi-Fi a atteint un

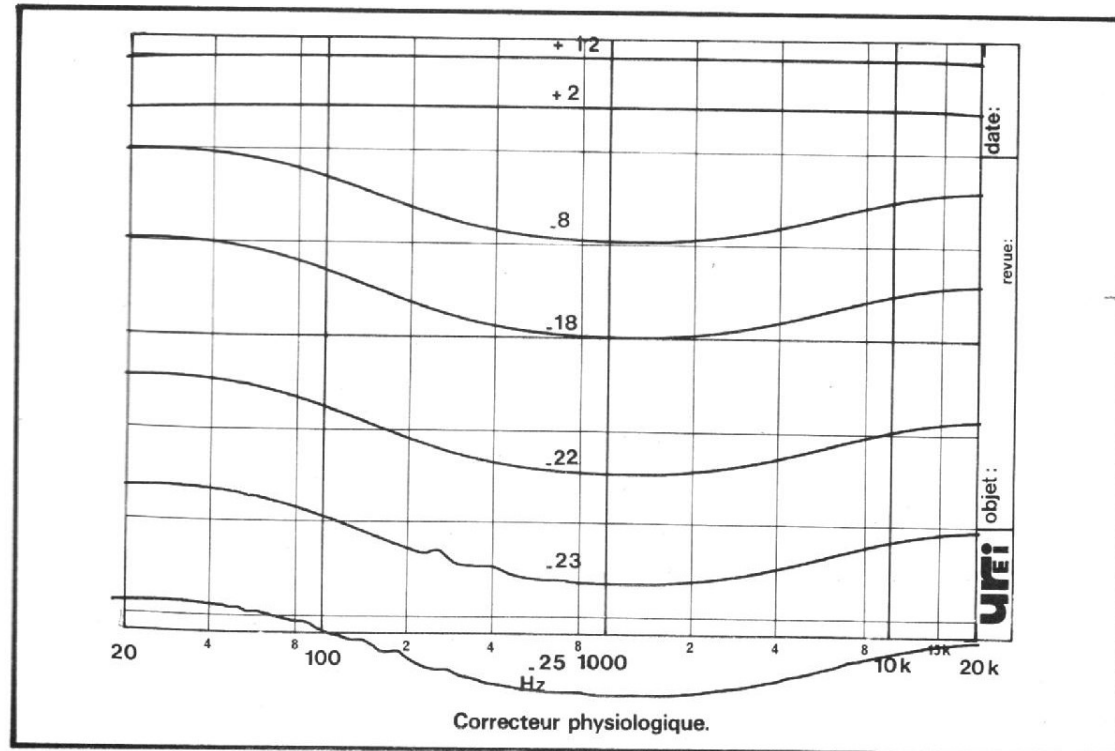
âge adulte, bien sûr, nous n'avons eu qu'un échantillon, mais la pratique nous a prouvé que l'on pouvait attendre de semblables résultats des autres appareils, et puis, pour rassurer ceux qui pensent acquérir un appareil qui vient de sortir, la politique d'Onkyo est de mettre avec plusieurs mois d'avance ses produits sur le marché domestique avant de les lancer dans le monde entier. Nous avons d'ailleurs pu admirer à Tokyo, il y a déjà plus de six mois, certains appareils qui sont réellement à la pointe de la technique. Pour conclure, nous donnerons à ce 4500 un rapport performances/qualité/prix très favorable.

Etienne LÉMERY

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Puissance de sortie : 75 W/canal sur $4\ \Omega$ les deux voies en service ; 60 W/canal sur $8\ \Omega$ les deux voies en service.

Taux de distorsion harmonique total : 0,1 % à la puissance nominale.

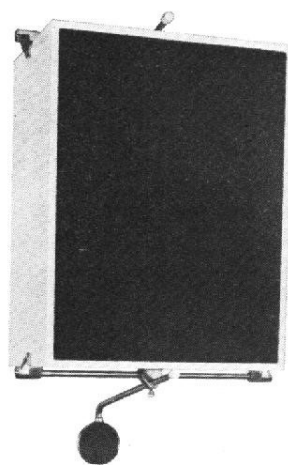


Taux de distorsion par intermodulation : 0,3 % à la puissance nominale, moins de 0,08 % pour 1 W.

Facteur d'amortissement : 50 sur 8Ω .
Réponse en fréquence : 15 à 30 000 Hz ± 1 dB.

Entrées sensibilité/impédance :
phono : 2,5 mV/50 k Ω ; magnéto-
phone : 150 mV/50 k Ω ;
dolby : 350 mV/50 k Ω .

Surcharge phono : 200 mV pour 0,1 % de distorsion.
Basses : ± 12 dB à 100 Hz.
Aigus : ± 10 dB à 10 kHz.
Rapport signal/bruit : phono 65 dB IHF courbe C.
Filtres : passe-bas 6 kHz 12 dB/octave ; passe-haut 100 Hz, 12 dB/octave.
Tuner :
MF : 87,5 à 108 MHz.
MA : 530 à 1 605 kHz.
Sensibilité utile : MF mono : 1,8 μ V ; stéréo : 5 μ V ; MA : 25 μ V.
Seuil de rapport signal sur bruit 50 dB : 4 μ V en mono, 40 μ V en stéréo.
Sélectivité canal adjacent : 70 dB.
Taux de distorsion harmonique : MF 0,2 % mono, 0,4 % stéréo.
Séparation stéréo : MF 40 dB à 1 kHz.
Alimentation : 110/120/220/240 V 50/60 Hz.
Dimensions : 538 x 163 x 400 mm.
Poids : 16,6 kg.



porte-enceinte SONORIENT 802*

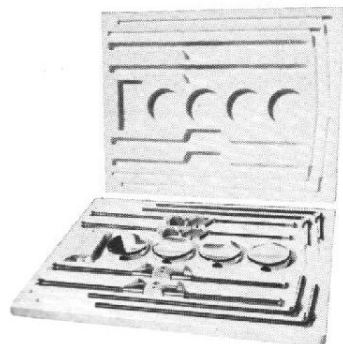
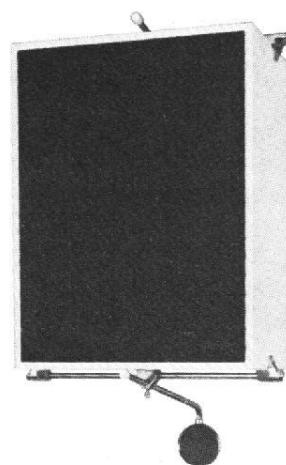
(chromé brillant)

Pour chaîne stéréo avec enceinte
de 100 à 380 mm de largeur
dont le poids n'excède pas 15 kg
Inclinable de 0° à 15°

Pivotant de 45° à droite et à gauche

Fixation murale invisible

Autres modèles pour poids supérieurs



Présentation élégante
sous forme de KIT
Très facile à monter soi-même
Inclus notice de montage
et accessoires

* breveté SGD

étude, documentation et prix sur demande

TORRENS ET FILS CREATEUR
FABRICANT

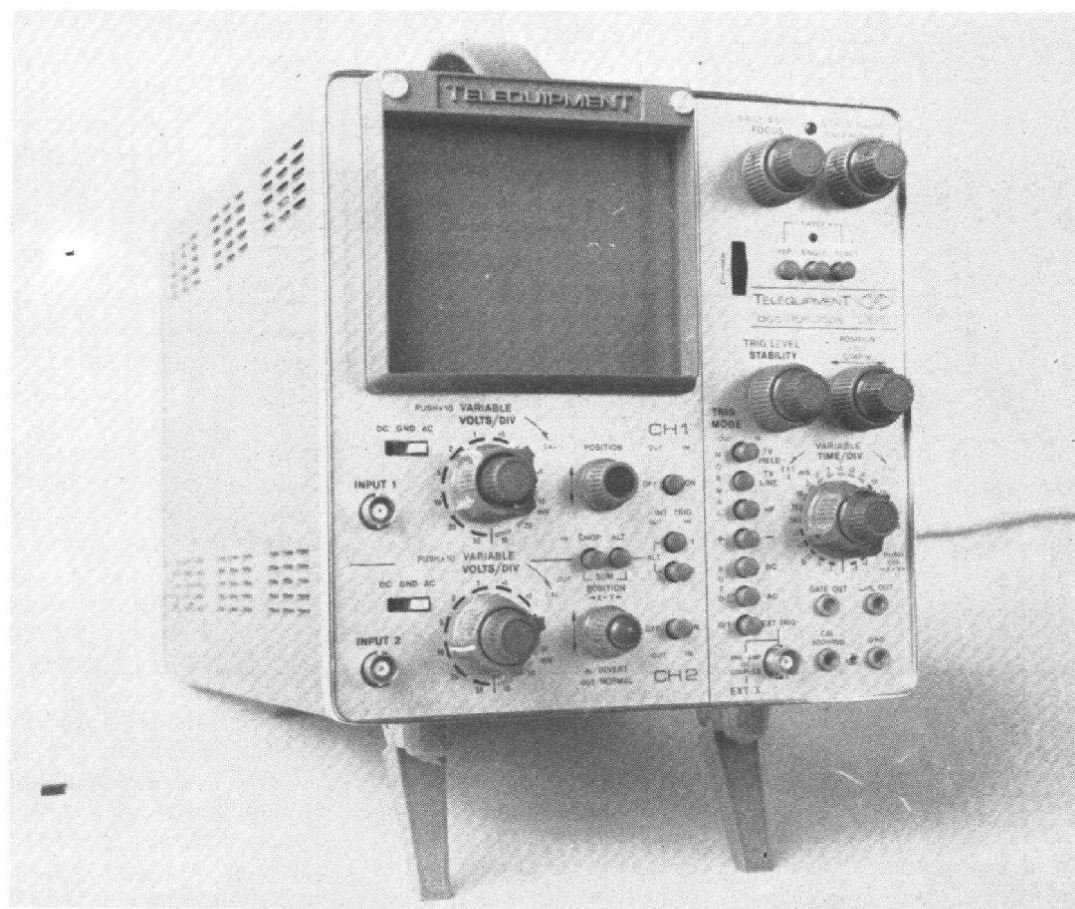
exposition et vente :

18, RUE DE LESSEPS . 75020 PARIS

TEL. 370.98.61 . 371.68.46

METRO ALEXANDRE DUMAS

L' oscilloscope



D 65

TELEQUIPMENT

PAR ses performances, jointes à un prix raisonnable pour cette classe d'appareil, l'oscilloscope Telequipment D65 s'adresse à une clientèle relativement vaste. Il peut en effet figurer efficacement sur la table de mesures d'un laboratoire professionnel, dans les salles de travaux pratiques d'une école technique ou d'une faculté, dans l'équipement d'un artisan dépanneur et dans celui d'un amateur éclairé.

Après le rappel des princi-

pales caractéristiques techniques, notre étude comprendra une brève analyse des schémas de l'appareil. Nous aborderons, ensuite, le chapitre de l'utilisation, pour terminer sur l'impression d'ensemble que nous ont laissée quelques semaines de manipulations.

A - LES CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Le D65 est un appareil bicourbe fonctionnant par

découpage soit dans le mode alterné (affichage complet de la trace correspondant à une voie, puis de celle correspondant à la deuxième), soit dans le mode découpé (échantillonnage des deux traces pendant la durée d'un balayage). Diverses commutations permettent, d'autre part, d'afficher un oscillogramme unique, somme ou différence des signaux appliqués sur les deux entrées verticales.

Le fonctionnement en XY est également prévu : dans ce

cas, l'une des voies de l'amplificateur vertical est transférée dans la chaîne horizontale, ce qui permet d'apparier les caractéristiques de déphasage.

La bande passante s'étend du continu à 15 MHz à 3 dB, pour une sensibilité maximale de 10 mV par division, mais avec une réduction à 10 MHz de la limite supérieure de la bande.

Dans le tableau ci-dessous, on trouvera le résumé des caractéristiques essentielles (données du constructeur).

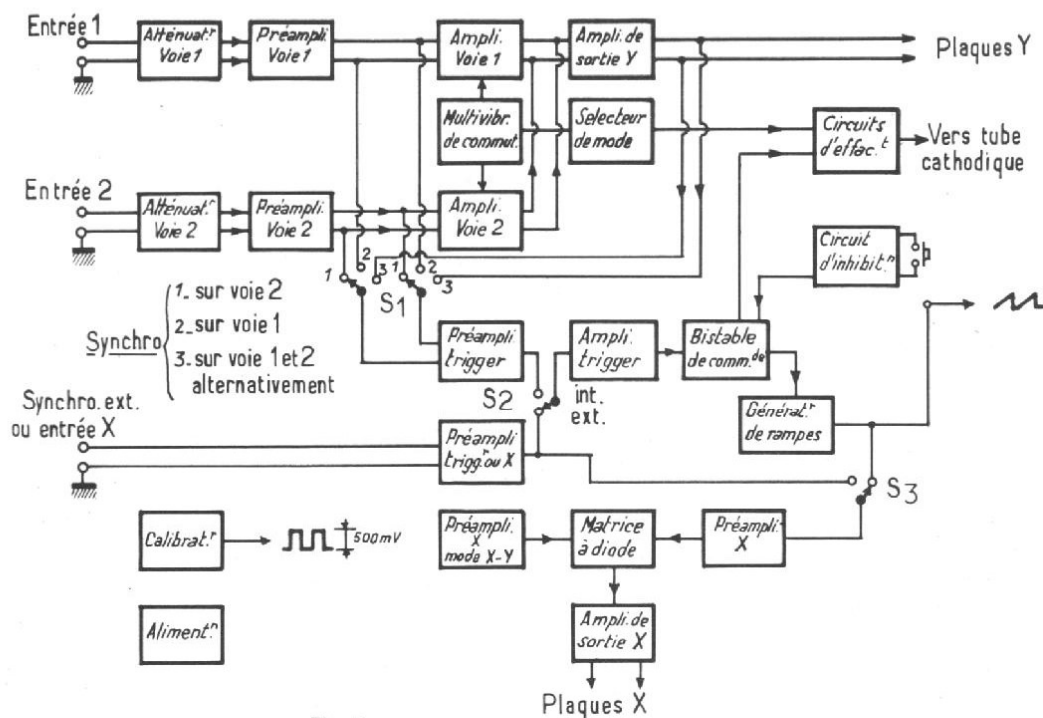


Fig. 1

R - ANALYSE DU SCHÉMA

Il ne saurait, dans le cadre d'un banc d'essai, être question d'analyser le schéma d'ensemble d'un appareil aussi complexe qu'un oscilloscope

de laboratoire. Nous nous bornerons donc essentiellement à une présentation synoptique des divers sous-ensemble, nous réservant de détailler, cependant, certaines parties comportant des solutions originales aux problèmes habituellement posés dans la réalisation d'un oscilloscope.

I - PRÉSENTATION SYNOPTIQUE DU D65 :

Le schéma d'ensemble est celui de la figure 1. Les deux entrées verticales (entrée 1 et entrée 2), attaquent des atténuateurs compensés, puis des préamplificateurs, de structures identiques pour les deux canaux. On trouve ensuite

deux amplificateurs, qui ne diffèrent que par la possibilité, sur la voie 2 uniquement, d'inverser le signe des tensions de sortie, par croisement des entrées : dans le mode de fonctionnement « somme », où les signaux des deux canaux sont ajoutés, on peut ainsi en faire la somme algébrique, c'est-à-dire soit la somme, soit la différence.

La commutation des voies, effectuée par un multivibrateur, s'effectue au niveau de ces amplificateurs, qui sont tour à tour reliés à l'unique amplificateur de sortie attaquant les plaques de déviation verticale. Le sélecteur de mode permet de réaliser cette commutation soit à une fréquence indépendante de celle de la base de temps (mode découpé, à 150 kHz environ), soit à la fréquence du balayage (mode alterné). L'amplificateur de sortie comporte sur chacune de ses entrées une ligne à retard, qui introduit un délai de 200 ns. Cette particularité est extrêmement appréciable pour visualiser un flanc de montée ou de descente.

En synchronisation interne, les signaux peuvent être prélevés à différents niveaux, grâce au commutateur S_1 . Dans les positions 1 et 2 de ce commutateur, ils sont pris après l'étage de préamplification, soit sur la voie 1, soit sur la voie 2, la synchronisation s'effectuant alors uniquement sur l'un de ces deux signaux, quelle que soit la trace considéré. Si le commutateur S_1 est placé dans la position 3, les tensions de synchronisation proviennent de la sortie de l'étage final. Chaque trace est alors déclenchée indépendamment de l'autre : dans les exemples d'utilisation, nous verrons l'intérêt de ce mode de fonctionnement, assez inhabituel. Dans tous ces cas, les signaux de synchronisation traversent un préamplificateur (préampli trigger).

Un autre préamplificateur est utilisé dans le cas où la synchronisation est commandée par une tension externe, appliquée sur les bornes correspon-

CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Déviations verticales :

Mode de fonctionnement : voie 1 ou voie 2 ; voies 1 et 2 (alterné ou découpé) somme ou différence.

Bande passante : de 0 à 15 MHz (10 MHz à 1 mV/div.).

Temps de montée : 23 ns.

Sensibilité : 10 mV/div. à 50 V/div. (12 positions) ou 1 mV/div. à 5 V/div.

Précision : $\pm 5\%$.

Ligne à retard : 200 ns.

Impédance d'entrée : 1 M Ω /47 pF.

Fonctionnement en X.Y. :

Bande passante : 0 à 1 MHz (-3 dB).

Rotation de phase : $> 1^\circ$ à 25 kHz.

Base de temps :

Vitesses de balayage : 100 ns/div. à 2 s/div. (23 positions) ; 20 ns/div. à 400 ns/div. avec loupe.

Déclenchement : sur voie 1, ou voie 2, ou voies 1 et 2 alternativement.

Synchronisation : interne ou externe, automatique ou à niveau commandé, positions TV (lignes ou trames) ; polarité + ou -.

Tube cathodique :

Surface utile : 8 x 10 cm.
Post accélération : 4 kV.

Signaux disponibles sur panneau avant :

Signal de calibrage : crêteaux 500 mV, fréquence du secteur.

Dents de scie : amplitude de 10 V, sur 47 k Ω .

Alimentation : 100 à 250 V, 48 à 400 Hz, 50 VA.

Caractéristiques mécaniques :

Dimensions : hauteur 24 cm, largeur 21 cm, profondeur 37 cm.
Masse : 11,5 kg.

dantes du panneau avant de l'appareil. Nous verrons d'ailleurs que ce même circuit est utilisé dans le cas d'une déviation horizontale commandée de l'extérieur (mais non dans le mode XY).

Après sélection de la source de synchronisation (interne ou externe) par le commutateur S_2 , il y a une nouvelle amplification et mise en forme, avant l'attaque du bistable de commande qui, à son tour, pilote le générateur de rampes. Les dents de scie délivrées par ce dernier excitent le préamplificateur de déviation horizontale (préampli X) qui, grâce au commutateur S_3 , peut aussi recevoir les tensions appliquées sur la borne « entrée X ». Ces mêmes dents de scie sont également disponibles sur une sortie prévue au panneau avant.

L'oscilloscope D65 est équipé d'un dispositif de balayage monodéclenché, utile pour l'examen de phénomènes non récurrents. Dans ce mode de fonctionnement, un balayage unique est déclenché quand on appuie sur le bouton poussoir « Reset » qui annule l'action du circuit d'inhibition du bistable de commande.

L'application d'un signal extérieur pour assurer les déviations horizontales du spot, peut se faire de deux façons distinctes. La première consiste à utiliser l'entrée X. Les signaux sont alors aiguilés, par le commutateur S_3 , vers les circuits d'amplification horizontale. Ce mode de fonctionnement, très classique, présente l'inconvénient habituel de traiter par des amplificateurs de caractéristiques différentes, les tensions de déviations verticales et horizontales. Il en résulte, en particulier, un déphasage introduit par l'oscilloscope.

Dans le mode X-Y, l'une des voies verticales est utilisée de façon classique, tandis que la deuxième traite les signaux destinés aux plaques de déviation horizontale. On arrive ainsi à équilibrer les caractéristiques, et notamment à intro-

duire le même déphasage sur les deux axes (à 25 kHz, la différence reste inférieure à 1°).

Les derniers circuits du D65 sont consacrés à l'effacement du spot, tant pendant les retours du balayage, que pendant les transitoires lorsqu'on fonctionne en mode « découpé ». Nous y reviendrons plus loin.

II - LES CIRCUITS DE COMMUTATION DES VOIES :

Le fonctionnement de ce circuit est analysé en faisant référence au schéma simplifié de la figure 2. Dans ce schéma, nous avons représenté, en les débarrassant de tous les ensembles de correction de fréquence qui auraient inutilement alourdi nos explications, les amplificateurs de sortie des voies 1 (transistors T_1 et T_2) et 2 (transistors T_3 et T_4).

Chacun de ces amplificateurs reçoit, sur ses deux entrées (E_1 et E'_1 d'une part, E_2 et E'_2 d'autre part), les signaux symétriques en provenance des préamplificateurs autodéphaseurs correspon-

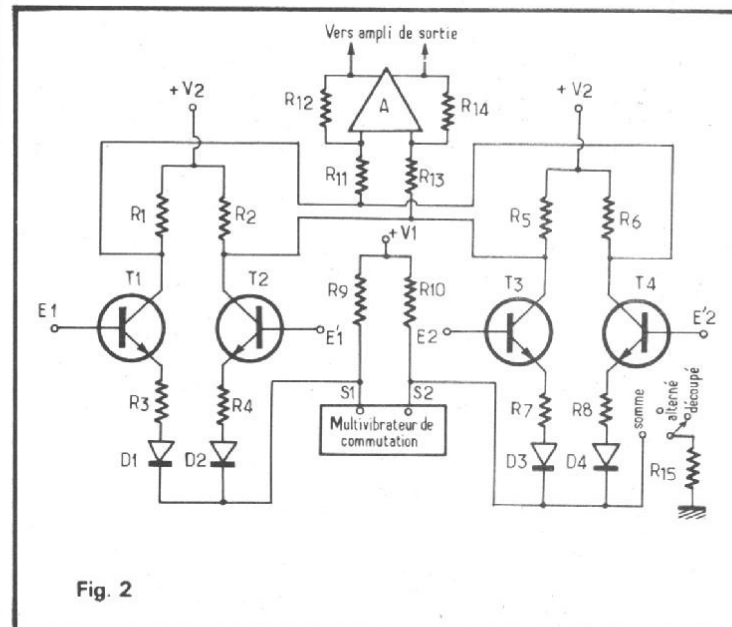
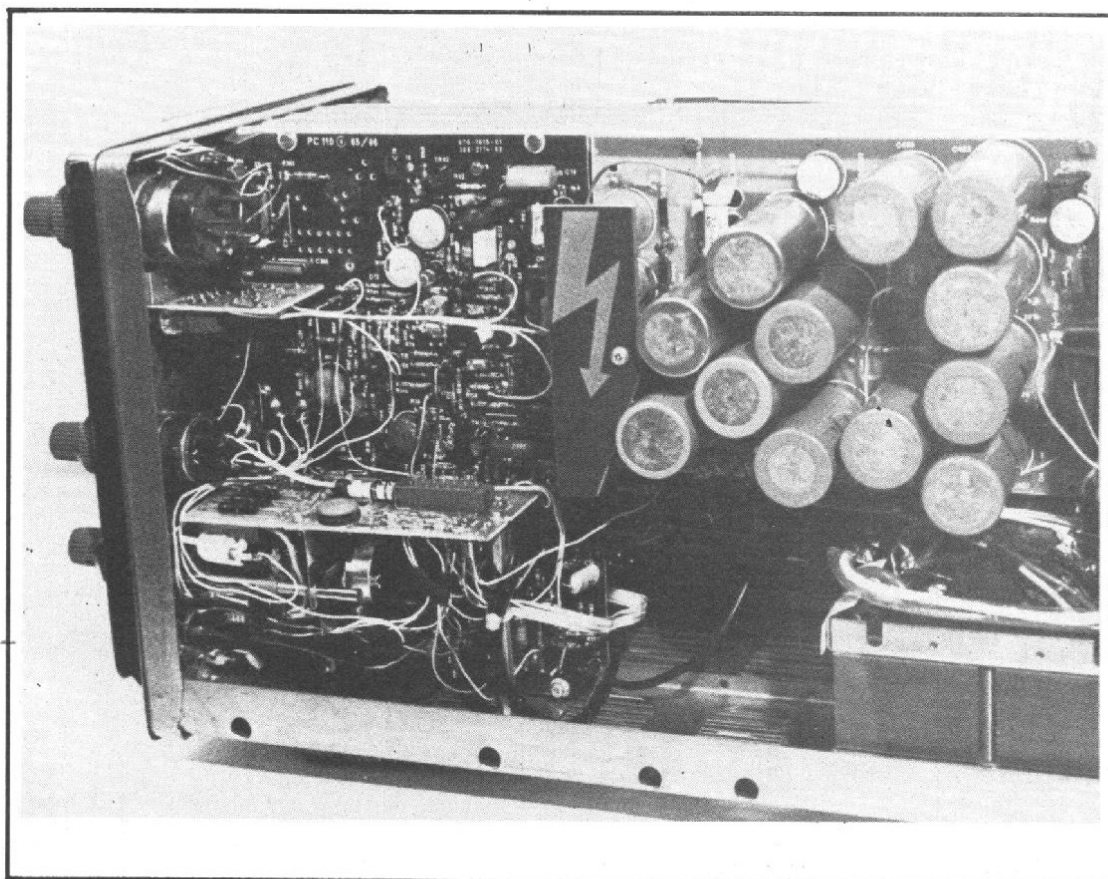


Fig. 2

dants. L'alimentation s'effectue sous une tension continue V_2 . Quand aux émetteurs, ils sont respectivement reliés, par les résistances R_3 et R_4 , ou R_7 et R_8 , aux deux sorties d'un circuit de commutation pouvant fonctionner soit en astable (oscillations libres à 150 kHz environ), soit en bistable (changements d'état commandés par les retours de la dent de scie de balayage).

Dans ces deux cas, une sortie, S_1 par exemple, se trouve dans l'état haut (tension positive) quand l'autre sortie S_2 est dans l'état bas (tension nulle), et réciproquement. Supposons S_1 haut et S_2 bas : les transistors T_3 et T_4 conduisent normalement, tandis que T_1 et T_2 sont bloqués, le potentiel de leurs émetteurs dépassant ceux de leurs bases. Seuls, dans ces conditions, les



signaux de la voie 2 parviennent aux résistances R_{11} et R_{13} , entrées de l'amplificateur opérationnel double A, qui sert d'intermédiaire avec l'amplificateur de sortie. Quand l'état des sorties S_1 et S_2 s'inverse, c'est la voie 2 qui se bloque, et la voie 1 est mise en communication avec la sortie.

III - LE FONCTIONNEMENT EN ADDITIONNEUR :

Un jeu de commutation permet de bloquer les deux sorties du circuit de commutation dans le même état, en même temps que les émetteurs des quatre transistors sont reliés à la masse par la faible résistance R_{15} . Dans ces conditions, les deux voies sont simultanément conductrices. L'amplificateur opérationnel A travaille alors en additionneur : les signaux de T_1 et de T_4 sont additionnés par l'ensemble $R_{11} R_{12}$ associé à l'une des moitiés de l'amplificateur A, et ceux de T_2 et T_3 par les résistances R_{13} et R_{14} associées à la deuxième moitié.

Chacune des entrées de l'amplificateur de sortie reçoit alors la somme des signaux des deux voies. En croisant les entrées E_2 et E'_2 de la voie 2, on peut changer le signe de l'addition, qui devient donc une soustraction.

IV - LES CIRCUITS DU TUBE CATHODIQUE :

Ils sont, dans leur ensemble, assez classiques. Nous ne nous y arrêtons que pour signaler le dispositif d'effacement de la trace de retour, ou des transitoires de commutation entre voies.

La figure 3 montre que le tube cathodique comporte une grille spéciale g_2 (la grille g_1 n'est autre que le wehnelt). Les impulsions d'effacement, appliquées sur g_2 , agissent non par extinction, mais par déviation du faisceau hors des limites de l'écran. On évite ainsi d'éventuelles interactions avec les tensions externes d'extinction du spot, appliquées sur le wehnelt à travers le condensateur C_1 , servant à moduler l'axe Z.

On notera également la structure de la commande de luminosité, qui met en jeu le potentiomètre P. En parallèle sur ce dernier sont connectés un condensateur C_2 et une diode zener DZ, qui permettent de travailler à basse impédance, supprimant toute constante de temps désagréable dans les variations de luminosité.

C - UTILISATION DU D65

Le champ d'application de cet appareil universel est si vaste, que nous ne pourrions

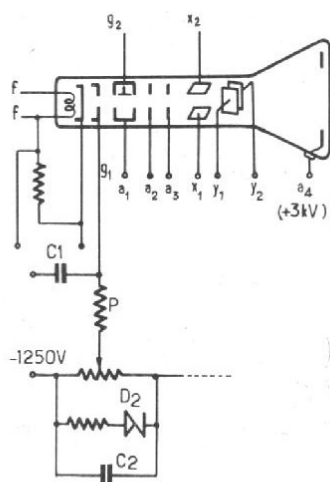


Fig. 3

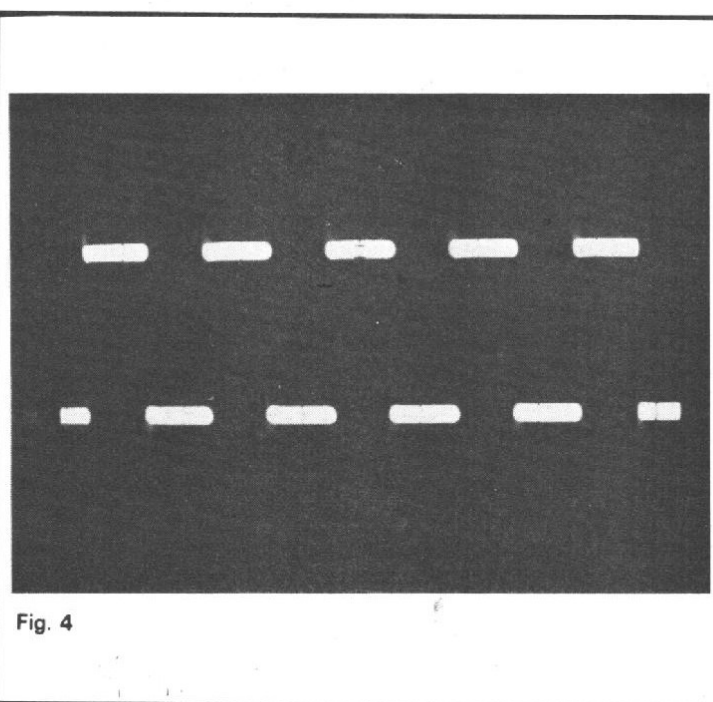


Fig. 4

guère que l'effleurer. Nous essaierons donc d'extraire quelques exemples illustrant bien l'utilité des principales commandes, et notamment de celles qu'il est peu courant de rencontrer sur un appareil de milieu de gamme, destiné autant aux amateurs qu'aux professionnels.

I - LES RÉGLAGES DE FAISCEAU :

Ils mettent en jeu les différentes commandes de luminosité, de focalisation et d'astigmatisme, sur l'utilisation desquelles nous ne pensons pas devoir nous étendre. On notera simplement au passage, et c'est un des rares défauts que nous avons pu déceler sur cet appareil, la défocalisation prononcée - et non corrigée par les potentiomètres de focalisation et d'astigmatisme - qui apparaît lorsqu'on veut disposer du maximum de luminosité du spot. En fait, seuls les deux premiers tiers de la course sont utilisables, ce qui d'ailleurs correspond déjà à une luminosité confortable. Au-delà, les distorsions rendent l'oscillogramme inexploitable, comme le montre la photographie de la figure 4.

Le D65 est équipé d'un dispositif d'orientation de la

trace, commandé par potentiomètre, et fort utile pour rattrapper des défauts géométriques soit dans la construction du tube, soit dans son montage mécanique. Les oscillogrammes des figures 5 et 6 montrent l'action de cette commande, malheureusement très dissymétrique (sans doute à cause d'un défaut de réglage) sur l'appareil qui nous avait été confié.

II - LA SYNCHRONISATION :

Comme nous l'avons déjà signalé, les circuits de déclenchement de la base de temps, fort évolués, autorisent des performances assez remarquables.

On notera déjà, sur la figure 7, qu'une trace de 0,2 division (2 mm de hauteur sur l'écran), permet une synchronisation parfaite. Au-dessous de cette valeur, la trace peut encore être immobilisée (depuis 1 mm de hauteur environ), mais la commande d'allumage du faisceau ne fonctionne plus de façon sûre.

La présence de lignes à retard dans l'amplificateur de sortie vertical (le retard atteint 200 ns), autorise un déclenchement très facile sur des signaux à flanc raide, et l'affichage d'un oscillogramme

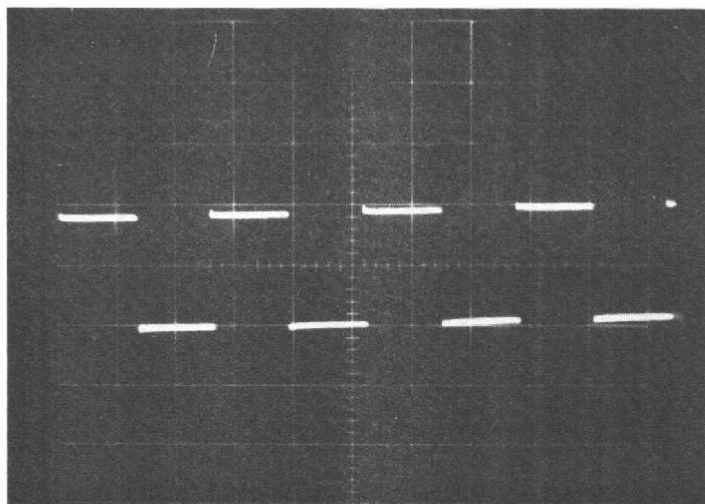


Fig. 5

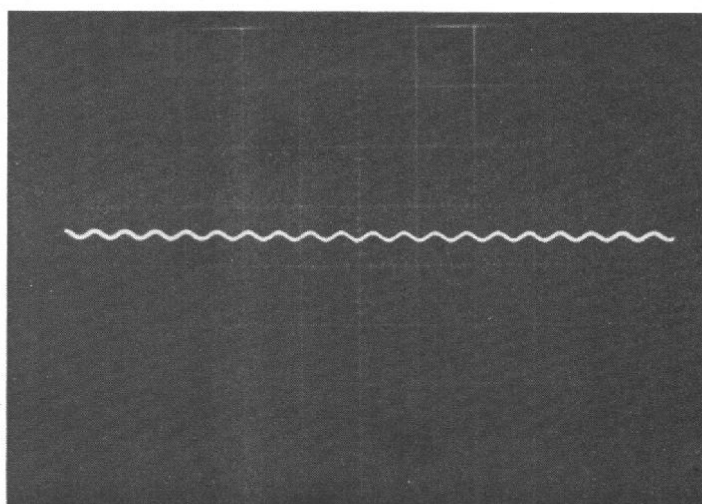


Fig. 6

dans lequel aucune partie de ce flanc n'est perdu. Cette possibilité est illustrée par la figure 8, où nous avons pu isoler un front de descente, en faisant commencer le balayage apparent sur le palier précédent. La vitesse utilisée était de 20 ns par division (base de temps réglée sur 100 ns/div. et expansion par 5).

III - DÉCLENCHEMENT SUR DEUX FRÉQUENCES DIFFÉRENTES :

C'est une des possibilités de l'oscilloscope D65, assez peu fréquemment rencontrée,

jusqu'alors, dans des appareils de ce prix. Lorsqu'on travaille en découpage alterné, c'est-à-dire que le passage d'une voie sur l'autre s'effectue à la fin de chaque balayage, il est possible de déclencher indépendamment chaque trace, par le signal qui lui est appliqué.

Dans ces conditions, deux oscillogrammes, correspondant à des signaux de fréquences différentes et n'ayant entre elles aucun rapport simple, peuvent être simultanément immobilisés sur l'écran. On en trouvera un exemple dans la photographie de la figure 9, où nous avons atta-

qué les voies 1 et 2 par des signaux en provenance de deux générateurs indépendants l'un de l'autre.

Cette possibilité peut trouver, par exemple, une application en télévision, où il sera possible d'examiner simultanément le signal vidéo et le signal son.

Notons cependant que ce mode de fonctionnement n'est possible que si, par les commandes de cadrage, on place les deux traces de façon à ce qu'elles se croisent, au moins partiellement. Le niveau de déclenchement sera alors choisi, par la commande de

trigger, dans la zone commune.

IV - ADDITION OU SOUSTRACTION DE DEUX TENSIONS :

Nous avons évoqué cette possibilité, lors de l'étude du schéma du D65. Commençons par l'exemple de l'addition.

Les deux signaux que nous avons choisi d'ajouter, sont ceux de la figure 10 : une tension rectangulaire pour la trace supérieure, et une sinusoïde pour la trace inférieure, les sommets positifs de la sinusoïde correspondant aux

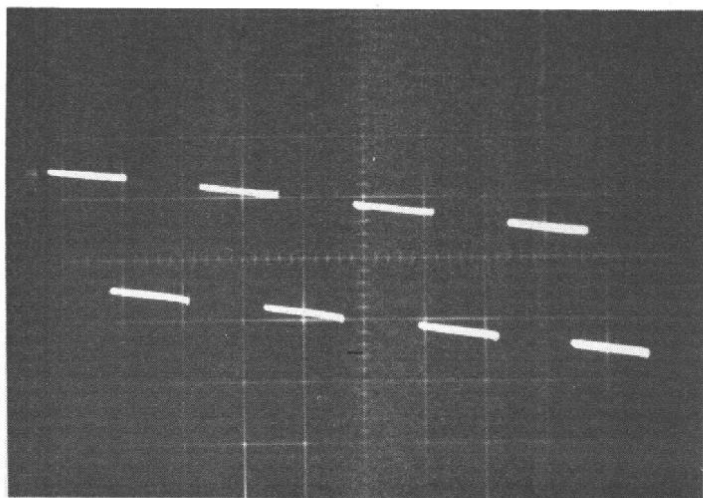


Fig. 7

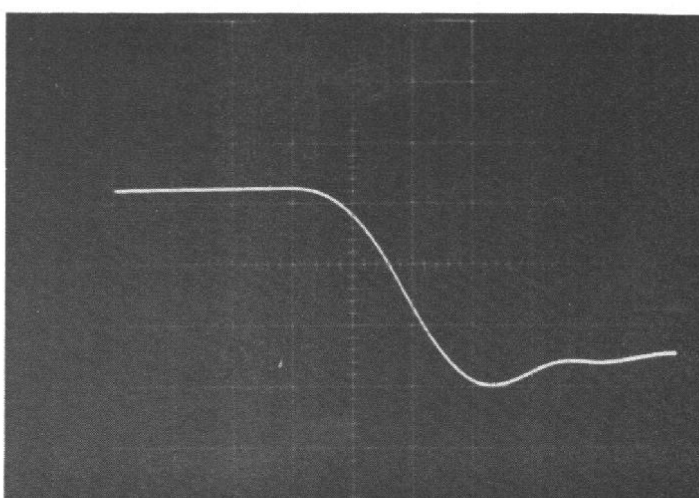


Fig. 8

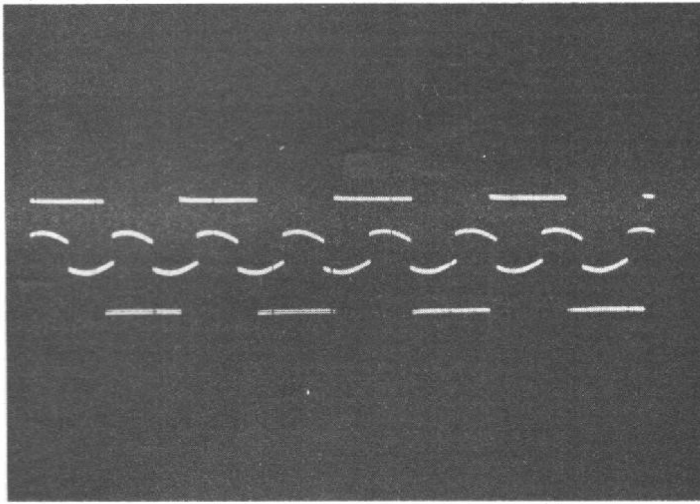


Fig. 9

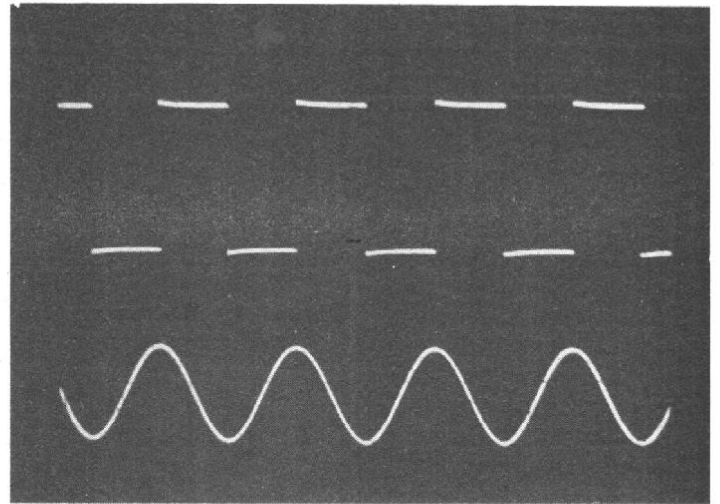


Fig. 12

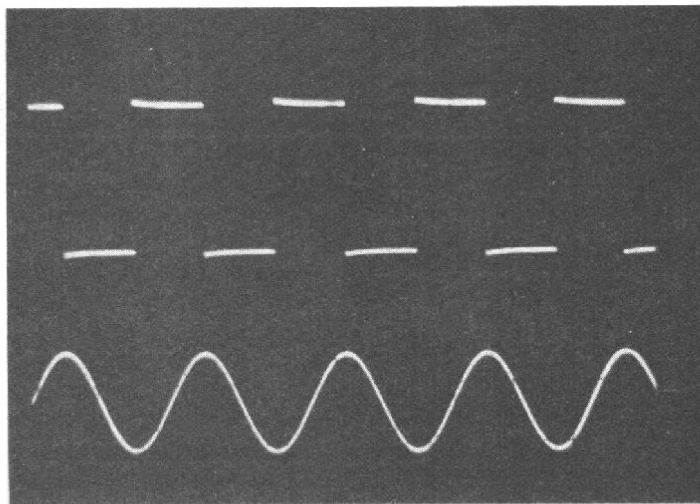


Fig. 10

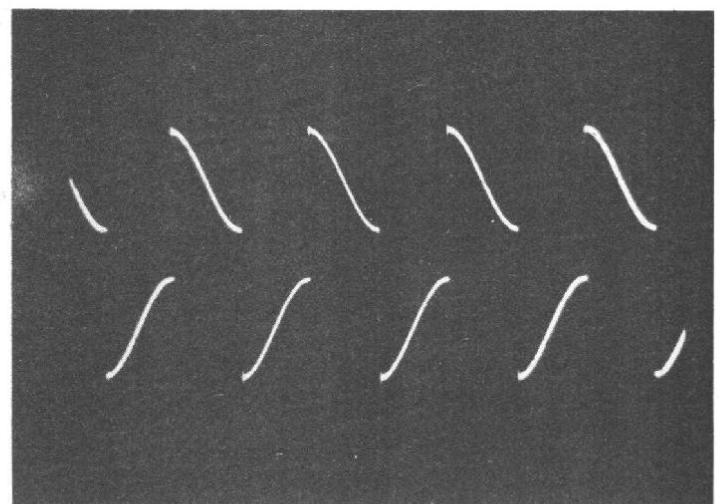


Fig. 13

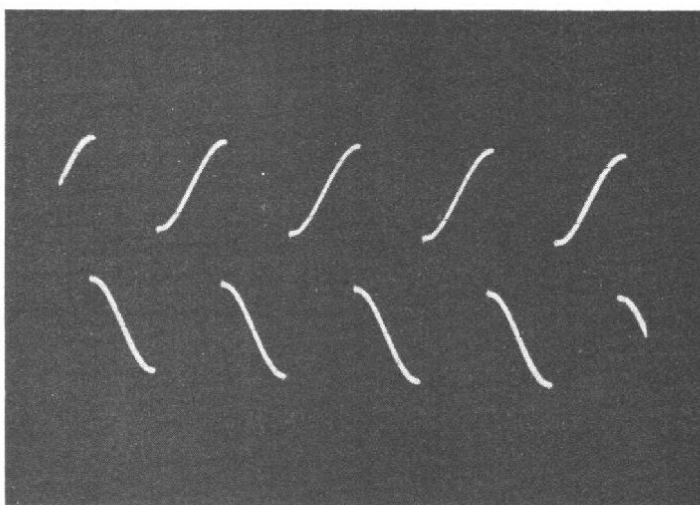


Fig. 11

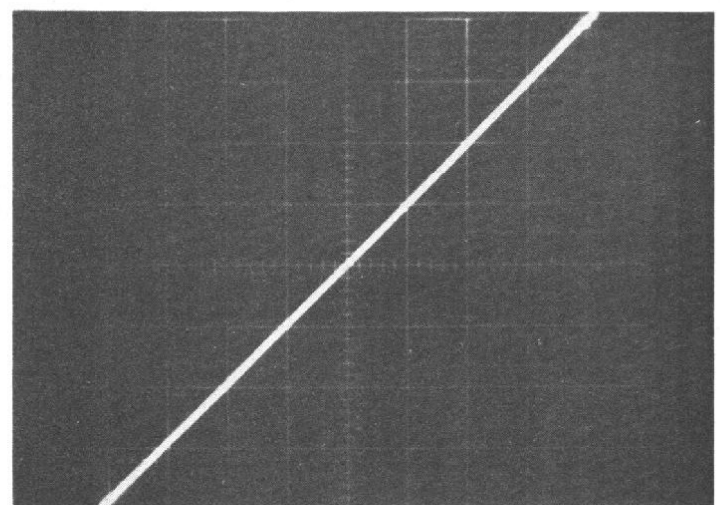


Fig. 14

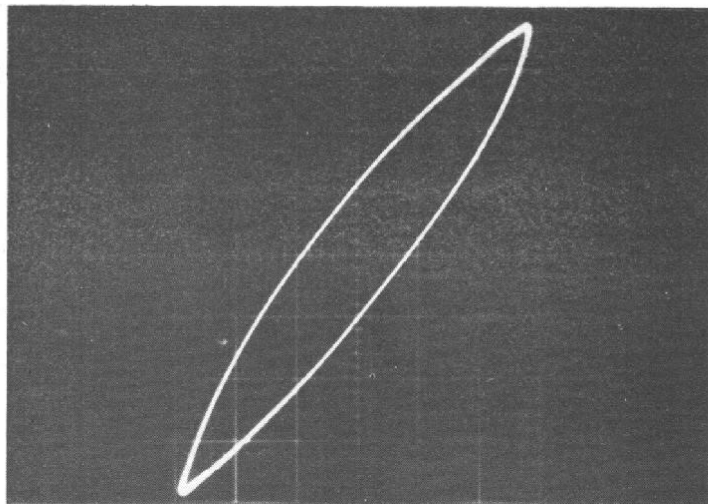


Fig. 15

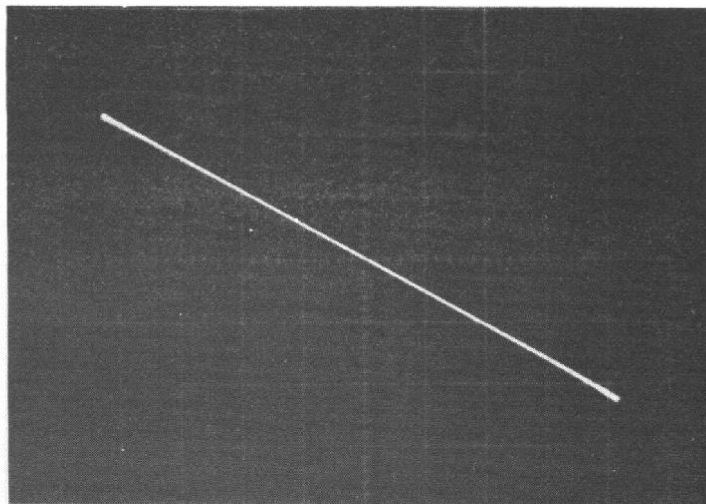


Fig. 16

fronts descendants des créneaux. Le résultat de l'addition, est illustré par l'oscillogramme de la figure 11.

Si, par contre, on désire retrancher ces deux signaux, il suffit d'utiliser la commande d'inversion de polarité de la voie 2. Toujours avec notre exemple, la sinusoïde appliquée à cette voie est alors déphasée de 180° (fig. 12) et le signal obtenu en ajoutant les deux voies, devient celui de la figure 13.

V - FONCTIONNEMENT EN X-Y :

On sait que ce type de fonctionnement, où la deuxième voie verticale est utilisée pour assurer la préamplification des

signaux appliqués aux plaques de déviation horizontale, permet de garantir l'identité des caractéristiques des déviations horizontale et verticale, du moins à l'intérieur d'un certain domaine de fréquences.

Pour obtenir l'oscillogramme de la figure 14, nous avons introduit le même signal sur les deux voies. La figure de lissajous observée se réduit à un segment incliné de 45° sur l'horizontale, ce qui montre bien l'identité des gains d'une part, et des déphasages de l'autre. Nous avons alors utilisé une sinusoïde à 10 kHz, et nos essais nous ont montré qu'aucun déphasage sensible n'intervenait avant 100 kHz.

Pour des fréquences plus élevées, les différences de caractéristiques entre l'étage de sortie verticale et l'étage de sortie horizontale, introduisant un déphasage de plus en plus sensible. La figure 15, photographiée dans les mêmes conditions que précédemment, mais à une fréquence de 1 MHz, montre que le mode X-Y n'est alors plus exploitable.

Bien entendu, une utilisation classique de l'amplificateur horizontal est toujours possible, mais alors sans garantie d'identité des caractéristiques. Nous avons ainsi relevé, à 1 000 Hz, l'oscillogramme de la figure 16, qui décelez un déphasage de 180° ,

et une inégalité des gains (ceux-ci ne sont, pour l'entrée horizontale classique, pas réglables par atténuateur).

D - NOS CONCLUSIONS

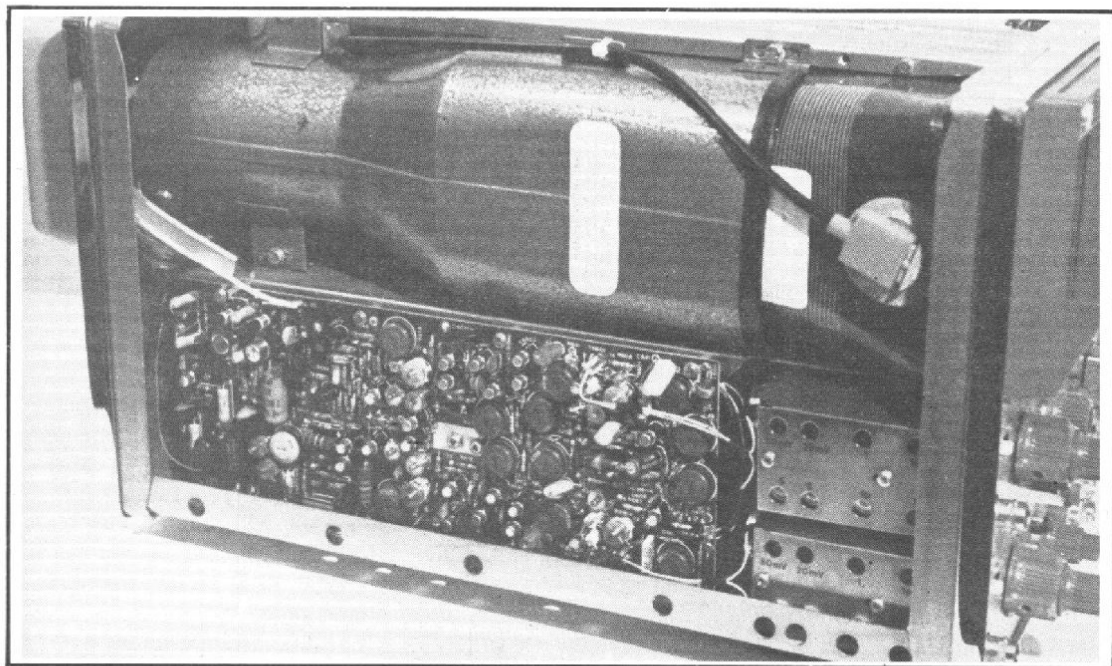
Deux semaines d'essais avaient permis à l'auteur de cette étude d'apprécier les qualités de l'oscilloscope Telequipment D65 : passé ce délai, il a regretté vivement d'avoir à rendre l'exemplaire qui lui avait été confié pour étude.

Naturellement, il existe des appareils de performances nettement plus élevées, et d'autres de prix inférieur. Nous pensons toutefois que, compte tenu du rapport prestations / prix, le D65 mérite qu'on s'y intéresse. Avec ses deux voies passant 15 MHz, les possibilités de sa base de temps, la présence de lignes à retard et le fonctionnement possible en mode X-Y, cet appareil peut satisfaire des professionnels difficiles, tout en restant accessible à l'amatuer averti, pour lequel il constitue sans nul doute un investissement rentable.

Nous n'avons eu finalement à regretter que le défaut signalé plus haut, concernant la défocalisation importante aux fortes luminosités. Dans la majorité des utilisations, il ne nous a, reconnaissons-le, pas gêné.

R. RATEAU

N° 1579 - Page 177



Le tuner~amplificateur



SONY STR 6800

L'AMPLI-TUNER STR 6800 SD de Sony est un de ces appareils combinés très puissants qui feront les délices des amateurs de décibels qui pourront alors posséder des enceintes, même d'un rendement faible, sans pour autant être privés de niveau sonore. La combinaison ampli-tuner reste intéressante par le gain d'encombrement qu'elle procure par rapport à l'association d'un amplificateur et d'un tuner séparés, cette dernière n'entraînant évidemment pas de dégradation des performances.

L'ampli-tuner STR 6800 SD est composé d'un tuner recevant la modulation de fréquence stéréophonique et même codée Dolby. Il reçoit également les petites ondes (uniquement cette gamme), et

d'un amplificateur stéréophonique de puissance élevée. Le constructeur annonçant une puissance de deux fois 85 W sur 8 Ω et deux fois 100 W sur 4 Ω .

PRÉSENTATION

Les appareils de Sony ont une esthétique très proche les uns des autres ce qui confirme leur appartenance à une même famille. Une famille que l'on découvre d'ailleurs dans ce que le constructeur appelle lui-même son album de famille. Cet air de famille est donné par plusieurs points particuliers qui sont les deux flancs de faux bois, pardon de vrai bois recouvert de vrai plasti-

que imprimé (une belle imitation tout de même), une plaque supérieure de tôle, perforée pour laisser passer l'air de refroidissement des transistors de puissance, un interrupteur secteur commandé par une touche carrée que l'on trouvera sur tous les appareils, à gauche et un peu plus haut qu'à la moitié ; on trouvera aussi dans cette famille des touches poussoirs rectangulaires d'une étonnante douceur de manipulation et des potentiomètres de puissance entourés d'une collerette noire portant des graduations très fines inscrites en blanc. Ces graduations correspondent à une atténuation en dB, à quelques décibels près. Nous trouvons également, dans cette série d'appareils une commande d'affaiblissement du niveau

sonore placée sur la gauche du bouton de volume. Cette commande est très judicieusement placée. On la trouve, sur beaucoup d'appareils à un endroit qui n'a souvent rien à voir avec la commande de volume.

L'association des commandes est ici très bien faite. Les boutons d'accord et de recherche des stations sont les plus gros car se sont les plus fréquemment employés. Le sélecteur de stations se trouve immédiatement au-dessous du bouton de recherche des stations, à côté, on trouve deux clés : elles servent à assurer la commutation entre les magnétophones. Ces clés n'ont malheureusement pas la même douceur de manipulation que les poussoirs. Les commandes influant sur la courbe de réponse ont été ras-

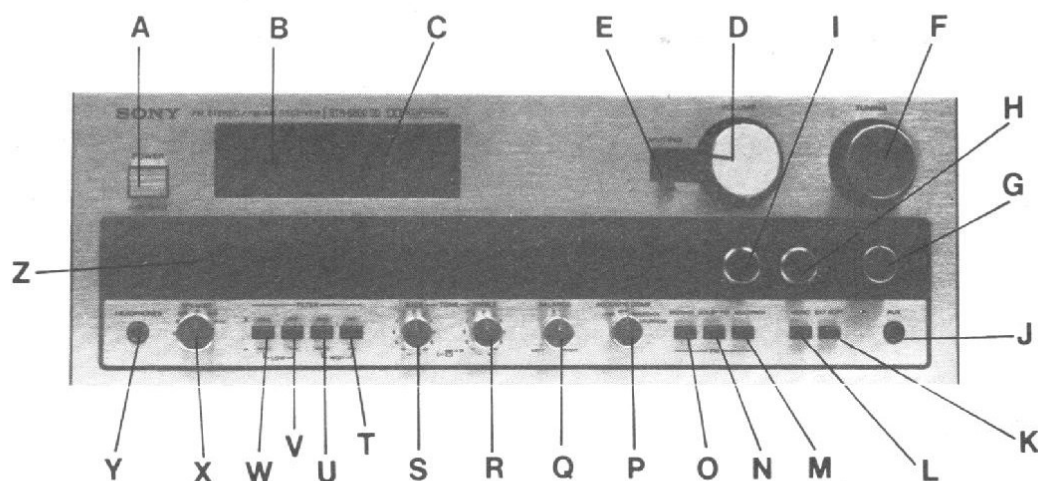


Photo A

- a) interrupteur marche-arrêt
- b) indicateur de champ et multi-patch
- c) accord à zéro central
- d) commande de volume
- e) atténuateur - 20 dB
- f) accord
- g) fonction
- h) contrôle écoute
- i) sélecteur de magnétophone
- j) entrée auxiliaire par jack
- k) commutation d'adaptateur 4 canaux (ou autre)
- l) mono/stéréo
- m) touche réceptions multiples
- n) touche Dolby MF
- o) touche silencieuse M.F.
- p) correction physio
- q) balance
- r) aigu
- s) grave
- t) filtre aigu M/A
- u) commutation de fréquence
- v) filtre grave M/A
- w) fréquences filtre grave
- x) commutateur d'enceintes
- y) prise casque
- z) cadran.

semblées sur la gauche ; dans le bas on y trouve plusieurs touches qui commandent un filtre assez complexe, à plusieurs fréquences, et deux boutons de réglage de timbre qui, contrairement à une habitude des constructeurs japonais ne possèdent qu'un cran central. Ces potentiomètres sont doubles, ce qui permet de compenser une irrégularité de la réponse due à l'installation non symétrique des enceintes acoustiques (il est rare que le mobilier d'un lieu d'habitation soit symétrique !).

Les glaces fumées des cadrans ne laissent qu'apparaître les aiguilles et les inscriptions en vert ; l'aiguille de repérage de la fréquence de réception s'illumine de rouge. Elle a la particularité de servir d'indicateur de présence d'une émission, ce qui permet, au moment de l'accord de ne pas avoir à surveiller les galvanomètres. Cette aiguille est en effet divisée en deux parties. La partie inférieure est allumée en permanence, la supérieure l'est pour la réception en MA et sur les positions « amplification » ou lorsque l'accord est obtenu sur une des stations MF. Le constructeur aurait tout de même pu utiliser cette fonction amu-

sante pour la modulation d'amplitude.

La façade est réalisée à partir d'un profilé anodisé et brossé d'une couleur tirant sur le beige clair. Comme à l'accoutumée, la finition est irréprochable.

Un mot de la face arrière qui est, bien entendu, confortablement remplie de prises noires et rouges et de tous types. On y trouvera de quoi brancher trois paires d'enceintes acoustiques grâce à des prises rapides à ressort. L'antenne ferrite est orientable sur 90° environ, c'est un peu faible mais tout de même préférable à une antenne qui ne peut pas s'orienter du tout.

Nous trouvons également une sortie pour modulation de fréquence tétraphonique et discrète et ce qu'il faut pour brancher convenablement une antenne de 75 Ω (avec collier de masse) ou de 300 Ω . Comble de raffinement, un étrier de matière plastique assurera la tenue en place des câbles d'antenne.

Le sélecteur de tension est accessible sans démontage. Il se cache sous un capot transparent suffisant pour permettre de contrôler la tension sur laquelle l'appareil a été pré-réglé. Celui que nous avons eu

entre les mains était pré-réglé sur 220 V. Le cordon secteur démontable se branche sur une prise spéciale à trois broches, prise d'un modèle courant solidaire de l'ampli-tuner.

ÉTUDE TECHNIQUE

TUNER MF :

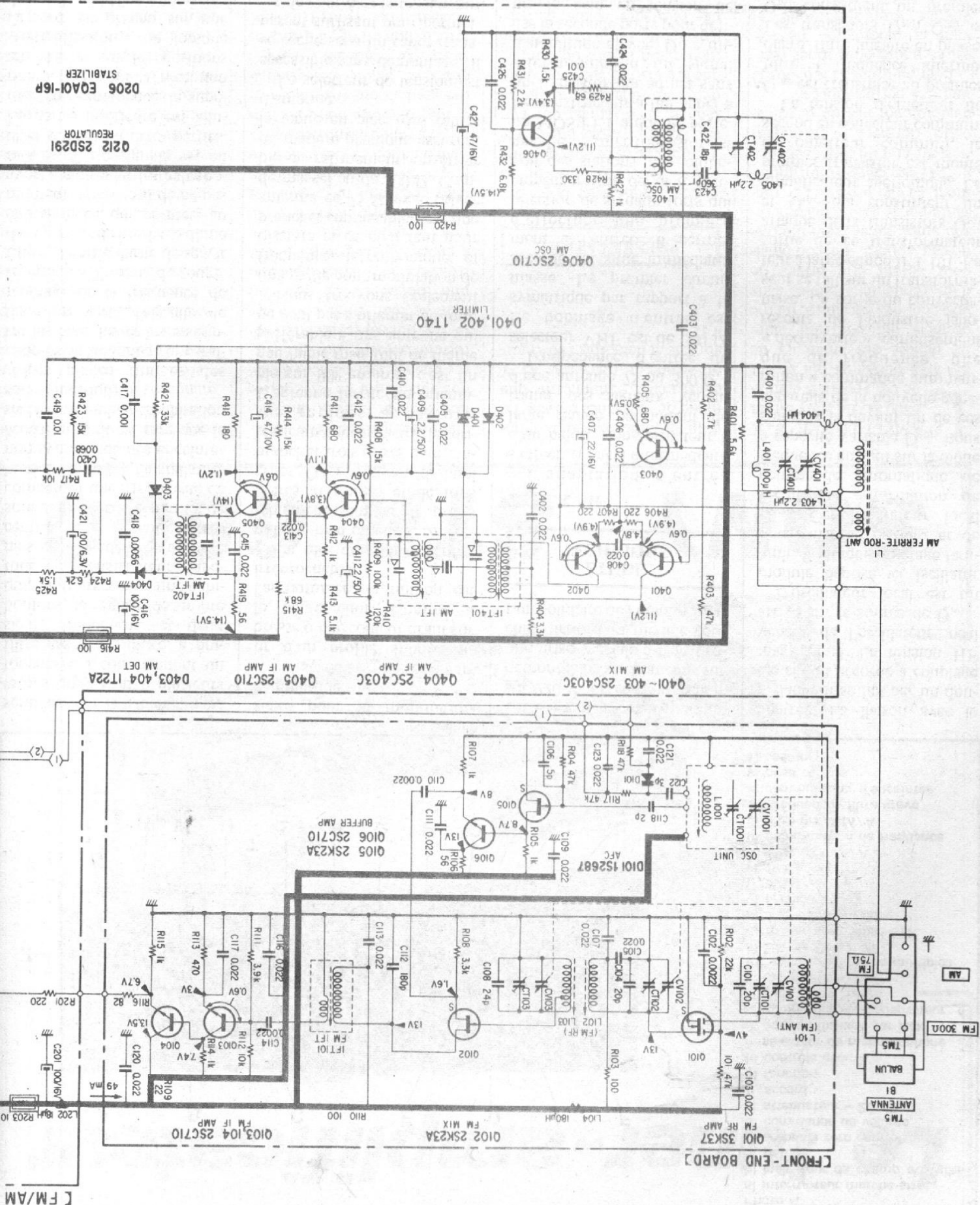
L'adaptation d'entrée s'effectue par l'intermédiaire d'un balun, transformateur à large bande permettant de traiter des signaux venant d'une antenne 75 ou 300 Ω .

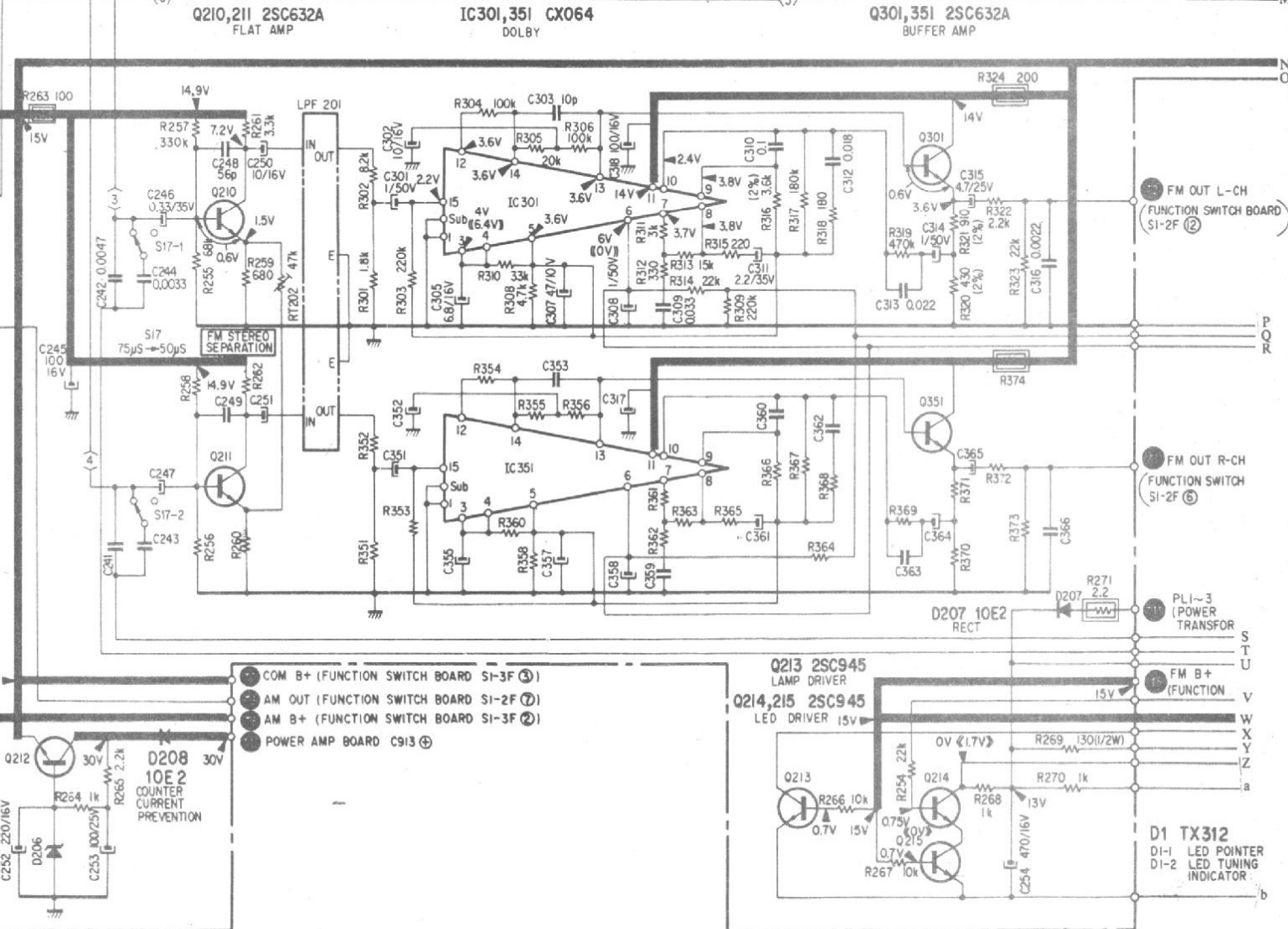
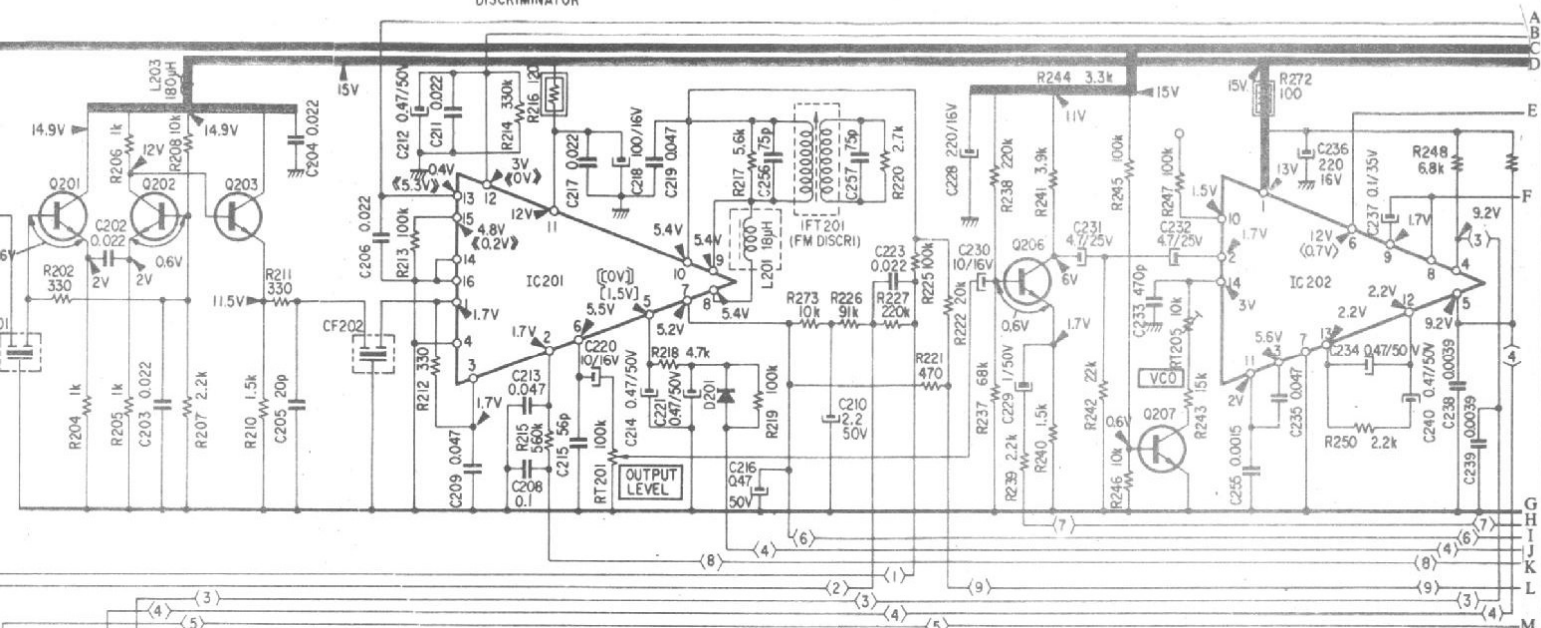
L'impédance d'entrée du sélecteur VHF est de 300 Ω . Le bobinage d'entrée est symétrique par rapport à la masse. Le premier circuit accordé est situé immédiatement à l'entrée. Il permet d'effectuer une première réjection de signaux forts qui empêcheraient de bien recevoir des stations plus lointaines. Le premier transistor est un MOS FET à double porte. Le constructeur a fait appel à un transistor qui admet sans intermodulation un signal d'amplitude élevée. On a utilisé la seconde porte pour définir le gain en tension de l'étage. Il n'y a pas ici de commande automatique de gain à

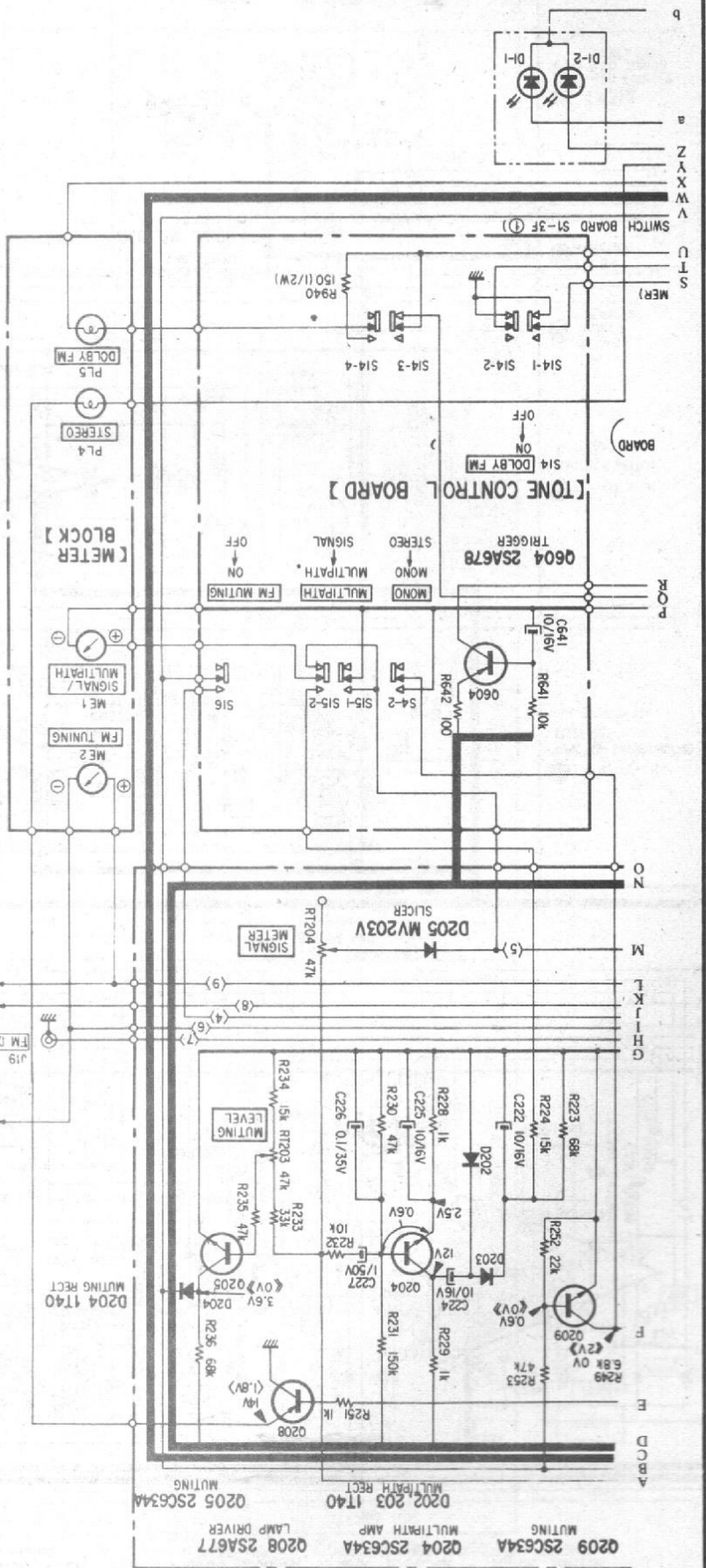
l'entrée. La liaison avec le mélangeur se fait par un double circuit accordé à couplage magnétique. La tension HF venant de l'oscillateur local arrive sur la source de Q_{102} .

L'oscillateur local est un module baptisé ici Isclillator Unit. Il attaque un étage tampon constitué de Q_{105} et de Q_{106} . Cet oscillateur local reçoit une information de commande automatique de fréquence qui agit sur la diode à capacité variable D_{101} , nous sommes là devant un de ces appareils de la nouvelle génération à commande automatique de fréquence, une « découverte » curieusement récente de l'industrie japonaise. La sortie du convertisseur se fait sur un transformateur à large bande IFT 101. La sortie de ce transformateur attaque deux transistors Q_{103} et Q_{104} qui constituent un amplificateur apériodique. Le premier transistor est monté en émetteur commun, le second en collecteur commun.

La tension d'émetteur de Q_{104} est transmise au premier filtre à fréquence intermédiaire, filtre linéaire en phase. Les transistors Q_{201} , Q_{202} et Q_{203} constituent un premier étage d'amplification à fréquence intermédiaire. Q_{102} est



Q201~203 2SC710
FM IF AMPIC201 HA1137W
METER DRIVER
MUTING/FM IF AMP
DISCRIMINATORD201 1T22A
MUTINGQ206 2SC632A
FLAT AMPQ207 2SC634A
VCO STOPPERIC202 HA1156
MPX DECODER



DECODEUR STERÉOPHONIQUE :

la diode D₂₀₁.

Le signal de commande automatique de fréquence est disponible sur la borne 7, ce signal passe au travers de deux cellules de filtrage avant d'arriver vers le circuit de commande automatique de fréquence. La sortie 13 du circuit intégré donne un signal commandant la déviation de l'indicateur de champ, ce signal sera également utilisé pour la génération d'un signal de silencieux audio et l'allumage de la seconde diode de l'aiguille indicatrice des stations.

Le signal audio sort sur la borne 5 du circuit est une entrée de silencieux audio. Le signal de silencieux arrive par la diode D₂₀₁.

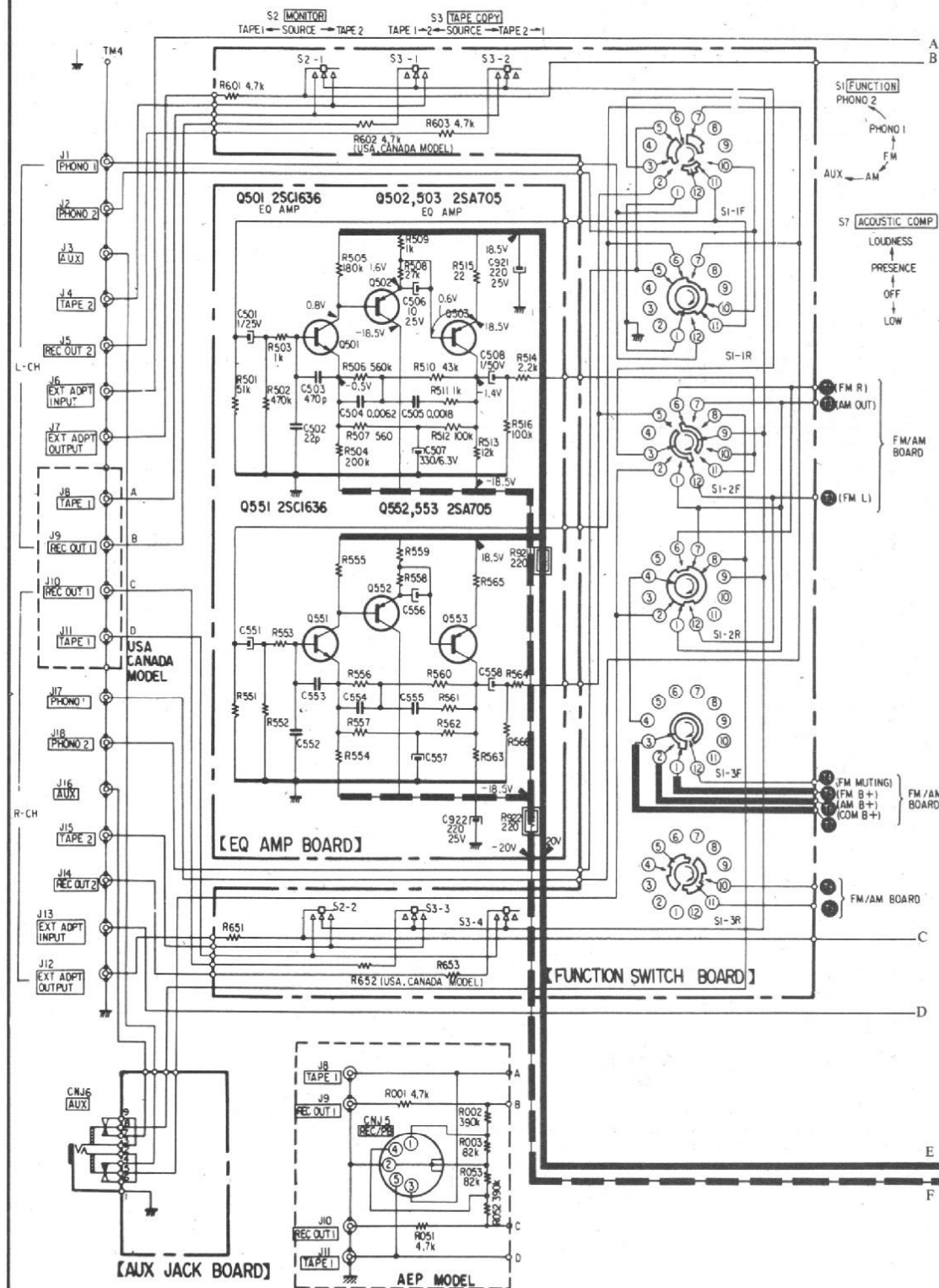
Le décodeur stéréophonique est à boucle de phase

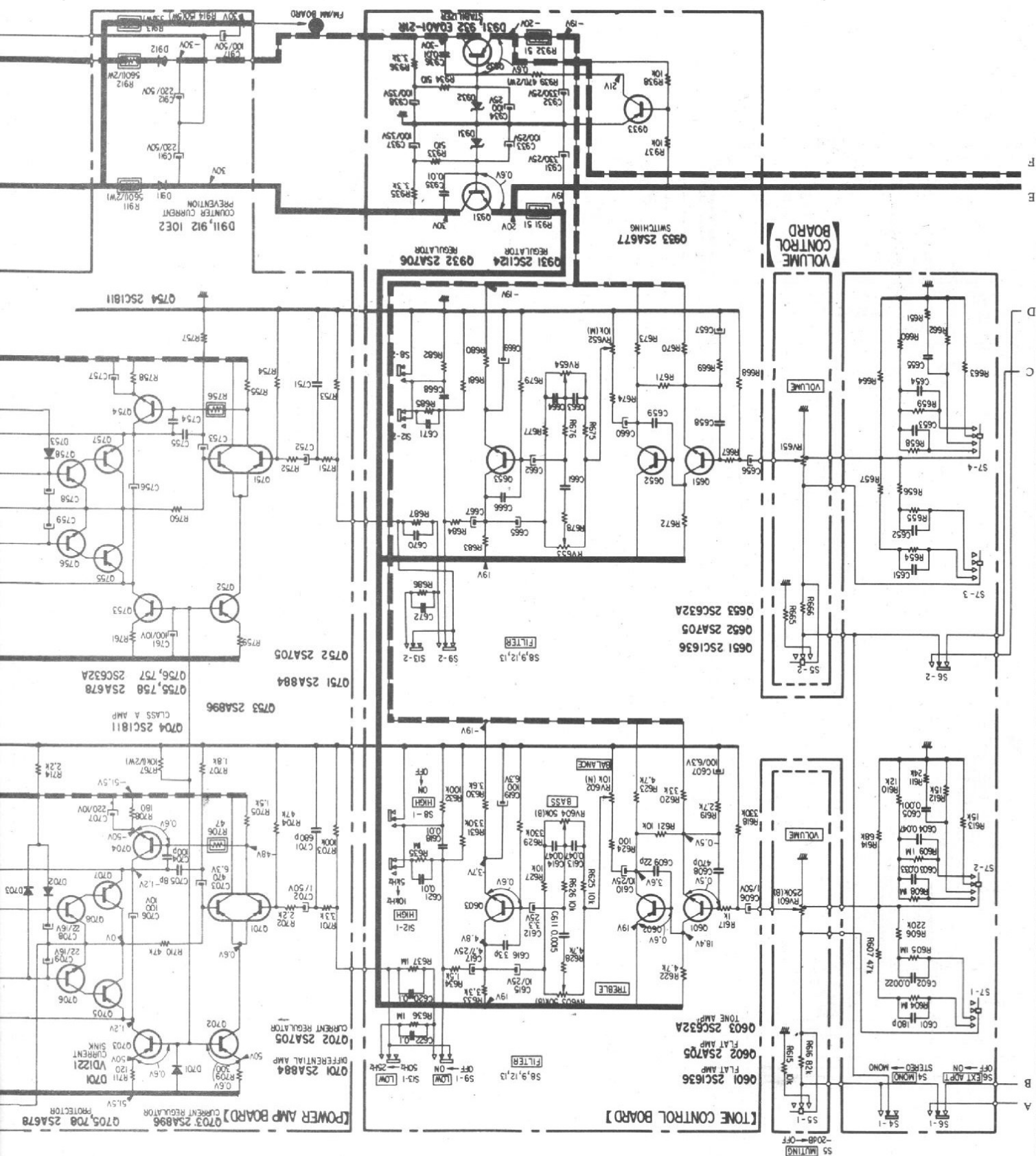
Le signal de commande automatique de fréquence est disponible sur la borne 7, ce signal passe au travers de deux cellules de filtrage avant d'arriver vers le circuit de commande automatique de fréquence. La sortie 13 du circuit intégré donne un signal commandant la déviation de l'indicateur de champ, ce signal sera également utilisé pour la génération d'un signal de silencieux audio et l'allumage de la seconde diode de l'aiguille indicatrice des stations.

asservie, nous retrouvons-là le circuit intégré utilisé universellement, au Japon en tout cas le HA1156. Le transistor Q_{206} joue un double rôle, celui d'amplificateur de tension avant l'attaque du circuit intégré et celui d'adaptateur d'impédance pour la sortie destinée aux démodulateurs téraphoniques discrets. Le transistor Q_{207} sert à couper l'oscillation de l'oscillateur interne du décodeur au moment de la mise en service et de l'arrêt. Il sert uniquement à mettre à la masse le circuit RC déterminant la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur. En effet, une partie du circuit de la réception MF est en fonctionnement permanent, même pendant la réception MA. C'est le cas du décodeur stéréo. On prend ici la précaution de couper les oscillations qui pourraient produire des interférences. L'examen des circuits d'alimentation montre que l'on dispose de deux lignes, une où l'énergie circule en permanence, l'autre uniquement pendant la mise en service de la MF. Les circuits intégrés sont en chauffe permanente, il n'en est pas de même pour le sélecteur VHF.

Les signaux audio sortent du circuit intégré sur les bornes 4 et 5. Les condensateurs C_{238} et C_{239} assurent une désaccentuation avec la constante de temps de $25 \mu s$ requise pour les émissions codées suivant le procédé Dolby. Les condensateurs que l'on peut trouver en suivant les lignes 3 et 4 permettent d'effectuer les corrections à 50 ou $75 \mu s$ suivant les normes du pays considéré. Les transistors Q_{210} et Q_{211} font également partie du décodeur stéréophonique, la résistance ajustable qui est intercalée entre leurs émetteurs est là pour ajuster la séparation des canaux.

A la sortie de cet amplificateur se trouve un filtre élaboré destiné, comme nous avons l'habitude de le constater à éliminer des résidus de fréquences hautes, 19 et 38 kHz qui pourraient perturber le fonc-





tionnement du réducteur de bruit Dolby en lui faisant croire qu'il y a des fréquences hautes alors que ce ne sont que des résidus parasites.

RÉDUCTEURS DE BRUIT DOLBY

Ils sont là, à raison d'un par canal et présents uniquement pour la modulation de fréquence. Nous n'aurons pas grand chose à dire sur leur compte. Il s'agit de réducteurs de bruits réalisés sous forme de circuits intégrés (nous ne connaissions jusqu'à présent que celui de Signetics) dont une des extrémités est pourvue d'un radiateur. Le nombre des composants périphériques est réduit. Il est nettement inférieur en tous cas au nombre de composants que l'on peut trouver dans un système Dolby réalisé à partir de composants discrets. La mise en service du Dolby (facultatif) s'opère par l'intermédiaire de la borne 6. Borne sur laquelle on trouvera soit 6 V soit 0 V suivant que le Dolby est en ou hors service.

CIRCUITS DE SILENCIEUX

Le signal sortant du détecteur de niveau de l'amplificateur FI IC₂₀₁ arrive sur la base

du transistor Q₂₀₅. Le niveau de la tension est variable par un potentiomètre qui permet de régler le seuil d'action du silencieux. Le signal de collecteur est envoyé par D₂₀₄ sur la base de Q₂₀₉ qui met hors service le décodage stéréophonique. Ce signal est également envoyé sur la base du transistor Q₂₁₄ qui va allumer le second segment de l'aiguille indicatrice des stations.

INDICATEUR DE RÉCEPTIONS MULTIPLES

Une réception multiple est la réception simultanée de plusieurs ondes venant d'un même émetteur. L'antenne reçoit l'onde directe puis, très peu de temps après (de l'ordre de la microseconde ou moins) des ondes réfléchies sur des obstacles. Comme l'onde incidente est modulée en fréquence, les ondes secondaires arriveront à des moments où la fréquence initiale aura varié. Il y aura des interférences qui se manifesteront par une modulation en amplitude de l'onde reçue. Les circuits de détection de réception d'ondes multiples captent la modulation d'amplitude parasite et l'envoient sur un galvanomètre. Le transistor Q₂₀₄ reçoit la

modulation d'amplitude, l'amplifie et les diodes D₂₀₂ et D₂₀₃ assurent sa détection.

TUNER MA

Contrairement à beaucoup d'appareils où cette section a particulièrement été traitée à la légère, Sony fait ici preuve d'originalité en la matière.

Le constructeur a fait appel à un oscillateur séparé équipé du transistor Q₄₀₆ qui utilise un circuit accordé assez complexe permettant d'avoir une bonne stabilité d'amplitude d'oscillation.

Le signal de l'oscillateur local est envoyé sur les deux émetteurs de Q₄₀₁ et Q₄₀₂. Q₄₀₂ a sa base mise à la masse par les condensateurs C₄₀₇ et C₄₀₆. Le signal d'antenne est envoyé sur la base de Q₄₀₁ qui la transmet à l'émetteur de Q₄₀₂, on constitue ainsi un changeur de fréquence symétrique, équilibré. Les signaux produits, en opposition de phase sont extraits par un transformateur FI à point milieu qui est le premier élément du filtre IFT 401. Ce filtre complexe utilise un résonateur céramique pour assurer une liaison sélective. Les deux diodes D₄₀₂ et D₄₀₁ sont montées en opposition, en limiteuse. Elles modifient la sélectivité du circuit en amor-

tissant le secondaire lors d'une réception de signaux de grande amplitude. Le transistor Q₄₀₄ est polarisé par l'intermédiaire du circuit de commande automatique de gain (diode D₄₀₃). Q₄₀₅ est un étage amplificateur accordé des plus classiques, seule sa liaison avec Q₄₀₄ est identique à celle que l'on utiliserait en audio. Q₄₀₄ est un amplificateur aperiodique alors qu'une configuration plus traditionnelle ferait appel à un circuit accordé dans le collecteur. Comme la sélectivité assurée par le filtre à résonateur céramique est suffisante, on a fait appel à la solution proposée, une solution identique à celle de l'ampli FI-MF.

La diode D₄₀₄ effectue la démodulation d'amplitude des signaux audio sont filtrés puis dirigés vers la sortie de la platine audio, vers le commutateur de fonctions.

PRÉAMPLIFICATEUR RIAA

SECTION AUDIO

Trois transistors dans une association à couplage direct. Les entrées phono sont mises en communication avec les entrées des préamplificateurs



Photo 1. - Le bouton de réglage du niveau, gradué en dB - A sa gauche, l'interrupteur de « muting », - 20 dB.



Photo 2. - Dans le bandeau noir : les clés de sélection des magnétophones, en bas, les sélecteurs du tuner : Dolby, réception multiples, silencieux.

RIAA par l'intermédiaire des sélecteurs d'entrée. Les premiers transistors sont des PNP à faible bruit. Sa référence : 2SC1636 montre qu'il s'agit d'un transistor très récent. Ce transistor est employé avec un courant de collecteur très faible, nous avons en effet une résistance de $180\,000\,\Omega$ dans le collecteur et une de $200\,000\,\Omega$ dans le circuit d'émetteur. La polarisation est assurée par une résistance allant à la masse. Nous avons ici un montage alimenté par deux tensions : l'une positive, l'autre négative. Les circuits de contre-réaction servent à régler le profil de la courbe de correction RIAA. Une contre-réaction auxiliaire, en continu est assurée par les résistances R_{507} et R_{312} , le condensateur C_{507} assure un découplage vis-à-vis des composantes alternatives.

La sortie des signaux audio se fait sous une impédance de $10\,000\,\Omega$ environ. Les commutateurs situés après le préamplificateur RIAA servent à l'aiguillage des signaux vers les préamplificateurs et les sorties d'enregistrement. On retrouve aussi dans ces commutateurs ceux qui servent à assurer le passage d'un magnétophone à l'autre ainsi que ceux destinés au monitoring. Les sorties destinées à un adaptateur externe (Ext adapter) servent à traiter un signal tétraphonique et permettent de mettre un décodeur SQ ou QS ou tout autre système de traitement du son, un correcteur graphique par exemple. Toutes les sorties et entrées que nous venons de voir ne sont pas encore soumises à un quelconque traitement en fréquence. Ces traitements interviennent seulement maintenant.

CORRECTEURS DE TIMBRE

Le constructeur ne s'est pas contenté de mettre un correcteur de timbre classique à

deux boutons, ce qu'il a cependant fait, sans innover pour ne pas trop dérouter les utilisateurs. Par contre, nous avons ici une correction en fréquence dépendant du niveau de la reproduction. Une compensation physiologique qui permet d'obtenir plusieurs effets. Le principal de ces effets est la correction physiologique proprement dite qui consiste à remonter les graves et les aigus lorsque le potentiomètre de volume se déplace vers les niveaux bas pour satisfaire les exigences de la morphologie humaine. Une position Low assure la même courbe que la précédente à l'exception de la remontée des aigus qui est éliminée. La troisième position du commutateur correspond à une correction de présence donnant une bosse très large de 3 dB à 1 000 Hz. La dernière position permet tout simplement de mettre hors service les corrections. Ces corrections ont lieu par l'intermédiaire d'une prise du potentiomètre de volume. Le commutateur d'atténuation audio (efficacité 20 dB intercale en

série avec le potentiomètre un atténuateur).

Un premier étage amplificateur à deux transistors assure une préamplification et remonte le signal qui va être atténué par le correcteur. La commande de balance est réalisée à partir d'un double potentiomètre de $10\,000\,\Omega$ monté sur chaque voie. Il va de soi que ces potentiomètres sont montés inversés l'un par rapport à l'autre.

Le correcteur de timbre est à contre-réaction négative, il est de structure symétrique et utilise donc des potentiomètres linéaires. Les filtres passe-haut et passe-bas sont de la première génération. Ils ont une pente de 6 dB par octave, font appel à des circuits passifs mais ont une fréquence de coupure commutable.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Ces amplificateurs de puissance ont, outre leur puissance élevée une particularité

moderne qui est l'emploi de circuits hybrides en sortie. En réalité, nous ne savons pas exactement ce qui se cache dans les circuits de sortie. Nous avons déjà rencontré de ces circuits chez Kenwood. Il s'agit de circuits hybrides dans lesquels les transistors de puissance sont installés directement sur une plaque de cuivre qui sera ultérieurement montée sur un radiateur plus gros. Ces transistors sont montés sous forme de puces qui ont été préalablement appariées. On dispose ainsi d'un circuit de sortie parfaitement symétrique. En outre, les circuits de compensation thermique ont été montés, toujours sous une forme hybride, sur le même support, ce qui explique l'absence de système de réglage de courant de fonctionnement. Par contre, contrairement à ce qui se passait chez Kenwood, les circuits de protection n'ont pas été incorporés aux modules. Ils sont ici montés extérieurement et constitués des transistors Q_{705} à Q_{708} .

Les résistances d'émetteur

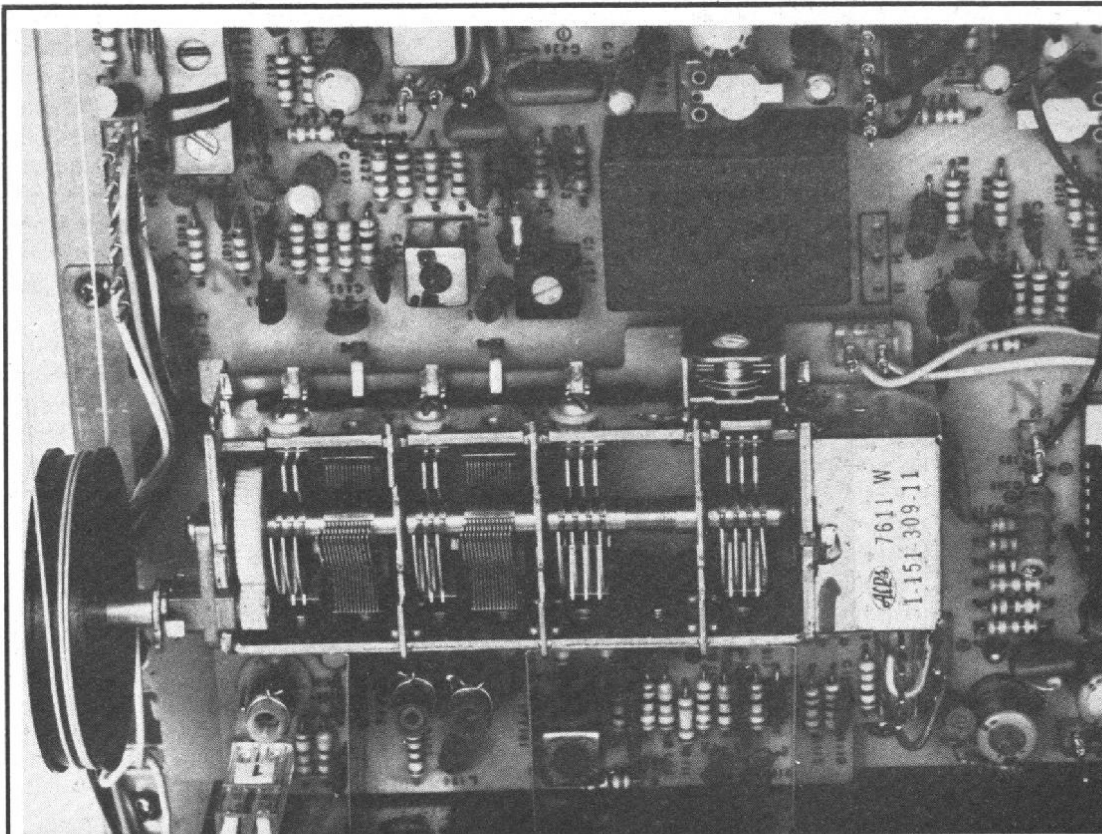


Photo 3. - Le condensateur d'accord, 4 éléments pour la MF, 2 pour la MA. Sur la gauche : le bloc oscillateur blindé.

avons pu tester l'efficacité indéniable du radiateur. Par contre, le transformateur, échauffé par nos essais très difficiles, a tout de même accumulé pas mal de chaleur et n'a pu être touché de la main qu'au bout d'une demi-heure de repos. Cet échauffement tout à fait anormal est dû à un essai prolongé à pleine puissance sur 4Ω , c'est-à-dire dans des conditions très difficiles. Nous pourrions suggérer au constructeur de mettre aussi une thermistance à coefficient de température positif dans son transformateur. Ces essais ont montré la robustesse et l'excellente tenue du matériel. Un matériel qui débitait une puissance que le constructeur ne garantissait pas. Les tensions secteur varient d'un point à l'autre de la France et si vous n'êtes pas assuré d'avoir les 220 V permettant d'obtenir les performances annoncées (puissance) vous pouvez aussi avoir plus de 220 V. De toutes façons, un tel appareil est destiné à traiter des signaux dont la valeur moyenne est très inférieure à la valeur de pointe (10 dB environ). Un tel amplificateur de 80 W travaillera en permanence à une puissance de sortie de 8 W, dans ces conditions seulement les pointes seront respectées. La puissance moyenne, celle qui fait chauffer les appareils est faible, même si le niveau sonore vous paraît important.

Le câblage est réalisé en partie par connexion enroulée, ce que l'on connaît davantage sous le nom de wrapping. Les circuits imprimés sont tous équipés de picots de section carrée permettant le raccordement avec une résistance de contact très faible.

La qualité de la fabrication est excellente. Les composants originaux, par exemple le condensateur variable terminé par une cage enfermant l'oscillateur local ou encore des circuits intégrés plus gros que les autres portant la marque Sony (Dolby) ou encore des filtres MPX enrobés dans un bloc. Une autre originalité,

un gadget devrait-on dire, c'est l'aiguille à deux segments, une aiguille dont nous avons vu, au Salon de Berlin des versions plus élaborées puisqu'elles avaient huit diodes utilisées comme un indicateur de champ.

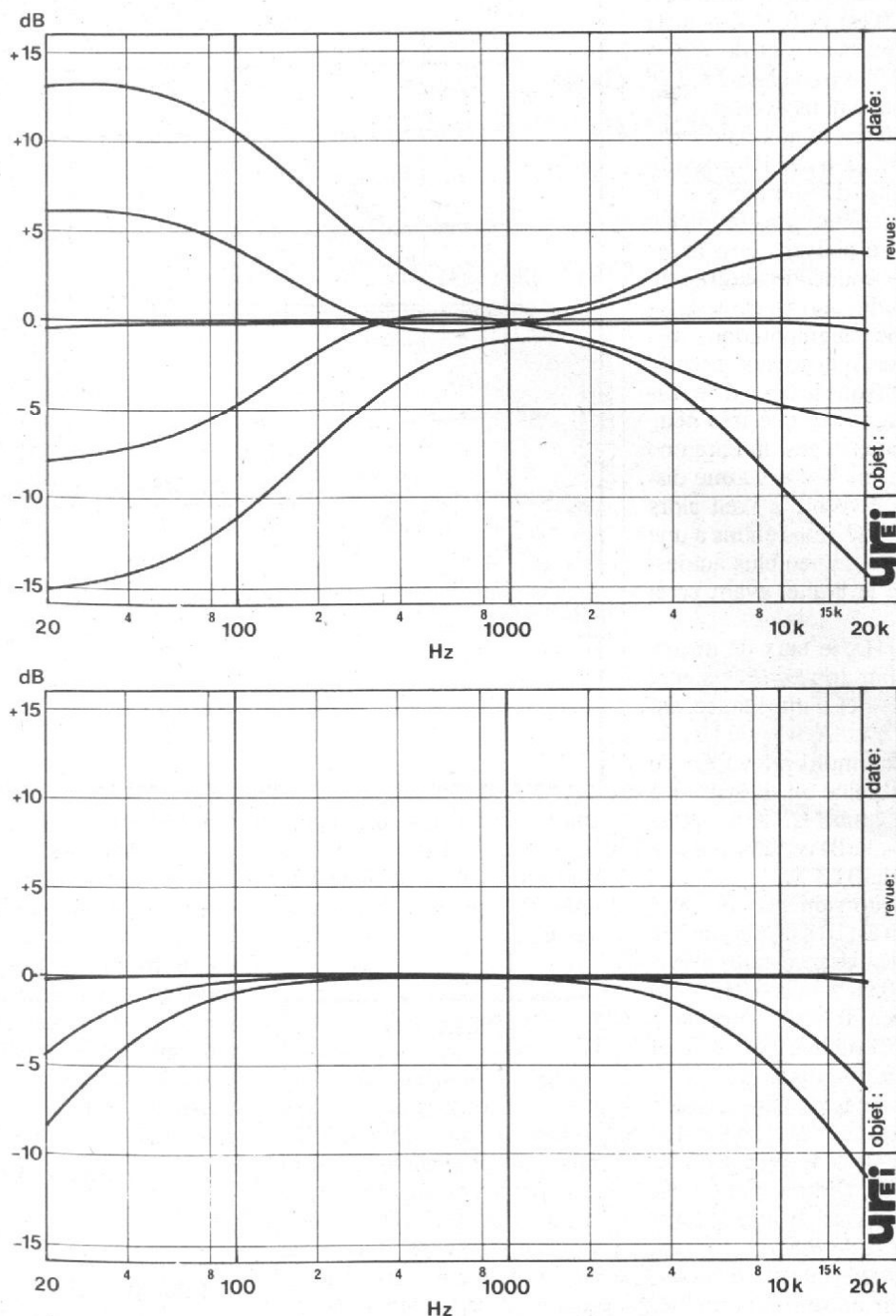
MESURES

La puissance de cet amplificateur est réellement impressionnante. Nous pensions

qu'une telle réserve d'énergie était réservée à de supers amplificateurs. Il n'en est rien. Sur 8Ω , les deux canaux en service, nous avons pu mesurer une puissance de 92 W par canal à 1 000 Hz. Sur 4Ω , la performance est nettement supérieure, si l'on peut parler ici de performance. Cette puissance atteint 132 W à la même fréquence. Pour augmenter la puissance par canal, nous avons éliminé une des voies ce qui nous a

permis d'atteindre une puissance de 105 W sur 8Ω et 156 W sur 4Ω , donc des niveaux très importants. Attention aux enceintes.

Les taux de distorsion mesurés à ces puissances sont faibles, inférieurs ou égaux à 0,1 % pour toutes les fréquences. Précisons. Sur 8Ω , à 1 000 Hz, là où les caractéristiques de distorsion sont les meilleures, nous avons mesuré moins de 0,05 % à pleine puissance. A mi-puis-



sance, le taux passe à moins de 0,02 %. Sur 4 Ω ce taux est voisin. Il est de 0,04 % pour la pleine puissance et de moins de 0,02 % à mi-puissance. Les 0,04 % que nous avons trouvés sont inférieurs aux 0,08 trouvés sur 8 Ω . Il ne faut pas attacher trop d'importance à ce détail, les mesures à pleine puissance peuvent être faites dans le coude de saturation. Un coude qui se caractérise par une augmentation très rapide de la distorsion harmonique lorsque le niveau de sortie n'augmente que très peu.

Ici, nous avons dû faire une mesure sur 8 Ω avec une distorsion invisible à l'œil alors que sur 4 Ω , nous étions à une puissance un peu plus au-dessous de la limite, avant écrêtage.

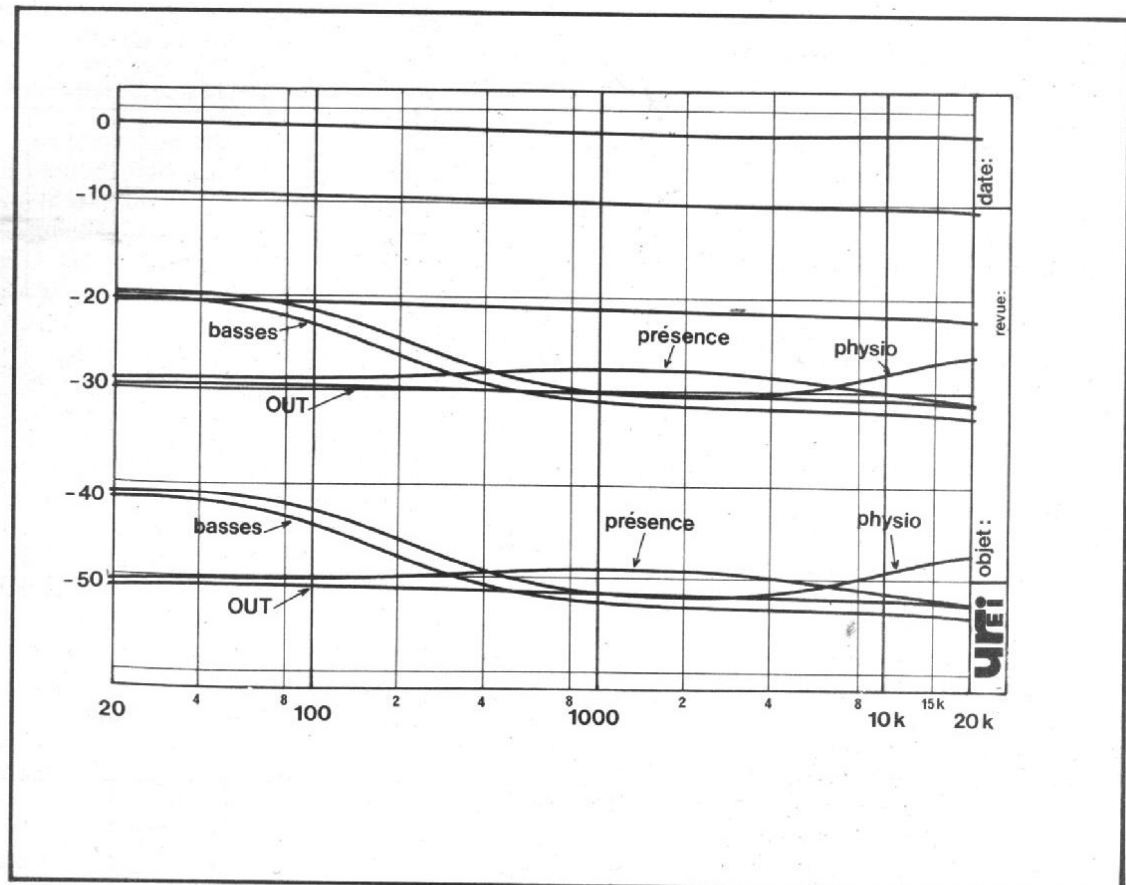
A 30 Hz, le taux de distorsion, pour toutes les valeurs de niveau et d'impédance, est de 0,07 %. A 15 000 Hz, le taux maximum relevé est de 0,1 % à pleine puissance sur 4 Ω comme sur 8 Ω . A mi-puissance (-3 dB) ce taux passe à moins de 0,03 %.

La distorsion par intermodulation est très faible, sur 8 Ω à pleine puissance, nous avons trouvé 0,06 % puis 0,045 à mi-puissance, 0,14 à pleine puissance. Cette fois sur 4 Ω et 0,06 % à mi-puissance.

La bande passante à pleine puissance (à 1 000 Hz) sur 8 Ω va de 5 Hz à 45 kHz. La sensibilité de l'entrée phono est de 2,35 mV, la tension de saturation est de 90 mV. Le rapport signal/bruit est excellent : 75 dB en mesure non pondérée, 76,5 avec pondération, les chiffres étant donnés pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV.

Sur l'entrée haut niveau, entrée auxiliaire, la sensibilité est de 225 mV (tension nécessaire pour obtenir la pleine puissance) le rapport signal/bruit est de 96,6 dB. Valeur elle aussi excellente.

Les courbes donnent les actions des filtres passe-haut et passe-bas dont on remarquera les possibilités offertes par les commutateurs de fréquence de coupure. On notera



aussi l'action des correcteurs de timbre et surtout celle de la correction physiologique, de présence et des fréquences basses.

CONCLUSIONS

Nous avons fait successivement les études de l'Onkyo 4500 et du Sony STR 6800 SD, sans les comparer, ce sont tous deux des appareils puissants dont les sections MF sont différentes l'une de l'autre. L'une est axée sur les qualités et la facilité de réception en MF, l'autre possède des réducteurs de bruit qui pour le moment ne sont pas utiles en France. Tous deux ont d'excellentes performances qui traduisent bien l'état actuel de la technologie japonaise et situent la philosophie de ces constructeurs. Nous avons pu noter, pour ces deux constructeurs le souci apporté à la confection des circuits de silencieux, des circuits qui éliminent tous les bruits de commutation pour ne laisser entendre que la musique, lorsque sa qualité est suffisante

(en MF). Sur le plan technique, nous avons été surpris de trouver des solutions techniques tout à fait comparables, des solutions qui n'avaient pas été utilisées auparavant. Un hasard ? La question reste posée. Le 6800 est un excellent appareil, très adapté aux besoins de ceux pour qui la puissance est une exigence primordiale.

Etienne LÉMERY

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Tuner MF :
Sensibilité utilisable : 1,7 μ V IHF
Sensibilité de disparition du souffle (S/B 50 dB) : 3,5 μ V mono, 45 μ V stéréo
Gamme de fréquences : 87,5 à 108 MHz
Rapport signal sur bruit : 73 dB mono, 68 dB stéréo
Taux de distorsion harmonique : 0,2 % mono, 0,3 % stéréo à 1 kHz
Séparation : 35 dB à 100 Hz, 40 dB à 1 000 Hz

Rapport de capture : 1 dB
Tuner MA : gamme de 530 kHz à 1 605 kHz
Sensibilité 100 μ V sur antenne extérieure
Rapport signal sur bruit : 50 dB à 50 mV/m
Amplificateur :
Puissance de sortie : 2 x 85 W sur 8 Ω , 2 x 100 W sur 4 Ω
Réponse en fréquence : 10 Hz à 35 kHz
Facteur d'amortissement : 40 à 1 000 Hz
Distorsion harmonique : moins de 0,15 %
Distorsion par intermodulation : moins de 0,05 % à 1 W, moins de 0,15 % à la puissance nominale
Sensibilité entrée : phono 2,5 mV ; 50 000 Ω

Rapport signal sur bruit : 72 dB, entrée auxiliaire : 250 mV/10 000 Ω , signal sur bruit : 90 dB

Réglage de timbre : grave $\pm$ 10 dB à 100 Hz ; aigu : $\pm$ 10 dB à 10 kHz
Alimentation : 110, 127, 220, 240 V 50/60 Hz
Dimensions : 490 x 170 x 415 mm
Poids : 16,5 kg.

DETERMINATION DES ELEMENTS UTILISES DANS LES MONTAGES

(Suite voir N° 1575)

UN PETIT MOT SUR LES DECIBELS

La fréquence F_0 pour laquelle u_C/U et u_R/U passent tous deux par la valeur 0,707 est souvent nommée « fréquence 3 dB » (fréquence trois décibels) par des gens qui, s'ils étaient sincères, avoueraient pour la plupart qu'ils... ne savent pas ce que cela veut dire (c'était le cas de l'auteur à ses débuts dans le métier, il y a... non, ne disons pas combien d'années).

Tout d'abord, pour définir les décibels, il faut dire un mot des logarithmes.

Nous définirons ces derniers dans le cas de nombres qui sont tout d'abord des puissances positives de dix, comme $1000 = 10^3$, $100\,000 = 10^5$, etc.

Dans ce cas, le logarithme de ce nombre est tout simplement le nombre de zéros qui se trouvent à droite du 1.

Par exemple, puisque 10 000 s'écrit avec 4 zéros à droite du 1, on dit que son logarithme est 4. Puisque un million (1 000 000) comporte six zéros à droite du 1, on dit que son logarithme est 6.

En d'autres termes, mais cela revient au même, le logarithme d'un tel nombre est la puissance à laquelle il faut élever 10 pour obtenir ce nombre.

Evidemment il faut étendre la définition.

D'abord, il y a les nombres supérieurs à dix mais qui ne comportent pas simplement un 1 suivi de quelques zéros.

On établit, pour ces nombres, une « table » d'interpolation, donnant la partie décimale du logarithme en fonction du nombre.

Par exemple, pour un nombre compris entre 10 (dont le logarithme est 1) et 100 (dont le logarithme est 2), nous aurons un logarithme compris entre 1 et 2, donc exprimé sous la forme : 1,.... les points étant remplacés par des chiffres donnés par la table.

C'est ainsi que la table nous dit que, pour un nombre 27, on trouve un logarithme de 1,43136, alors que, si l'on prend le logarithme du nombre 53, on trouve 1,72428.

Comment en arrive-t-on là ? Nous le passerons lâchement sous silence, pour ne pas étendre trop le présent article. Il suffit de savoir comment on trouve ces logarithmes : en consultant une table, ou en utilisant une petite calculatrice électronique donnant cette fonction (il y en a de plus en plus de nos jours, on en trouve maintenant pour moins de 150 F).

Il suffit largement, pour l'utilisateur, s'il veut uniquement parler de décibels, d'avoir une table de logarithmes à trois décimales des nombres compris entre 10 et 100. Pour être franc, une table à deux décimales suffirait.

Si l'on veut connaître le logarithme d'un nombre extérieur à l'intervalle 10 - 100, c'est facile, on applique la règle suivante :

Quand on multiplie un nombre par 10, 100, 1000... 10^n (n entier), on ajoute 1, 2, 3... n à son logarithme.

Par exemple, nous avons dit que le logarithme de 53 était 1,72428.

Pour avoir le logarithme de $5300 = 53 \times 100$, nous ajouterons 2 au logarithme de 53, ce qui nous donne, suivant la notation utilisée habituellement :

$$\log(5300) = 2 + 1,72428 = 3,72428$$

Maintenant, pour avoir le logarithme d'un nombre inférieur à 10, on applique la nouvelle règle :

Si l'on divise un nombre par 10, 100, 1000... 10^n (n entier), on soustrait 1, 2, 3... n à son logarithme.

Par exemple, si l'on a le logarithme de 27 (soit 1,43136), on en déduit celui de 2,7, qui est 27 divisé par dix :

$$\log(2,7) = 1,43136 - 1 = 0,43136$$

Les choses se compliquent un peu quand on veut le logarithme d'un nombre inférieur à 1. En effet, si l'on divise, par exemple, 53 par 100, pour obtenir 0,53, il faut donc, d'après la règle, retrancher 2 de son logarithme. Or le logarithme de 53 est 1,72428, donc

inférieur à 2 : le résultat sera négatif :

$$\log(0,53) = 1,72428 - 2 = -0,27572$$

Le logarithme de 0,53 est donc un nombre négatif égal à -0,27572.

Nous entendons d'ici les hurlements sauvages des « matheux purs » : « On n'écrit pas ainsi le logarithme de 0,53 ! » Oui, quand on veut faire des calculs numériques en utilisant les logarithmes (mais qui en fait encore, à l'âge des calculatrices électroniques poussées ?), on écrit « autrement » ce logarithme ; nous ne nous préoccuperons pas de ce type d'écriture : pour la notation en décibels, nous ne l'utilisons pas.

Donnons tout de suite les logarithmes de quelques nombres, utiles à connaître, tout au moins avec une approximation de l'ordre de la troisième décimale :

TABLEAU I	
nombre	logarithme
1	0,000
1,5	0,176
2	0,301
	(on dit toujours 0,3)
3	0,477
4	0,602
	(on dit toujours 0,6)
5	0,699
	(on dit toujours 0,7)
8	0,903
	(on dit toujours 0,9)
10	1,000

LES DÉCIBELS : DIX FOIS LE LOGARITHME D'UN RAPPORT DE PUISSANCE

Au départ, le décibel devait être utilisé uniquement pour exprimer un rapport de **puissances** : on a dit que, par convention, le rapport de deux puissances P et p s'exprimerait en « décibels » par :

$$10 \times \log \frac{P}{p}$$

Par exemple, quand P/p vaut 1000, puisque le logarithme de 1000 est égal à 3, on dit que P/p vaut $3 \times 10 = 30$ dB (le sigle dB est le symbole de décibel).

Si P/p vaut un million (logarithme 6) on dit que P/p vaut 60 dB.

Si P/p vaut 2 (cas **spécialement important**), comme le logarithme de 2 vaut presque 0,3, on dit alors que P/p vaut $10 \times 0,3 = 3$ dB.

Si P/p vaut 0,5, comme le logarithme de 0,5 vaut celui de 5 (pratiquement 0,7) diminué de 1, soit $0,7 - 1 = -0,3$, on dit alors que P/p vaut $10 \times (-0,3) = -3$ dB.

EXTENSION DE LA NOTION DE DÉCIBELS AU CAS DES TENSIONS

Tout en répétant (on ne le dira jamais assez) que les décibels s'appliquent fondamentalement aux rapports de **puissances** et que l'on doit toujours passer par un rapport de puissance pour donner une expression en décibels, voyons comment on peut étendre cette notion au cas de la comparaison des tensions.

Soit une tension E qui peut varier. On l'applique à un résistor de résistance constante R : il y aura dissipation d'une puissance :

$$P = \frac{E^2}{R}$$

dissipée en chaleur dans le résistor.

Supposons maintenant que, par rapport à sa valeur initiale, la tension E soit multipliée par 6. Comme cette tension figure au carré dans l'expression de la puissance, cette dernière sera multipliée par $6 \times 6 = 36$.

La nouvelle puissance est 36 fois plus grande que l'ancienne. Le rapport de la nouvelle puissance à l'ancienne peut donc être exprimé en décibels. Comme on le voit en consultant une petite table, le logarithme de 36 est égal à 1,556. On peut donc dire que, quand la tension est multipliée par 6, la puissance varie dans le rapport :

$$10 \times 1,556 = 15,56 \text{ dB}$$

On devrait donc dire : « Quand la tension est passée de l'ancienne valeur à la nouvelle, la puissance que produisait cette résistance dans un résistor de résistance constante a augmenté dans un rapport de 15,56 dB. »

En fait, on dit le plus souvent (à tort) : « Quand la tension est multipliée par 6, elle augmente de 15,56 dB. » Attention ! N'oubliez pas que les décibels ne peuvent porter que sur un rapport de puissances. L'expression « superabrogée » ci-dessus fait un peu penser à la phrase que cite Courteline : il s'agissait d'un conducteur d'autobus qui disait « en avant les Nord » (car il sous-entendait, entre « les » et « Nord » la simple précision suivante : « Voyageurs pour la direction de la gare du. »)

Plutôt que de calculer le carré d'un nombre et d'en prendre le logarithme, on peut, comme il est facile de le démontrer, prendre le logarithme du nombre et le doubler. Si le logarithme de 3 est 0,477, celui de 9, carré de 3, est le double de 0,477, soit 0,954.

Donc, quand une tension passe de E à E' , on peut chiffrer sa variation en décibels sous la forme :

$$\begin{aligned} &10 \log (E'/E)^2 \\ &= 10 \times 2 \times \log (E'/E) \\ &= 20 \log (E'/E) \end{aligned}$$

Si, par exemple, E'/E est égal à 5 ($\log 5 = 0,7$), on dira que le rapport des tensions est (toujours avec cette expression très elliptique) :

$$20 \times 0,7 = 14 \text{ dB}$$

Le cas particulier le plus important est celui où E'/E est égal à 1,414, dont le carré vaut 2. Comme le logarithme de 1,414 est 0,15 (évidemment, puisque le logarithme de 2 est égal à 0,3), on dit alors que :

Si E'/E vaut 1,414, le rapport E'/E vaut $20 \times 0,15 = 3$ dB.

Un autre cas particulier aussi important est celui où le rapport E'/E vaut $1/\sqrt{2}$ ou $1/1,414$ soit 0,707 (disons simplement 0,7) si E'/E vaut 0,707 (dont le carré vaut 0,5) comme le logarithme de 0,707 est $-0,15$, on dit que E'/E s'exprime par $20 \times (-0,15) = -3$ dB.

Donc, à la fréquence F_0 évoquée plus haut, le rapport u_R/U et le rapport u_c/U s'expriment donc par -3 dB.

C'est la raison pour laquelle cette fréquence F_0 devrait être désignée par « fréquence pour laquelle la puissance dissipée dans R par la tension u_R est de -3 dB par rapport à la puissance que dissiperait dans ce même R la tension U elle-même ». En réalité, on dit simplement que F_0 est « la fréquence à -3 dB », ou même « la fréquence 3 dB ». De simplification en simplification, on a fini par embrouiller ce que l'on voulait dire à tel point que le baron Neper, ou Napier (1550 - 1617, inventeur des logarithmes) n'y reconnaîtrait plus ses « enfants ».

Donc, il faut essentiellement retenir ceci :

En raison de l'extension de la notion de décibels aux tensions (par l'intermédiaire de la puissance qu'elles pourraient dissiper dans un résistor donné), on dit qu'une tension est à 3 dB au dessus d'une autre si le rapport de la plus grande à la plus petite est 1,414 et l'on dit que la première est à -3 dB de l'autre si le rapport de la première à la

seconde est 0,7. De même, si une tension est le double d'une autre, on dira qu'elle est à 6 dB au dessus (car le rapport des tensions est 2, dont le logarithme est 0,3 et le produit de 0,3 par 20 donne 6).

ET, AVEC DES TENSIONS NON SINUSOIDALES ?

Les circuits du genre R-C, comme celui de la figure 7, s'emploient très souvent en électronique avec des tensions non sinusoïdales, en particulier en les attaquant par des signaux rectangulaires. Nous ne nous lancerons pas dans cette étude : il nous arrivera par la suite de rencontrer des circuits R-C employés, comme on dit, en « différentiateurs » ou en « intégrateurs » (non, ne vous « paniquez » pas ! C'est beaucoup plus simple que vous ne croyez !), mais nous tournerons la difficulté en nous contentant de raisonner directement sur les cas pratiques, en utilisant simplement ces « principes » bien simples :

- Il n'y a jamais de variation instantanée de tension aux bornes d'un condensateur ;
- Il n'y a pas de composante continue du courant qui traverse un condensateur ;
- quand un condensateur est chargé par un courant constant, la tension à ses bornes varie linéairement en fonction du temps (un nombre constant de volts par seconde) ;
- quand aucun courant n'arrive à un condensateur, la tension aux bornes de ce dernier reste constante.

Il nous faudra, en outre, connaître un peu la loi de variation du courant en fonction du temps quand un condensateur de capacité C , initialement chargé à la tension E , se décharge dans un résistor de résistance R . Nous pouvons déjà prévoir que le courant initial, au moment où l'on établit le

contact, est égal à E/R , puisque le condensateur se comporte, au début, comme une pile de tension E .

Une étude un peu plus complexe nous permet de savoir que la loi exacte de variation du courant est, en désignant l'intensité à un instant t (l'instant zéro est celui où l'on branche le condensateur sur le résistor) par $i(t)$:

$$i(t) = \frac{E}{R} \exp\left(\frac{-t}{RC}\right)$$

$$\text{ou } \frac{E}{R} e^{-t/RC}$$

expression où la notation $\exp(x)$ ou e^x désigne une fonction mathématique, portant toujours sur une variable négative, dont les principales valeurs sont données dans la table suivante :

x	0	-0,2	-0,4	-0,69	-1	-1,61	-2	-2,3	-3	-4,61	-6,91
$\exp(x)$	1	0,82	0,67	0,5	0,37	0,2	0,14	0,10	0,05	0,01	0,001

Signalons que la loi de variation de l'intensité en fonction du temps est la même si l'on **charge** le condensateur, primitivement déchargé, par une source de tension E_1 à travers un résistor de résistance R .

UN PETIT TOUR CHEZ LES « BÊTES À TROIS PATTES »

Pouvons-nous maintenant nous lancer dans la pratique du calcul des éléments ? Pas encore tout à fait : il nous reste à faire quelques petits rappels dans une optique un peu particulière sur les bons éléments actifs des schémas ; les transistors, ces sympathiques petites bêtes ayant chacune trois « pattes ».

Nous entendons déjà d'ici les lecteurs : Oh, mais il retarde, celui-là ! Il y a belle lurette que l'on n'utilise plus ces fossiles : maintenant tout se fait au circuit intégré !

« Objection, votre Honneur ! » comme on dit dans tous les bons romans policiers anglais. D'abord, les transis-

Ensuite, qu'est-ce qu'un circuit intégré, si ce n'est un assemblage de transistors ? Alors, pour comprendre comment il fonctionne, il faut savoir comment agit le composant de base, le bon petit cristal à trois fils, qui, apparu comme magicien en 1948, est venu au bon moment pour permettre aux électroniciens de tenir les promesses (un peu virulentes) qu'ils avaient faites quand ils ne disposaient que de tubes à vide. Nous précisons bien, toutefois, que nous ne dirons jamais de mal des tubes : les techniciens ont souvent appris leur métier avec ces pionniers.

Que les lecteurs se rassurent, le but de l'auteur n'est nullement de leur faire un cours de transistors, pas plus que de reprendre depuis le départ la théorie de la physique du solide. Non, nous sup-

posons que les lecteurs ont déjà un peu « joué » avec ces merveilleux composants : il n'y a donc qu'à mettre de l'ordre dans les idées souvent un peu confuses que beaucoup de gens ont sur les transistors.

alors que, en allemand, il signifie : poison », et l'auteur dut préciser lourdement que, en anglais, il aurait parlé de « poisoned diode » mais qu'il s'agissait bien de « vergiftet diode » en allemand.

Revenons un peu là-dessus.

Supposons (fig. 12) un morceau de silicium très épais, de type P, sur lequel on a réalisé deux jonctions, une en haut, J_1 , et une autre en bas J_2 .

Polarisons la jonction d'en haut en sens inverse, par la pile P_1 : si la jonction est bonne, il n'y aura aucun courant qui la traverse, à part la fuite (toujours extrêmement faible), tant que l'on ne dépasse pas une certaine tension pour P_1 .

Maintenant, en fermant le contact K, rendons passante la jonction J_2 , dans laquelle la pile P_2 fait circuler un certain courant.

Qu'en résultera-t-il sur la jonction J_1 ? Absolument rien.

Et pourtant, contre toute logique, on aurait pu imaginer qu'il se passe quelque chose. En effet, si l'on a pris l'habitude de considérer le fonctionnement de la jonction P-N dans le sens passant comme très simple, c'est parce que l'on simplifie un peu les choses.

On dit habituellement que, dans une jonction P-N polarisée dans le sens passant, les électrons peuvent passer dans la zone N, les « trous » ou « lacunes », équivalents à des charges positives, pouvant se déplacer dans la zone P. Sur la jonction, il y a rencontre et annihilation des trous par les électrons ; d'autres porteurs de charges viennent les remplacer, passant dans les zones où ils sont respectivement « autorisés » à passer, et ainsi le courant circule facilement, avec une intensité notable, sous une faible chute de tension.

En réalité, c'est un peu plus complexe. Les porteurs de charge de polarité négative (les électrons) ont l'audace de s'aventurer en « pays ennemi » (en zone P). Oh, ils paieront cher leur témérité :

LA « DIODE BLOQUÉE QUE L'ON A EMPOISONNÉE »

Un transistor est constitué par une diode bloquée, victime d'une « intoxication » délibérée par des « porteurs minoritaires ». Cette notion est si peu courante que, un jour, l'auteur faisant une conférence sur le sujet en langue allemande, et ayant parlé de « gift » (en allemand gift = poison), un auditeur lui dit : « Je pense que vous avez fait une confusion : gift signifie « cadeau », mais en anglais,

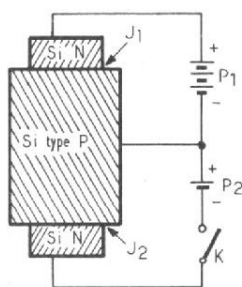


Fig. 12. — Si, de part et d'autre d'un bloc de silicium de type P épais, nous réalisons deux jonctions, J_1 et J_2 , la jonction J_1 étant polarisée dans le sens inverse (bloquée) par la pile P_1 , le fait de rendre la jonction J_2 conductrice (en fermant le contact K) n'a aucune influence sur la jonction J_1 : la « perturbation » de la zone P est au voisinage de la jonction J_2 .

cette zone est pleine de pièges à électrons, de « trous », qui captureront les électrons « minoritaires », dangereusement passés dans une zone interdite.

Les « trous » s'empres-
ront de suivre cet exemple : ils débordent la « frontière » (la jonction), pour faire une incursion en pays hostile, soit en zone N. Ils y seront sans cesse menacés par les vrais habitants du pays, par les électrons qui vont s'empres-
sers de faire un massacre de trous, en les « bouchant ».

La vie de ces « raids de commando » sera donc fort brève. Certains vont immédiatement payer leur témérité de leur vie. D'autres subsisteront quelques microsecondes. En moyenne on pourra définir une « durée de vie » statistique, au bout de laquelle la moitié des porteurs trop hardis seront détruits.

Si courte que soit, cette durée statistique de vie, il y aura tout de même, vu la grande rapidité de déplacement des charges dans le cristal, une zone, proche de la jonction, où règnera un beau désordre : on trouvera de nombreux porteurs de charge du type P (trous) en zone N, ainsi que de nombreux porteurs de charges du type N (électrons) en zone P. En fin de compte, on ne sait plus tout à fait dans quelle zone on est, si l'on se trouve très près de la jonction. Cette immense « pagaille » va s'étendre éventuellement sur plusieurs centièmes de millimètres de part et d'autre de la jonction.

Dans le cas de notre « double diode » de la figure 12, la zone ainsi « perturbée », ou, pour tout dire « empoisonnée » de la couche P reste proche de la jonction J_2 , donc loin de la jonction J_1 , qui, elle, ignore tout de ces désordres.

AMINCISSONS LA ZONE P

Nous allons recommencer l'expérience de la figure 12, mais avec une couche P inter-

médiaire très mince (« comme le delirium », dirait un ami de l'auteur, qui affectionne les jeux de mots plus que vaseux). Cette fois, tout va changer.

Nous commencerons par laisser l'interrupteur K ouvert. La jonction J_1 , polarisée en inverse par la pile P_1 , ne laisse passer aucun courant.

Fermons maintenant l'interrupteur K : la pile P_2 fait circuler un important courant direct dans la jonction J_2 . La zone P, au voisinage de J_2 , se trouve donc « empoisonnée ». Mais, cette fois, J_1 est très proche de J_2 .

Alors, c'est la fin de tout : la zone P au voisinage de J_1 ne se comporte plus comme une vraie zone P consciente de ses devoirs : elle est pleine d'électrons, elle ne peut plus jouer son rôle de « blocage » de la jonction J_1 ; tout se passe alors comme si la fuite de ladite jonction avait énormément augmenté, et la pile P_1 provoque le passage d'un important courant dans J_1 .

Ce phénomène s'appelle « L'EFFET TRANSISTOR » (le nom vient de la contraction de « transition resistor »).

Si la zone P est très mince, d'une épaisseur faible par rapport à la distance que peuvent parcourir les électrons « aventurés » en zone P pendant leur durée moyenne de vie, on peut prévoir qu'une très grande proportion des électrons injectés dans la zone P

par la jonction J_2 va arriver au voisinage de la jonction J_1 : ils seront alors « récupérés » par la zone N supérieure, où ils retrouveront la bonne atmosphère du « pays », retrouvant une zone N amicale, sans aucun « piège à électrons ». Si le tout est bien réalisé, il y aura, par exemple, 99,5 % des électrons injectés dans la zone P par J_1 qui seront « récupérés » et « sauvés des dangers de la zone P » par la zone N du haut. Les 0,5 % restant... tomberont vaillamment dans la zone P, victimes du devoir et des trous...

La zone N du bas s'appelle l'« émetteur », puisqu'elle émet les électrons. La zone N du haut, qui les collecte, s'appelle le « collecteur ». La zone P est nommée « la base ».

Nous devinons immédiatement la question que tout le monde pose à cet endroit : « Mais il n'y a pas de différence entre la zone N du haut et celle du bas, il n'y en a donc pas entre l'émetteur et le collecteur. Un transistor doit donc aussi fonctionner si l'on permute l'émetteur et le collecteur ».

Partiellement exact : si l'on permute l'émetteur et le collecteur, un transistor fonctionne effectivement, mais assez mal. Au lieu de voir, par exemple 99,5 % des porteurs de charge émis par la zone N qui sert d'émetteur capturés par la zone N qui sert de col-

lecteur, nous n'en trouvons plus, par exemple, que 85 % (l'effet de cette diminution de pourcentage est considérable, comme nous le verrons plus loin).

Il faut donc en conclure qu'il y a tout de même une différence entre les deux zones N. En réalité, il y en a plusieurs.

D'abord, la zone N du collecteur est plus grande que celle de l'émetteur, ainsi que le montre la figure 13. Ainsi, même si les électrons injectés par l'émetteur s'écartent un peu latéralement, ils resteront sous l'aile tutélaire du collecteur, et leurs chances de survie ne seront pas trop diminuées.

Ensuite, la jonction collecteur-base est du type « graduelle », donc capable de supporter une tension inverse relativement importante, alors que la jonction émetteur-base, beaucoup plus « abrupte », donc meilleure pour injecter des électrons en sens direct, ne peut supporter que quelques volts en sens inverse (souvent de 5 à 10 V au maximum).

LE COURANT BASE

Notre transistor, sur la figure 13, est donc branché comme l'indique le schéma de la figure 14, où l'on trouve maintenant le symbole classique du transistor. La base est le pôle commun des circuits d'émetteur et de collecteur, on dit qu'il s'agit d'un montage « base commune ».

Le courant d'émetteur est I_E : il circule (au sens conventionnel, opposé au sens des électrons) comme le montre la flèche.

Le courant de collecteur est I_C , il est un peu plus petit que I_E , dans le cas de notre exemple, on a dit qu'il pouvait être

$$I_C = 0,995 I_E$$

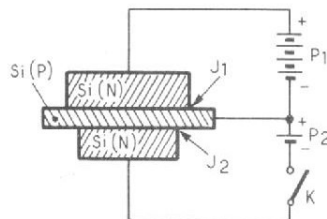


Fig. 13. — Tout change, dans l'expérience de la figure 13, si la couche P est très mince : la zone P, perturbée par les porteurs minoritaires injectés par J_2 , est, en quelque sorte, « empoisonnée » : la jonction J_1 ne peut plus bloquer le passage du courant. Ce phénomène s'appelle l'« effet transistor ».

La différence des deux, soit $0,005 I_E$, circule dans la connexion de base du transistor. Il faut faire circuler ce courant si l'on veut assurer la poursuite du phénomène. Au fond, le courant base du transistor est simplement le service d'« évacuation des cadavres » des électrons malchanceux, tombés victimes des trous de la base. Il faut faire disparaître ces électrons « piégés » pour que d'autres partent dans la grande aventure de la traversée de la base, en se disant (si nous osons interpréter ici la psychologie des électrons) qu'ils n'ont, au fond, qu'une demi-chance sur cent d'y rester.

Il y a donc un rapport voisin de 200 entre le courant collecteur I_C et le courant base I_B . Ce rapport est bien plus caractéristique des possibilités du transistor que le rapport I_C/I_E , toujours extrêmement proche de l'unité.

On voit donc que si la proportion des électrons traversant victorieusement la base passe de 99,5 % à 85 %, le rapport I_C/I_B tombera de près de 200 à environ 5,7 (rapport des 85 % ayant atteint le collecteur aux 15 % qui ont trouvé dans la base une mort glorieuse).

Ce rapport, très caractéristique du transistor, est nommé le « gain statique » ou « bêta statique » ou « bêta moyen » ou « h_{FE} », ou aussi h_{21E} . Il convient de préciser que, pour un transistor donné, ce rapport n'est pas une constante : il varie en fonction du courant collecteur, et aussi en fonction de la température.

Par exemple, pour un transistor donné, on pourra trouver un courant collecteur de 1 mA avec un courant base de $8 \mu A$ (gain statique 125) et un courant collecteur de 2 mA avec un courant base de $14 \mu A$ (gain statique 143).

Donc, quand on dit que tel transistor a un gain de N, il faut toujours préciser dans quelles conditions ce gain a été relevé, surtout la valeur du courant collecteur lors de la

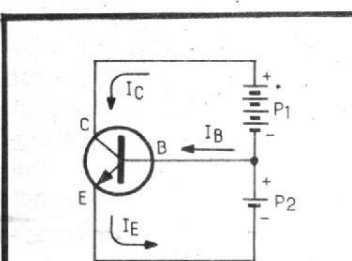


Fig. 14. — L'expérience de la figure 14 se schématise, en utilisant le symbole du transistor, et l'on voit comment se répartissent les courants. C'est la connexion de base qui est commune au circuit d'émetteur et au circuit de collecteur, on nomme donc ce montage : **base commune**.

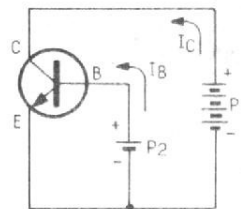


Fig. 15. — Maintenant, c'est l'émetteur qui est commun aux deux circuits : on nomme donc le montage « **émetteur commun** ». La pile P2 ne doit fournir que le courant base I_B , différence entre le courant émetteur I_E et le courant collecteur I_C .

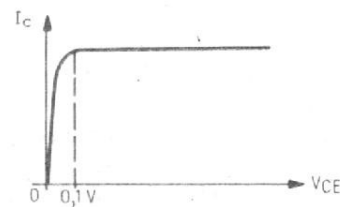


Fig. 16.

mesure. Sinon, dire que tel transistor a un gain de 67, par exemple, est à peu près aussi intelligent que de dire : « Le volume de ce gaz est de 2,34 litres », sans préciser dans quelles conditions de pression et de température on mesure ce volume.

Autre fait **très important** et que l'on ne doit **jamais oublier** : quand on considère tous les transistors portant le même nom, leurs gains, mesurés dans les mêmes conditions, peuvent varier de l'un à l'autre dans une **très grande proportion**, précisée par la notice du constructeur : il est très courant de voir, pour une famille de transistors donnée, l'indication suivante :

gain statique à $I_C = 2 \text{ mA}$ et 25°C : minimum 40, maximum 120.

Donc, dans les calculs, il faudra **toujours** considérer le gain statique comme une grandeur dont on ne connaît que la limite supérieure et la limite inférieure. Et encore, il ne faut pas oublier que ces valeurs sont encore capables de varier avec la température : si le gain minimal donné à 2 mA collecteur est de 40, cette valeur correspond généralement à ce que l'on a mesuré à 25°C : si on utilise le transistor à -10°C , il est bien possible que le gain minimal soit divisé par 1,7 (certaines tables indiquent ces variations) : il devient alors $40/1,7 = 23,5$. En ce qui concerne le

gain maximal (en supposant 120 à 2 mA collecteur, à 25°C), il se peut que, à 70°C , il soit multiplié par 1,6, il devient alors $120 \times 1,6 = 192$. On doit compter sur un gain à 2 mA qui, dans la gamme de température de -10°C à $+70^\circ \text{C}$, peut varier de 23,5 à 160 !

COMMENT AGIT LA TENSION COLLECTEUR-ÉMETTEUR

Jusqu'ici, nous avons toujours indiqué, pour préciser les conditions dans lesquelles on mesurait le gain statique, la valeur du courant collecteur, et pas la tension collecteur-émetteur.

En fait, cette tension agit fort peu sur le courant collecteur que l'on peut obtenir pour un courant base donné, donc fort peu sur le gain.

Mais il ne faut tout de même pas exagérer : si les électrons injectés dans la base par la faible tension base-émetteur ont de forte chance d'être captés par le collecteur, il faut au moins que ce dernier y mette un peu de bonne volonté, autrement dit qu'il soit suffisamment positif. Oh, il suffira de bien peu de choses, quelques dixièmes de

volts dans bien des cas. Il faudra vraiment que le potentiel collecteur tombe presque à la valeur de celui de l'émetteur pour que le courant collecteur diminue d'une façon sensible.

Bien entendu, si l'on porte le collecteur au potentiel de l'émetteur donc relativement négatif par rapport à la base (cette dernière est à un potentiel positif de l'ordre de 0,6 V par rapport à l'émetteur), on finira par annuler pratiquement le courant collecteur.

La variation du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur aura donc l'aspect qu'indique la courbe de la figure 16 : la valeur de 0,1 V est prise à titre d'exemple, elle est assez courante avec les bons transistors de signal. Cette courbe est tracée en maintenant constant le courant base, ce qui donne un courant collecteur pratiquement constant dès que la tension V_{CE} dépasse une petite fraction de volt.

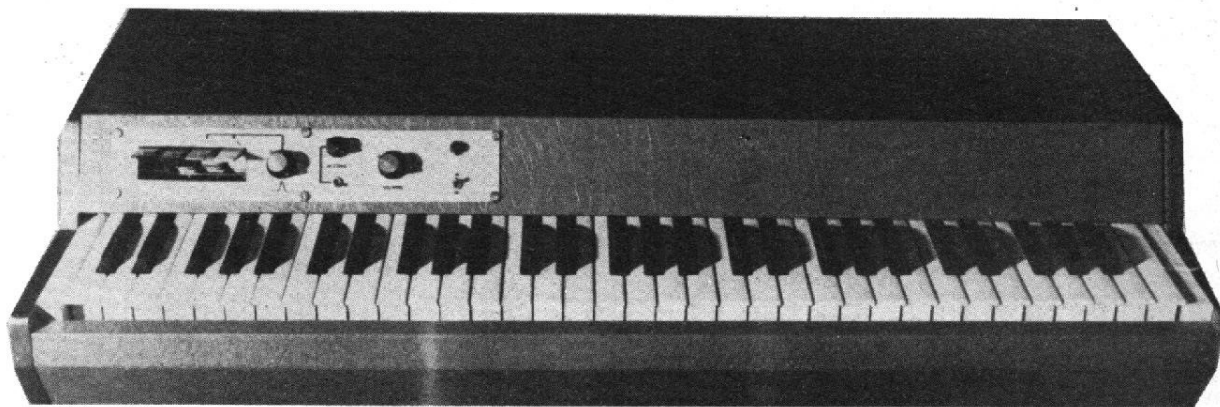
La partie presque verticale de la courbe de la figure 16 correspond au régime de fonctionnement appelé « saturation ».

Ce régime se produit quand une raison extérieure au transistor limite la valeur maximale du courant qui peut passer dans le collecteur en dessous de ce que l'on aurait pu faire passer, compte tenu de la valeur de courant base.

L.G. MESTRON

INSTRUMENT ELECTRONIQUE

MAGNETIC - FRANCE



piano - synthétiseur - clavecin

LA vogue des instruments électroniques de musique ne cesse de s'affirmer, en particulier pour les instruments à clavier : orgue, piano, clavecin, synthétiseur.

Le musicien amateur désirerait posséder tous les instruments de ce genre, installés dans une salle de musique, mais cet idéal n'est pas à la portée de tous, aussi bien pour des raisons financières que par manque du local spacieux nécessaire. Pour cette catégorie méritante de musiciens, la solution du problème est donnée par un instrument électronique pouvant à lui seul, imiter l'orgue à tuyaux, le piano et même le clavecin.

La souplesse des procédés électroniques permet aussi de réaliser un appareil ayant d'autres possibilités comme le fonctionnement en synthétiseur, c'est-à-dire un « formateur » de sons à caractéristiques variables et multiples.

Pour concentrer en un seul instrument, autant de disposi-

tifs spéciaux, il aurait fallu réaliser un appareil assez compliqué muni de nombreux boutons, poussoirs, tirettes, etc., en plus des touches du clavier.

Magnétique France a préféré la solution de la simplicité. Les diverses sonorités (ou timbres) et les divers modes d'attaque de maintien (ou sustain) et extinction, sont obtenus par un nombre réduit de commandes dont certaines sont réglables d'une manière continue. De ce fait, l'instrument proposé est simple, facile à utiliser, peu encombrant, léger et ce qui ne gâte rien, économique.

De plus, grâce à sa simplicité et à sa préfabrication en éléments distincts, cet instrument trivalent est aisé à construire par un amateur, même peu au courant des subtilités de l'électronique.

On pourra par conséquent se procurer un « kit » contenant tout le matériel précâblé nécessaire, y compris le meuble, de très faible encombrement.

Il n'y aura plus qu'à relier entre elles les unités préfabriquées à l'aide de fils et de soudures. Des repérages sont prévus pour éviter toute erreur.

Indiquons aussi, que pour simplifier le problème de la réalisation technique et économique de cet instrument, on a jugé utile de ne pas le munir de la partie BF de puissance et du haut-parleur.

La plupart des amateurs et fervents de musique, possèdent un électrophone, un radio-récepteur, un téléviseur. Certains ont aussi une chaîne Hi-Fi et un magnétophone. Tous ces appareils électroniques sont munis d'amplificateurs BF de puissance et de haut-parleurs.

Il suffira alors de connecter la sortie de l'instrument trivalent piano-clavecin-synthétiseur, à l'entrée de l'amplificateur BF dont on dispose.

Bien entendu, rien ne s'oppose à ce que l'amateur musicien-électronicien, se procure ou réalise lui-même, un amplificateur spécialement

destiné à cet instrument, mais nous le répétons, tout bon amplificateur fera l'affaire.

Voici maintenant une analyse de chacune des parties composantes de l'instrument proposé.

ALIMENTATION

Cet instrument possède une alimentation autonome, ce qui évite de chercher dans une alimentation appartenant à un autre appareil, des tensions que ce dernier ne peut fournir dans la plupart des cas.

A la figure 1 on donne le schéma de l'alimentation. Celle-ci est régulée et se branche sur secteur alternatif.

On obtiendra, par conséquent, à partir du secteur, les tensions continues suivantes, par rapport à la masse dont la tension est zéro volt :

Une tension de + 9 V pour les circuits intégrés.

Une tension de - 9 V pour les circuits intégrés.

Une tension de + 24 V pour la percussion.

Une tension de + 12 V pour le générateur.

Une tension de + 5 V pour le générateur.

Une tension de + 2,1 V non utilisée.

Une tension de - 1,9 V non utilisée.

Une tension de - 15 V pour le générateur.

Commençons l'analyse en partant du primaire du transformateur d'alimentation TA. Le primaire P est connecté au secteur. Dans le circuit du primaire, on trouve un interrupteur, une résistance de 100 k Ω , un fusible et l'interrupteur.

Le secondaire est de 2 x 17 V alternatif. Il alimente un pont redresseur de quatre 1N4005. Les sorties + et - de ce pont sont indiquées. La sortie + est également celle du + 24 V. La prise M est reliée à la ligne commune de masse par l'intermédiaire de R₅ et R₆ en parallèle. La masse est le point de référence des diverses tensions indiquées plus haut.

La tension de + 12 V est régulée par Q₁ et un darlington réalisé avec un BC108 et un 2N3442 muni d'un radiateur. On réalise le filtrage avec C₁, C₂ et C₅.

De la même manière on obtient la tension négative, - 15 V avec Q₂, Q₅ et Q₆, C₃, C₄ et C₆, associés à des diodes normales et des diodes zener.

La tension + 2,1 V est obtenue à partir du + 24 V, avec chute de tension dans R₈.

La tension de - 1,9 V a pour origine le point - 15 V. Elle est filtrée par R₁₀ et C₇.

Pour la tension de + 5 V on a prévu un circuit de régulation branché sur le + 12 V et utilisant un BC142 muni de radiateur et associé à des diodes D₁₄ et D₁₅ stabilisant la tension de la base de Q₇.

La tension de + 5 V est filtrée par C₈ + C₉.

A partir du + 12 V, on obtient la tension de + 9 V, par l'intermédiaire d'une régulation assurée par Q₈ (sur radiateur et D₁₆, BZX46C10).

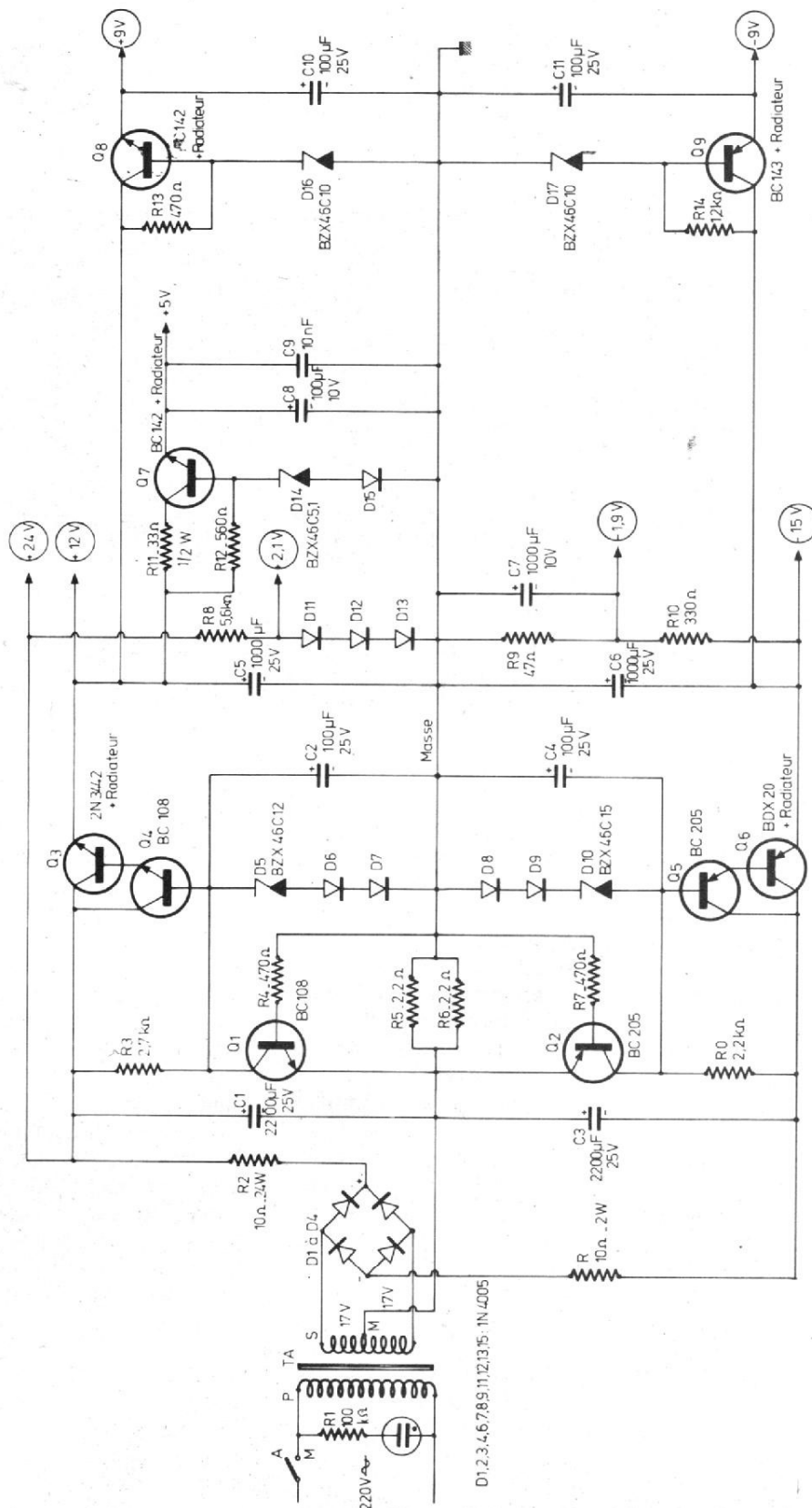


Fig. 1

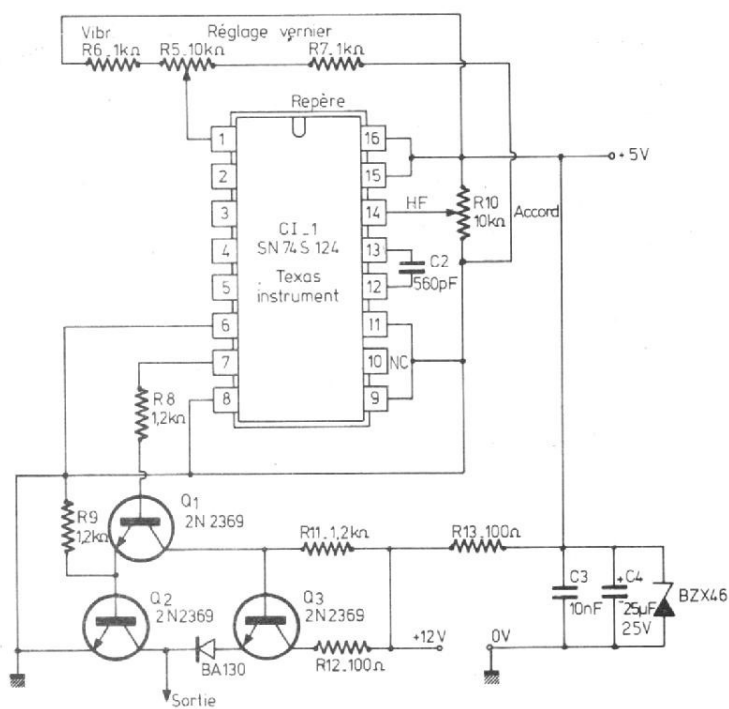


Fig. 2

De la même manière, la tension de -9 V est obtenue à partir de la tension -15 V , par le circuit de régulation D₁₇, Q₉, R₁₄ et C₁₁.

Toutes ces tensions sont obtenues correctement grâce au transformateur unique, TA, et au pont redresseur à quatre diodes redresseuses assez puissantes.

Cette alimentation, à multiples sorties de tensions, est très soignée, ce qui n'exclut pas sa simplicité.

LE GÉNÉRATEUR DE NOTES MUSICALES

C'est la partie la plus importante de tout instrument électronique polyphonique de musique.

Le générateur de notes se compose de deux parties : l'oscillateur HF (voir fig. 2) et

les diviseurs de fréquence (voir fig. 3).

Les deux oscillateurs utilisent le circuit intégré SN74S124 Texas. L'analyse du fonctionnement de cette partie sort du cadre de cet article.

Indiquons ici que le réglage de la fréquence du signal HF est R₁₀ de $10\text{ k}\Omega$. Ce réglage est extrêmement important car il permet l'accord simultané et correct, de toutes les notes de l'instrument. Ce bouton permet, par conséquent, d'accorder l'instrument en une fraction de seconde, sur un autre instrument à accord fixe, sur le LA normalisé ou encore, d'effectuer une transposition d'un ou plusieurs demi-tons en avant ou en arrière. R₅ permet le réglage fin.

Cette partie est alimentée sous $+5\text{ V}$ et $+12\text{ V}$. La sortie doit être connectée directement à l'entrée « HF » du montage de la figure 3 dont voici l'analyse simplifiée.

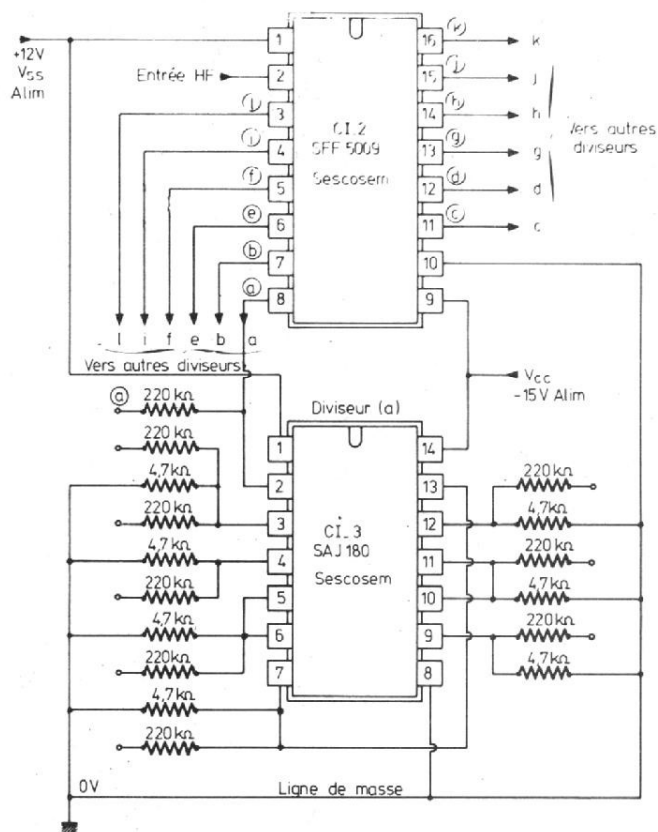


Fig. 3

CI-1 est le diviseur de fréquence SFF 5009 Sescosem. A partir du signal HF appliqué à l'entrée, il donne douze signaux BF correspondant aux douze notes d'une gamme. Ces signaux constituent la gamme des notes les plus aiguës de l'instrument. On les obtient aux points a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l.

Chacune de ces sorties est connectée à l'entrée d'un diviseur binaire de fréquence. Il y en a douze, un pour chaque note, celui représenté est CI-3, du type SAJ 180 Sescosem. Il est connecté à la sortie (a) de CI-2 et donnera les octaves inférieures de la note (a).

Ces octaves sont obtenues aux sorties des résistances de $220\text{ k}\Omega$. Il y en a sept dont certaines pourraient ne pas être utilisées.

De la même manière, on obtiendra, à partir des sorties b, c, etc., de CI-2, avec onze autres SAJ 180, les notes suivantes.

On disposera ainsi de signaux de notes qui devront parvenir aux commutateurs des touches, par l'intermédiaire des circuits de percussion qui seront analysés plus loin.

L'instrument normal proposé est prévu pour un clavier à cinq intervalles d'octaves, plus deux notes soit soixante-deux notes musicales. Il est possible de prévoir une variante avec sept intervalles d'octaves, c'est-à-dire $12,7 = 84$ notes.

Entre les sorties des douze diviseurs binaires de fréquence et les contacts des touches, on trouve le montage spécial qui permettra d'imiter les sons de piano, semblables à ceux du vrai piano où les cordes sont frappées par les marteaux actionnés par les touches.

Les diviseurs des figures 2 et 3 nécessitent le branchement aux alimentations $+12\text{ V}$, -15 V et masse.

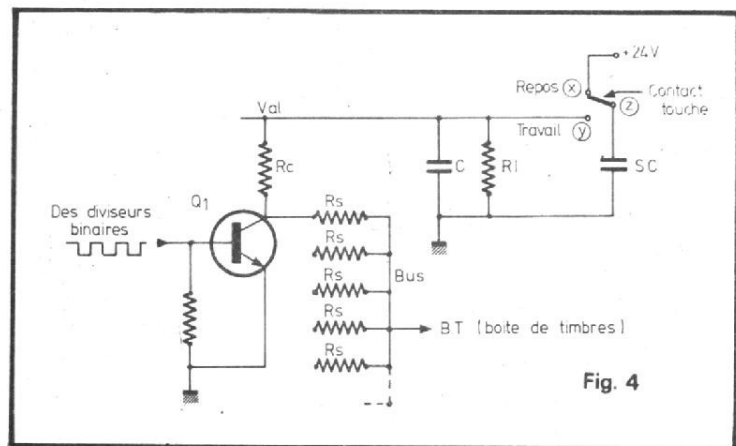


Fig. 4

CIRCUIT DE PERCUSSION

Cette partie est montée sur le clavier le long duquel est disposée la ligne commune dite BUS sur laquelle se réunissent tous les signaux produits par le jeu de l'exécutant sur une ou plusieurs des touches de l'instrument.

S'il y a N touches, le montage de la figure 4 sera reproduit N fois par exemple 62 fois.

Considérons celui correspondant à une certaine note, représenté sur le schéma.

L'alimentation est de ± 24 V. Elle est reliée au point « repos » du commutateur de touche. Le commun est relié par le condensateur SC à la masse.

On voit immédiatement que tant que la touche n'est pas actionnée (touche au repos) SC se charge par la liaison (Z) (X). Le transistor Q reçoit sur la base le signal provenant du point de sortie correspondant à la note considérée, du diviseur binaire (voir fig. 3), CI-3, extrémité libre d'une résistance de 220 k Ω .

Le signal de note est rectangulaire, tant qu'il n'a pas été modifié par un réseau actif ou passif quelconque, ou par synthèse avec d'autres signaux de notes (harmoniques).

Q est branché avec l'émetteur à la masse et le collecteur au point travail (y) du commutateur de touche.

Supposons que l'exécutant appuie sur la touche. De ce fait, le conducteur, grâce au contact (Z) (y), se décharge dans RI. Une tension élevée apparaît sur le fil de collecteur relié à cette électrode par Rc.

Deux conséquences :

1) Le transistor est alimenté, le signal d'entrée est amplifié et il est transmis par Rs au BUS.

2) Le condensateur C se charge.

Toutefois, si on lâche la touche, le contact (Z) (y) est rompu et le contact (Z) (x) est rétabli, ce qui permet à SC de se charger à nouveau pour une nouvelle opération.

La tension V_{al} s'abaisse par la décharge de C à travers RI et V_{al} revient à la tension zéro de masse. On obtient ainsi le son, percuté avec la montée, le maintien et l'extinction.

Remarquons que l'extinction sera de plus courte durée si la touche est lâchée immédiatement après son abaissement.

BOITE DES TIMBRES (B.T.) ET SYNTHÉTISEUR

Cette boîte est représentée à la figure 5. Elle utilise cinq circuits intégrés CI-1 à CI-5, du type 1741-CP. Ce sont des amplificateurs opérationnels dont l'entrée inverseuse est EI (-), l'entrée non inverseuse est ENI(+), la sortie S. L'alimentation est de ± 9 V obtenue à partir des points ± 9 V et -9 V de l'alimentation de la figure 1.

Le signal composite recueilli par le BUS est transmis par la diode BAX13 à l'entrée non inverseuse de CI-1. La sortie est reliée à l'entrée

inverseuse EI, ce qui produit une forte contre-réaction, améliorant la fidélité de la transmission du signal de l'entrée à la sortie S.

Ce signal est alors transmis aux entrées non inverseuses marquées +, des CI-2, CI-3 et CI-4, éléments principaux des voies « piano », « synthèse » et « clavecin ».

Les différents timbres sont créés par des circuits de contre-réaction sélective et par l'action des commutateurs S₁, S₂, S₃ et S₄.

Soit d'abord, la voie piano, passant par CI-2.

La contre-réaction comporte une boucle constituée par un circuit sélectif en T, ponté par un condensateur de 0,15 μ F. Le T est constitué par des résistances de 22 k Ω et un condensateur shunt de 1 680 pF relié à la masse. Le signal ainsi corrigé est transmis de la sortie S vers la ligne ABC aboutissant à l'entrée inverseuse de CI-4, commune aux trois voies.

D'autre part, S₁ permet de court-circuiter le condensateur de 22 nF lorsqu'il est en position 2. Il en résulte que le signal de cette voie ne peut

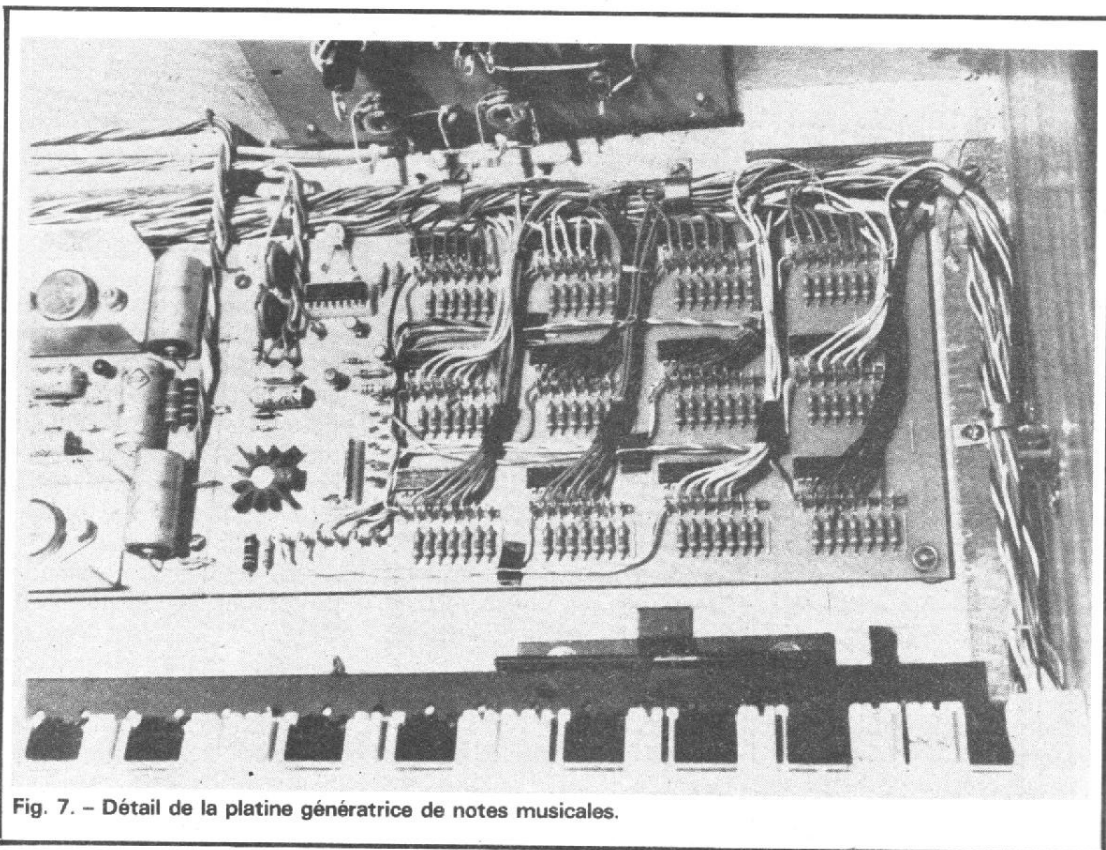


Fig. 7. - Détail de la platine génératrice de notes musicales.

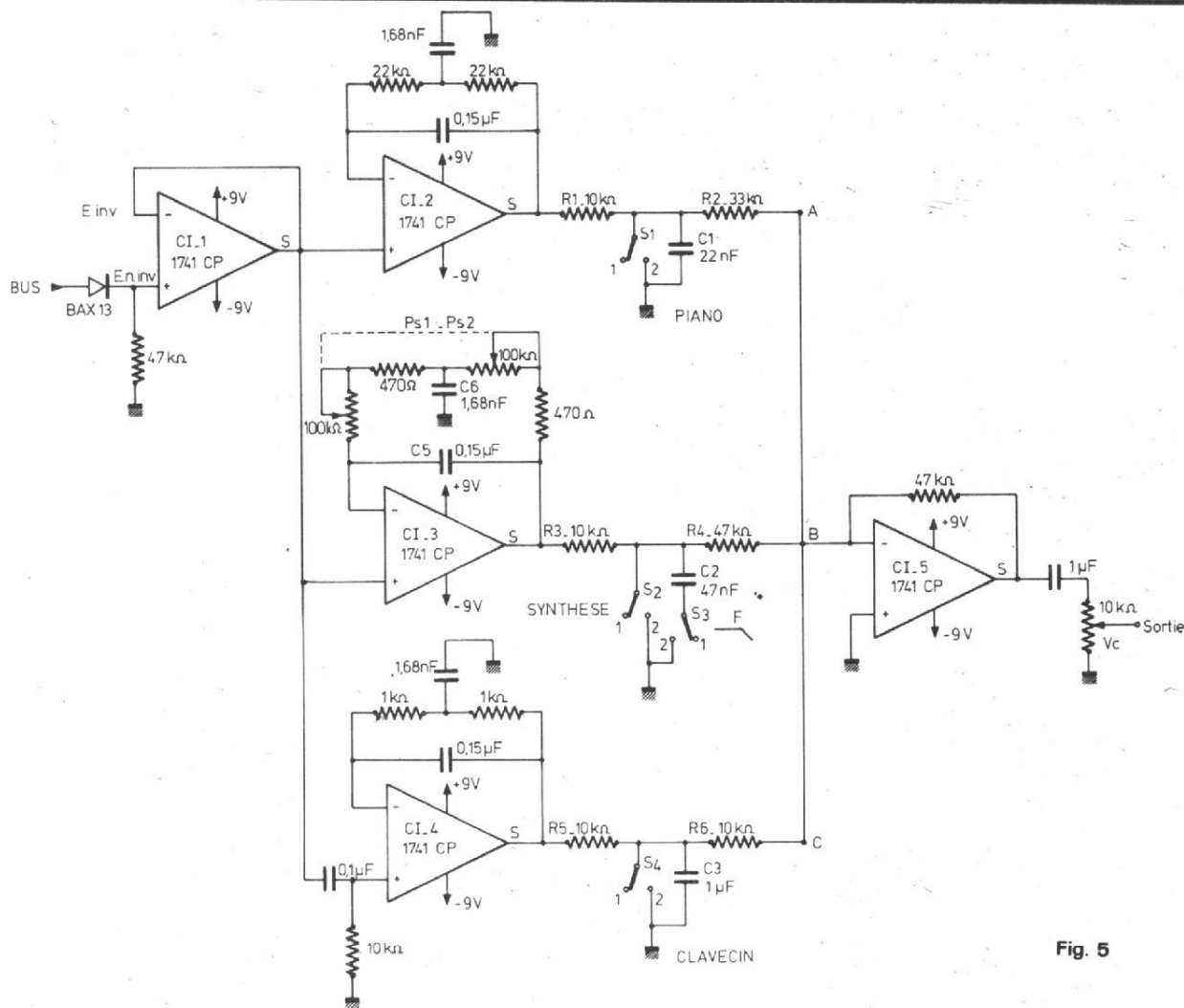


Fig. 5

être transmis, R_1 étant relié à la masse. En position piano, il faut donc que S_1 soit en position 1. Dans ce cas, le signal, ayant la tonalité convenable qui lui est donnée par le T ponté et le condensateur C_1 , permet d'obtenir le timbre piano, en association avec les circuits de percussion de la figure 4.

Considérons maintenant la voie du clavecin utilisant le circuit intégré CI-4 (en bas sur le schéma).

Le montage de cette voie est semblable à celui de la voie piano, mais certaines valeurs des composants R et C sont différentes, afin que le timbre soit proche de celui d'un clavecin.

En ce qui concerne la voie « synthèse », disposée au milieu, elle utilise CI-3 du type 1741-P.

La contre-réaction sélective

est réalisée également par un filtre en T ponté mais avec des valeurs différentes de celles des deux autres voies.

De plus, les deux bras résistifs se composent chacun, de deux résistances, une fixe de $470\ \Omega$ et l'autre variable PS1 ou PS2 de $100\ k\Omega$.

Les deux potentiomètres sont conjugués et peuvent être commandés par un seul bouton à la portée de l'exécutant.

De cette façon, celui-ci pourra faire varier les caractéristiques du filtre de la boucle de contre-réaction, ce qui fera varier le timbre du son.

Le commutateur S_2 permet :

1) En position 1, de couper la mise à la masse de la sortie de R_3 , permettant au signal de CI-3 de passer vers le point B, entrée de CI-4.

2) En position 2, le point commun de R_3 et R_4 est mis

à la masse et le signal de CI-3 ne passera pas vers CI-5.

D'autre part, le commutateur S_3 agit comme correcteur de timbre.

1) En position 1 le timbre est plus riche en harmoniques car C_2 est coupé de la masse.

2) En position 2, C_2 est en shunt sur la sortie de CI-3 et la tonalité est plus grave.

Passons au CI-5 du même type que les trois précédents.

Il est clair que l'ensemble CI-2 à CI-5 constitue un mélangeur spécial à trois voies, dont l'analyse vient d'être faite plus haut. Chaque voie est à caractéristiques différentes, mais reçoit le même signal provenant de CI-1.

Le CI-5 reçoit en B, les signaux individuels ou mélangés des trois voies.

Grâce à S_1 , S_2 et S_4 , il est possible d'effectuer la combinaison désirée :

1) une seule voie donc trois possibilités,

2) deux voies, donc trois autres possibilités,

3) trois voies, donc encore une possibilité d'imitation d'instruments réels ou de création de sonorités nouvelles.

En réalité, l'exécutant dispose d'un nombre plus grand que les sept possibilités indiquées.

En effet, il peut aussi agir sur S_3 , donc au total $2 \times 7 = 14$ combinaisons.

En faisant varier PS1-PS2, le nombre des combinaisons devient infini, ce qui fera le bonheur de l'amateur de sons électroniques nouveaux.

La puissance sera modifiée à l'aide du potentiomètre VC de $10\ k\Omega$.

On voit que cet appareil se termine sur une impédance relativement basse, $10\ k\Omega$,

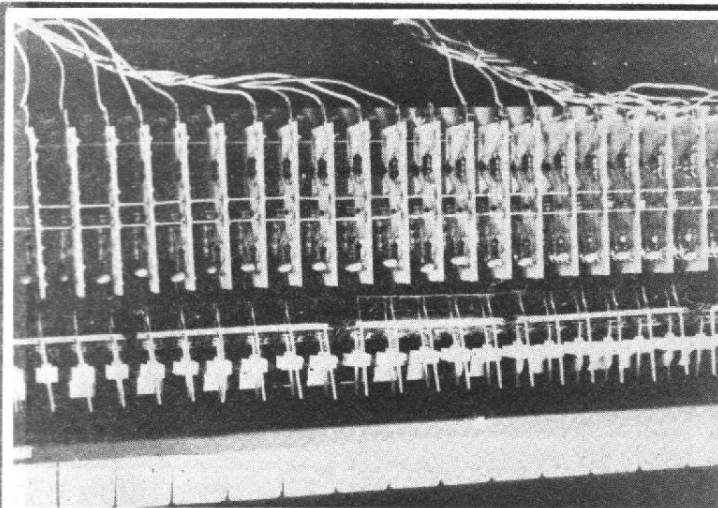


Fig. 8. - Détail des contacts du clavier et des 62 plaquettes associées.

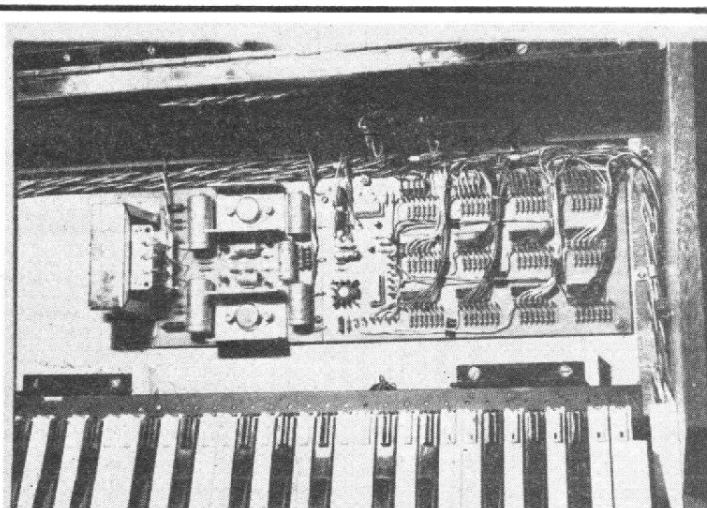


Fig. 9. - Détail de l'alimentation à gauche.

donc aucune difficulté de le connecter sur un amplificateur usuel dont l'impédance d'entrée est généralement plus élevée que 10 k Ω .

CONCLUSION

Cet instrument polyphonique de musique, est, comme on vient de le voir, très simple, comparativement à la plupart des instruments proposés actuellement dont la complication est telle qu'un amateur pourrait hésiter de se lancer dans leur construction.

Remarquons aussi que le piano électronique que nous venons de décrire est fourni en kit.

Celui-ci comprend tout ce

qu'il faut pour réaliser rapidement et sans erreurs, l'appareil proposé.

La photo de titre montre l'aspect général du piano électronique. On aperçoit le clavier à cinq octaves et 62 notes, le coffret qui contient et protège les différentes parties, le tableau des réglages, des boutons et des interrupteurs.

A la figure 7, on montre la platine câblée du générateur de notes (62) avec les douze circuits intégrés dont une partie est représentée sur le schéma de la figure. Sur cette même photo, on voit également les résistances et le CI-2, générateur de douze notes chromatiques, ainsi que l'oscillateur CI-1 et les transistors associés.

A la figure 8, on montre le détail des 62 petites plaquettes associées à chacune des touches du clavier (voir aussi la fig. 4). A la figure 9, on montre l'alimentation (à gauche).

On distingue sur cette photographie, le transformateur d'alimentation, les condensateurs, les redresseurs sur radiateurs.

Voici, à la figure 10, la boîte de timbres dont le schéma a été donné à la figure 5. On aperçoit aisément les cinq CI, CI-1 à CI-5.

A la figure 11, on montre le tableau de commande sur lequel figurent : l'interrupteur marche/arrêt, le VC (volume), l'accord (R_{10} de la figure 2), le réglage de timbre du synthétiseur PS1 - PS2 (voir fig. 5) et

les commutateurs clavier, clavier, synthétiseur.

En résumé, cet appareil, accessible à tous, leur permettra, dans les meilleures conditions possibles, de réaliser leur désir de posséder un instrument musical d'exécution, d'improvisation, d'accompagnement et aussi de recherches de timbres nouveaux de musique électronique. Grâce à son prix modique, ce sera aussi, un excellent instrument d'étude.

Ce même instrument peut aussi fonctionner en orgue. A cet effet, prévoir un clavier spécialement destiné à cette possibilité, n'excluant pas celles mentionnées dans notre analyse.

F. JUSTER

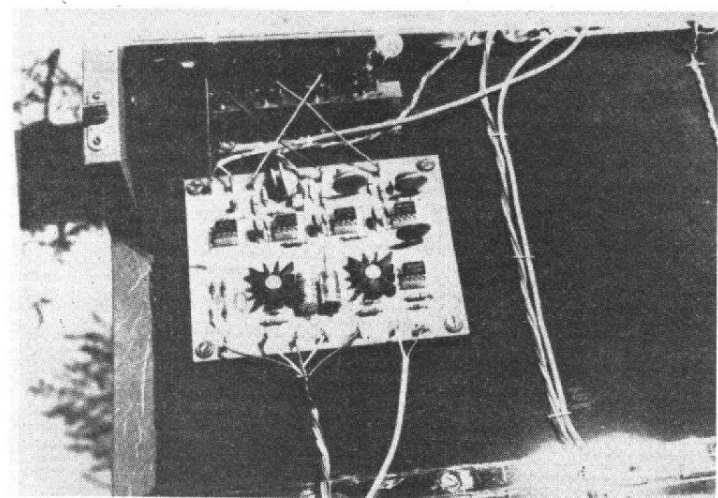


Fig. 10. - Boîte de timbres avec ses cinq C.I.



Fig. 11. - Tableau de commande.

LES SEPARATEURS

à T.E.C

ETANT donné les qualités de haute impédance d'entrée présentées par le transistor à effet de champ, ce transistor unipolaire semble tout indiqué pour servir de **séparateur**.

Cela est vrai en continu et pour les fréquences faibles. Pour les fréquences élevées, la séparation devient problématique par suite des phénomènes capacitifs internes, ce qui nous oblige à des réserves qu'il convient de développer.

SCHÉMA ÉQUIVALENT COMPLET

Le schéma complet découle de la logique, lorsqu'on considère le TEC sous un angle technologique. Dans les représentations de la figure 1, la version « a » constitue la plus compliquée qui puisse s'imaginer car elle tient compte des effets selfiques des connexions et des bandes de semi-conducteur disposées

sur le substrat et constituant le drain, la source et la porte. Il est évident que les inductances équivalentes sont faibles : quelques nanoHenrys, selon l'emplacement dans le circuit et le type de transistor. A ces valeurs, il convient d'ajouter les inductances des connexions externes (voir un exemple, plus loin).

Des capacités sont placées arbitrairement sur les entrées du TEC, côté matériau

semi-conducteur, afin de justifier les phénomènes de résonance qui apparaissent aux fréquences très élevées. En fait, cette représentation est sujète à caution car, en réalité, compte tenu de la fréquence élevée où ces phénomènes apparaissent, les capacités sont réparties au long des connexions et des couches internes à la puce semi-conductrice.

Les capacités non-négligea-

bles sont les composants C_{gd} et C_{gs} propres aux phénomènes de charge interne, leurs valeurs varient selon le transistor et les tensions qui sont appliquées.

Les résistances r_g, r_i, r_j, r_d et r_s représentent les résistances offertes à la diffusion du courant dans le matériau même. Elles sont faibles et peuvent être toujours négligées sauf si elles créent un phénomène de couplage (réaction ou contre-

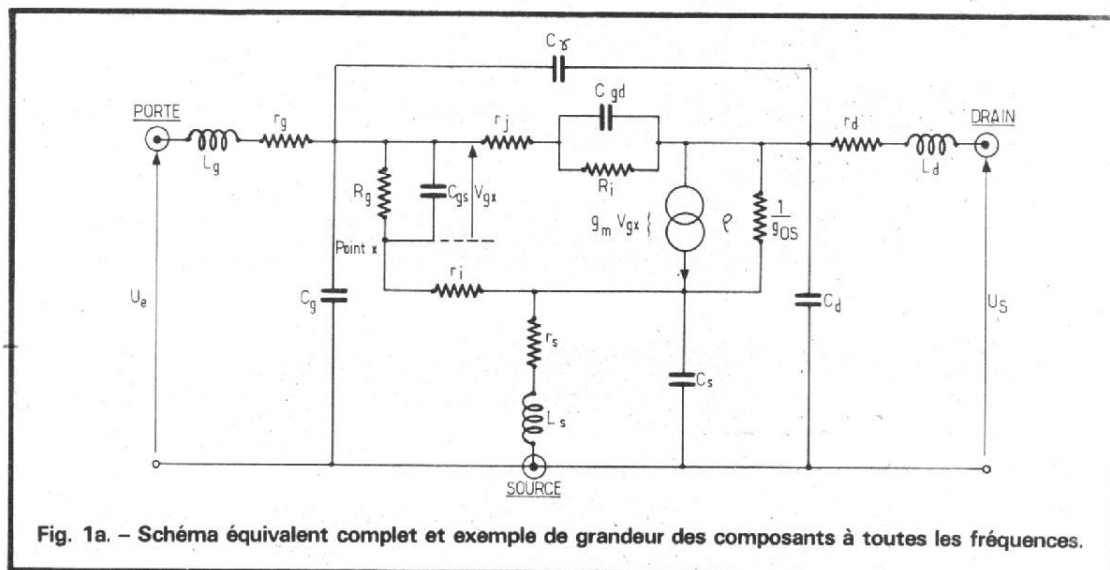


Fig. 1a. - Schéma équivalent complet et exemple de grandeur des composants à toutes les fréquences.

réaction selon le branchement du TEC). En fait, elles ne sont négligeables que parce qu'elles se trouvent en série avec des impédances de plus fortes valeurs ; c'est le cas pour r_i et r_j , quel que soit le mode de fonctionnement ; on peut négliger r_d si la charge externe en est supérieure. r_g ne peut être négligée car elle conditionne la résonance de porte. Il en est de même pour r_s qui sert par surcroît de couplage « série-série » dans le montage à « source-commune ». Ce serait également le cas pour r_g dans le montage à « porte-commune ».

R_g et R_i sont les résistances effectives du matériau semi-conducteur sans effet de champ ; elles sont très grandes en continu, mais aux fréquences élevées, elles ont tendance à décroître.

$\rho = 1/g_{os}$ est la résistance interne vue de la sortie drain ; cette grandeur varie avec le point de repos, la fréquence et le type de transistor. Pour un fonctionnement normal en AF et en vidéo, ρ varie entre 10 k Ω et 1 M Ω .

On notera que le générateur de courant est proportionnel à la tension de champ interne apparaissant aux bornes de R_g ; le point « x » est alors flottant. Quant à la conductance G_m elle varie selon le transistor et la tension de porte entre 2 et 20 mA/V (valeurs courantes).

SCHÉMAS ÉQUIVALENTS SIMPLIFIÉS

Les inductances ne doivent être conservées que dans la mesure où elles peuvent résonner. C'est le cas de la « porte » car la capacité d'entrée est assez importante. Pour la sortie « source », on peut réduire le schéma à r_s ; pour la connexion « drain », r_d et L_d étant en série avec une charge extérieure, l'amortissement d'une résonance éventuelle est grand et l'on peut

	L_g, L_d, L_s	entre 1 et 10 nHy (sans les connexions externes)
E	C_g, C_d, C_s	voisins du pF ; exemple : $C_d = 1,5$ pF
X		
E	C_γ	< 0,05 pF (négligeable)
M		
P	C_{gd}	0,2 à 5 pF selon le transistor
L		
E	C_{gs}	0,5 à 20 pF selon le transistor
S	r_g	1 à 10 Ω } Pour des transistors
D	r_i, r_j	10 à 100 Ω } fonctionnant en HF
E		(faible puissance)
G	r_s	5 à 50 Ω }
R		
A	r_d	10 à 100 Ω (tous les transistors)
N		
D	$\rho = 1/g_{os}$	quelques centaines d'ohms à quelques centaines de kilohms, selon le transistor et la fréquence ; valeur courante : 50 k Ω
E		
U		
R	R_i, R_g	1 à 1000 M Ω selon la fréquence
S	g_m	2 à 20 mA/V

négliger la composante L_d . Il ne reste que C_d et r_d . Pour les raisons exposées ci-dessus on peut aussi supprimer R_g, R_i, r_i et r_j du schéma. On aboutit, alors, au schéma simplifié de la figure 1b ; il est conseillé de l'employer lorsque la charge extérieure devient très faible : r_d apporte une chute interne qui abaisse le niveau de sortie U_s dans le rapport des résistances.

La présence de r_s apporte une contre-réaction qui modifie les grandeurs mesurées de l'extérieur. Outre la présence de L_g - que l'on peut négliger aux fréquences moyennes et basses - il est possible de transformer encore le schéma afin de le rendre superposable aux phénomènes qui résultent des mesures : voir figure 1c. Le tableau d'équivalence donne les formules de translation. Seul, G_{fe} représente les rotations de phase dues aux composantes réactives internes. Dans ce cas la conductance a pour grandeur :

$$G_{fe} = G_m + j S_m = G_{mo} e^{j\varphi_{21}}$$

Lorsque la fréquence est faible, pour le montage « source-commune », $\varphi_{21} = 180^\circ$: il n'y a qu'une inversion de phase.

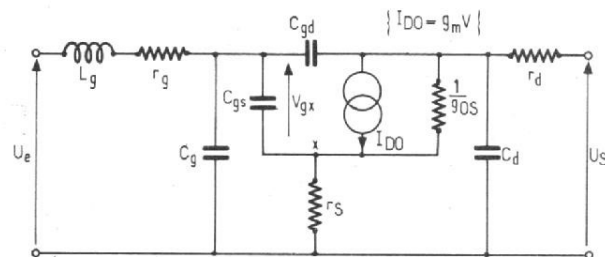


Fig. 1b. - Schéma équivalent simplifié aux fréquences vidéo et élevées ($f_r < 1$ GHz).

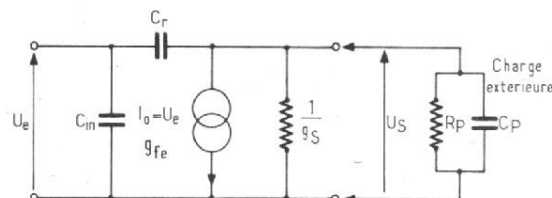


Fig. 1c. - Schéma équivalent aux fréquences moyennes et basses ($f_r < 10$ MHz) avec correspondance des grandeurs.

EQUIVALENCES

$$C_{in} = k C_{gs} + C_g$$

$$C_r = C_{gd} \frac{1 - k g_{os} r_s}{1 - g_{os} r_d}$$

$$g_s = k g_{os}$$

$$g_{fe} = k g_{mo} e^{j\varphi_{21}} (\varphi_{21} = 180^\circ \text{ aux fréquences basses})$$

$$k^{-1} = 1 - g_{os} (r_s + r_d) - g_m r_s \approx 1 - g_m r_s$$

Le coefficient k dépend surtout, comme on le voit dans le tableau d'équivalence, les grandeurs r_s et G_m ; avec les valeurs usuelles k oscille entre 1,2 et 1,4. Il contribue à l'augmentation de la capacité d'entrée C_{in} et à celle de la pente G_{fe} ; il abaisse, au contraire, la capacité de réaction C_r et la résistance de sortie $1/G_s$.

En général, c'est la représentation de la figure 1c qui est retenue pour toutes les applications à vidéo fréquence. La représentation de la figure 1b n'est évoquée que pour certaines applications véhiculant des fréquences voisines du Gigahertz (transistor G_A-A_S).

MONTAGE À SOURCE COMMUNE

Considérons, en application, un montage des plus élémentaires : figure 2. La source est commune et la polarisa-

tion, réalisée à partir d'une pile découplée, est choisie pour l'obtention du plus haut niveau de sortie avec une attaque moyenne. Le contrôle s'effectue à l'oscilloscope, pour un minimum de distorsion du signal amplifié.

Le transistor à effet de champ utilisé possède une pente G_{mo} voisine de 4 mA/V avec une polarisation de -2 V (2N4220A) et une alimentation V_{CC} de 20 V.

Le rapport des tensions V_s et V_e donne un gain en tension égal à :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = 17$$

Les caractéristiques du constructeur donnent pour $V_{DS} = 10$ V un $G_s^{-1} = 45$ k Ω à $-V_g = -2$ V. En prenant la représentation de la figure 1c, il est facile de montrer que :

$$I_o = -G_{mo} U_e$$

$$= -U_s \left(G_s + \frac{1}{R_p} \right)$$

aux fréquences basses ($G_{fe} = G_{mo}$)...

Le gain résulte donc de la relation :

$$|G_o| = \frac{V_s}{V_e} = \frac{G_{mo} R_p}{1 + G_s R_p} = \frac{4 \cdot 4,7}{1 + \frac{4,7}{45}} = 17,2$$

... résultat très proche de la mesure trouvée.

Une représentation particulière peut satisfaire les nostalgiques du tube électronique. En effet, au lieu d'un générateur de courant, il est possible de choisir une représentation de Thevenin (fig. 3) dans laquelle la f.e.m. résulte du produit

$$\frac{G_{mo}}{G_s} U_e$$

La résistance interne est alors égale à $1/G_s$. Très souvent, on écrit :

$$\rho = \frac{1}{G_s} \text{ et } K = \frac{G_{mo}}{G_s}$$

D'où le gain exprimé selon

la forme traditionnelle des tubes :

$$G_o = \frac{K R_p}{\rho + R_p} \approx G_m R_p$$

... lorsque $\rho \gg R_p$.

RELEVÉ DU GAIN EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

En observant le montage de la figure 2, on remarque que le générateur est chargé par l'impédance de « porte » du transistor. Or, celle-ci est fortement capacitive; des précautions seront prises pour que le niveau d'attaque reste constant. Par ailleurs, le branchement d'appareils de contrôle sur la sortie « drain » apporte des capacités apparentes non négligeables.

Si l'on veut relever la bande passante de l'étage, il paraît logique de supprimer l'apport extérieur de capacités parasites. Pour ce faire, on débranche oscilloscope et millivoltmètre et on leur substitue un voltmètre électronique à sonde détectrice (capacité d'entrée ≤ 7 pF); voir figure 4.

Enfin, comme la source d'attaque doit pouvoir monter jusqu'à quelques MHz, on a affaire à un générateur HF que l'on charge, en bout de câble, par son impédance caractéristique ($R_c = 50 \Omega$); ainsi, l'impédance d'entrée du montage est faible et il devient aisé de maintenir V_e constant, quelle que soit la fréquence.

En débutant l'étude à 100 kHz, on constate que le gain reste encore égal à 17 (fig. 5). La fréquence quadrante s'élève à $f_1 = 1,7$ MHz, ce qui suppose une capacité de sortie C_p chargeant l'étage comme le montre le schéma équivalent de la figure 6.

Le gain de l'étage a pour expression :

$$G = \frac{G_o}{1 + jx}$$

$$\text{avec } x = \frac{f}{f_o}$$

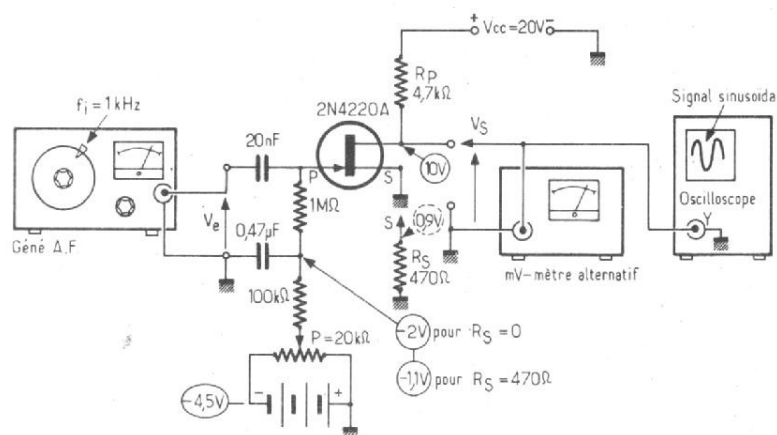


Fig. 2. - Contrôle d'un étage à « source commune » avec et sans résistance de « source ».

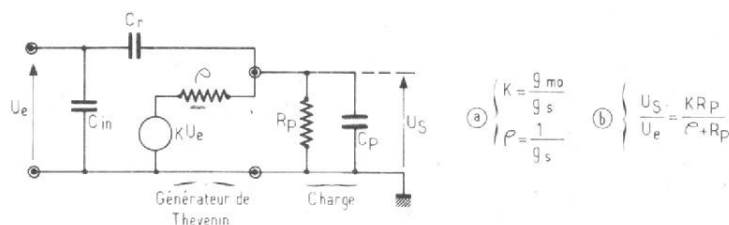


Fig. 3. - Autre représentation simplifiée du TEC chargé (montage à « source commune »).

$$\text{et } f_0 = \frac{1}{2 \pi \frac{\rho R_p}{\rho + R_p} C_p}$$

Calculons :

$$R_{\text{sortie}} = \frac{\rho R_p}{\rho + R_p} = \frac{45 \cdot 4,7}{45 + 4,7} = 4,25 \text{ k}\Omega$$

Comme $f_0 = 1,7 \text{ MHz}$, on trouve la capacité :

$$C_p = \frac{1}{2 \pi f_0 R_s} = \frac{1}{2 \pi \cdot 1,7 \cdot 10^6 \cdot 4250} = 22 \text{ pF}$$

... Valeur à laquelle on doit retrancher 7 pF de la sonde donc :

$$C_{\text{sortie}} = 15 \text{ pF}$$

Cette valeur englobe la capacité C_d du TEC et la capacité reportée du montage.

Il est difficile de tomber en dessous de cette valeur même en câblant plus court encore...

Remarque : Pour le calcul, il a été admis la valeur de $\rho = 45 \text{ k}\Omega$ fournie par le constructeur. En fait, il est préférable de déterminer R_{sortie} avant d'appliquer la formule ci-dessus. Pour ce faire, on utilise une méthode par comparaison ou une méthode de charge externe par une boîte de résistances précises (fig. 7) ; quand le commutateur K est sur 1, le voltmètre V_s donne une tension de sortie $U_s = -G U_e$; choisir une tension d'attaque assez faible (en gros : $V_{CC}/10$). Quand K passe sur 2, la charge extérieure fait baisser la tension de sortie. Pour $U_s/2$, on obtient évidemment :

$$R_{\text{ext}} = R_{\text{sortie}} = \frac{\rho R_p}{\rho + R_p}$$

Il suffit de lire sur la boîte de résistances pour avoir cette valeur. Pendant cette mesure, l'oscilloscope, branché sur le drain, doit montrer, dans tous les cas, un signal sinusoïdal sans écrêtage.

CONTRÔLE DE L'EFFET MILLER

Dans le schéma équivalent de la figure 1c la capacité C_r est gênante car elle relie

l'entrée et la sortie du montage. Or, il est possible de transformer encore la représentation ci-dessus en considérant le courant qui circule dans C_r :

$$i = \frac{U_e - U_s}{1/j C_r \omega}$$

Partant de cela, on démontre que :

$$C_{r_{\text{équi}}} = C_r (1 + G)$$

Ceci matérialise l'effet Miller direct et l'entrée du TEC se présente comme le montre la figure 8. R_g est la résistance qui relie la « porte » à la source de polarisation. R_i est une résistance de même valeur que l'on ajoute en liaison au moyen de connexions très courtes afin de réduire les phénomènes d'inductions parasites. Les condensateurs C_{in} et $C_r (1 + G)$ se trouvent alimentés à travers une résistance équivalente au pont R_i/R_g , soit :

$$R_{en} = \frac{R_i R_g}{R_i + R_g} = 500 \text{ k}\Omega$$

Pour apprécier la capacité d'entrée globale on fait appel au banc d'essai de la figure 9. La méthode consiste à relever la bande passante du circuit d'entrée dans les conditions d'une attaque à forte impédance. Pour cette raison, on connecte le générateur à travers R_i (au moyen de connexions ultra-courtes rappelons le !) ; la capacité d'entrée totale chute donc, très tôt en fréquence, la transmission. La mesure montre une fréquence quadrante de 11 kHz (K sur 1). La capacité d'entrée s'obtient à partir de la relation qui définit cette fréquence :

$$C'_{en} = \frac{1}{2 \pi R_{en} f_{qe}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 11 \cdot 10^3} \approx 29 \text{ pF}$$

A cela, il faut ôter 7 pF de la sonde, donc :

$$C_{en} = 22 \text{ pF}$$

Pour connaître la composition interne de cette capacité, il faut juguler l'effet Miller.

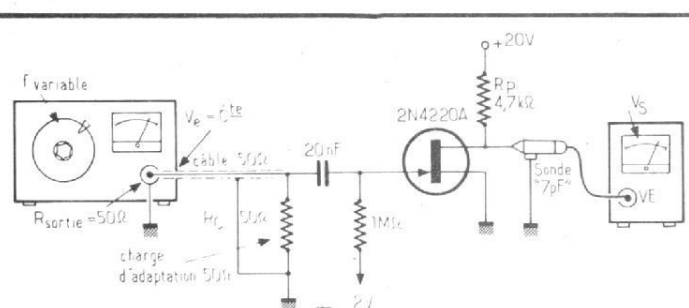


Fig. 4. - Montage de mesure permettant le relevé de sa bande passante de l'étage.

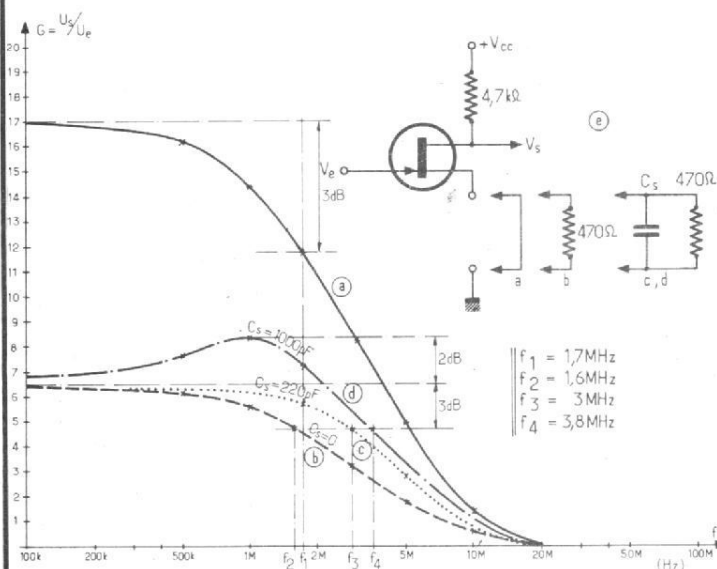


Fig. 5. - Réponse en fréquence et gain du montage à TEC avec divers taux de contre-réaction d'intensité.

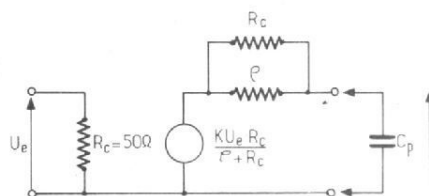


Fig. 6. - Mise en évidence de la chute des fréquences élevées par le schéma équivalent de sortie.

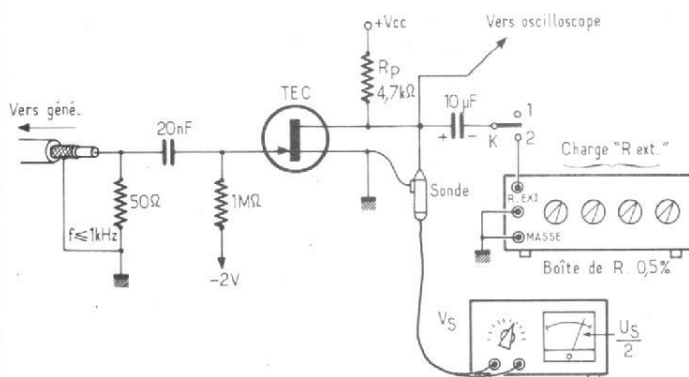


Fig. 7. - Mesure de l'impédance de sortie.

Pour cela, on découple la résistance de charge R_p au moyen d'un condensateur suffisamment élevé à la fréquence de mesure considérée: K est placé sur 2 (fig. 2A).

Il reste dans la composition $C_{en} = C_{in} + C_r$, ce qui est justifié par un accroissement de bande passante: courbe 2: $B_p = 15 \text{ kHz}$, d'où:

$$C''_{en} = \frac{1}{2 \pi 1510^3 510^{-5}} = 21 \text{ pF}$$

soit:

$$C_r + C_{in} = 21 - 7 = 14 \text{ pF}$$

... à cause de la sonde de mesure.

La différence entre 14 et 22 pF correspond au produit $G_o C_r$ d'où, avec $G_o = 17$

$$C_r = \frac{22 - 14}{17} = \frac{8}{17} = 0,47 \text{ pF}$$

valeur comprise dans les marges usuelles.

Par ailleurs, C_{in} avoisine alors les 13,5 pF.

Conclusion: La mesure donne donc une capacité non négligeable pour l'entrée de « porte ». Il en résulte une bande passante du circuit d'entrée fonction de la résistance d'attaque R_{en} , vue de la « porte », sous la forme d'un générateur de Thévenin (fig. 8). Comme R_g est généralement très élevée, c'est la résistance interne R_i qui va définir la bande passante d'entrée de l'étage:

$$B_{p \text{ entrée}} \approx \frac{1}{2 \pi R_i C_{en}}$$

L'application de cette formule doit fournir un résultat qui dépasse la propre bande

passante du circuit de sortie. Faute de quoi, la bande passante de l'étage découlera de l'addition asymptotique des deux réponses.

Dans l'exemple de la figure 9, la résistance d'entrée a été fortement augmentée afin de mettre en évidence la capacité d'entrée; on voit que la bande passante est nettement plus étroite que celle de la sortie « drain » (voir. figure 5a: $B_p = f_1 = 1,7 \text{ MHz}$); la bande globale de l'étage sera, alors, celle de l'entrée. Une conclusion s'impose avec netteté: si l'on veut bénéficier de la plus large bande passante pour une charge donnée, l'attaque de l'étage doit se faire à faible impédance:

$$R_i \leq 1000 \Omega;$$

dans le cas de l'expérience de la figure 5, l'attaque se fait à 50Ω charge normale du câble de liaison au générateur.

CONTRE-RÉACTION D'INTENSITÉ

Une résistance non découplée dans la source apporte une contre-réaction d'intensité. Si nous simplifions l'étude à la représentation équivalente de la figure 1c, nous aurons le schéma équivalent de la figure 10 A. Admettons pour débiter que $C_s = 0$.

Nous avons immédiatement:

$$\begin{aligned} V_e &= V_{gs} + V_o \\ &= V_{gs} (1 + G_m R_s) \end{aligned}$$

(aux fréquences basses)

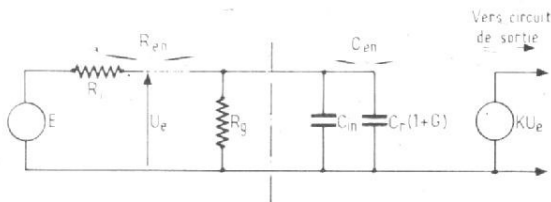


Fig. 8. - Schéma équivalent à l'entrée d'un TEC.

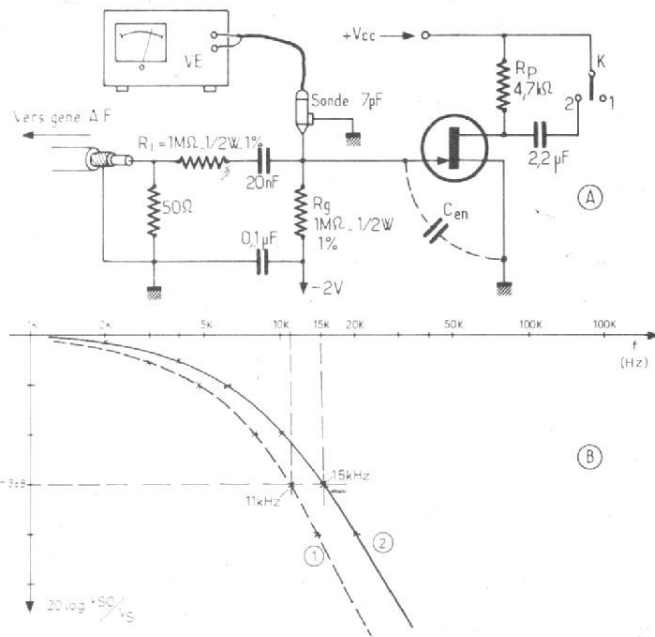


Fig. 9. - Mesure des capacités d'entrée C_{in} et de réaction C_r .

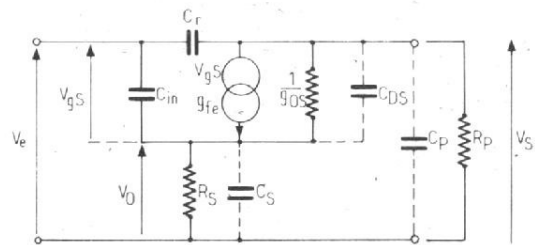


Fig. 10a. - Schéma équivalent dans le cas d'une contre-réaction d'intensité de source.

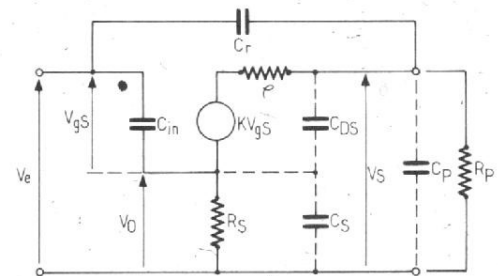


Fig. 10b. - Schéma équivalent mis sous la forme d'un générateur de Thévenin.

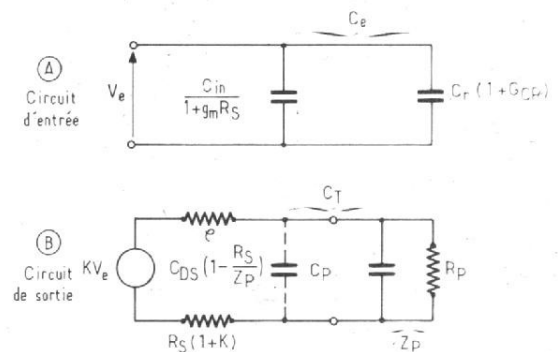


Fig. 11. - Circuits équivalents pour $C_s = 0$; C_r comprend C_p et l'effet de capacité interne C_{DS} .

et $V_s \neq G_m R_p V_{gs}$

si l'on néglige C_{DS} , C_p et C_s et si G_{os} est jugé suffisamment faible.

Le gain total prend la valeur :

$$G_{CR} = \frac{V_s}{V_e} \neq \frac{G_m R_p}{1 + G_m R_s}$$

En simplifiant, nous avons escamoté la conductance interne G_{os} ; si nous utilisons la représentation qui met en évidence ρ et K on obtient une formule plus rigoureuse

$$G_{CR} = \frac{K R_p}{\rho + R_p + R_s (1 + K)} \quad (\text{fig. 10B})$$

On constate que la formule du gain possède un dénominateur accru d'une résistance supplémentaire $R_s (1 + K)$: la **résistance de sortie « drain » est augmentée d'une grandeur non négligeable**, vue la valeur élevée de K (voir figure 11B).

A l'entrée, la capacité de « porte » subit une réduction apparente par suite de l'effet de contre-réaction d'émetteur évoqué ci-dessus.

Ainsi C_{in} est divisé par $1 + G_m R_s$ soit avec :

$$G_m = 4 \text{ mA/V et } R_s = 470 \Omega$$

$$C'_{in} = \frac{13,5}{1 + 4 \cdot 0,47} = 4,7 \text{ pF} \quad (\text{fig. 11A})$$

De même, l'effet Miller se trouve réduit puisque le gain entrée/sortie a baissé :

$$G_{CR} \neq \frac{4 \cdot 4,7}{1 + 4 \cdot 0,47} \neq 6,5$$

On trouve un résultat pratique très voisin, sur la figure 5 ($G_{CR} = 6,7$).

Dans ces conditions, la capacité due à l'effet Miller s'élève à (voir fig. 11A) :

$$C'r \neq 0,47 (1 + 6,5) = 3,5 \text{ pF}$$

La capacité d'entrée de porte s'élève à

$$C_e = 4,7 + 3,5 = 8,2 \text{ pF}$$

au lieu des 22 pF trouvés sans contre-réaction. Nous aurions trouvé le même résultat en divisant directement la capacité globale de 22 pF par le fac-

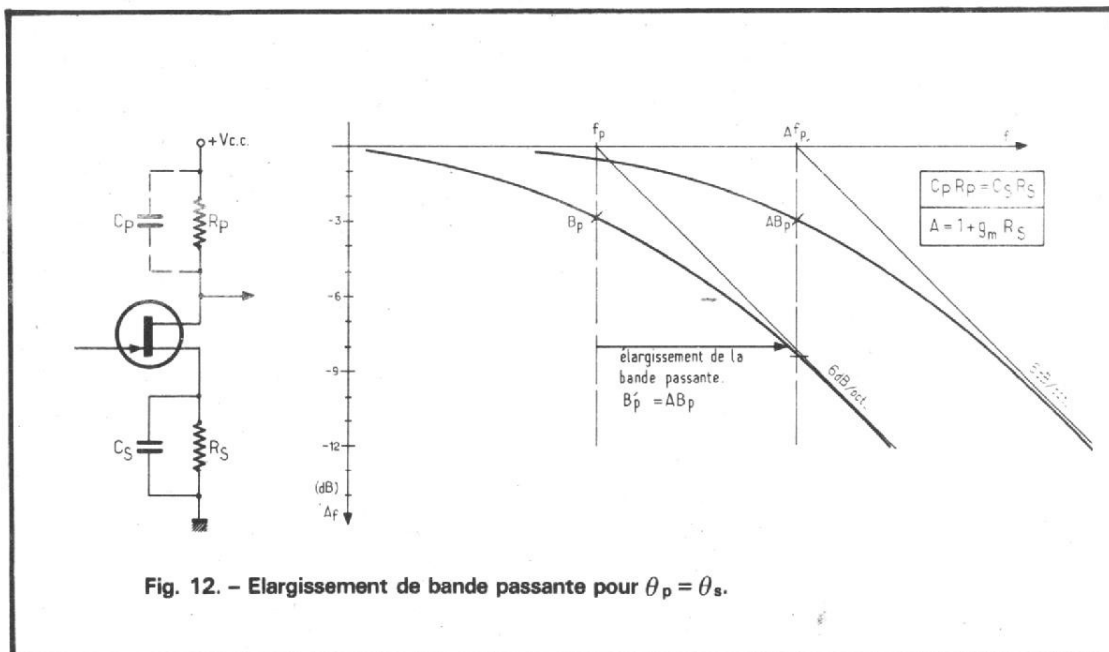


Fig. 12. - Elargissement de bande passante pour $\theta_p = \theta_s$.

teur de contre-réaction « $1 + G_m R_s$ ». Notons que ce facteur peut aussi s'écrire « $1 + \alpha G$ » avec $\alpha = R_s/R_p$. Nous retrouvons, ici, les propriétés classiques de la contre-réaction. Pour la sortie « drain » le problème est un peu plus complexe, notamment pour la capacité de sortie. Cette dernière doit être, en effet, partagée en deux parties distinctes : celle C_{DS} qui résulte de la structure « drain-source » et celle, C_p , qui apparaît à l'extérieur du transistor.

Un calcul élémentaire donne l'équivalence $C_{DS} (1 - R_s/Z_p)$ pour la composante interne au TEC ; si la fréquence de travail reste inférieure à la fréquence quadrante de sortie, on peut assimiler Z_p et R_p ce qui, avec les valeurs proposées, donne ici environ $0,9 C_{DS}$. La capacité de sortie ne varie donc pas beaucoup, compte tenu du fait technologique que C_{DS} reste voisin du pF, valeur faible devant celle existant à la sortie sous forme répartie dans les connexions. Ces remarques se révèlent d'une importance capitale car, si l'on observe le schéma équivalent de la figure 11B, on remarque que :

1) La **résistance de sortie « drain » avec contre-réaction est plus forte que celle sans contre-réaction :**

$$\rho + R_s (1 + K) \text{ en parallèle}$$

sur R_p au lieu de ρ en parallèle sur R_p .

2) La **capacité de sortie C_T reste peu différente de $C_{DS} + C_p$.**

La **fréquence quadrante doit normalement décroître**. L'essai de la figure 5b révèle en effet une réduction de la bande passante $f_2 = 1,6 \text{ MHz}$ (au lieu de $1,7 \text{ MHz}$), ceci justifie cela ; d'ailleurs, la contre-réaction de type série (ou d'intensité...) n'améliore pas la bande passante, **dès lors que la capacité de sortie est localisée à l'extérieur du quadripôle.**

Notons qu'il n'en est pas de même avec les transistors **bipolaires** car la proportion de capacité C_{oe} interne à la jonction s'avère nettement plus grande ; avec ces semi-conducteurs, il n'est pas facile de définir à l'avance les avantages ou les défauts apportés par la contre-réaction série.

CORRECTION VIDÉO-FRÉQUENCE

Le montage à contre-réaction d'intensité peut néanmoins servir de base à une correction vidéo intéressante : il suffit de disposer aux bornes de R_s une capacité de faible

valeur (fig. 5e). Le but poursuivi est simple : la contre-réaction est réduite progressivement à mesure que le gain de la sortie a tendance à décroître par l'action de la capacité C_p .

En toute rigueur, le gain a pour expression les impédances de « drain Z_p » et de « source Z_s ». En remplaçant ces grandeurs par leurs formes imaginaires, on obtient une loi assez complexe et dont l'étude asymptotique aboutit à une fonction du 2^e degré.

Selon la constante de temps de « source », on peut obtenir, en effet, une remontée de gain par rapport au gain avec contre-réaction. Ceci s'explique par le fait que C_s découple R_s plus tôt en fréquence que ne le fait C_p par rapport à R_p : la contre-réaction est donc réduite. Nous en voyons un exemple figure 5d avec $C_s = 1 \text{ nF}$. Par contre, pour une capacité C_s plus faible, la courbe devient plus plate, voir figure 5c ($C_s = 220 \text{ pF}$).

La théorie peut se simplifier en admettant implicitement $R_p C_p = C_s R_s$, auquel cas, le gain prend la valeur plus simple :

$$G_{CR} = \frac{G_o}{A (1 + j \frac{X_p}{A})}$$

avec : $G_o = G_m R_p$, $A = 1 + G_m R_s$, $X_p = R_p C_p \omega$

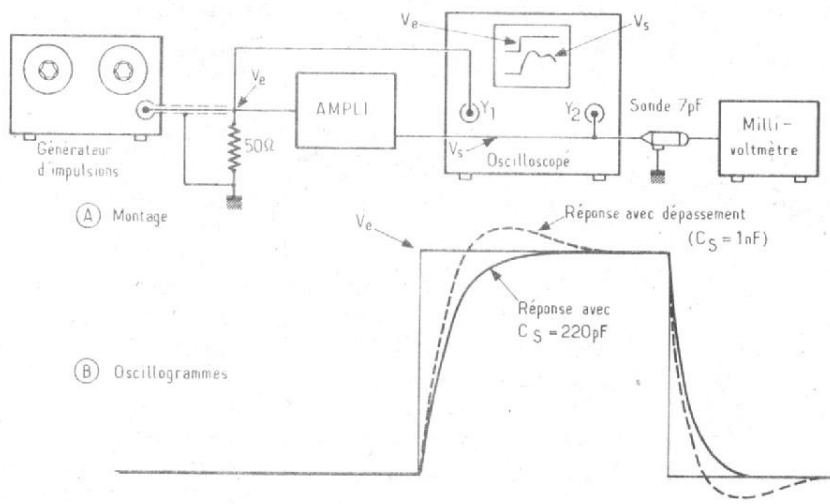


Fig. 13. - Contrôle de l'étage en signaux rectangulaires.

On s'aperçoit que la fréquence quadrante normale

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_p C_p}$$

vue sans correction vidéo se trouve multiplié par le facteur de réaction

$$A = 1 + G_m R_s$$

Ici, nous avons

$G_m = 4 \text{ mA/V}$ et $R_s = 470 \Omega$, ce qui nous donne $A = 1,88$ d'où :

$$f_q = A f_q = 1,88 \times 1,6 = 3 \text{ MHz}$$

Nous obtenons bien, en f_3 , le résultat souhaité pour $C_s = 220 \text{ pF}$, valeur pour laquelle on a bien l'identité des

constantes de temps de « drain » et de « source » (on rappelle que $C_p = 22 \text{ pF}$ avec la sonde du millivoltmètre branché sur le drain). Avec $C_s = 1 \text{ nF}$, la fonction gain devient nettement plus compliquée et d'autres simplifications doivent être envisagées dans les relations imaginaires.

Il est normalement plus aisé de contrôler le fonctionnement d'un étage vidéo au moyen d'une impulsion rectangulaire. Le montage est alors celui de la figure 13A dans lequel le générateur d'impulsions est convenablement adapté sur 50Ω (liaison coaxiale).

L'oscilloscope bicourbe présente deux voies verticales de 10 MHz de bande passante (au moins !). Le millivoltmètre à sonde est maintenu en sortie « drain », afin de respecter la charge capacitive des autres essais ($\gamma_e = 7 \text{ pF}$).

On obtient des oscillogrammes avec ou sans dépassement selon la capacité C_s (voir figure 13B).

Pour le projet de l'étage, il faut recourir aux courbes de la figure 14 : elles représentent la réponse de l'étage compensé par une correction de « source », à l'application d'un échelon unité. Pour simplifier la théorie symbolique employée (voir formules : figure 14), il est admis la simplification suivante :

$$K = 1 + G_m R_s = 2$$

donc :

$$R_s = \frac{1}{G_m}$$

La polarisation du TEC est donc choisie en conséquence (voir système de polarisation variable de la figure 2).

Disons tout de suite qu'on ne respecte pas cette condition dans les essais pratiques de la figure 5 car $G_m R_s = 1,88$. Les différences sont peu sensibles, fort heureusement.

Les courbes de la figure 14 nous renseignent sur la réponse en transitoire et sur les possibilités d'élargissement de bande passante.

L'inverse des paramètres, T/θ obtenus pour le passage à 63 % (avec $\alpha = 0,5, 1, 2$, etc.) donne l'élargissement de bande passante.

Exemple : pour $\alpha = 1$ (iden-

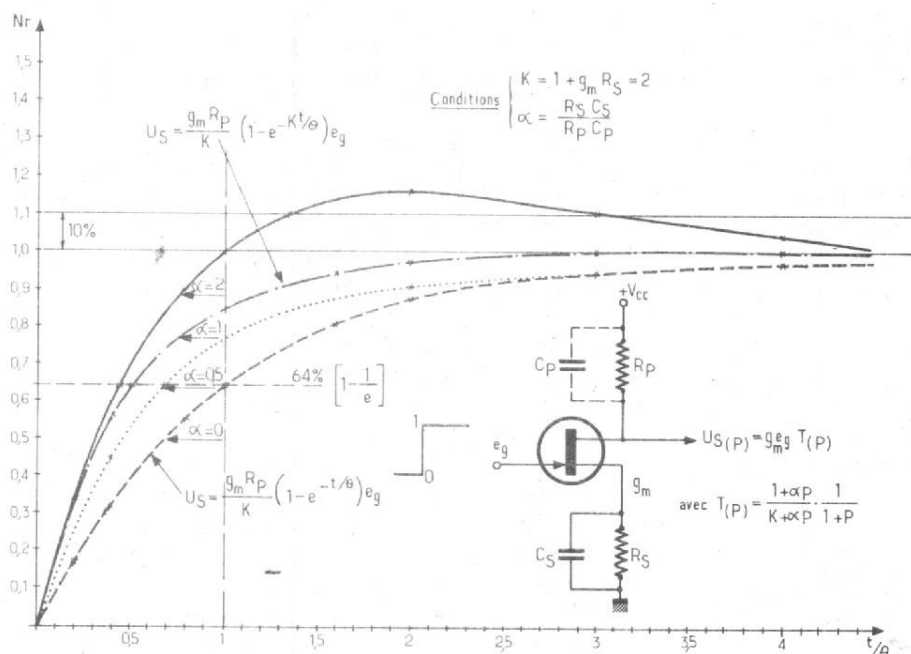


Fig. 14. - Etude en transitoire de l'étage compensé par la sortie « source ».

tité des constantes de temps), nous aurons :

$$t_f = 0,52$$

l'où :

$$f_q = \frac{1}{0,52} f_q = \frac{1,6}{0,52} \approx 3,07 \text{ MHz}$$

Soit le même résultat que précédemment, aux erreurs d'interprétation près.

La courbe $\alpha = 1$ n'apporte pas de dépassement. La courbe $\alpha = 2$ dépasse largement le niveau 100 %. La cote maximale donne, sans la situer en fréquence, l'amplitude du dépassement : 1,14 soit environ 1 dB. Ce résultat est différent de celui obtenu figure 5d car, pour cette courbe, $\alpha = 4,5$ et $G_m R_s \neq 1$; aucune comparaison n'est possible...

Signalons, pour finir, que la transition « courbe plate »/« courbe avec dépassement » s'opère pour

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,16$$

MONTAGE « DRAIN-COMMUN »

Le montage séparateur par excellence est celui qui n'amplifie pas et qui présente une bande passante très large. Le montage « drain-commun » répond à cette exigence (fig. 15A).

Ce montage présente une faible capacité d'entrée car la capacité C_{en} (voir schéma équivalent figure 15b) est réduite par l'effet Miller inverse :

$$C'_{en} = C_{en} (1 - G_o)$$

Comme $G_o < 1$ mais voisin de 1, la capacité résultante s'avère nettement plus faible. Ainsi, si $G_o = 0,9$, $C'_{en} = 0,1 C_{en}$.

Pour connaître le gain, il faut considérer le schéma équivalent vu de la sortie (fig. 5C), schéma qui découle

du courant de sortie traversant la charge R_s :

$$i_s = \frac{G_m U_e}{1 + (G_s + G_m) R_s} = \frac{K U_e}{\rho + R_s (1 + K)}$$

En divisant haut et bas par $K + 1$, on aboutit à une représentation qui résume les propriétés du montage. En effet, on a :

$$V_s = R_s i_s = \frac{K}{K + 1} U_e R_s \frac{\rho}{K + 1 + R_s}$$

$$\text{Comme } K = \frac{G_m}{G_s}$$

$$= 410^{-3} \cdot 4510^3 = 180$$

on a, sensiblement,

$$G_o = \frac{R_s}{R_s + \frac{\rho}{K + 1}} \text{ (fig. 15c)}$$

$$\text{Pour } \rho = \frac{1}{G_s} = 45 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } R_s = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$\text{il vient : } G_o \approx 0,9.$$

La résistance de sortie du montage est par ailleurs fai-

ble : R_s en parallèle sur $\rho/K + 1$ soit $R'_s = 237 \Omega$.

Le montage a donc une bande passante naturellement grande :

$$f_q = \frac{1}{2 \pi C_s R'_s} \approx 42 \text{ MHz}$$

si $C_s = 16 \text{ pF}$ (voir fig. 15 D).

Notons que le relevé d'une telle courbe s'avère délicat car la moindre connexion peut s'accorder avec les capacités parasites. C'est, d'ailleurs, le cas à 80 MHz, au niveau de la sortie. Cette résonance a lieu dans la sonde de mesure car ses limites de fonctionnement se situent vers 100 MHz. A l'entrée, aucune résonance n'apparaît les impédances étant amorties par la charge de 50Ω de la liaison.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

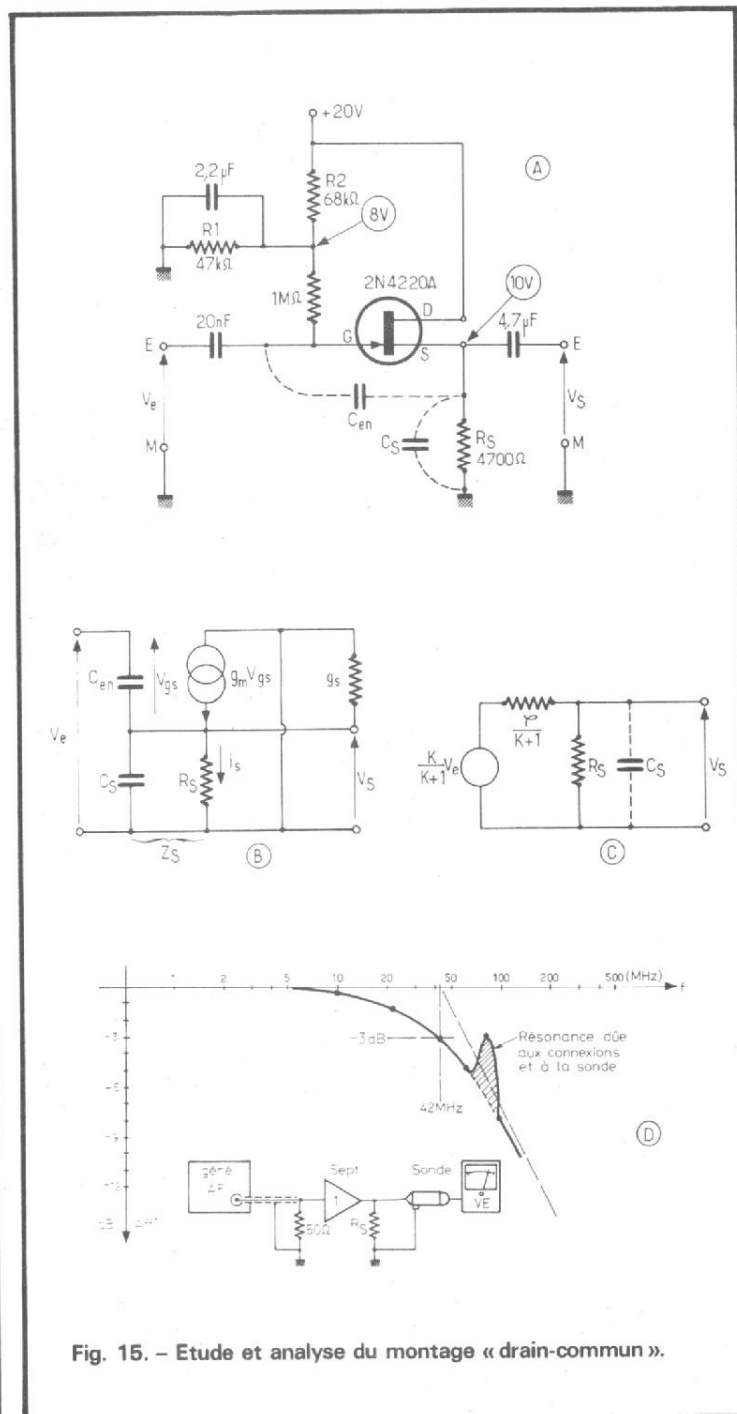
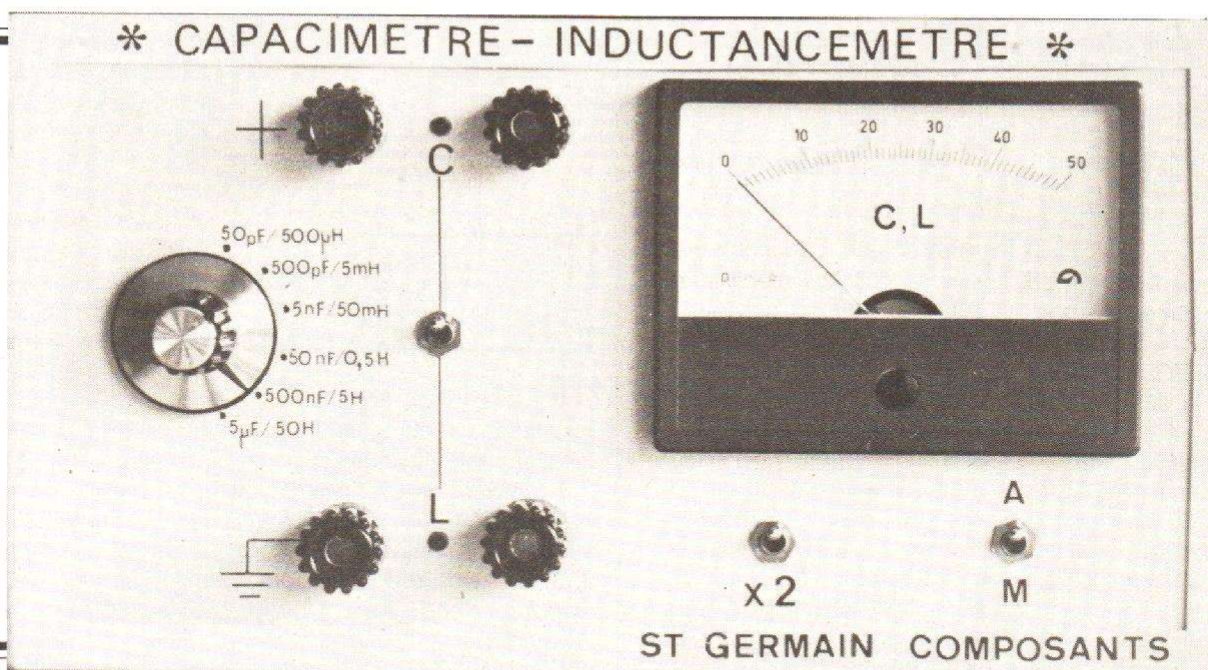


Fig. 15. - Etude et analyse du montage « drain-commun ».

UN CAPACIMETRE INDUCTANCEMETRE



A LECTURE DIRECTE

On sait qu'en électronique la connaissance de la valeur des trois éléments essentiels que sont les résistances, les capacités et les coefficients de self-inductance est fondamentale pour mener à bien une petite étude d'application avec quelques chances de succès.

Le multimètre d'atelier, connecté en ohmmètre donne, en général avec assez de précision, la valeur d'une résistance située dans la gamme courante. Une méthode aussi simple n'est pas mise à la disposition de l'amateur qui désire mesurer un condensateur ou une inductance. Nous avons eu l'occasion, dans un précédent article (voir H.P.

n° 1567, pages 206 à 212) de traiter le cas de la mesure directe de la capacité d'un condensateur; nous l'étendons cette fois-ci au cas des self-inductances, dans un appareil unique, plus précis, qui pourra être construit de façon modulaire.

Ainsi la connaissance rapide des paramètres C et L sera d'un grand secours aux amateurs de BF désirant réaliser des filtres, contrôler des transformateurs, trier ou comparer des composants, etc.

Toujours dans un souci de simplicité et de facilité de réalisation, nous proposons au lecteur un choix de montages adaptés à sa compétence et à ses moyens techniques et

financiers. La calibration, de même que la mise au point restent à la portée de l'amateur disposant d'un matériel modeste.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

1) MESURE DE LA CAPACITÉ D'UN CONDENSATEUR :

Le schéma est celui de la figure 1 A.

On dispose d'une source de tension alternative efficace E, de fréquence F et ayant une résistance interne très faible ρ .

Cette source alimente le condensateur à mesurer Cx monté en série avec une résistance r de faible valeur.

Le courant i_1 circulant dans le circuit est égal à :

$$i_1 = E/Z_1$$

où Z_1 est l'impédance correspondant à la mise en série de ρ , Cx et r.

$$Z_1 = \sqrt{(\rho + r)^2 + \frac{1}{(2\pi FCx)^2}}$$

On choisira $1/2\pi FCx \gg (r + \rho)$. Soit par exemple : $\rho = 100\ \Omega$, $r = 100\ \Omega$, $Cx = 5\text{ nF}$ et $F = 2\text{ kHz}$ (valeurs typiques), on obtient : $1/2\pi FCx = 15\ 923\ \Omega$ et $R + \rho = 200\ \Omega$.

Ce qui montre que l'on peut effectivement négliger la valeur de la somme des résistances devant la réactance du condensateur à mesurer.

On peut donc écrire :

$$i_1 = 2\pi F C x E$$

La tension V_1 est mesurée aux bornes de la résistance r au moyen d'un millivoltmètre alternatif. On a la classique relation :

$$V_1 = r i_1 = 2\pi r E F C x \text{ ou } V_1 = k_1 E F C x$$

$$(k_1 = 2\pi r)$$

On voit que la déviation du millivoltmètre est proportionnelle à E , F , et Cx . Si l'on fixe E et F , on obtient une relation linéaire entre la déviation du millivoltmètre et la valeur de la capacité mesurée.

2) MESURE DE LA VALEUR D'UNE INDUCTANCE :

Le schéma est celui de la figure 1 B.

La source de tension a les mêmes caractéristiques que précédemment.

Dans ce cas, on dispose une résistance R de forte valeur en série avec Lx , l'inductance à mesurer, comme le montre la figure.

Le courant i_2 obtenu est égal à :

$$i_2 = E/Z_2$$

où Z_2 est l'impédance correspondant à la mise en série de ρ , R et Lx .

$$Z_2 = (R + \rho)^2 + (2\pi F Lx)^2$$

Si $R + \rho \gg 2\pi F Lx$, on peut écrire :

$$i_2 = \frac{E}{R + \rho}$$

$$\text{ou } i_2 = E/R \text{ si } R \gg \rho$$

A titre d'exemple, on pourrait avoir : $\rho = 100 \Omega$, $R = 100\,000 \Omega$, $Lx = 50 \text{ mH}$ et $F = 2 \text{ kHz}$ (valeurs typiques) ce qui donne : $2\pi F Lx = 628 \Omega$ et $R = 100 \text{ k}\Omega$. Cela

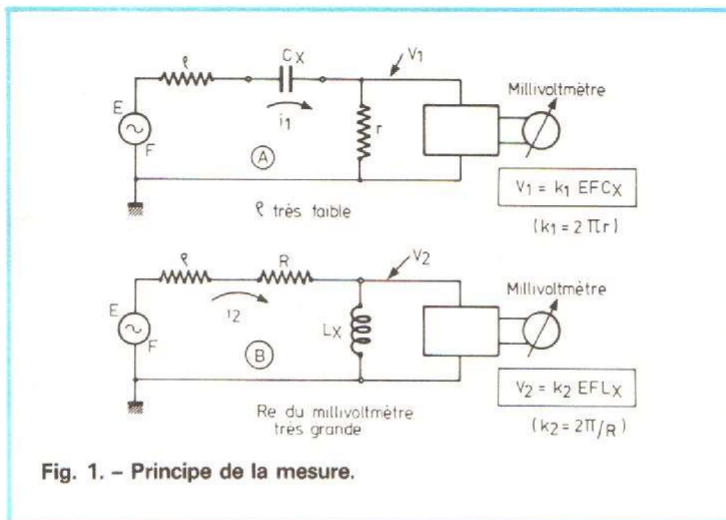


Fig. 1. - Principe de la mesure.

montre que l'on peut écrire que le courant est pratiquement constant et défini par la résistance R (avec E fixe).

Dans ces conditions, on peut écrire l'expression de la tension V_2 aux bornes de Lx soit :

$$V_2 = i_2 \cdot 2\pi F Lx$$

$$= 2\pi/R (E F Lx) \text{ ou }$$

$$V_2 = k_2 E F Lx$$

$$(k_2 = 2\pi/R)$$

Ainsi, comme précédemment, on peut établir une relation linéaire entre le paramètre à mesurer, ici Lx et la déviation du millivoltmètre.

LA TENSION ALTERNATIVE D'ENTRÉE

Il existe deux possibilités : les signaux rectangulaires ou les signaux sinusoïdaux.

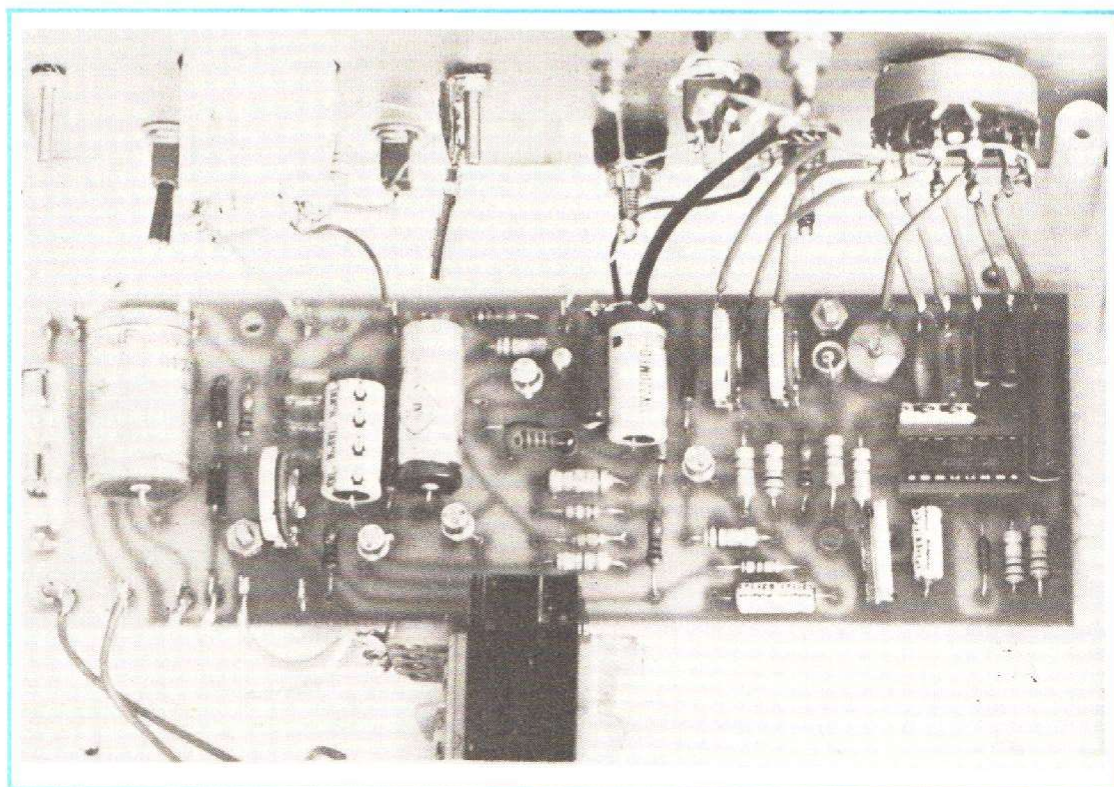
Les premiers sont relativement faciles à produire et à stabiliser en amplitude. Il n'y a donc pas de problème pour disposer d'une tension crête constante. La forme d'onde est toutefois difficile à maîtriser sur une plage étendue de fréquences, elle dépend, d'autre part, de l'élément à mesurer, ce qui nuit à la précision de la mesure d'autant

que la bande passante limitée de l'amplificateur de mesure peut également intervenir, et il est nécessaire de lui donner une structure particulière pour que sa réponse soit linéaire en valeurs de C ou L .

Les signaux sinusoïdaux sont plus difficiles à obtenir avec une certaine pureté et à réguler en niveau. Par contre, avec eux, on obtient une élimination quasi totale des effets secondaires dus à la forme d'onde. Jusqu'à 10 %, la distorsion harmonique n'affecte pratiquement pas la précision de la mesure. Par ailleurs, la structure de l'amplificateur de mesure est classique.

Nous avons donc délibérément choisi la solution la plus rationnelle qui fait appel aux signaux sinusoïdaux. Le problème le plus délicat à résoudre reste celui de la constance du niveau d'une gamme à l'autre. On verra plus loin que ce problème est résolu pour un exemple d'application et que, de toutes façons, on peut envisager un tarage, ce qui contourne la difficulté.

La fréquence du signal devra être particulièrement stable (10^{-3} toutes dérives confondues) pour ne pas entacher la mesure d'imprécision.



LE CHOIX DES GAMMES

Il est conditionné, d'une part par l'étendue des valeurs à mesurer, d'autre part par les limitations techniques ou technologiques du montage.

Les valeurs à mesurer sont définies par la pratique courante. Il sera implicitement admis que ce type de montage couvre les besoins de l'amateur dans le domaine allant des fréquences audio aux fréquences vidéo, pour lesquelles l'influence de la fréquence sur les éléments parasites reste faible (fuite HF des condensateurs, capacité répartie des inductances). Dans ces conditions, il est concevable de mesurer :

- de 10 pF à plusieurs microfarads pour les condensateurs,
 - de 100 μ H à plusieurs henrys pour les inductances,
- avec une précision espérée de 3 à 5 %.

Le cas des condensateurs de forte valeur (électro-chimiques de plus de 50 μ F, par exemple) est à examiner à part. En effet, la connaissance très précise de la valeur de la capacité ne s'impose pas ; en conséquence, pour ne pas compliquer l'appareil, ce domaine ne sera pas couvert, restant entendu qu'il existe d'autres moyens simples de contrôler ce type de composants.

Du côté des limitations techniques, on tiendra compte des difficultés d'utilisation des signaux à fréquence élevée : influence des capacités ou des inductances parasites sur le circuit de mesure, limitation de la bande passante de l'amplificateur de mesure ; à fréquence basse : lisibilité de l'appareil de mesure dont l'aiguille vibre ou dont la constante de temps est trop longue.

Le domaine des fréquences sera limité de 10 Hz à 200 kHz. La répartition des gammes se fera dans un rapport de 10, ce qui permet d'obtenir 5 gammes de 10 Hz à 100 kHz ou de 20 Hz à 200 kHz.

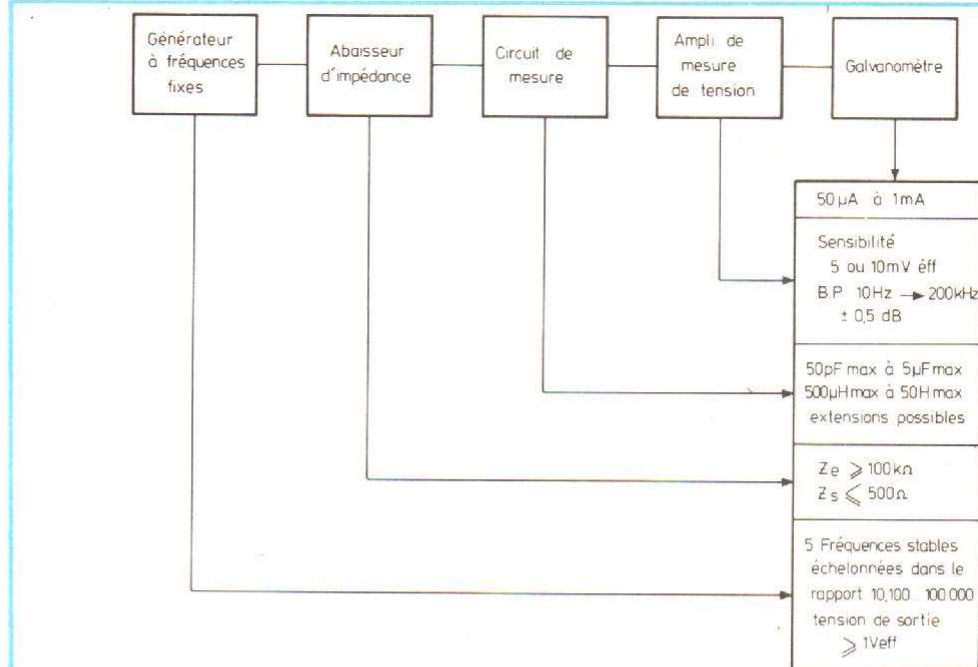


Fig. 2. — Conception modulaire du capacimètre inductancemètre (spécification générale).

On éliminera de la mesure les éléments de très mauvaise surtension comme les condensateurs présentant une résistance de fuite inférieure à 50 k Ω ou les inductances dont la résistance en continu est supérieure à 200 Ω . En effet, dans l'un ou l'autre cas, la mesure serait entachée d'une erreur importante.

CONCEPTION MODULAIRE DE L'APPAREIL

Pour résumer les spécifications générales de ce type d'appareil et mieux en faire comprendre sa composition, nous l'avons présenté sur la figure 2, suivant un diagramme découpé en cinq modules.

Le générateur à fréquences fixes sera constitué d'un circuit oscillateur délivrant cinq fréquences commutables aussi stables que possibles, échelonnées dans des rapports de 10. La tension de sortie sinusoïdale maximale sera égale ou supérieure à 1 V eff. Elle sera fixe dans le temps et d'une gamme à l'autre à mieux que 2 % ; elle sera ajus-

table si l'appareil possède une position tarage. La distorsion harmonique n'excèdera pas 10 %.

L'abaisseur d'impédance est un étage tampon dont le rôle est de permettre d'attaquer le circuit de mesure avec une impédance aussi faible que possible afin de maintenir une bonne précision quelle que soit la gamme ou la valeur de l'élément à mesurer, et éviter de changer les caractéristiques (tension, fréquence) du générateur à fréquences fixes. L'impédance de sortie sera très largement inférieure à 500 Ω pour une impédance d'entrée supérieure à 100 k Ω .

Le circuit de mesure, dont le principe a été présenté plus haut, est entièrement passif. Il reçoit l'élément à mesurer dans le domaine des valeurs définies plus haut. L'impédance d'entrée de ce circuit est moyenne (15 k Ω à 100 k Ω suivant l'utilisation). Son impédance de sortie est assez basse (100 Ω à 1 k Ω). Ce circuit comporte une commutation L/C et, éventuellement, une position tarage.

L'amplificateur de mesure de tension et le galvanomètre associé constituent un millivoltmètre à large bande. La sensibilité est de quelques millivolts efficaces pour une

bande passante allant de 10 Hz au plus à 200 kHz au moins à $\pm$ 0,2 dB. Le galvanomètre aura une déviation totale avec un courant de 50 μ A à 1 mA. Il sera d'une classe aussi précise que possible (1,5 de préférence).

La réalisation d'un tel appareil pourra donc se faire par étapes et, éventuellement, être fractionnaire. Ainsi, un amateur possédant un générateur BF à basse impédance et un millivoltmètre alternatif, se limitera à la construction du circuit de mesure. Tel autre qui ne possède qu'un brave contrôleur universel réalisera les quatre premiers modules et connectera la sortie de l'ampli de mesure à son contrôleur, sur le shunt convenable.

C'est en tenant compte de cette conception modulaire que nous avons entrepris la description des montages pratiques qui suivent.

UN CIRCUIT DE MESURE PASSIF

Ce circuit est présenté sur la figure 3 (schéma en 3 A et détails de réalisation en 3 B).

Associé à un générateur de bonne qualité et à un millivoltmètre stable à large bande ; il permettra de réaliser des mesures relativement précises pour une dépense vraiment minime. On trouvera, ci-après la grille de mesure de ce petit appareil :

F	Lmax	C _{max}
10 Hz	10 H	1 μ F
100 Hz	1 H	100 nF
1 kHz	100 mH	10 nF
10 kHz	10 mH	1 nF
100 kHz	1 mH	100 pF

Pour obtenir ces résultats, le générateur devra pouvoir fournir chacune de ces cinq fréquences avec une tension de sortie de 160 mV eff.

Le millivoltmètre (10 Hz à 100 kHz) aura une impédance d'entrée supérieure à 50 k Ω à toutes les fréquences citées, et une sensibilité à pleine échelle de 10 mV eff.

Le commutateur S_1 permet de mesurer des condensateurs (bornes C) ou des inductances (bornes L). Dans le premier cas, une résistance R_1 de 1 000 Ω est disposée en parallèle sur l'entrée du millivoltmètre, ce qui correspond bien au schéma de principe de la figure 1 A.

En position L, une résistance est disposée en série (R_2 de 9,4 k Ω , obtenue au moyen de deux résistances de 4,7 k Ω en série), ce qui donne la configuration du schéma de principe de la figure 1 B.

Le commutateur (double inverseur) S_2 permet de passer de la position tarage à la position mesure. Le tarage se fait en disposant une résistance R_3 de 15 k Ω entre la sortie du générateur et l'entrée du millivoltmètre fermée sur une résistance R_4 de 1 k Ω . En position mesure, ces deux résistances sont déconnectées. On notera qu'il n'est pas indispensable de retirer l'élément à mesurer pour passer en position tarage. Une version astucieuse utiliserait un inverseur à rappel dont la position de

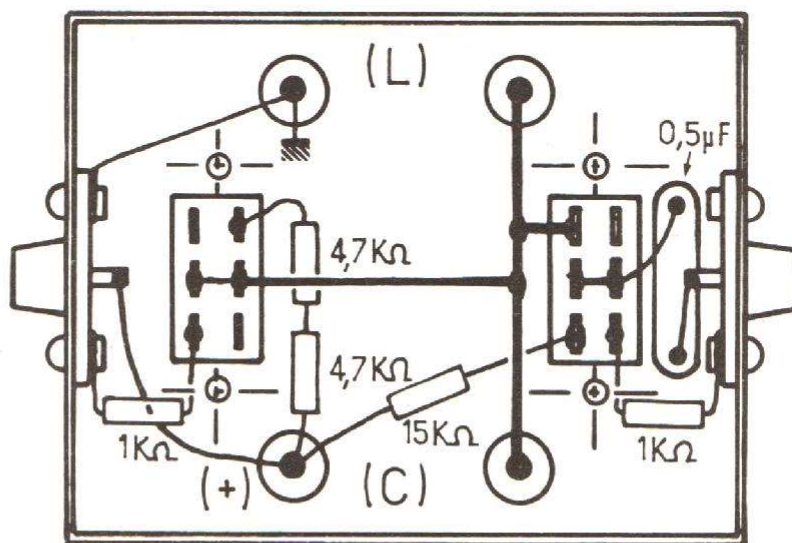
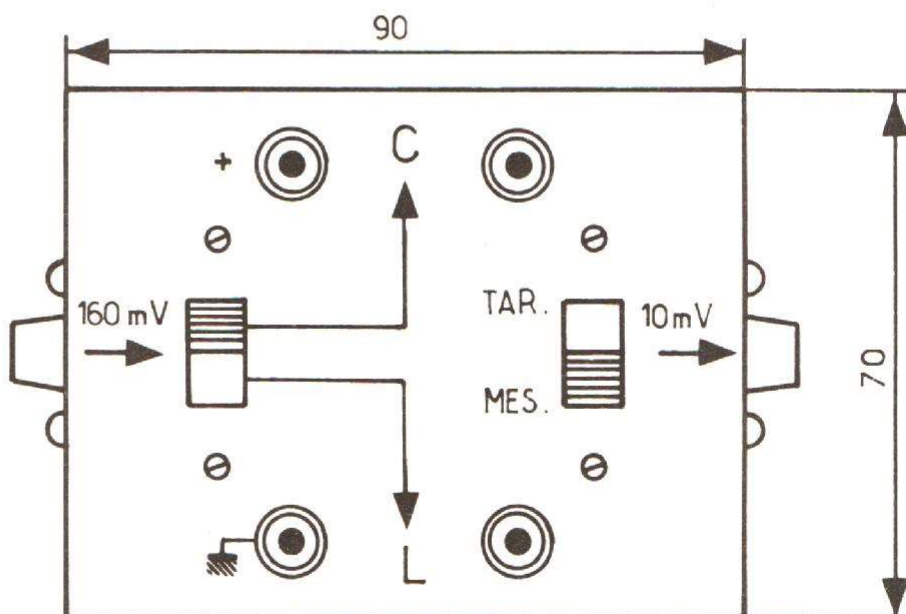
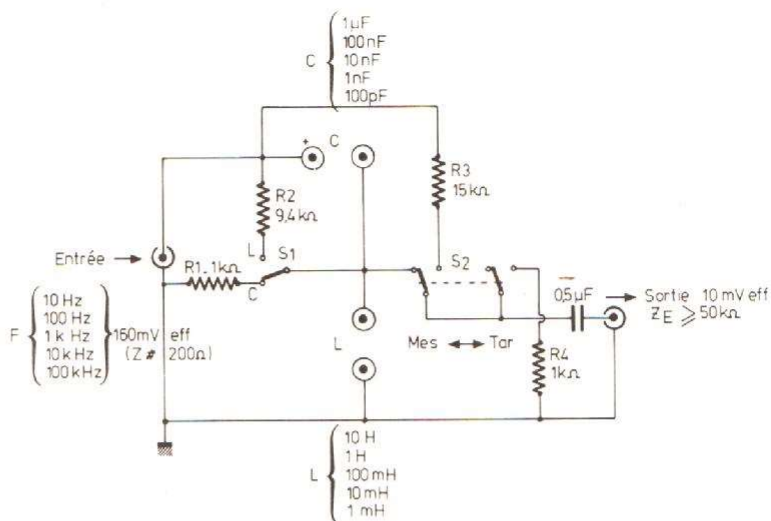


Fig. 3. - Circuit de mesure simple (à utiliser avec un générateur et un millivoltmètre).

Le coût de la réalisation par l'amateur d'un montage de ce genre est estimé à 50 à 70 F suivant l'origine des composants. Si l'amateur réalise lui-même le coffret et dispose déjà des composants la dépense est quasi nulle.

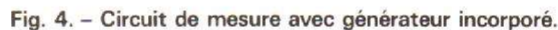
L'oscillateur, du type à dou-

Ce type de montage donne un signal propre et stable en tension et en fréquence.

L'alimentation, en version autonome, se fait à partir de quatre piles de 4,5 V. Une régulation de tension par diode zener est indispensable pour assurer la stabilité et la précision de la mesure. Un voyant à LED indiquera l'état

Le coût estimé de cet appareil est d'environ 250 F en version piles. Avec une alimentation secteur, il conviendrait d'ajouter une quarantaine de francs.

Pour adapter un moyen de mesure simple et économique au montage précédent, utilisant la même source d'alimen-



Pos.	F	$C_1 = C_2$	C_3	$C_{\max}$	$L_{\max}$
1	10 Hz	1 μF	2,2 μF	1 μF	10 H
2	100 Hz	0,1 μF	0,22 μF	100 nF	1 H
3	1 kHz	10 nF	22 nF	10 nF	100 mH
4	10 kHz	1 nF	2,2 nF	1 nF	10 mH
5	100 kHz	100 pF	220 pF	100 pF	1 mH

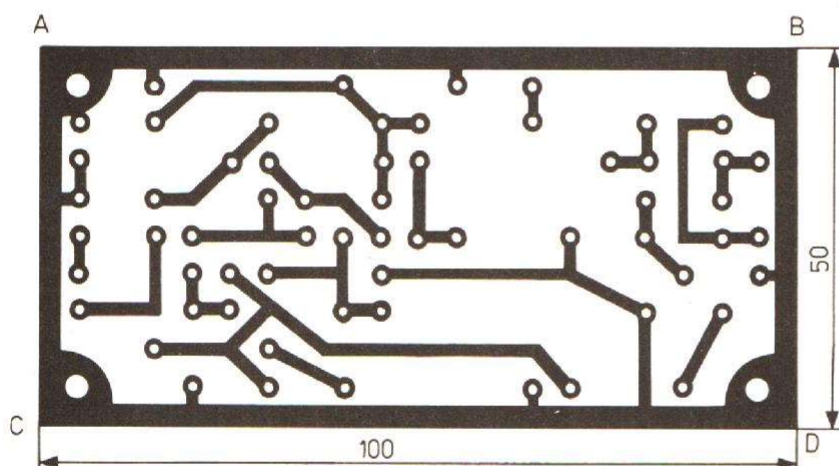
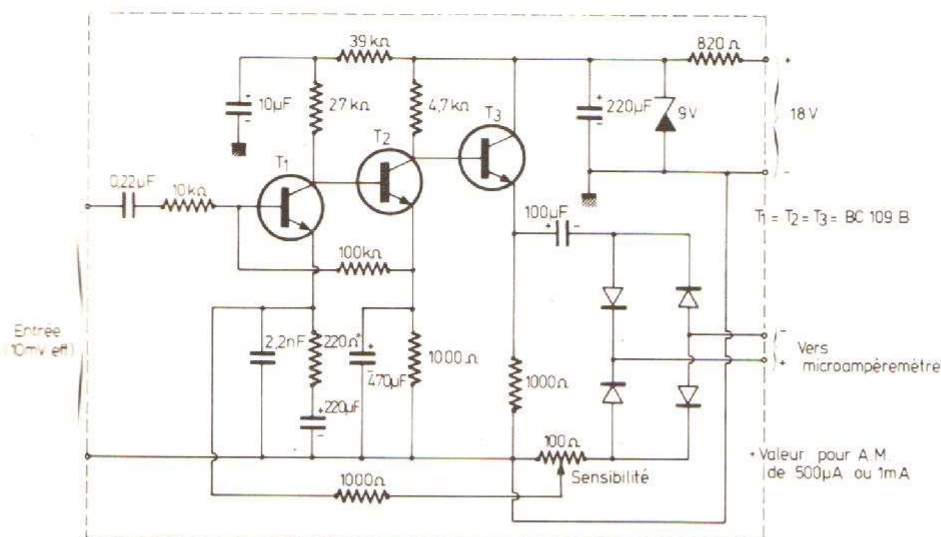


Fig. 5. - Millivoltmètre à large bande.

tation, il est préconisé de réaliser le millivoltmètre à large bande décrit sur la figure 5. Il comporte trois transistors BC109B, il est stable, peu fragile a une bande de 5 Hz à 300 kHz. Il peut être utilisé avec un micro-ampèremètre de 50 à 1 000 μ A ou un multimètre séparé. Pour la description du fonctionnement de cet appareil on se reportera à des articles antérieurs (par exemple H.P. n° 1490, pages 179 et suivantes).

La réalisation pratique de ce montage sur une carte imprimée de 50 x 100 mm ne présente pas de difficultés particulières. Le coût de la réalisation de la carte millivoltmètre est de l'ordre de 60 F (sans galvanomètre ni alimentation).

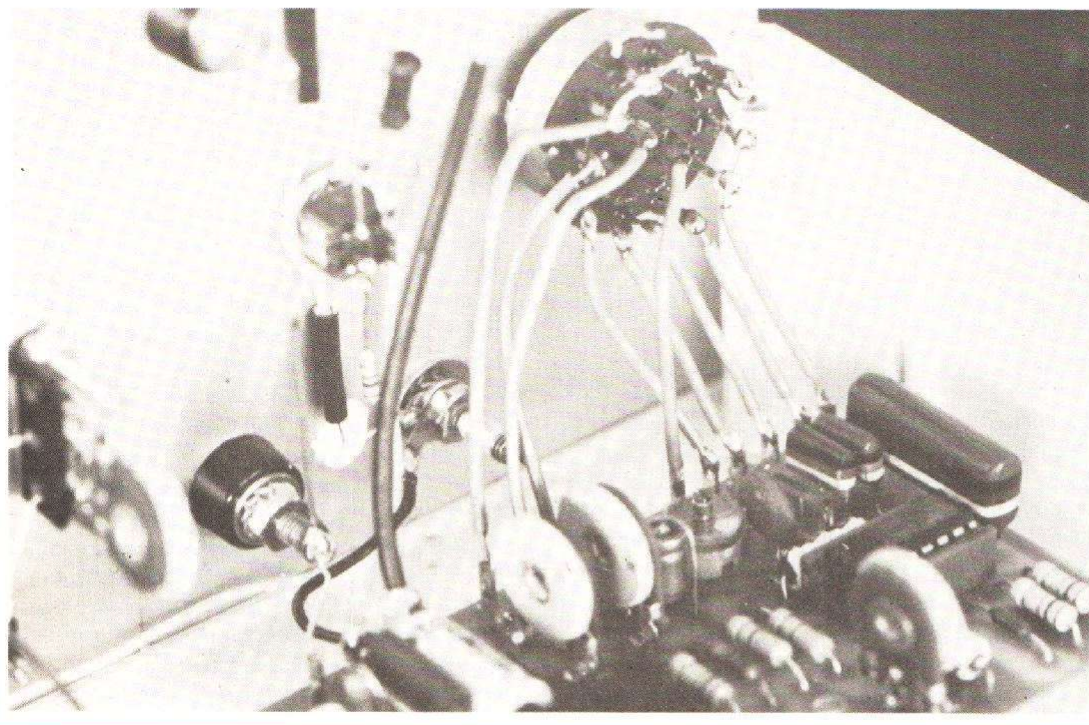
UN CAPACIMÈTRE INDUCTANCE- MÈTRE AUTONOME

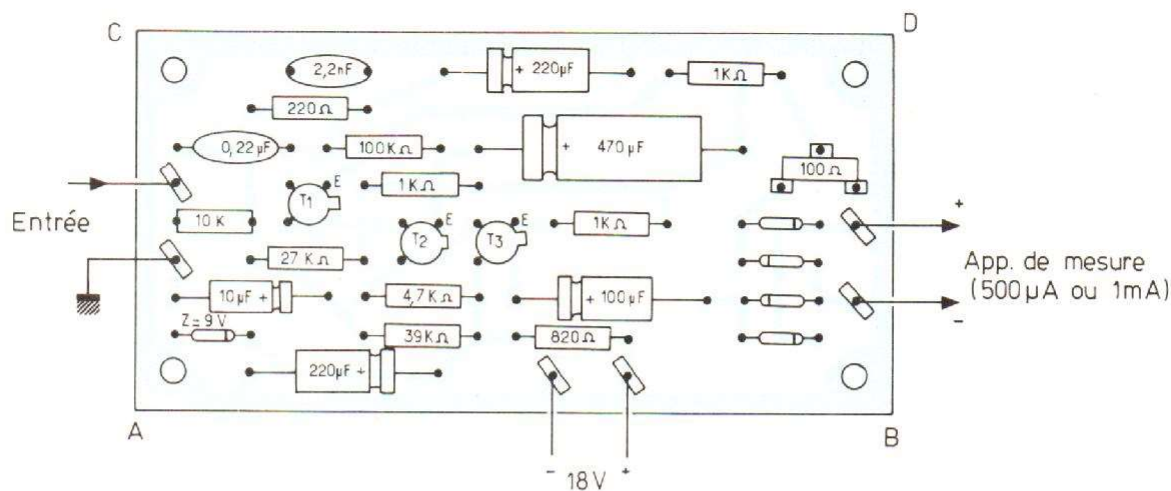
Pour l'exécution de mesures L/C fréquentes, rapides et précises, rien ne vaut un appareil autonome, peu encombrant et facile à mettre en œuvre.

C'est le cas de l'appareil que nous décrivons sur la figure 6. Il comporte son propre générateur, son circuit de mesure, son millivoltmètre et son alimentation incorporés dans un coffret de dimensions relativement modestes.

Le générateur utilise un circuit intégré XR2206P (générateur de fonctions) branché en oscillateur sinusoïdal. Ce circuit présente l'avantage de ne nécessiter qu'un condensateur (borne 5) et qu'une résistance (bornes 7 ou 8) pour définir une fréquence, ce qui simplifie la commutation. Par ailleurs la tension de sortie est auto-régulée par le circuit intégré lui-même.

On a prévu six gammes réparties sur cinq fréquences, de 20 Hz à 200 kHz. La fréquence 20 Hz couvre deux gammes : c'est la tension de





sortie qui est alors commutée sur 80 mV (gamme 1) ou 800 mV (gammes 2 à 6).

Pour tout détail relatif au circuit intégré, on se reportera aux articles consacrés à la description d'un générateur de fonctions (H.P. n° 1544, pages 211 et suivantes et n° 1548, pages 213 et suivantes).

La sortie est isolée du circuit par un étage séparateur-abaisseur d'impédance T_1 qui alimente le circuit de mesure. Comme la tension de sortie de l'oscillateur est stabilisée, il n'est pas nécessaire de prévoir un dispositif de tarage.

La résistance de mesure en position C est de 100 Ω , valeur plus faible que dans le cas précédent. La tension de mesure est de 5 mV eff.

En position L, la résistance série est de 100 k Ω . Un petit condensateur de 5 pF corrige l'effet d'affaiblissement dû aux capacités parasites du circuit de mesure.

Le millivoltmètre a la même structure que celui de la figure 5. Il utilise un galvanomètre de 500 μ A, mais pourrait parfaitement fonctionner avec une valeur différente. Une commutation de shunt permet de multiplier par deux la valeur lue sur le galvanomètre.

Les caractéristiques des six gammes obtenues sont indiquées sur le tableau de la figure 6.

L'alimentation secteur utilise un petit transformateur de 2 x 12 V au secondaire, ce qui donne environ +16 V après redressement et filtrage. On pourrait tout aussi bien utiliser quatre piles de 4,5 V montées en série.

Les composants de cet appareil sont, pour la plupart, rassemblés sur un circuit imprimé de 60 x 180 mm dont le dessin est indiqué sur la figure 6. L'ensemble est monté et câblé dans un coffret de 200 x 140 x 110 mm. Le

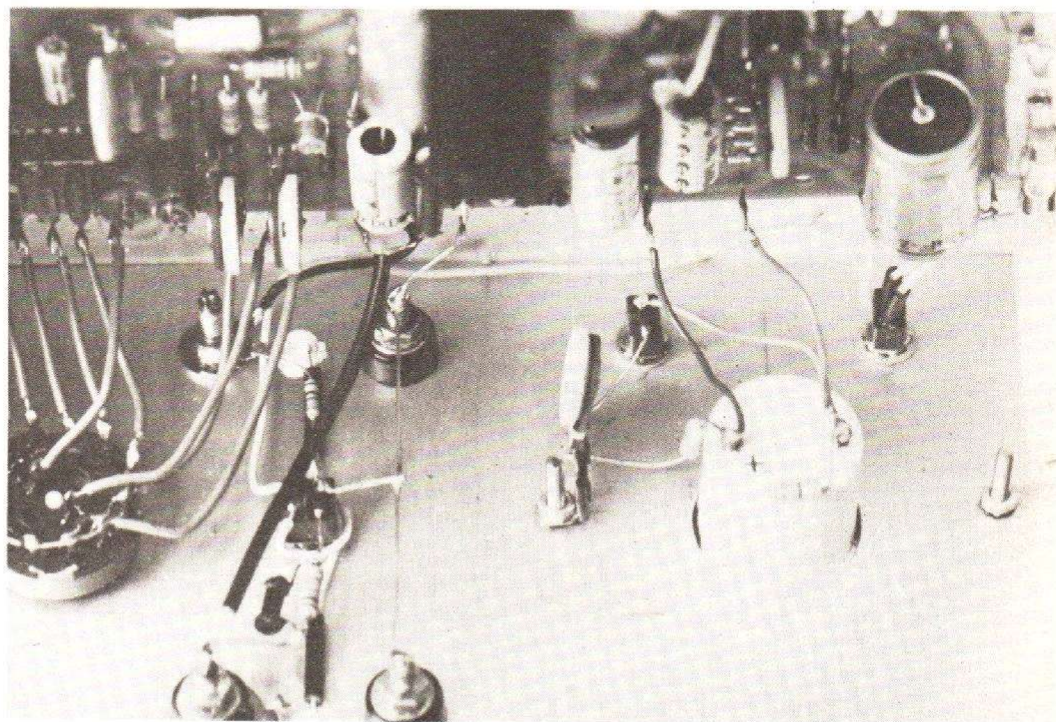
plan de câblage est présenté sur la figure 8. On notera que les sorties du circuit imprimé ont été implantées de façon à obtenir des connexions extérieures aussi courtes que possible.

L'indication du mode de fonctionnement (L ou C) est complétée par l'illustration de l'une des deux diodes LED situées entre les bornes de mesure. La commutation correspondante est obtenue par la moitié du double inverseur commutant le mode.

CALIBRATION

La précision de l'appareil dépend, bien entendu, de la façon dont il a été calibré.

On commencera par ajuster la sensibilité du millivoltmètre au moyen d'une tension de 5 mV eff. à 50 Hz. Pour obtenir cette tension, on réalise le montage diviseur montré sur la droite de la figure 6 : lorsque la tension mesurée en B par un multimètre est de 5 V eff.



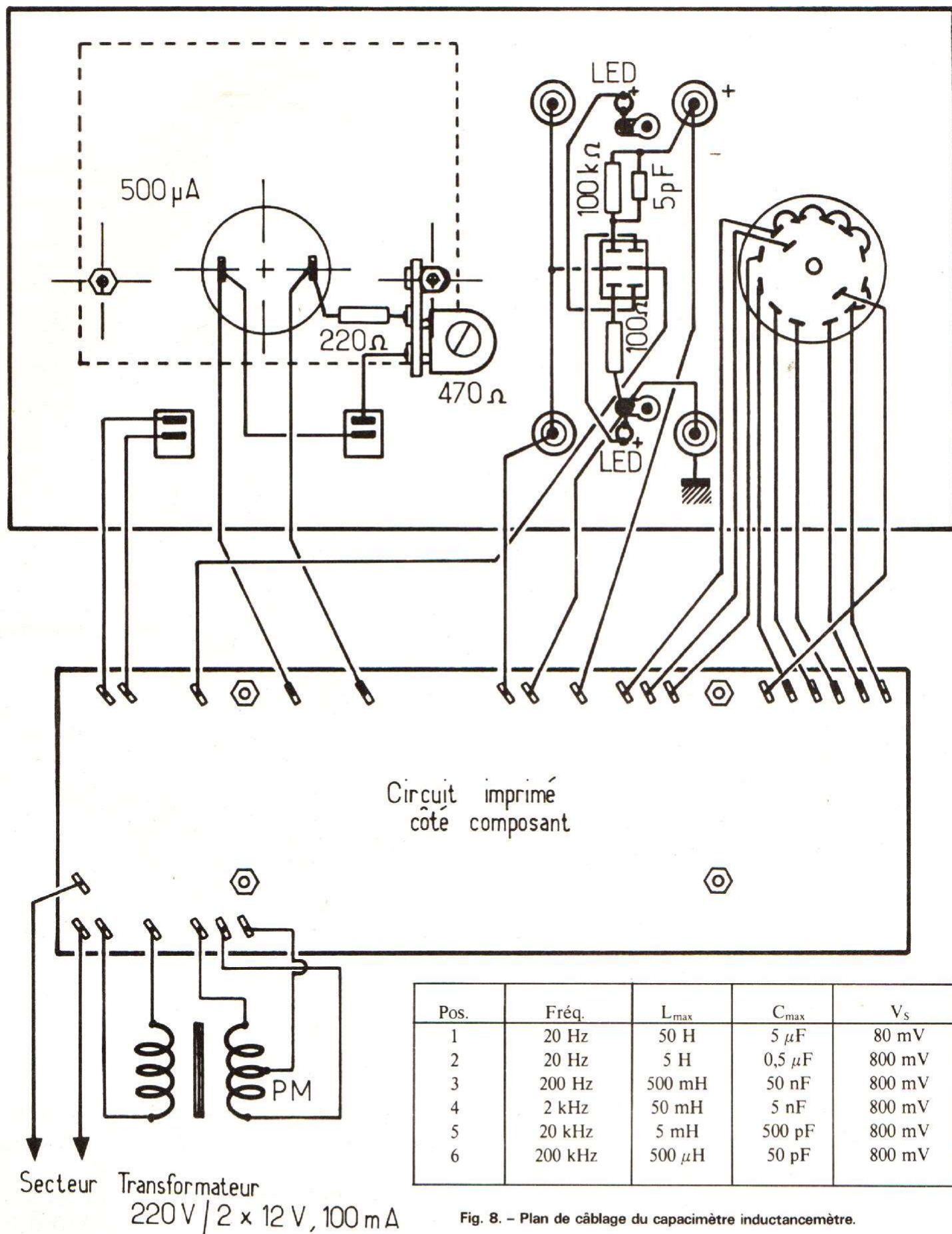


Fig. 8. - Plan de câblage du capacimètre inductancemètre.

nue d'une dizaine de volts se superpose, en effet au signal alternatif.

MODIFICATION DES GAMMES

L'utilisation d'un galvanomètre gradué de 0 à 100 (100 μ A par exemple) peut amener à employer une autre répartition des gammes, tout en utilisant les mêmes fréquences de 20 Hz à 200 kHz.

Ainsi la réduction à 5 du nombre de gammes simplifierait un peu l'appareil. Dans ce cas, la valeur irait de 100 pF à 1 μ F et de 1 mH à 10 H. Une extension à 5, par commutation de shunt porterait les valeurs extrêmes à 5 μ F et 50 Hz. Il est important de rappeler que l'on peut toujours s'adapter à un jeu de gammes particulier en changeant la tension, la fréquence, les résistances de mesure, la sensibilité du millivoltmètre ou les shunts du galvanomètre. Les formules indiquées plus haut restent valables. J.C.

NOMENCLATURE

1 coffret Vero réf. 25369/2
1 transformateur d'alimentation P: 110/220 V; S: 2 x 12 V, 100 mA min.
1 micro-ampèremètre 62 x 79 mm 100 μ A ou 500 μ A Weigand ou équivalent
1 commutateur rotatif 2 x 6 positions
4 bornes « universelles »
1 inverseur double miniature à bascule
2 interrupteurs simples miniatures à bascule
1 bouton à jupe avec index
1 cordon secteur 2 m avec prise moulée
1 circuit imprimé gravé 180 x 60 mm
25 picots à souder, pour circuit imprimé
1 support de fusible tubulaire pour CI
1 fusible tubulaire verre de 100 mA à fusion rapide

1 relais de câblage 3 cosses
1 support de circuit intégré DIL 16 broches
Décolletage divers
1 circuit intégré 2206CP
4 transistors BC109 B
4 diodes « signal » germanium
2 diodes silicium 1N4004 ou équivalent
1 diode zener 9,1 V
2 diodes LED rouges subminiatures
25 résistances 0,5 W 5 % soit :
2 x 100 Ω , 3 x 220 Ω , 7 x 1 k Ω ,
3 x 4,7 k Ω , 4 x 10 k Ω , 1 x 27 k Ω , 1 x 39 k Ω , 1 x 47 k Ω ,
3 x 100 k Ω
5 résistances ajustables soit : 1 x 100 Ω , 2 x 470 Ω , 2 x 4,7 k Ω
1 condensateur polyester 1 μ F (trié)
1 condensateur polyester 0,1 μ F (trié)
1 condensateur polyester 10 nF (trié)

1 condensateur polyester 1 nF (trié)
1 condensateur polyester 0,22 μ F (trié)
1 condensateur polyester 2,2 nF (trié)
1 condensateur céramique 47 pF
1 condensateur céramique 4,7 pF
1 condensateur ajustable miniature de 30 pF
3 condensateurs chimiques 1 μ F 63 V
1 condensateur chimique 4,7 μ F 25 V
1 condensateur chimique 47 μ F 12 V (tantale)
1 condensateur chimique 100 μ F 25 V
1 condensateur chimique 220 μ F 12 V
1 condensateur chimique 470 μ F 12 V
1 condensateur chimique 1 000 μ F 25 V.

ARGUS HI-FI

DES MILLIERS D'AMATEURS ATTENDAIENT UN VERITABLE CENTRE D'OCCASION
CONSACRE EXCLUSIVEMENT AU MATERIEL HIFI

ARGUS HI-FI est le seul à en faire sa spécialité

REPRISE ACHAT

VENTE COMPTANT

- Achat de tous matériels d'occasion au comptant (après expertise).
- Expertise et S.A.V. assurés par 9 techniciens (S.O.S. HIFI).
- Vente exclusivement de matériels d'occasions sélectionnés par nos techniciens (auditorium de compa-

raison de matériel neuf).

- Crédit CREG et CETELEM sur l'occasion.
- Installation gratuite de matériel d'occasion (Expédition Province).
- Toutes réparations hifi - radio - vidéo.
- Garantie totale 1 an pièces et main-d'œuvre.

• bourse d'échange • dépôt-vente • démonstration permanente •

ARGUS HI-FI

ACHAT-VENTE 878.45.85 +
RENSEIGNEMENTS IMMEDIATS

56, rue Rodier - 75009 Paris

ARGUS HI-FI

ACHAT RENSEIGNEMENTS VENTE
380.11.80 IMMEDIATS 380.61.43

28, rue de l'Armaillé - 75017 Paris

• OUVERT DE 9 H 30 A 19 H 30 SANS INTERRUPTION ET LE LUNDI DE 14 H A 19 H • NOCTURNES SUR RENDEZ-VOUS •

GENERATEUR DE SIGNAUX DE SYNCHRONISATION 625 lignes

La fonction réalisée par un récepteur de télévision consiste à transformer une énergie électrique en énergie lumineuse. S'il s'agissait de ne transmettre qu'un seul point bien déterminé d'une image fixe, le problème serait relativement simple puisqu'il suffirait de transmettre les variations de brillance de ce point déterminées en fonction du temps. En réalité, l'image à transmettre, projetée sur l'écran du tube cathodique, se trouve constituée par une infinité de points, chacun d'eux ayant une loi de variation lumineuse qui lui est particulière. Si l'œil humain a la possibilité d'examiner simultanément tous les points lumineux de l'image, contenus dans son champ visuel, le mode de reproduction électronique de cette dernière se contente d'analyser successivement

A la demande de nombreux lecteurs, nous allons détailler dans une série d'articles comment transformer un téléviseur en console de visualisation. Ce premier article détaille les circuits de synchronisation, puis seront analysés le générateur de caractères, les mémoires, adresses et interfaces ainsi que le modulateur.

Chaque sous-ensemble est conçu de façon modulaire, qui permettra l'installation des cartes dans un seul boîtier.

L'ensemble permettra d'inscrire sur l'écran TV des signaux musicaux, des signaux morse décodés, et même l'emploi en console de visualisation pour ordinateur.

tous les points de l'image pour les reproduire de la même manière. Si cette analyse est faite à une cadence suffisamment accélérée, l'inertie de l'œil donnera à l'observateur une impression de continuité.

Le système traducteur à la réception (le tube cathodique) va explorer tous les points de l'image les uns après les autres, et ceci suivant un ordre bien défini, produisant pour

chacun d'eux une brillance proportionnelle à celle du point examiné à l'émission. Quand il aura terminé son exploration, il recommencera, toujours suivant le même ordre, et cela indéfiniment. Il va de soit qu'à la réception, le reproducteur doit suivre fidèlement l'analyse de l'émetteur et procéder exactement dans le même ordre.

Le problème de la télévision

est donc double. Il consiste à reproduire exactement à la réception :

— La position dans le plan, de chacun des points de l'image transmise (exploration ou balayage).

— Les variations de luminosité de chacun de ces points en fonction du temps.

Tous les points de l'image sont donc explorés les uns après les autres, ceci suivant une loi bien déterminée que l'on a tout intérêt à choisir aussi simple que possible, afin de diminuer la complexité de réalisation des téléviseurs. La loi de déplacement la plus simple que l'on ait trouvée consiste à déplacer le spot lumineux qui parcourt l'écran du tube cathodique, de la même manière que se déplace le regard d'un lecteur sur la page d'un livre. Ses yeux parcourent la première ligne de la

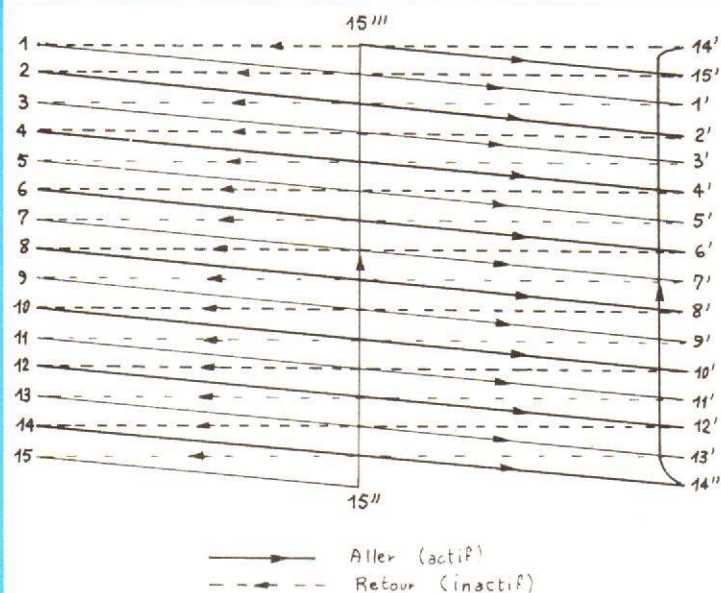


Fig. 1. - Balayage interligné. Le spot commence l'exploration en haut et à gauche (point 1) : il analyse la première ligne de 1 en 1'. Arrivé à cet endroit il retourne rapidement en 3, et ainsi de suite. Le retour en haut de l'image s'effectue en plein milieu de l'exploration de la ligne 15 dont la seconde partie se termine en haut et à droite de l'image. La ligne suivante sera examinée de 2 en 2'.

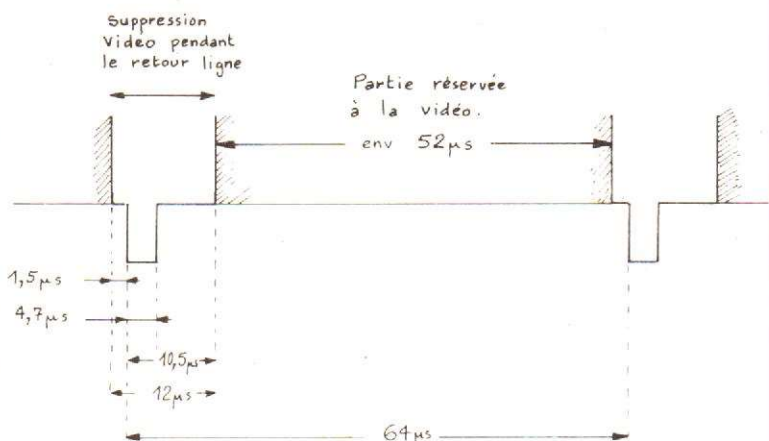


Fig. 2. - Représentation des signaux de synchronisation ligne, standard 625 lignes. Le signal de suppression de vidéo pendant le retour ligne débute 1,5 µs avant le flanc avant de l'impulsion de synchronisation.

page, lentement, de gauche à droite, puis reviennent rapidement de droite à gauche (car ce temps est improductif) pour parcourir la deuxième ligne, revenir rapidement, etc., jusqu'au bas de la page. A cet endroit, il se fait une remontée rapide à la première ligne de la page suivante pour recommencer le même mouvement.

Le spot lumineux sur l'écran du tube cathodique va se déplacer de façon identique, à cela près qu'il lira toujours la même page. Le spot lumineux va donc partir du bord supérieur gauche pour aller en droite ligne vers le côté droit. Cet aller est actif ; le spot analyse successivement tous les points de l'image qu'il rencontre sur cette ligne. Puis il retournera rapidement vers la gauche (ce retour étant inactif), pour parcourir une autre ligne, parallèle à la première, et située un peu plus bas. Retour rapide, puis troisième ligne, etc. etc.

Arrivé au bas de l'écran, il remontera rapidement pour recommencer, à partir du bord supérieur gauche, le même trajet, et ceci indéfiniment. Ce mode d'exploration s'appelle balayage simple. Comme le

retour de ligne, le retour d'image est une période inactive et s'effectue le plus rapidement possible ; il dure une fraction de la durée d'une image complète. Aussi bref que soit ce temps de retour image, il ne peut être instantané et il correspond à la durée de plusieurs balayages lignes.

Nous savons que pour que l'œil ait une impression de continuité, il faut que la fréquence image soit supérieure à 16 Hz. On a adopté, en général 25 images complètes par seconde. Toutefois, on s'est aperçu qu'une exploration simple à 25 images par seconde, tout en donnant au spectateur une impression de continuité, produisait une scintillation désagréable. Ce phénomène se rencontrait d'ailleurs lors des premières projections cinématographiques, ceci parce que la fréquence de répétition était trop proche de la fréquence de séparation de l'œil.

La solution adoptée pour pallier cet inconvénient consiste à employer la méthode dite d'interlignage. La représentation d'un balayage interligné est donnée sur la figure 1. Le spot part de

la position 1 pour se diriger vers la position 1' analysant ainsi la première ligne active. Arrivé en 1', il retourne en arrière rapidement jusqu'en 3, pour aller en 3', puis retourne en 5 pour se diriger vers 5'. En un mot, il saute une ligne sur deux pour arriver plus vite en bas de l'écran. On dit qu'il parcourt les lignes impaires, ou encore qu'il explore la trame impaire.

Arrivé en 15, il s'apprête à parcourir la dernière ligne, mais dès qu'il a atteint la moitié du trajet, il est ramené instantanément en haut, de 15'' à 15'''. Cela ne l'empêche nullement de continuer son trajet vers la droite, de 15''' à 15'. Lorsqu'il revient en arrière, il tombe automatiquement en position 2 et suit le trajet 2 à 2', puis de 4 à 4', puis de 6 à 6' etc. explorant cette fois les lignes paires ou encore la trame paire.

Quand il arrive en 14'', à la fin de la dernière ligne paire, et alors qu'il s'apprête à revenir vers la gauche, il remonte instantanément en 14' (l'amplitude de la remontée se trouvant chaque fois rigoureusement la même), si bien que lorsqu'il a effectué son retour,

il retombe automatiquement en position 1. La cadence dans le sens vertical a été doublée et l'on explore maintenant à 50 demi-images par seconde. Le phénomène de scintillation a disparu bien que la fréquence ligne n'ait pas changé, puisque l'on n'explore que la moitié des lignes pendant 1/50 de seconde. On comprendra facilement qu'il est nécessaire, dans ce procédé, que le nombre de lignes par image complète (deux demi-images successives) ne soit pas divisible par deux, autrement dit soit un nombre impair.

Le fonctionnement que nous venons de décrire est purement théorique, dans la pratique on peut remarquer une petite différence, car en réalité, les temps de retour (ligne et image) ne sont pas instantanés. Cela modifie quelque peu le diagramme de la figure 1 en ce sens qu'il existe plusieurs balayages lignes pendant la durée du retour image.

Pour assurer le synchronisme parfait entre l'analyse de l'image effectuée par la station d'émission et le déplacement du spot sur l'écran du téléviseur, celle-ci envoie, à la

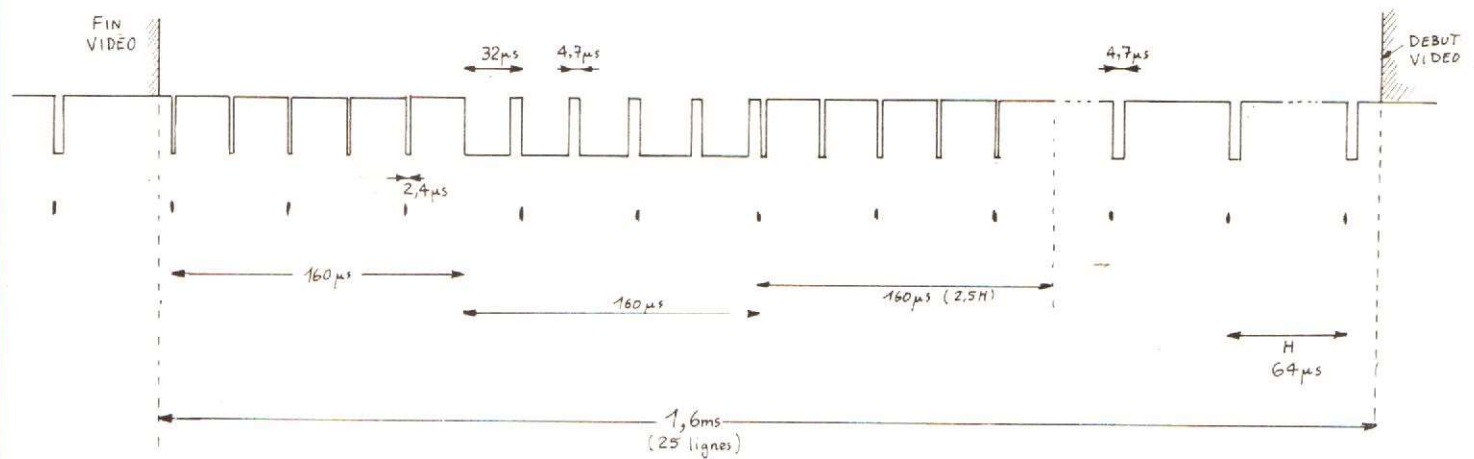


Fig. 3. - Signal de synchronisation image, standard 625 lignes. Il se décompose en trois parties : en premier on trouve cinq impulsions d'égalisation réparties sur $160 \mu s$, puis cinq tops images également répartis

sur $160 \mu s$ et enfin à nouveau cinq impulsions d'égalisation dont la durée totale est encore $160 \mu s$. Le signal de suppression vidéo pendant le retour image couvre 25 lignes (1,6 ms).

fin de chaque ligne et à la fin de chaque image des signaux de commande que l'on appelle signaux de synchronisation. Ce sont eux qui permettent d'assurer une parfaite simultanéité entre l'exploration de l'image effectuée à la station d'émission et sa reproduction sur l'écran du téléviseur. Ainsi, le spot reproducteur, commandé dans les deux sens, ne peut que suivre aveuglément le déplacement du spot émetteur. Ces signaux ne sont pas envoyés séparément mais mélangés aux signaux de vision (ou vidéo) de la représentation à transmettre. Pour pouvoir en effectuer aisément la séparation, on réserve à chacun une zone d'amplitude bien déterminée.

Les signaux de synchronisation prennent la forme d'impulsions rectangulaires, transmises au début de chaque retour, tant en ligne qu'en image. On trouvera, sur les figures 2 et 3, les représentations des signaux de synchronisation conformes au standard 625 lignes adopté en France. La Figure 2 donne le détail des tops de synchronisation ligne, tandis que la figure 3 montre les signaux nécessaires à la synchronisation de l'image. On remarquera que les cinq créneaux qui correspondent au top image sont précédés et suivis de cinq impulsions d'égalisation. Ces dernières sont destinées, entre

autres, à faciliter la séparation des signaux de ligne et d'image ; elles ont une durée deux fois plus faible que celle d'une impulsion de synchronisation ligne et leur fréquence de répétition en est le double.

L'interlignage est obtenu en plaçant le premier top de synchronisation de ligne (celui qui suit immédiatement les cinq impulsions d'égalisation), soit à une distance de $64 \mu s$ après la dernière impulsion d'égalisation (trame impaire), soit après une demi-ligne seule-

ment ($32 \mu s$), ce qui correspond alors à la trame paire. Chaque image sera synchronisée alternativement par ces deux types de signaux qui produiront ainsi un interlignage parfait (voir Fig. 1 et 3).

Le signal de suppression est une impulsion rectangulaire dont la durée est un peu plus grande que celle du signal de synchronisation (ligne ou image). Cette durée est précisément égale au temps maximal accordé au spot pour effectuer le retour, tant en

ligne qu'en image. En effet, il ne faut pas que les retours du spot soient visibles, sinon ils donneraient une impression de voilage de l'image reproduite. Le signal de suppression élimine ce défaut en effectuant les retours dans le noir. De plus, du fait qu'il commence un peu avant la fin d'une ligne, il délimite nettement les bords de l'image. Sa durée est de $12 \mu s$ pour le signal de suppression de ligne, et de $1,6 \text{ ms}$ pour la durée de suppression de l'image.

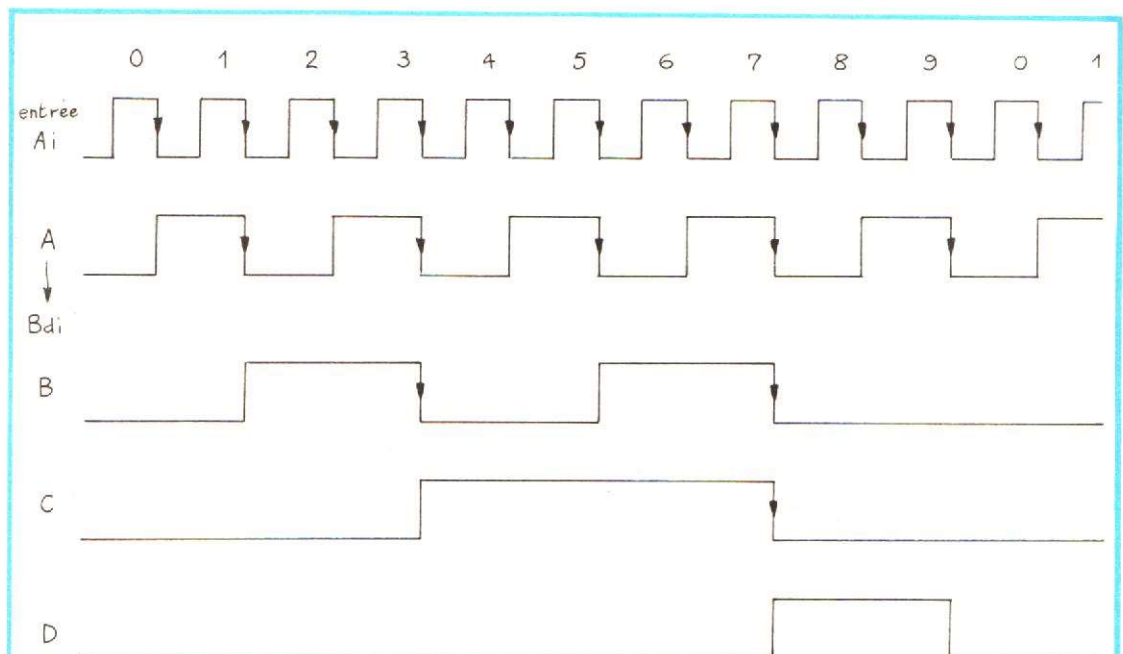


Fig. 4. - Formes d'ondes obtenues sur une décade FSC 490 E. L'entrée des impulsions à compter se fait sur A i. La sortie A est réunie à la seconde entrée B d i. Les sorties se font en A, B, C et D qui sont en progression binaire, c'est-à-dire que $A = 1$, $B = 2$, $C = 4$ et $D = 8$.

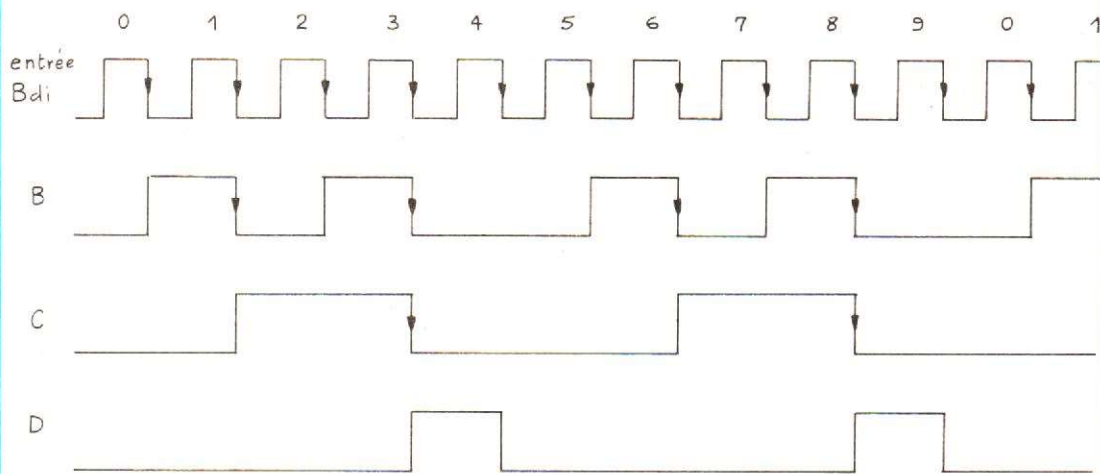


Fig. 5. — En n'utilisant qu'une partie de la décade, on peut obtenir une division par cinq. La bascule A reste inutilisée, l'entrée des impulsions à compter s'effectue en Bdi. Les sorties se fond en B, C et D qui sont en progression binaire : B, 1, C, 2, D, 4.

Le générateur de signaux de synchronisation doit donc délivrer en sortie des trains d'impulsions conformes aux normes des figures 2 et 3. Pour ce faire, on a utilisé comme référence un oscillateur pilote, fonctionnant à une fréquence vingt fois élevée que la fréquence de ligne, et commandant une suite de diviseurs, soit par cinq, soit par dix. Tous les signaux sont donc référencés par rapport à cet oscillateur.

La fréquence du balayage ligne est égale au produit du nombre d'images analysées par seconde, par le nombre de lignes contenues dans une image, soit : $25 \times 625 = 15\,625$ Hz. La fréquence de l'oscillateur est donc : $15\,625 \times 20 = 312\,500$ Hz.

Le compteur décimal SFC 490 E — Les diviseurs sont constitués par des décades intégrées du type SFC 490 E. Il s'agit d'un compteur BDC à dix positions. Dans ce circuit, la première bascule n'est pas reliée intérieurement aux trois autres ; on peut donc modifier la capacité de comptage initiale sans toutefois pouvoir la dépasser. Ce circuit possède une remise à zéro et également une remise à neuf, qui, outre leurs fonctions normales, permettent des modifica-

tions éventuelles de la séquence de comptage.

Le circuit SFC 490 E comporte une entrée Ai et une Sortie A, correspondant à la première bascule. Une seconde entrée, Bdi, que l'on peut utiliser indépendamment de la première bascule, commande les sorties de trois autres bascules dont les sorties sont nommées respectivement B, C et D. Ce groupe de bascules est intérieurement connecté de telle sorte qu'il compte par cinq, c'est-à-dire que ses sorties repassent par zéro au bout de cinq impulsions appliquées à l'entrée Bdi. L'état du compteur est exprimé en binaire par les niveaux de ses sorties B, C

et D, cette dernière étant affectée du poids le plus élevé.

Avec ce circuit, plusieurs configurations sont possibles :
— Compteur BCD à dix positions. Les impulsions à compter sont appliquées sur l'entrée Ai. La sortie A de la première bascule est reliée à la seconde entrée Bdi. Les formes d'ondes obtenues dans ce cas sont représentées sur la figure 4.

— Diviseur de fréquence par cinq. Les impulsions sont alors envoyées sur l'entrée Bdi. La figure 5 montre les différents états pris par les sorties B, C et D du compteur.
— on peut également obtenir un diviseur par dix avec un

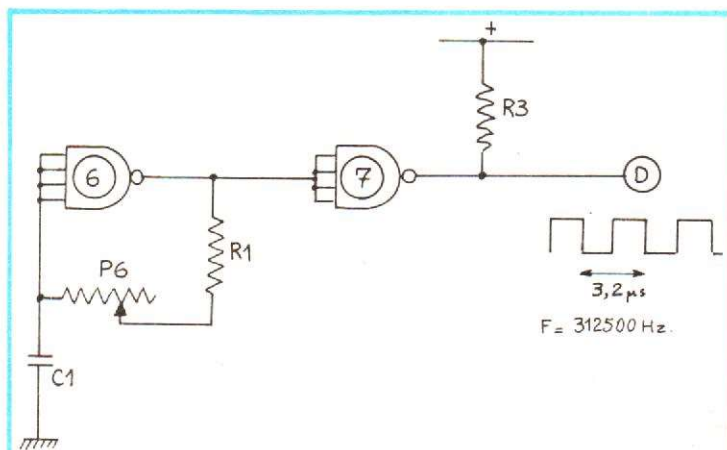


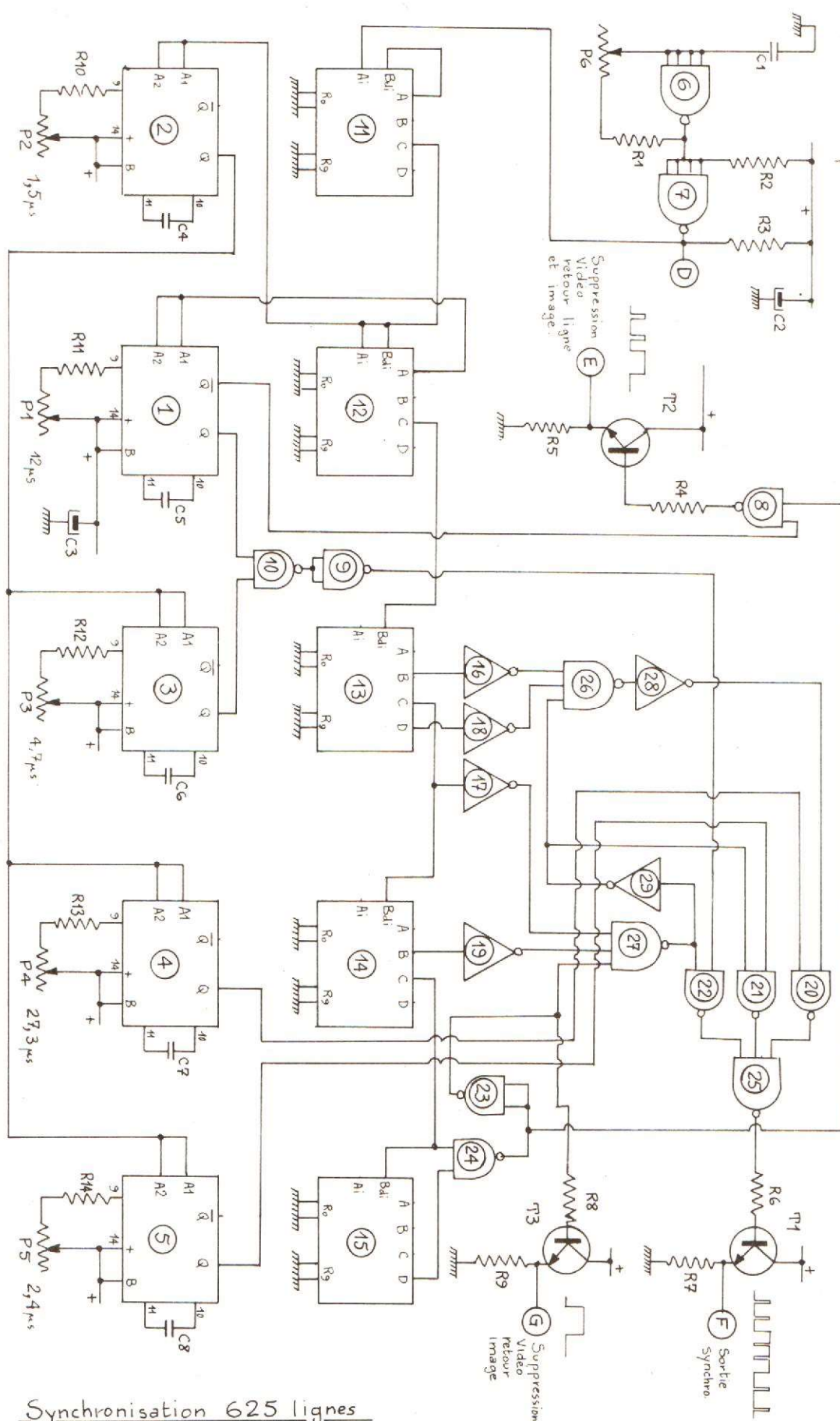
Fig. 6. — L'oscillateur pilote est réalisé à l'aide de circuits intégrés de technologie TTL du type « trigger de Schmitt » SFC 413 E. La fréquence des oscillations dépend de la constante de temps $R \times C$; elle est ajustable au moyen du potentiomètre P_6 .

signal de sortie symétrique en reliant la sortie D à l'entrée Ai, la sortie se faisant en A et l'entrée des impulsions en Bdi.
— Enfin on peut utiliser séparément la bascule A et les bascules BCD, mais on se souviendra alors que la remise à zéro et la remise à neuf sont communes à l'ensemble des bascules.

On remarquera, sur les figures 2 et 3 que les formes d'ondes des sorties B, C et D ne se reproduisent pas régulièrement dans le temps, mais présentent une anomalie qui n'est qu'apparente et est due, en fait, à la rétroaction nécessaire pour obtenir un comptage par cinq. Il est également visible, sur ces mêmes figures, que les sorties C et D peuvent être toutes deux employées pour la division de fréquence par cinq (ou par dix si l'entrée se fait par Ai). La sortie C offre un signal plus proche du carré que la sortie D.

Oscillateur — Il est réalisé à l'aide d'un circuit logique de technologie TTL, du type SFC 413 E. Ce dernier est, en fait, un « trigger de Schmitt ». De même que tous les circuits de ce type, il présente un grand gain, ce qui le rend apte à l'emploi en oscillateur à signaux carrés. La figure 6 représente le schéma adopté. Les entrées et la sortie du circuit 6 sont couplées par l'intermédiaire des résistances R_1 et P_6 . L'état de la sortie de 6 est le complément de l'état de ses entrées ; en d'autres termes, lorsque les entrées sont hautes, la sortie est basse et réciproquement. Aussi longtemps que la somme des résistances de couplage reste inférieure à environ $400\,\Omega$, la sortie peut imposer aux entrées son propre état logique. La capacité C_1 est nécessaire pour différer l'application aux entrées du niveau logique pris par la sortie : la constante de temps $R_1, P_6 \times C_1$ détermine la fréquence des oscillations engendrées par le circuit 6. Pour parfaire la raideur des flancs du signal obtenu, on a ajouté un second circuit « trigger de Schmitt » (le circuit 7) qui déli-

Fig. 7. - Schéma de détail du générateur de signaux de synchronisation.



NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

- $R_1 = 200 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_2 = 220 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_3 = 390 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_4 = 100 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_5 = 200 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_6 = 100 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_7 = 81 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_8 = 100 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_9 = 120 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_{10} = 1200 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_{11} = 3900 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_{12} = 6800 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_{13} = 3900 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $R_{14} = 2000 \, \Omega \, 10 \% \, 1/2 \, W.$
- $P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = 4700 \, \Omega$
- $P_6 = 100 \, \Omega.$
- $C_1 = 10 \, nF \, 63 \, V$
- $C_2 = 100 \, \mu F \, 15 \, V$
- $C_3 = 100 \, \mu F \, 15 \, V.$
- $C_4 = 330 \, pF \, 63 \, V.$
- $C_5 = 2200 \, pF \, 63 \, V.$
- $C_6 = 680 \, pF \, 63 \, V.$
- $C_7 = 4700 \, pF \, 63 \, V.$
- $C_8 = 330 \, pF \, 63 \, V.$
- Circuits 1, 2, 3 4 et 5 = SFC 4121 E »nombre = 5).
- Circuits 6 et 7 = SFC 413 E (nombre = 1).
- Circuits 8, 9, 10 et 22 = SFC 400 E (nombre = 1).
- Circuits 11, 12, 13, 14 et 15 = SFC 490 E (nombre = 5).
- Circuits 16, 17, 18, 19 28, 29 = SFC 404 E (nombre = 1).
- Circuits 20, 21, 23 et 24 = SFC 400 E (nombre = 1).
- Circuits 25, 26 et 17 = SFC 410 E (nombre = 1).
- Transistors T_1, T_2 et $T_3 = BC \, 108 \, B$ (nombre = 3).

vre sur sa sortie un signal présentant des transitions très rapides. La fréquence d'oscillation du montage (312 500 Hz) est ajustable au moyen du potentiomètre P_6 . C'est elle qui va servir de référence à toute la chaîne des diviseurs.

Diviseurs - Le schéma d'ensemble du générateur de signaux de synchronisation est représenté sur la figure 7. On voit que la sortie de l'oscillateur pilote (point D) va attaquer une chaîne de diviseurs, par cinq ou bien par dix, constituée par les circuits 11 à 15, qui sont tous des SFC 490 E.

Le signal en provenance de l'oscillateur est appliqué sur l'entrée A_i du circuit 11, dont la sortie A est réunie à la seconde entrée Bdi. Le signal de sortie est prélevé sur C. Les formes d'ondes de cet étage sont données sur la figure 8.

La sortie C du circuit 11 commande simultanément les deux entrées A_1 et A_2 du monostable 2, lequel est déclenché par la transition négative du signal d'entrée, et les entrées A_i et Bdi du diviseur 12. La sortie A de ce dernier va attaquer le monostable 1, tandis que la sortie C est envoyée vers le diviseur 13. Les formes d'ondes des signaux rencontrés sur le circuit 12 sont celles de la figure 9.

La bascule A du circuit 13 demeure inutilisée. Le signal provenant de l'étage précédent vient sur l'entrée Bdi du circuit 13. Les formes d'ondes présentes sur les sorties B, C et D de ce circuit sont représentées sur la figure 10.

La sortie C du circuit 13 pilote le circuit 14, monté en diviseur par cinq et dont la bascule A est inutilisée. La sortie C du circuit 14 attaque le circuit suivant. La figure 11 montre les signaux présents sur les différentes sorties du circuit 14.

Pour terminer la chaîne de division, le circuit 15 est, lui aussi, monté en diviseur par cinq; les formes d'ondes sur les électrodes Bdi et D sont données sur la figure 12. On

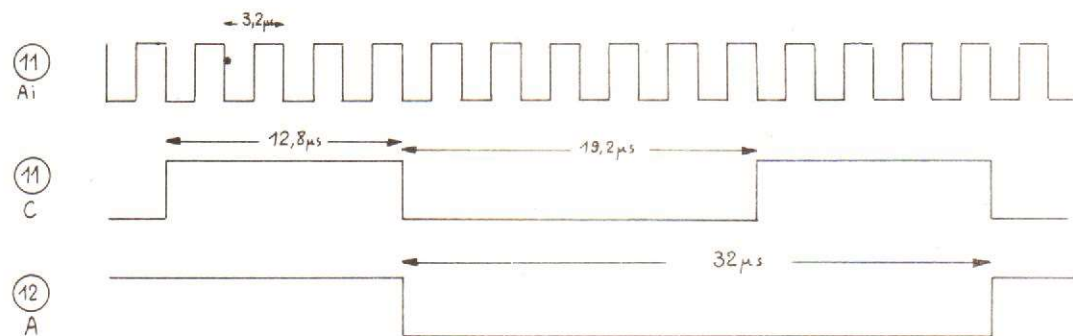


Fig. 8. - Formes d'ondes relevées sur le premier diviseur par dix (circuit 11). La période du signal sur la sortie C est dix fois plus grande que celle du signal d'entrée ($32 \mu s$ contre $3,2 \mu s$).

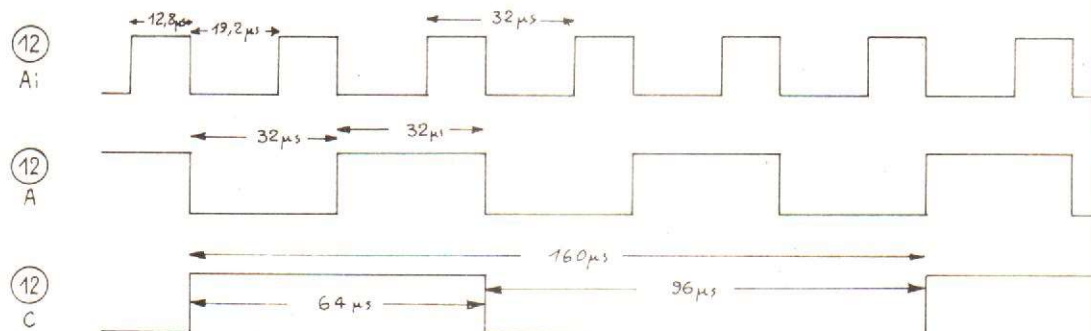


Fig. 9. - Formes d'ondes relevées sur le second diviseur (diviseur par cinq, circuit 12). La période du signal d'entrée est de $32 \mu s$; sur la sortie A, cette période est doublée ($64 \mu s$); sur la sortie C, la période est quintuplée ($160 \mu s$).

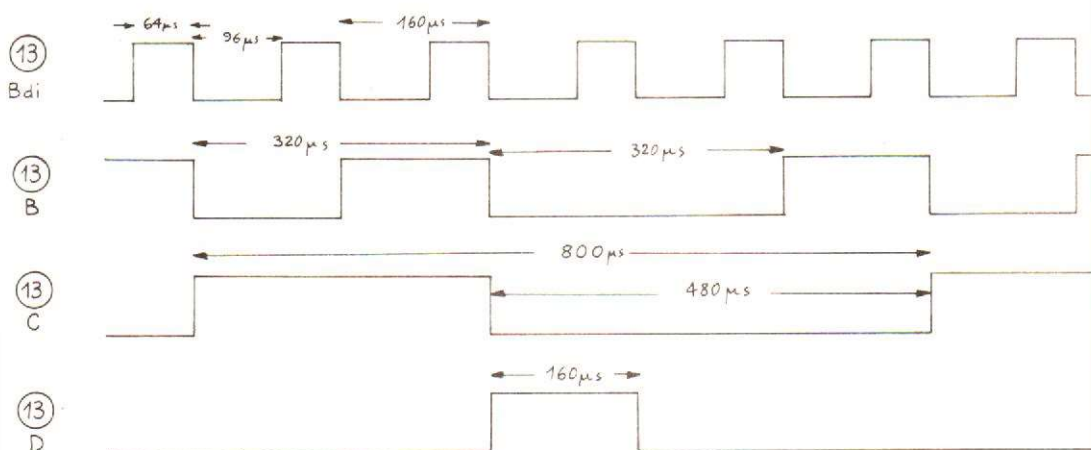


Fig. 10. - Formes d'ondes relevées sur le troisième diviseur, diviseur par cinq, circuit 13). La période du signal d'entrée est de $160 \mu s$. Sur la sortie C, on relève un signal dont la période est cinq fois plus grande ($800 \mu s$).

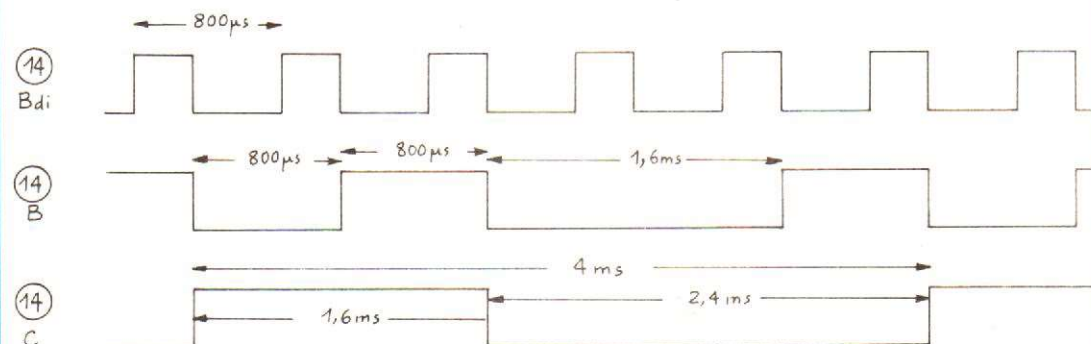


Fig. 11. - Formes d'ondes relevées sur le quatrième diviseur (diviseur par cinq, circuit 14). La période du signal est de $800 \mu s$. La période du signal sur la sortie C est cinq fois plus élevée ($4 ms$).

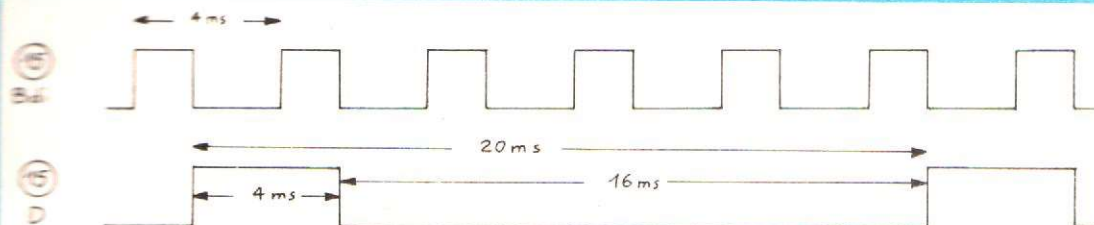


Fig. 12. - Formes d'ondes relevées sur le dernier diviseur par cinq (circuit 15). La période du signal d'entrée est de 4 ms ; la période du signal sur la sortie D est de 20 ms.

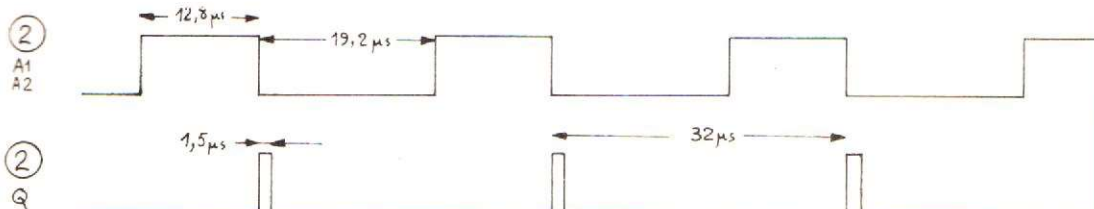


Fig. 13. - Signaux relevés sur le monostable 2. La largeur de l'impulsion de sortie, réglable par le potentiomètre P_2 , est de $1,5 \mu s$. Elle est déclenchée par le flanc négatif du signal appliqué sur les entrées A_1 et A_2 .

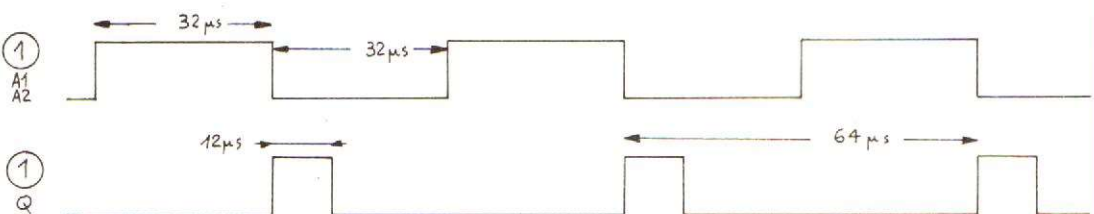


Fig. 14. - Signaux relevés sur le monostable 1. L'impulsion de sortie (de largeur $12 \mu s$, réglable par le potentiomètre P_1) est déclenchée par la transition négative du signal d'entrée.

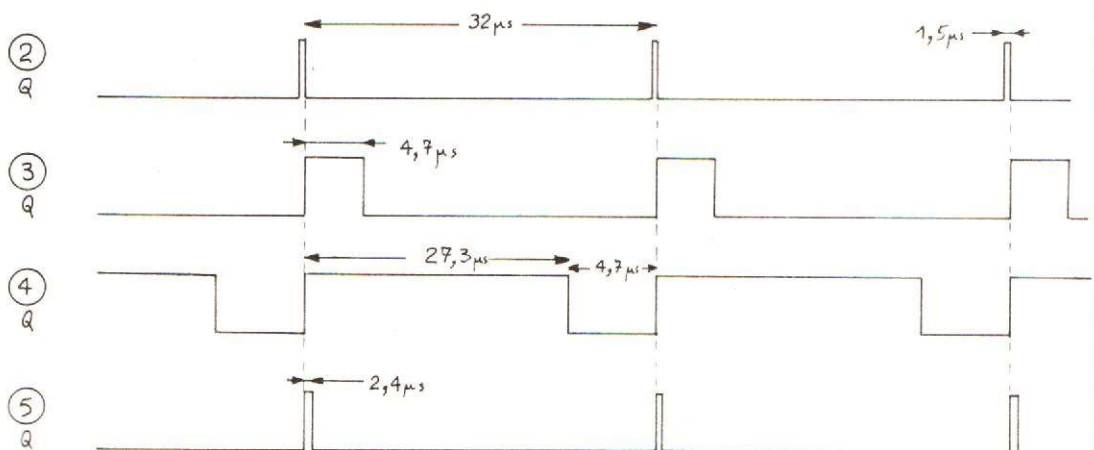


Fig. 15. - Signaux relevés sur les sorties Q des monostables 3, 4 et 5, tous déclenchés par le signal de sortie du monostable 2. La largeur de l'impulsion de sortie de 3 ($4,7 \mu s$) est réglable par P_3 , celle de 4 ($2,8 \mu s$) est ajustable par P_4 ; enfin, celle de 5 ($2,4 \mu s$) peut être réglée au moyen du potentiomètre P_5 .

notera que, dans ce circuit également, la bascule A reste inemployée.

Monostables - Ce sont des circuits qui sont déclenchés par une transition du signal de commande appliqué sur leurs entrées, et qui délivrent en sortie une impulsion de largeur fixe, déterminée par une constante de temps RC extérieure. La sortie Q donne une impulsion positive, la sortie Q donne une impulsion positive inversée, c'est-à-dire le complément de la première. Les monostables, du type SFC 4121 E, possèdent deux entrées A_1 et A_2 , et une entrée B. Le circuit est déclenché par une transition négative du signal de commande appliqué sur A_1 et A_2 , pourvu que l'entrée B soit portée au potentiel +. Le monostable peut être également déclenché par une transition positive du signal de commande appliqué sur l'entrée B, à condition que les entrées A_1 et A_2 soient portées au potentiel de la masse.

La figure 13 montre la forme de l'impulsion de sortie du monostable 2, relevée sur la sortie Q, par rapport au signal de déclenchement appliqué sur les entrées A_1 et A_2 . La largeur de l'impulsion résultante (sortie Q) est conditionnée par la valeur de la capacité C_4 et celle de la résistance R_{10} ; elle est aussi fonction du potentiomètre P_2 qui permet un ajustage de la durée.

La figure 14 représente les mêmes formes d'ondes que ci-dessus, mais se rapportant au monostable 1. La largeur d'impulsion est réglée par C_5 , R_{11} et rendue ajustable par le potentiomètre P_1 .

La figure 15 montre les formes des impulsions délivrées par les monostables 3, 4 et 5 qui sont tous déclenchés par le même signal, issu de la sortie Q du monostable 2. La largeur de l'impulsion de sortie du circuit 3 dépend de C_6 et de R_{12} ; elle est ajustable par le potentiomètre P_3 . La largeur de l'impulsion de sortie du monostable 4 est fonction de la capacité C_7 , de la résistance

R₁₃ ; elle est réglable par le moyen du potentiomètre P₄. La largeur de l'impulsion du circuit 5 est conditionnée par C₈ et R₁₄ ; elle est ajustable par le potentiomètre P₅.

Circuits combinatoires - Ils sont composés de portes NAND et d'inverseurs logiques, et sont destinés à élaborer les signaux de synchronisation à partir des formes d'ondes disponibles aux bornes des diviseurs et des monostables. La figure 16 montre comment on fabrique les impulsions de synchronisation ligne.

Le monostable 1 délivre sur sa sortie Q une impulsion de largeur 12 μ s correspondant à la durée du signal de suppression vidéo pendant le retour ligne (voir Fig. 2). L'impulsion de sortie du monostable 2 présente une largeur de 1,5 μ s ce qui correspond au temps mort existant entre la fin du signal vidéo et le début du top de synchronisation ligne (voir Fig. 2). Ces impulsions sont séparées par 32 μ s ; il en existe donc deux par ligne. On peut considérer le monostable 2 comme le circuit de référence puisque les monostables 3, 4 et 5 sont déclenchés à partir du signal présent sur sa sortie Q.

Le monostable 3 donne des impulsions de largeur 4,7 μ s correspondant aux tops de synchronisation ligne (voir Fig. 2). Ces tops sont répétés toutes les 32 μ s, puisque le circuit 3 est déclenché par le monostable 2 (voir Fig. 16). Les circuits 9 et 10 sont des NAND qui sont montés de telle sorte qu'ils réalisent la fonction AND (ET), c'est-à-dire qu'il n'y aura une sortie en 9 que lorsqu'il y aura présence simultanée du signal sur Q de 1 et Q de 3. On obtient donc, en sortie de 9, une impulsion de 4,7 μ s, retardée de 1,5 μ s par rapport au début du signal de suppression ligne et qui se répète avec une période de 64 μ s. C'est le signal de synchronisation ligne (voir Fig. 16). La sortie du monostable 1 représente le signal de suppression vidéo pendant le retour ligne.

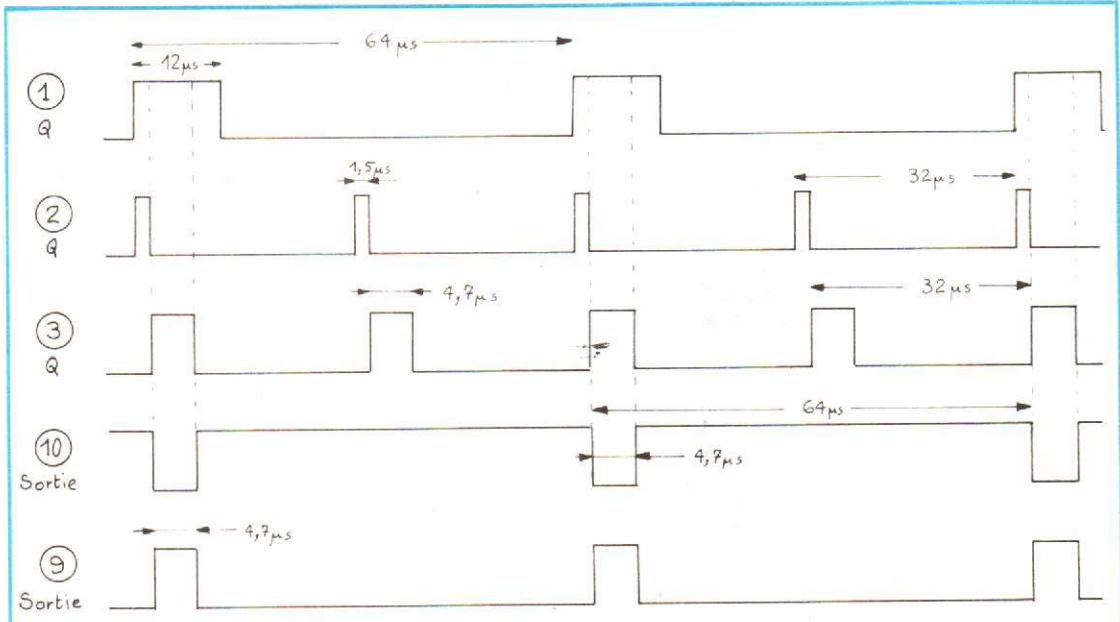


Fig. 16. - Le circuit 10 effectue l'opération logique NAND entre les sorties Q des monostables 1 et 3. Après passage dans le circuit inverseur 9, l'opération est devenue AND (sortie de 9).

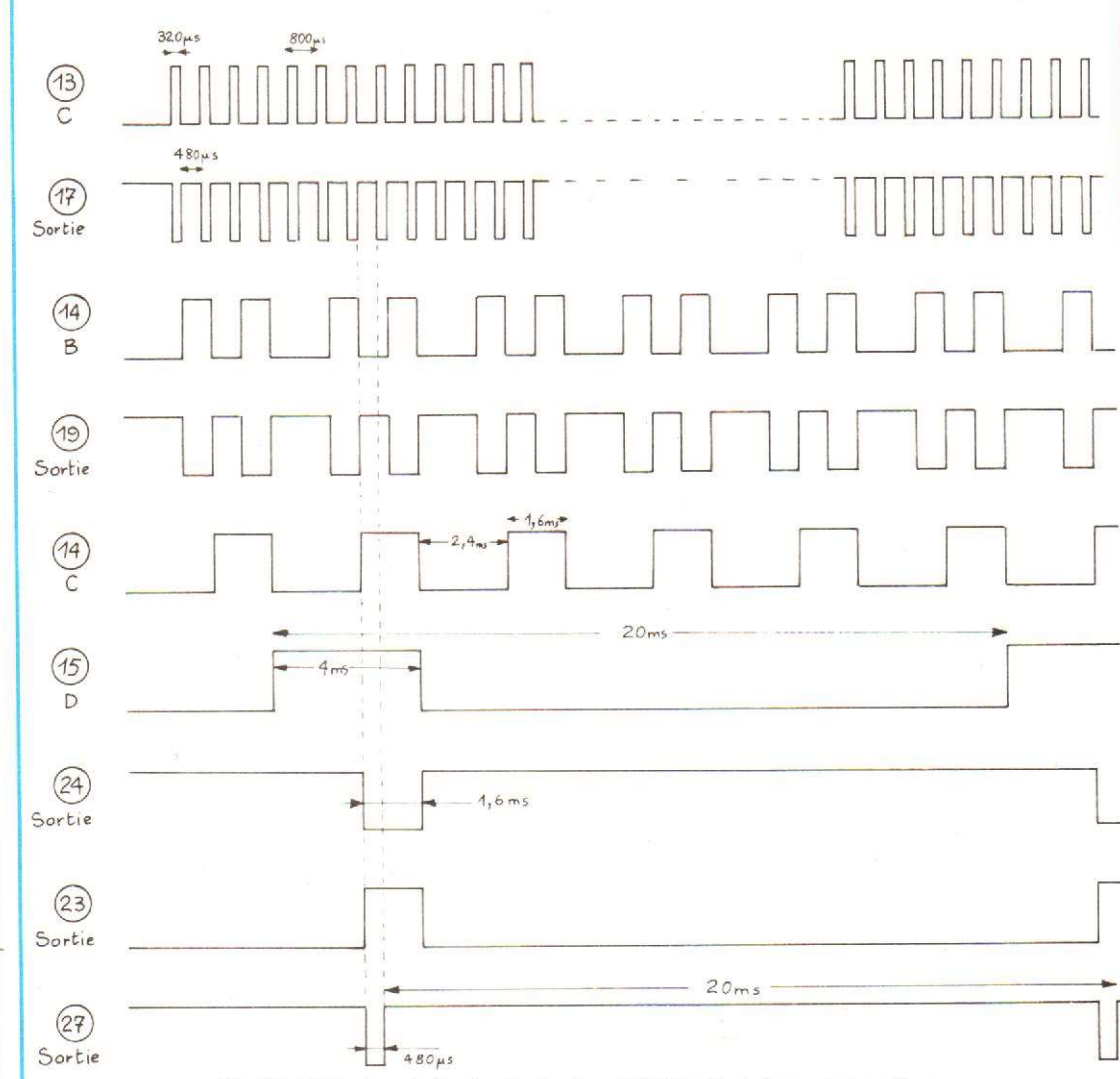


Fig. 17. - Résultat de l'opération logique NAND effectuée sur les sorties des trois circuits 17, 19 et 23. On dispose en sortie de 27 d'un signal de 480 μ s qui détermine la durée des dix impulsions d'égalisation + la durée des cinq tops de synchronisation image.

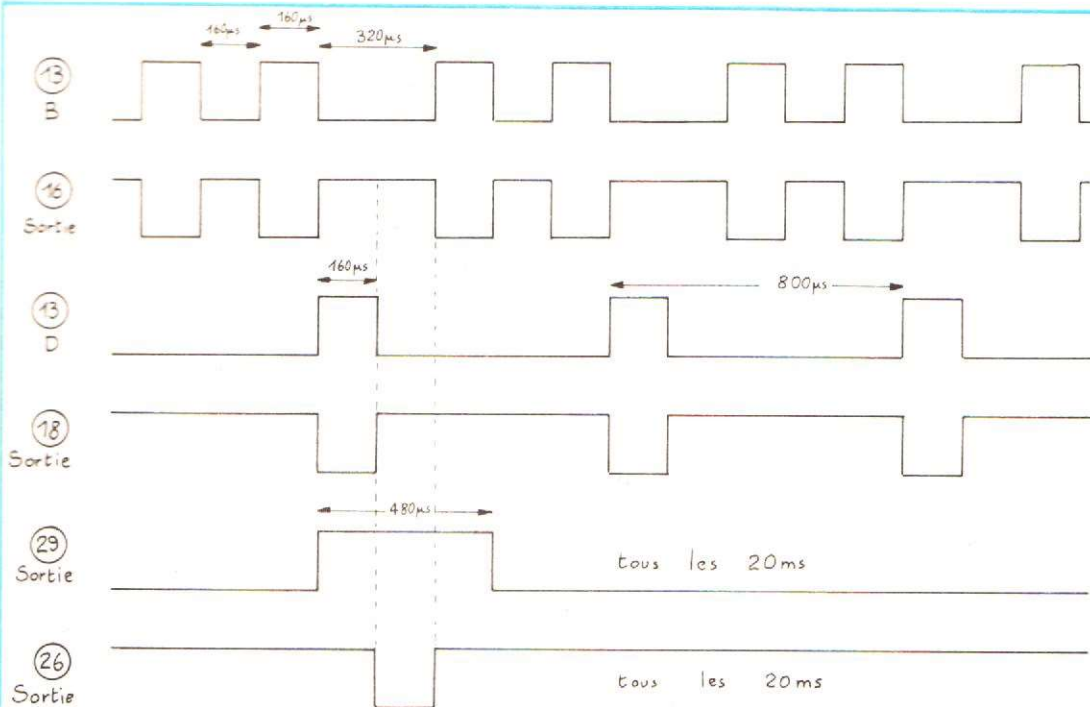


Fig. 18. - Résultat de l'opération logique NAND effectuée avec les sorties des trois circuits 16, 18 et 29. La sortie de 26 délivre un créneau de largeur $160\mu s$ exactement centré au milieu du créneau de $480\mu s$ présent à la sortie du circuit 29.

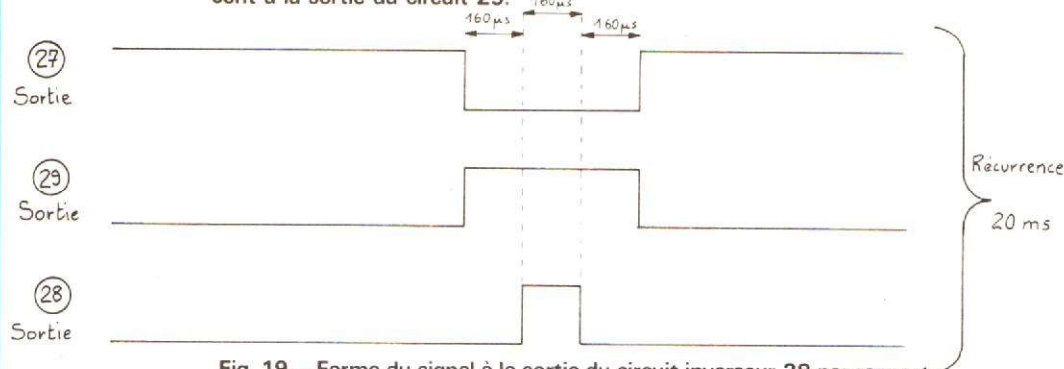
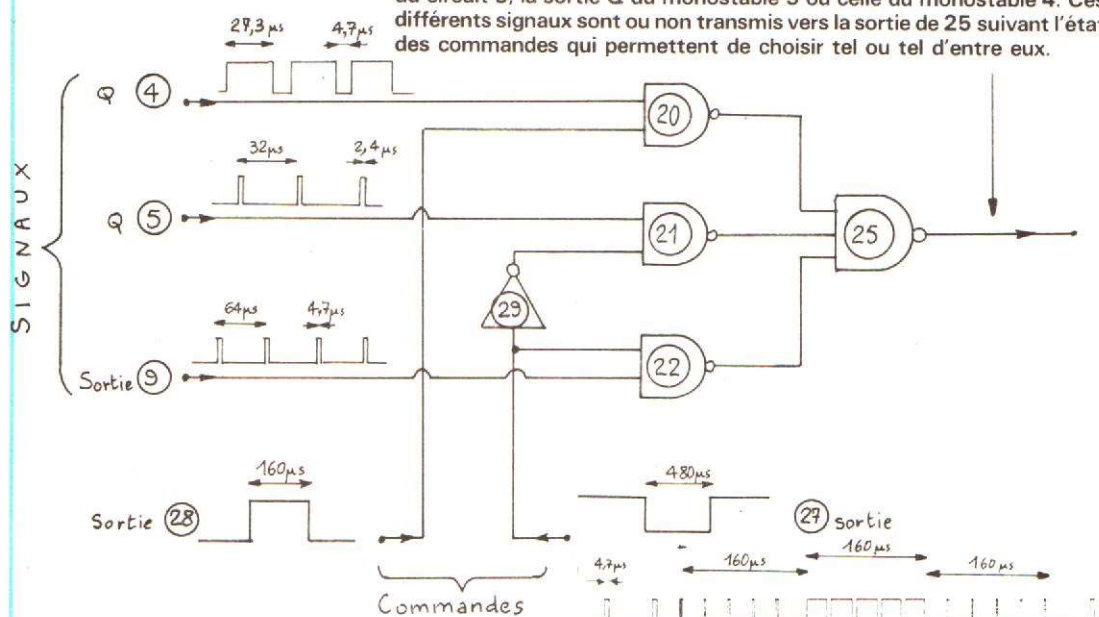


Fig. 19. - Forme du signal à la sortie du circuit inverseur 28 par rapport aux formes d'ondes des circuits 27 et 29.

Fig. 20. - Groupement de circuits NAND se comportant comme un sélecteur de signaux. Les signaux à transmettre à la sortie de 25 sont : la sortie du circuit 9, la sortie Q du monostable 5 ou celle du monostable 4. Ces différents signaux sont ou non transmis vers la sortie de 25 suivant l'état des commandes qui permettent de choisir tel ou tel d'entre eux.



La figure 17 montre la forme d'onde que l'on obtient en sortie du NAND 27. La simultanéité des signaux sur les sorties C de 14 et D de 15 donnent en sortie du NAND 24 un créneau de largeur $1,6\text{ ms}$ et de récurrence 20 ms . Ceci correspond au signal de suppression vidéo pendant le retour de l'image (voir Fig. 3). On conçoit donc qu'en sortie du NAND 8 il y aura un signal s'il n'y a pas de sortie au Q de 1, ou s'il n'y a pas de sortie en 24. Le point E du schéma de la figure 7 délivre donc des signaux de suppression vidéo, aussi bien pendant le retour ligne que pendant le retour image.

La sortie C du diviseur 13 est inversée par le circuit 17. La sortie B de 14 est inversée par le circuit 19 et la sortie de 24 est inversée par 23 (NAND monté en inverseur). Ces trois signaux sont envoyés sur les trois entrées du NAND 27. Il y aura un signal inversé en sortie de ce circuit seulement quand il y aura présence simultanée des trois signaux d'entrée. Ceci est représenté sur la figure 17. Le créneau de $480\mu s$ qui en résulte correspond à la durée du signal de synchronisation image (tops d'égalisation + signal de synchronisation image, voir Fig. 3). Le signal en sortie du NAND 23 est appliqué à la base du transistor T_3 et est disponible au point G du schéma de la figure 7 ; il s'agit en fait du signal de suppression vidéo pendant le retour image.

Le signal présent à la sortie B du diviseur 13 est inversé par le circuit 16, tandis que le circuit 18 inverse la sortie D du même diviseur. La sortie 29 inverse le signal de sortie du NAND 17. Les signaux provenant des sorties de 16, 18 et 19 sont appliqués au trois entrées du NAND 26. A la sortie de ce dernier, on trouve un signal inversé lorsqu'il y a présence simultanée des trois entrées. La figure 18 montre la combinaison des différentes formes d'ondes qui permettent d'obtenir, à la sortie de 26, un créneau d'une largeur de

160 μ s positionné exactement au milieu du signal de 480 μ s. Les 160 μ s ainsi obtenues représentent la durée du signal de synchronisation image, non comprises les impulsions d'égali-sation (voir Fig. 3); la récurrence en est évidemment de 20 ms. La figure 19 montre les signaux qui existent sur les sorties des circuits 27, 28 et 29, ainsi que leurs positions respectives les uns par rapport aux autres.

Le groupement de circuits NAND 20, 21, 22 et 25 se comporte comme un sélecteur de signaux qui délivre sur sa sortie (la sortie de 25) tel ou tel signal présent sur une des entrées de 20, de 21 ou de 22, en fonction d'une commande qui peut être soit une autorisation, soit au contraire une interdiction. Ceci est représenté sur le schéma de la figure 20. Les signaux à transmettre vers la sortie de 25 sont :

- La synchronisation ligne qui est appliquée sur une des entrées du circuit 22 et qui vient de la sortie du NAND 9.
- Les impulsions d'égali-sation qui proviennent de la sortie Q du monostable 5 et qui sont présentes sur une des entrées du NAND 21.
- Les signaux de synchronisation image fournis par la sortie Q du monostable 4 et

qui sont appliqués sur une des entrées du circuit 20.

Il s'agit d'autoriser le pas-sage vers la sortie de 25 de ces différents signaux à des moments judicieusement choisis pour élaborer le signal complet de synchronisation. C'est le rôle des commandes de laisser passer ou au contraire de bloquer ces signaux. Ces commandes sont appliquées sur la seconde entrée de chacun des NAND 20, 21 et 22 ; à leurs sorties, on retrouvera le signal d'entrée inversé (Q_4 , Q_5 ou sortie de 9) à condition que la commande soit portée au niveau logique haut. Dans le cas contraire, la sortie de ces circuits reste immuablement au niveau logique haut.

La commande provenant de la sortie de 27 (480 μ s) est envoyée sur une des entrées du NAND 22 ; de ce fait, et vue la polarité du signal, la sortie de 25 transmettra en permanence des tops de synchronisation ligne venant de la sortie de 9, sauf pendant la durée des 480 μ s, et ce à condition que la sortie de 28 soit basse. Lorsque la sortie de 27 est basse, les tops de synchronisation ligne ne passent plus ; en revanche, durant cette même période, la commande de 21 est haute ; ce sont alors les impulsions d'égali-sation en

provenance de la sortie Q de 5 qui sont transmises. Or, pendant la durée de cette transmission, exactement 160 μ s après son début (soit le temps de cinq impulsions d'égali-sation), la sortie du circuit 28 devient haute à son tour, pendant 160 μ s également. On ajoute alors aux impulsions d'égali-sation, qui continuent d'être transmises vers la sortie, les signaux des tops image provenant de la sortie Q de 4. Du fait que ces derniers ont lieu au même instant que les impulsions d'égali-sation mais sont considérablement plus larges, en réalité, pendant 160 μ s, le signal de sortie ne contient que cinq tops image (voir Fig. 15).

Après 160 μ s, la commande de 20 se coupe. Les tops image cessent d'être transmis. Seuls subsistent, pendant encore 160 μ s, les impulsions d'égali-sation (cinq impulsions). Finalement la sortie de 27 redevient haute et les tops de synchronisation ligne sont envoyés à nouveau. En sortie de 25 on recueille donc un signal de synchronisation tel que celui représenté sur la figure 20. Celui-ci est appliqué sur la base du transistor T_1 et devient disponible au point F du schéma de la figure 7.

Les photographies des Figures 21 à 26 montrent les

formes de différents signaux relevées sur le montage de la figure 7. La figure 21 indique la forme du signal à la sortie de l'oscillateur pilote (point D de la fig. 7). La figure 22 montre, en haut, la sortie Q du monostable 1 et en bas la sortie Q du monostable 3. La figure 23 représente, en haut le signal de suppression vidéo image pris à la sortie du NAND 23, par rapport au signal complet de synchronisation relevé au point F (en bas). La figure 24 est un agrandissement qui montre les cinq impulsions d'égali-sation qui précèdent et qui suivent la synchronisation image, les cinq tops image et le premier top de synchronisation ligne qui suit. Les figures 25 et 26 représentent le signal de synchronisation image complet, dans le cas d'une trame impaire (fig. 25) et dans le cas d'une trame paire (fig. 26). Lorsqu'il s'agit d'une trame impaire, le premier top de synchronisation ligne qui suit immédiatement la dernière impulsion d'égali-sation est situé à 64 μ s de celle-ci (Fig. 25). Dans le cas d'une trame paire, cette durée est réduite à 32 μ s (Fig. 26).

Réalisation — Le générateur de signaux de synchronisation a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le

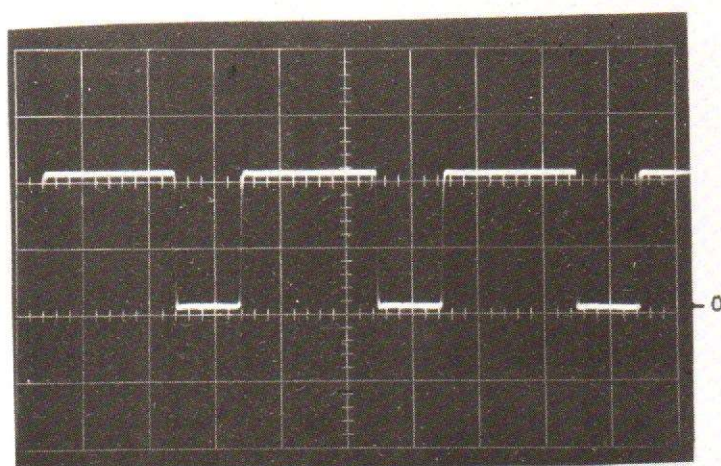


Fig. 21. — Oscillogramme montrant la forme du signal de l'oscillateur pilote tel qu'on peut le voir à la sortie du circuit 7.
Echelle verticale = 2 V / division.
Echelle horizontale = 1 μ s / division.

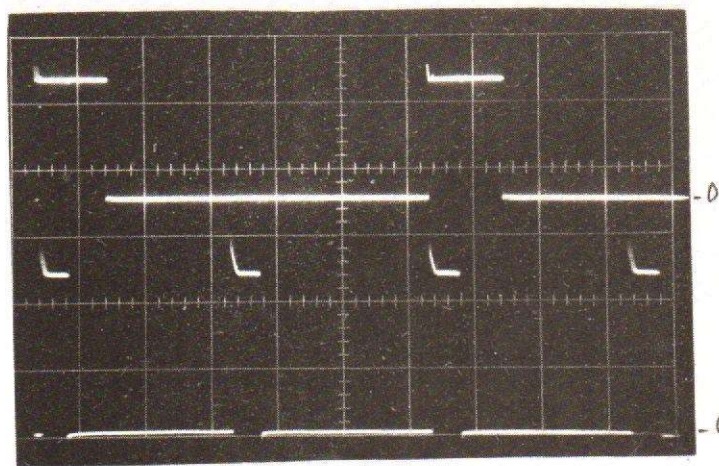


Fig. 22. — Oscillogramme représentant, en haut le signal sur la sortie Q du monostable 1, et en bas la sortie Q du monostable 3.
Echelle verticale : en haut = 2 V / division.
Echelle verticale : en bas = 1 V / division.
Echelle horizontale = 1 μ s / division. 10

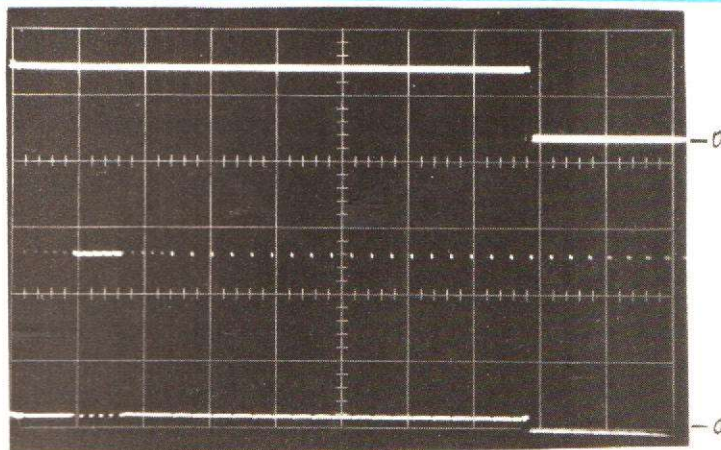


Fig. 23. - Oscillogramme montrant en haut le signal de suppression image sur la sortie du circuit 23, et en bas le signal de synchronisation complet tel qu'il existe sur la sortie de 25, pendant la même période.
Echelle verticale : en haut = 5 V/division.
Echelle verticale : en bas = 1 V/division.
Echelle horizontale = 200 μ s/division.

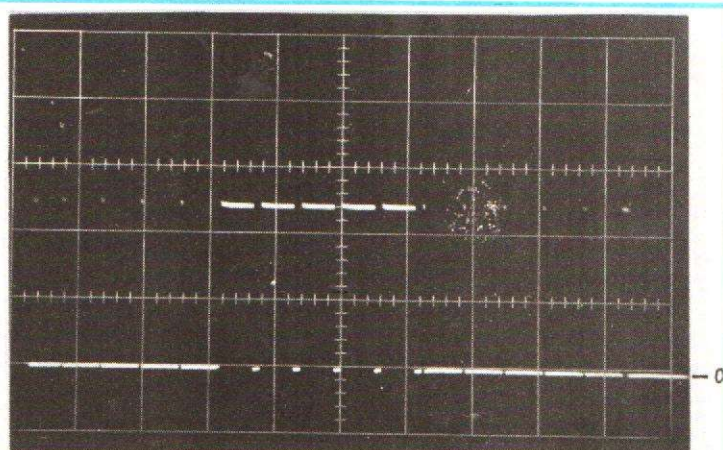


Fig. 24. - Signal de synchronisation image pris sur la sortie du circuit 25 sur lequel on remarque les cinq impulsions d'égalisation précédant les cinq tops images, puis à nouveau les cinq impulsions d'égalisation qui suivent ceux-ci et enfin le premier top de synchronisation ligne.

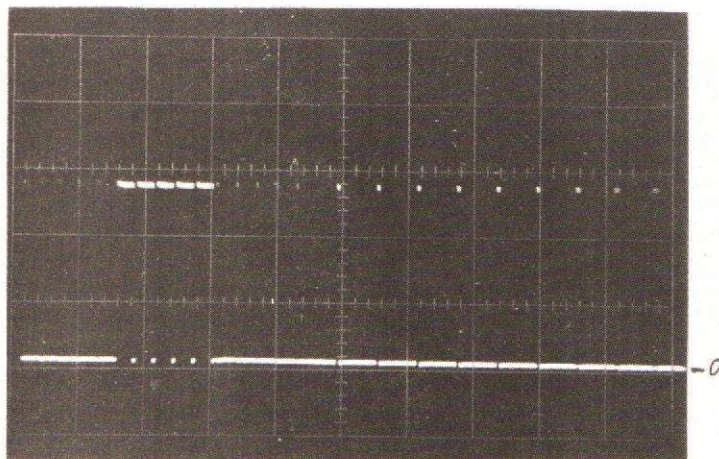


Fig. 25. - Signal de synchronisation image et ligne dans le cas d'une trame impaire. Dans ce cas, le premier top de synchronisation ligne qui suit immédiatement la dernière impulsion d'égalisation est situé à 64 μ s de cette dernière. Signal relevé sur la sortie de 25.
Echelle verticale = 1 V/division.
Echelle horizontale = 100 μ s/division.

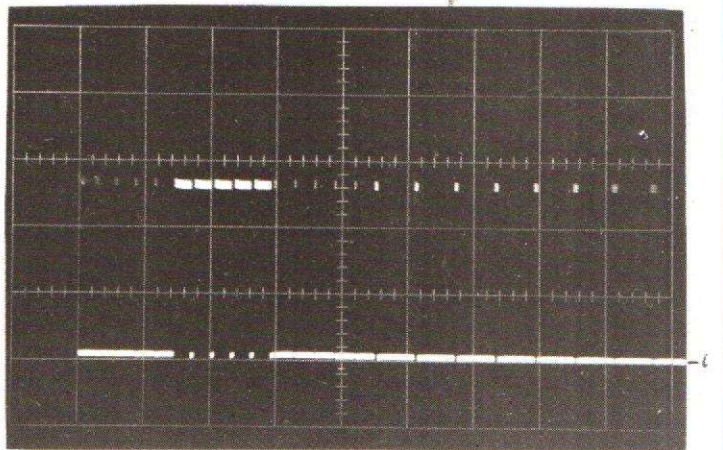


Fig. 26. - Signal de synchronisation image et ligne dans le cas d'une trame paire. Dans ce cas, le premier top de synchronisation ligne qui suit immédiatement la dernière impulsion d'égalisation est situé à 32 μ s de celle-ci soit la durée d'une 1/2 ligne.
Echelle horizontale = 1 V/division.
Echelle horizontale = 100 μ s/division.

dessin, à l'échelle 1/1, est donné sur la figure 27. Ce circuit imprimé comprend tous les éléments du schéma de détail de la figure 7. Il est vu du côté cuivre ; les parties noires indiquent les endroits où le métal doit subsister après attaque chimique. La figure 28 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 27 ; le stratifié de ce dernier est supposé transparent pour permettre de voir les éléments au travers. Le point existant sur le circuit imprimé, à chaque extrémité des emplacements de circuits intégrés, permet de repérer le sens de branchement de ceux-

ci. L'encoche qui figure sur une des extrémités de tous les circuits intégrés doit correspondre au point du circuit imprimé.

Mise au point - Une fois la mise en place de tous les composants effectuée et le câblage, ainsi que les valeurs, soigneusement vérifiés, on mettra le montage sous tension, c'est-à-dire que l'on appliquera une tension de 5 V entre la sortie repérée + 5 et la masse qui est la bordure circulaire du circuit imprimé. La consommation relevée sur le 5 V doit être de l'ordre de 270 mA environ.

Ensuite, à l'aide d'un oscilloscope, on vérifiera le signal sur le point D du circuit imprimé ; on réglera le potentiomètre P_6 pour obtenir une période d'environ 3,2 μ s (voir Fig. 21). Puis on synchronisera l'oscilloscope sur le secteur (50 Hz très exactement) et l'on branchera la sonde de celui-ci sur la sortie du signal de suppression image (point G). La vitesse de balayage de l'oscilloscope étant au moins égale à 2 ms/division (soit au moins 20 ms pour tout l'écran) on retouchera le potentiomètre P_6 pour arrêter le défilement (à gauche ou bien à droite) du créneau de 1,6 ms.

Lorsque l'on a obtenu l'arrêt du défilement et que le créneau demeure stable à un endroit quelconque de l'écran on est certain que la fréquence de l'oscillateur pilote est correcte.

Pour finir, on utilisera l'oscilloscope pour régler la largeur de chacun des monostables (circuits 1 à 5) en branchant la sonde de l'oscilloscope successivement sur chacune des sorties Q et en ajustant le potentiomètre de réglage correspondant, pour obtenir la largeur d'impulsion requise (voir Fig. 7 et 13, 14 et 15).

R. DESMAY

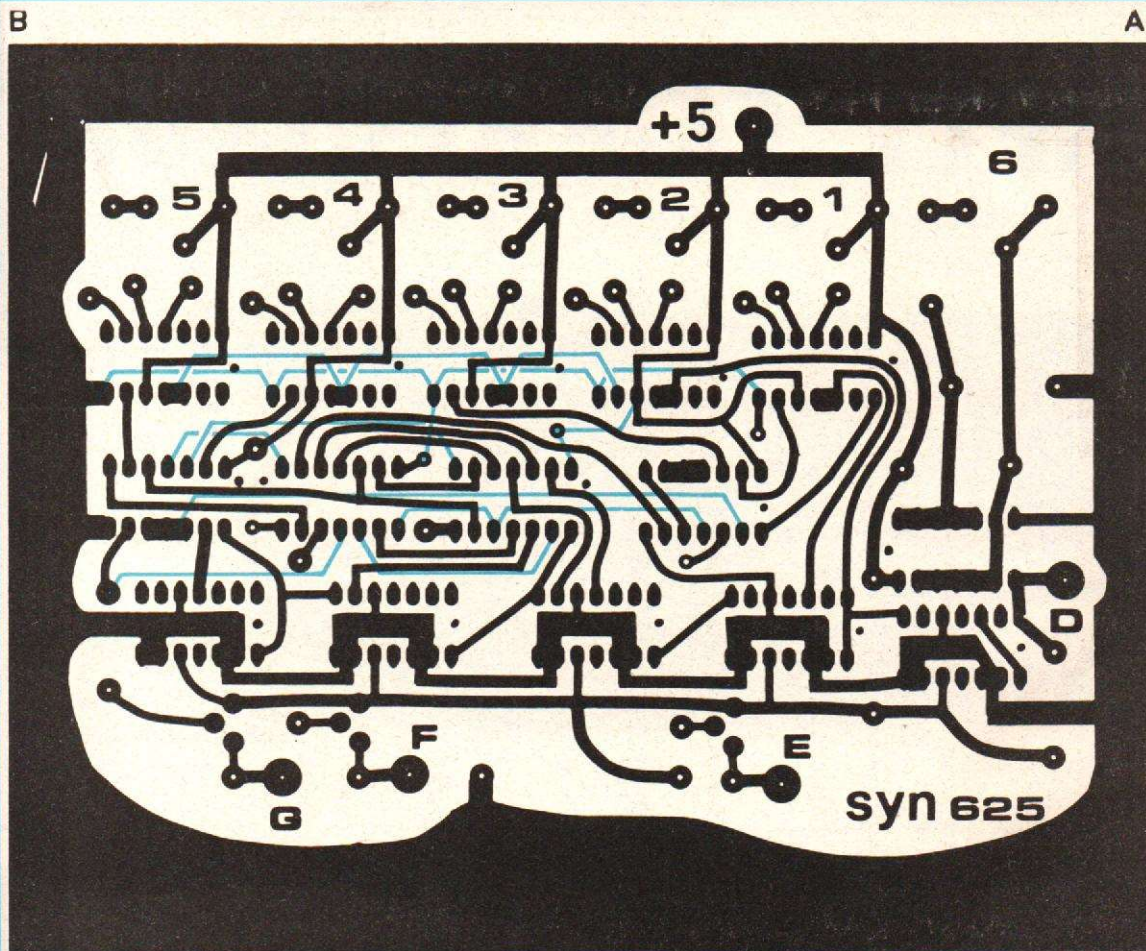


Fig. 27. - Représentation à l'échelle 1 / 1 du circuit imprimé du montage générateur de signaux de synchronisation 625 lignes. Les parties noires représentent les endroits où le cuivre doit subsister.

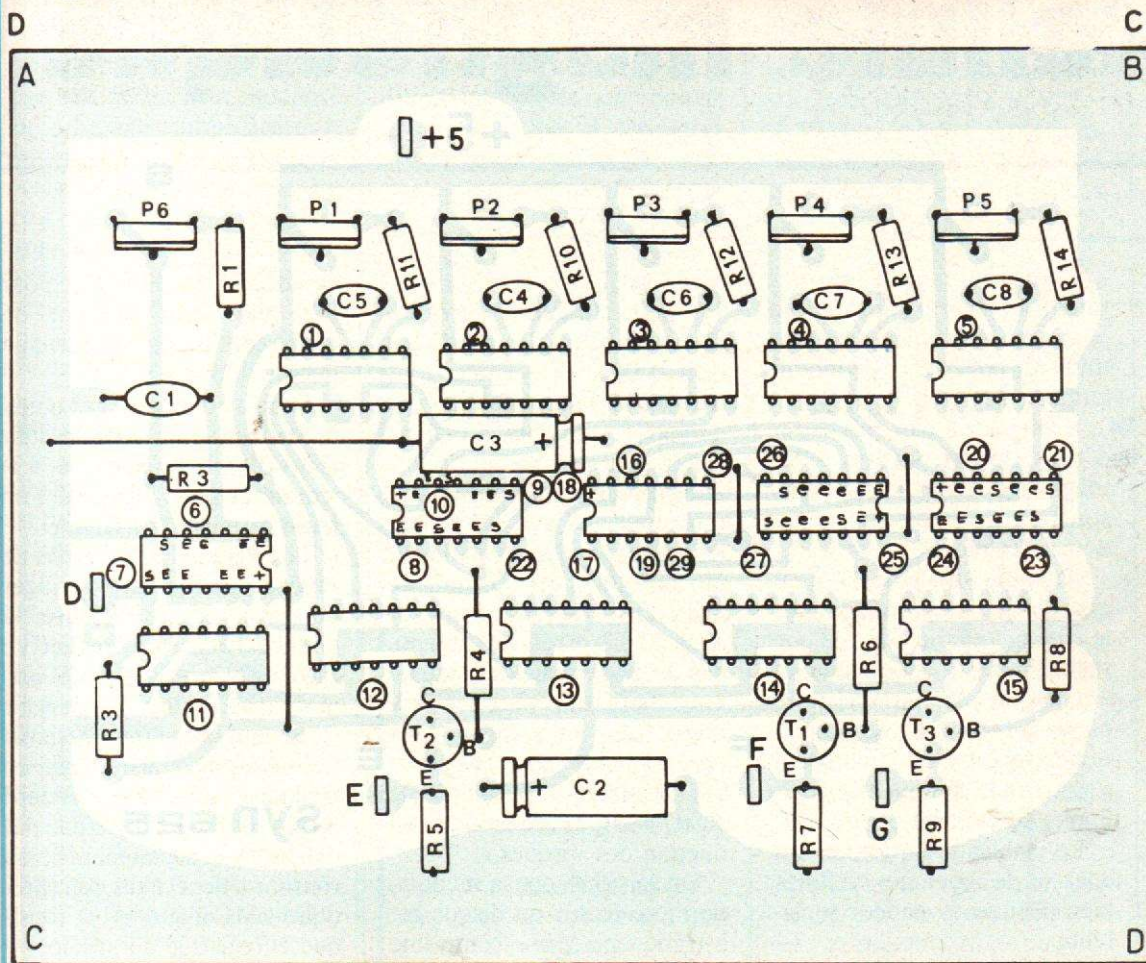
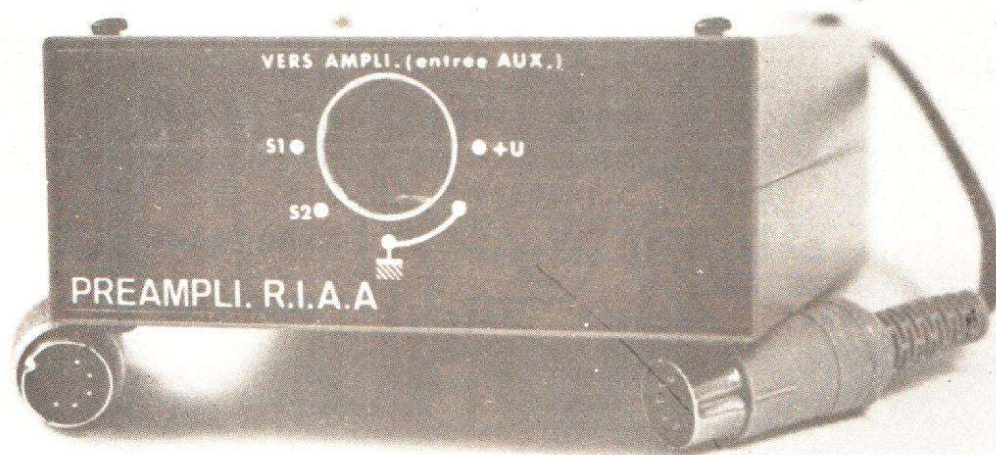


Fig. 28. - Disposition des composants sur le circuit imprimé de la figure 27.

PREAMPLI CORRECTEUR



pour cellule magnétique

LA « boîte bleue » que nous vous présentons (pour éviter toute confusion avec la boîte noire employée dans l'aviation), lorsqu'elle est intercalée entre la sortie de la platine tourne-disque et l'amplificateur HiFi extermine le souffle et le ronronnement du secteur lorsque l'on écoute un disque à forte puissance.

Chacun sait, pour en avoir décelé le phénomène sur son propre appareil, qu'il ne fait pas bon pousser les potentiomètres de volume à fond et encore moins les potentiomètres du correcteur de tonalité lorsque l'amplificateur est commuté en Entrée P.U. magnétique (à quelques rares exceptions près).

Pourtant, en position « haut

niveau » (magnétophone, tuner, auxiliaire) l'appareil se comporte assez bien dans son mutisme en absence de modulation.

L'entrée « bas niveau » d'un amplificateur (PU magnétique ou microphone) souffle, grésille, ronronne, détecte la radio...

A toute maladie il faut essayer de trouver le remède, le truc qui guérit, c'est ce que réalise notre « boîte bleue ».

Chaque lecteur Hifiste connaît bien la cellule magnétique, son avarisme lorsqu'il s'agit de délivrer quelques millivolts au bout du cordon BF.

Le tableau I donne un aperçu de quelques cellules bien connues avec leur sensibilité.

C'est bien peu lorsqu'on

pense qu'il faut bien souvent 1 V pour attaquer l'entrée de l'amplificateur de puissance (soit 1 000 mV). Donc tout d'abord il faut amplifier ces quelques millivolts. Ce n'est pas tout, si on écoutait un disque en passant par une entrée microphone par exemple (entrée bas niveau (5 à 10 mV) et réponse en fréquence linéaire) on serait surpris et déçu du piètre résultat obtenu, pas de basse mais des aigus à vous faire fuir tous les animaux du voisinage. Des revues telles que Hi-Stéréo ont plusieurs fois abordé le sujet, « la gravure et la reproduction des disques ».

On sait ainsi que la modulation gravée sur un disque est « trafiquée », on comprime ici, on expense là suivant un

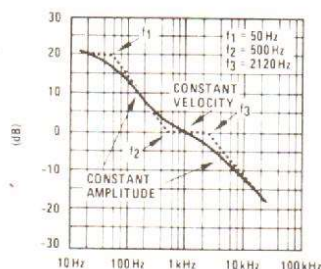
standard bien défini, et pour tout dire bien souvent on coupe tout ce qui se trouve en dessous de 70 Hz !!

Si on a atténué à la gravure, il va de soi que pour rétablir l'équilibre il faut amplifier à la lecture et c'est ainsi que l'on parle du standard RIAA.

Le tableau II et la courbe de réponse permettent de juger du travail que doit réaliser la contre-réaction sélective RIAA à la lecture d'un disque.

« La boîte bleue » doit donc fortement amplifier le signal BF et corriger la réponse en fréquence suivant le standard RIAA. On ne lui demande pas d'ajouter un signal (souffle ou ronronnement) mais de reproduire sans distorsion la musique enregistrée au studio.

Le gain en tension demandé



Marque	Modèle	Tension de sortie à 5 cm/sec
Empire	999	5 mV
	888	8 mV
Shure	V-15 III	3,5 mV
	M 91	5 mV
Pickering	V-15 AT3	5 mV

TABEAU I

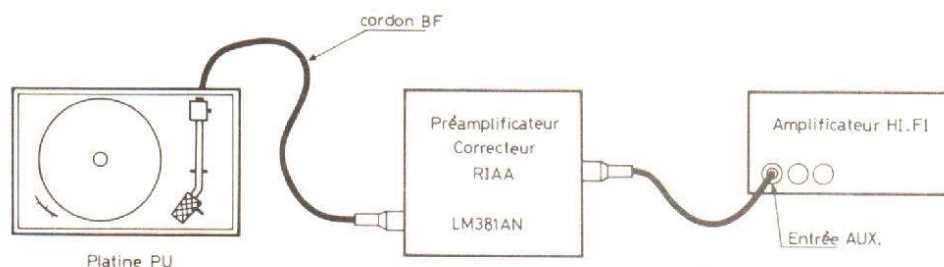


Fig. 1

à cet étage est très important, bien souvent de l'ordre de 100, et c'est là que plus rien ne va dans l'amplificateur Hi-Fi. Le transformateur d'alimentation rayonne, le traître superpose son 50 Hz à la modulation, l'étage amplificateur composé de 2 ou 3 transistors souffle et grésille (à cause du bruit thermique engendré dans les résistances). Un émetteur lointain glisse son programme, bien souvent en langue inconnue ! pour tout dire, ce n'est plus de la musique.

Le remède miracle, sortir « l'étage amplificateur pour cellule magnétique » du coffret de l'appareil, c'est la solution que nous propose notre « boîte bleue », et ce qu'indique la figure 1.

Nous avons déjà publié quelques modules « préamplificateur-correcteur RIAA » ayant des performances plus ou moins valables mais jamais équipés de circuits intégrés. Nous boudions jusqu'à présent ce composant concentré, à cause de son asthme (quel souffle !!) et de son irrégularité (taux de distorsion élevé). Avec ça, quelle exigence, pen-

sez, 2 tensions d'alimentation symétriques !

Puis le LM 381 A a fait son entrée dans notre domaine de la BF, plein de promesses de par ses caractéristiques. Encapsulé dans un boîtier Dual in Line à 14 pattes comme l'indique la figure 2, celui-ci propose 2 amplis opé-

rationnels identiques, mais attention totalement indépendants jusqu'à l'alimentation, il nous assure ainsi une séparation entre les 2 canaux de 60 dB. Son alimentation peut varier entre + 9 V et + 40 volts, de plus il est compensé et protégé contre les court-circuits. Le LM 381 A

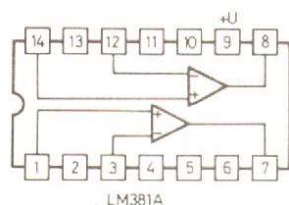


Fig. 2

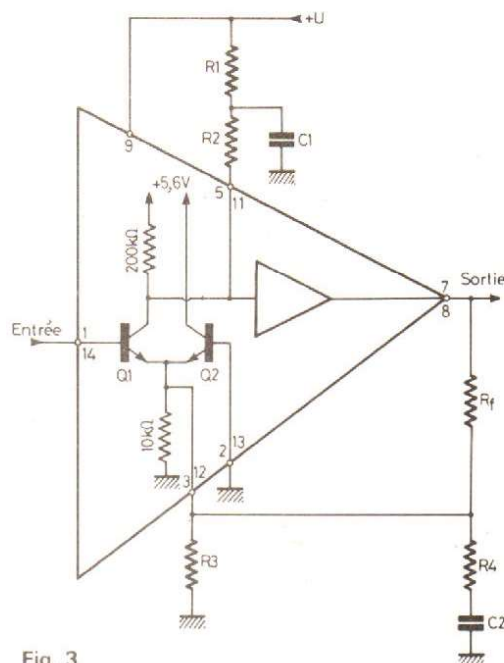


Fig. 3

est tout désigné pour amplifier des petits signaux, c'est un très faible bruit. Pensez, le bruit total équivalent à l'entrée, typique est de 0,5 V eff ($R_s = 600 \Omega - 10$ à 10 000 Hz).

Sans trop approfondir l'intérieur du C.I. disons tout de même que chaque ampli OP se compose de : 14 transistors - 3 diodes - 2 zeners et 9 résistances.

La figure 3 présente un des deux amplis OP avec quelques composants extérieurs nécessaires à son fonctionnement.

Le condensateur C_1 sert bien entendu de découplage, tandis que R_1 et R_2 polarisent le collecteur de Q_1 .

Le gain alternatif en boucle fermée est défini par le rapport :

$$\frac{R_f + R_4}{R_4}$$

Le condensateur C_2 définit la fréquence de coupure dans le bas du spectre :

$$f_0 (-3 \text{ dB}) = \frac{1}{2\pi C_2 \cdot R_4}$$

Le diviseur R_f/R_3 produit une contre réaction en continu négative, à travers l'amplificateur.

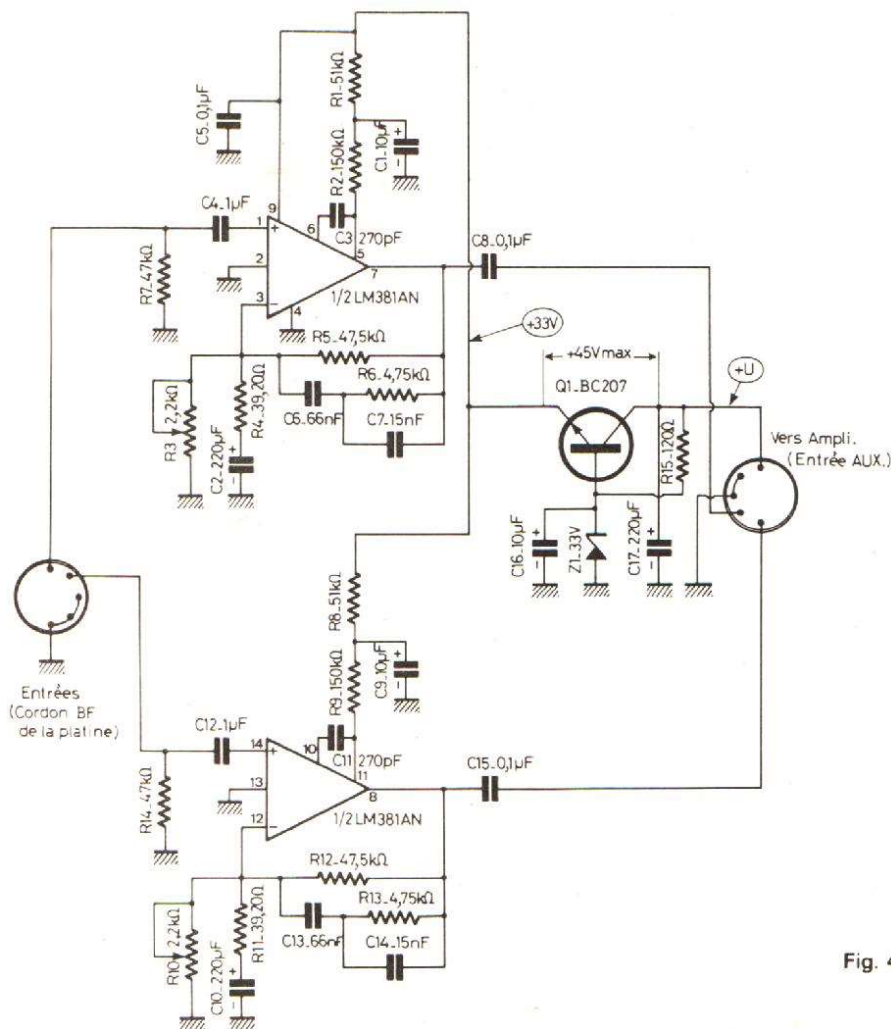


Fig. 4

Hz	dB
20	+ 19,3
30	+ 18,6
40	+ 17,8
50	+ 17
60	+ 16,1
80	+ 14,5
100	+ 13,1
150	+ 10,3
200	+ 8,2
300	+ 5,5
400	+ 3,8
500	+ 2,6
800	+ 0,1
1 k	0 (fréquence de référence)
1,5 k	- 1,4
2 k	- 2,6
3 k	- 4,8
4 k	- 6,6
5 k	- 8,2
6 k	- 9,6
8 k	- 11,9
10 k	- 13,7
15 k	- 17,2
20 k	- 19,6

TABLEAU II

I - PRÉAMPLIFICATEUR POUR CELLULE MAGNÉTIQUE

A) Le schéma :

Le schéma théorique est proposé à la figure 4. Etant composé de 2 amplis OP identiques, le LM 381 A est tout indiqué pour une utilisation en stéréophonie.

Nous retrouvons les composants de polarisation de la figure 3, avec $R_1 - R_2 - C_1$ pour l'alimentation, R_4 et C_2 pour la fréquence de coupure f_0 .

La contre-réaction sélective se compose de $R_6 - C_7$ et C_6 . Elle se trouve placée entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'ampli OP, en parallèle sur la résistance R_5 qui n'est autre que la résistance R_f à la figure 3.

Avec $R_4 = 39,2 \text{ k}\Omega$ et $C_2 = 220 \mu\text{F}$, nous pouvons cal-

culer la fréquence de coupure f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 39,2 \cdot 220 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{1}{54 158,72 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{1 \cdot 10^6}{54 158,72} = 18,46 \text{ Hz}$$

avec R_4 en ohms et C_2 en Farad.

La courbe théorique RIAA fait apparaître 3 états (voir tableau II et courbes), déterminés aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 , soit : $f_1 = 50 \text{ Hz} - f_2 = 500 \text{ Hz}$ et $f_3 = 2 120 \text{ Hz}$. C'est la contre-réaction sélective qui permet de suivre au mieux la courbe théorique. La fréquence f_1 est déterminée par C_6 et R_5 , dans notre cas $R_5 = 47,5 \text{ k}\Omega$ et $C_6 = 66 \text{ nF}$. Nous pouvons donc en déduire f_1 par la relation :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_4 \cdot C_6}$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 47,5 \cdot 10^3 \cdot 66 \cdot 10^{-9}}$$

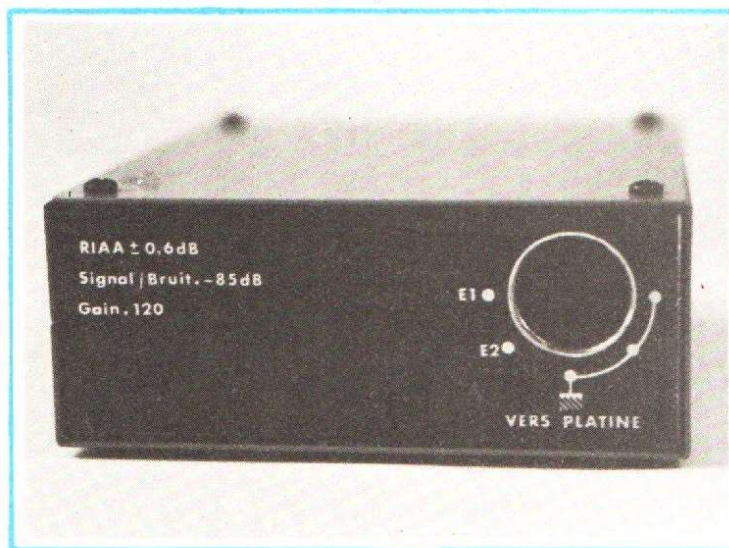
$$= \frac{1}{19 687,8 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_1 = \frac{1 \cdot 10^6}{19 687,8} = 50,79 \text{ Hz}$$

f_2 fait apparaître une relation entre C_6 et R_6 . De cette relation, avec comme éléments $C_6 = 66 \text{ nF}$ et $R_6 = 4,75 \text{ k}\Omega$, nous pouvons calculer f_2 :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_6 \cdot C_6}$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 4,75 \cdot 10^3 \cdot 66 \cdot 10^{-9}}$$



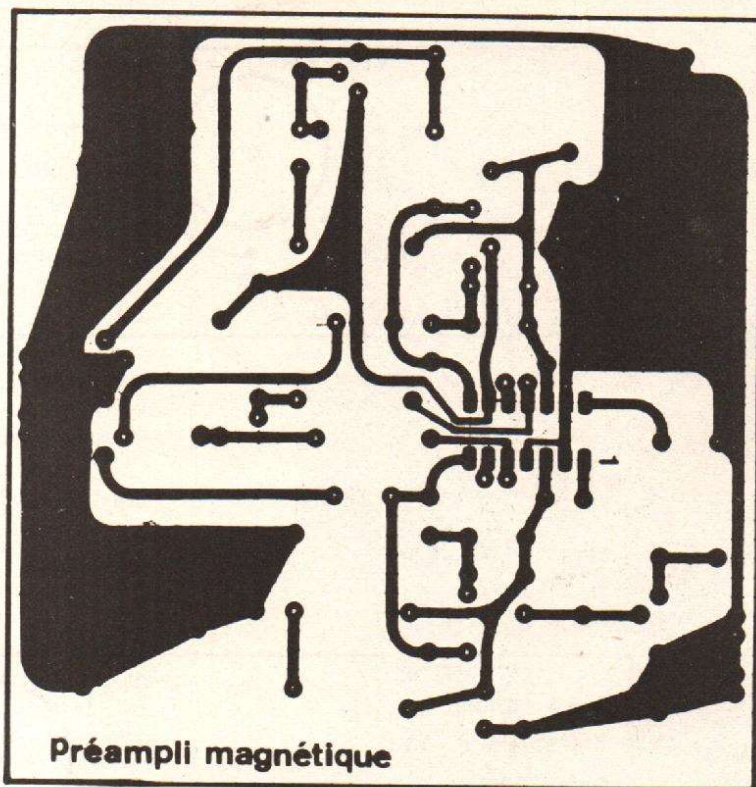


Fig. 5

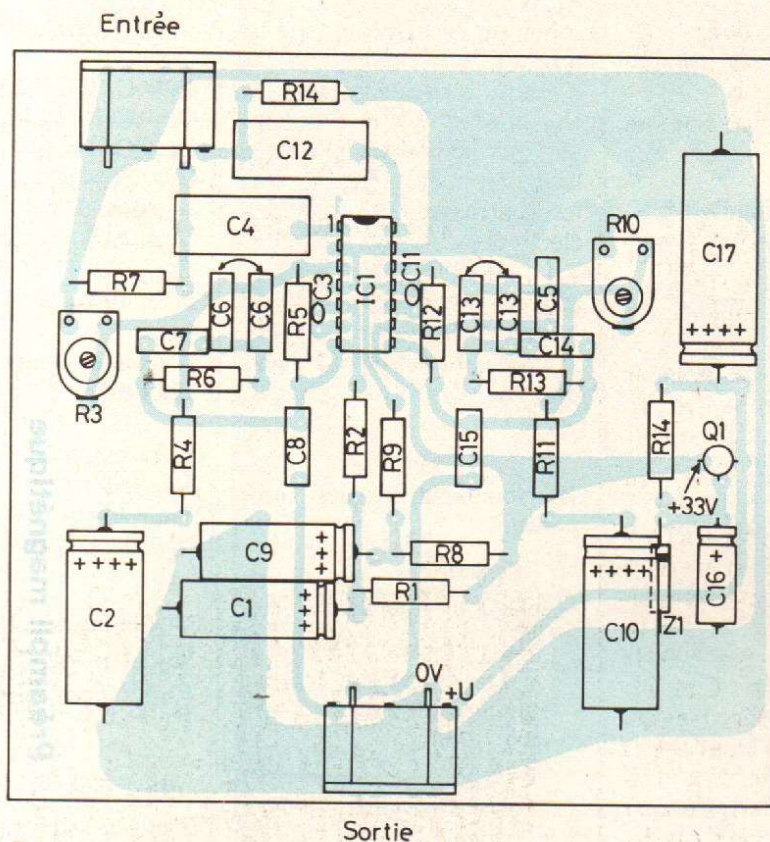


Fig. 6

On n'a même pas besoin de faire le calcul, en effet R_6 étant égale à $R_4/10$, on aboutit tout de suite à $f_2 = 507,9$ Hz. Un dernier calcul, celui de f_3 met en évidence les éléments C_7 et R_6 .

Sachant leurs valeurs nominales, $C_7 = 15$ nF et $R_6 = 4,75$ k Ω , nous pouvons en déduire f_3 de la relation :

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot C_7 \cdot R_6}$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 15 \cdot 10^{-9} \cdot 4,75 \cdot 10^3}$$

$$= \frac{1}{447,45 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_3 = \frac{1 \cdot 10^6}{447,45} = 2\,234 \text{ Hz}$$

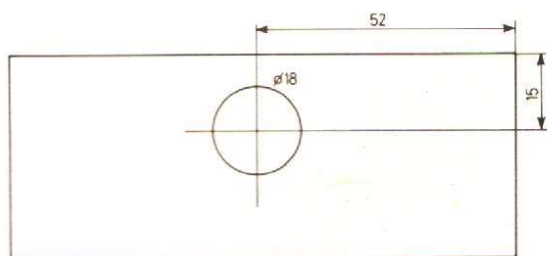
Le condensateur $C_3 = 270$ pF limite l'amplificateur aux fréquences élevées, et supprime le bruit excessif en sortie.

L'injection de la modulation s'effectue sur les entrées non inverseuses au travers des condensateurs C_4 et C_{12} de $1 \mu\text{F}$. L'impédance d'entrée est déterminée par les résistances R_7 et R_{14} de 47 k Ω .

L'alimentation du LM 381 A est ici de $+33$ volts. Pour permettre à ce module d'être raccordé à la plupart des amplificateurs HiFi, nous avons incorporé une alimentation stabilisée fournissant le $+33$ volts. Cette alimentation basée sur l'utilisation d'un transistor $Q_1 - \text{BC } 207$ et d'une zener $Z_1 - 33 \text{ V}$ fournit au LM 381 A la tension $+33$ volts disponible sur l'émetteur de Q_1 . Quelle que soit la tension $+U$ appliquée au collecteur de Q_1 , le potentiel de l'émetteur reste constant. Bien entendu, le V_{CE} de Q_1 lui absorbe l'excédent de tension, jusqu'à $+45$ volts max.

Théoriquement, la tension $+U$ peut varier de $+35$ volts à $+78$ volts.

La modulation est prélevée en sorties des 2 amplis OP par les condensateurs C_8 et C_{15} de $0,1 \mu\text{F}$.



Prise AUXILIAIRE (ou Tuner)

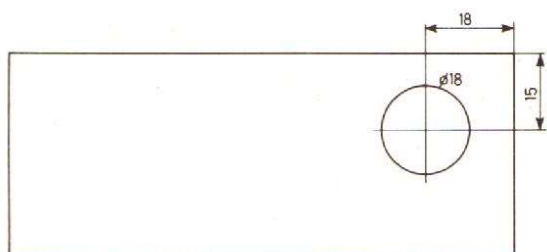
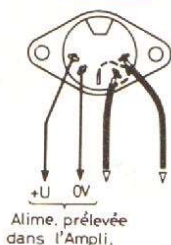


Fig. 7

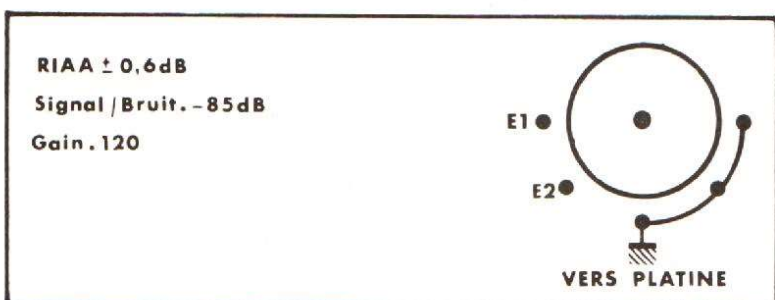
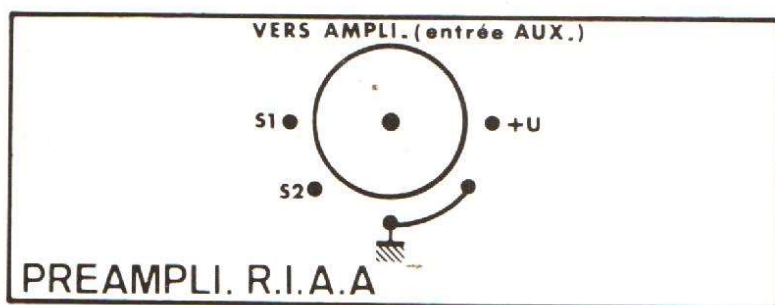


Fig. 8

B) Circuit imprimé :

Le dessin des pistes cuivrées est proposé aux lecteurs à la figure 5 et ce, bien entendu, à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaquette sont de 102 x 99 mm. Les liaisons ne sont pas trop nombreuses. Nous conseillons aux lecteurs de travailler sur du support photosensibilisé pour positif. On peut alors réaliser une plaquette très propre, digne d'un travail professionnel. Il suffit de décalquer la figure 5 qui servira au moment de l'insolation.

Nous avons personnellement utilisé des pastilles adhésives de Ø 2,54 mm et de la bande de 1,27 mm de largeur.

La plaquette gravée, reste le travail de perçages. On utilise tout d'abord un foret de Ø 1 mm.

On reprend ensuite avec un foret de Ø 1,5 mm tous les trous destinés au passage des picots des 2 prises DIN.

Avant de commencer le

câblage, on désoude les surfaces cuivrées en les frottant avec un tampon Jex afin de faciliter l'adhérence de la soudure.

C) Câblage du module :

Le plan de câblage est celui proposé à la figure 6. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour connaître la valeur nominale de chacun d'eux.

On commence par souder toutes les résistances, puis les 2 ajustables.

On met ensuite en place les condensateurs non polarisés en terminant par C_4 et C_{12} qui sont plus volumineux.

Puis vient le tour des électrochimiques $C_1 - C_2 - C_9 - C_{10} - C_{16}$ et C_{17} .

Reste les 2 prises DIN - 5 broches et on termine par les semiconducteurs.

Pour le circuit intégré LM 381 A, il est préférable d'utili-

ser un support Dual in Line 14 broches.

Entre le circuit imprimé et Q_1 , on peut intercaler un support qui permet d'augmenter la rigidité mécanique et évite les court-circuits entre les 3 électrodes.

Le module câblé, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène ce qui assure au module une finition professionnelle.

D) Nomenclature des composants :

— Résistances à couche (métallique si possible) 1/2 W :

- $R_1 - R_8 - 51 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$
- $R_2 - R_9 - 150 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$
- $R_4 - R_{11} - 39,2 \Omega \pm 2 \%$ (39 $\Omega \pm 5 \%$ max)
- $R_5 - R_{12} - 47,5 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$ (47 $\text{k}\Omega \pm 5 \%$ max)
- $R_6 - R_{13} - 4,75 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$ (4,7 $\text{k}\Omega \pm 5 \%$ max)
- $R_7 - R_{14} - 47 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$
- $R_{15} - 120 \Omega \pm 5 \%$

— Condensateurs non polarisés :

- $C_3 - C_{11} - 270 \text{ pF}$ céramique
- $C_4 - C_{12} - 1 \mu\text{F} / 63 \text{ V}$
- $C_5 - C_8 - C_{15} - 0,1 \mu\text{F} / 63 \text{ V}$
- $C_6 - C_{13} - 66 \text{ nF}$ (2 condensateurs 33 nF en parallèle) $\pm 10 \%$
- $C_7 - C_{14} - 15 \text{ nF} / 160 \text{ V} \pm 10 \%$

— Condensateurs électrochimiques :

- $C_1 - C_9 - 10 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$
- $C_2 - C_{10} - 220 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$
- $C_{16} - 10 \mu\text{F} / 63 \text{ V}$
- $C_{17} - 220 \mu\text{F} / 40 \text{ V à } 63 \text{ V}$ (suivant la valeur de + U)

— Semiconducteurs :

- $Q_1 - \text{BC } 207 \text{ ou } \text{BC } 107$
- $Z_1 \text{ Zener } 33 \text{ V} / 500 \text{ mW}$
- $\text{IC}_1 - \text{LM } 381 \text{ A}$

— Divers :

- 2 prises DIN 5 broches pour circuit imprimé
- 1 support Dual in Line 14 broches

1 intercalaire de transistor
2 ajustables VAO5 H Ohmic
 $R_3 - R_{10} 2,2 \text{ k}\Omega$

E) Mise en boîte du module :

Nous avons utilisé pour cette maquette un coffret GI portant la référence 5045/6 dans la série micro de luxe les 8 vis parker enlevées, il se démonte en 5 parties. La tôle perforée à l'intérieur n'est pas utilisée. Le seul travail de tôlerie consiste au perçage des 2 trous de $\varnothing 18 \text{ mm}$ dans les faces avant et arrière. Les figures 7(a) et 7(b) donnent les indications nécessaires à cette opération pour laquelle il faudra tout de même être précis.

Le circuit imprimé s'emboîte dans les flasques avant et arrière grâce aux créneaux découpés dans ces pièces en aluminium. Aucune vis n'est nécessaire.

Les figures 8(a) et 8(b) montrent la gravure des faces AV et AR, gravures effectuées dans de la tôle d'aluminium satiné.

F) Intervention au niveau de l'amplificateur HiFi :

C'est une opération toute simple, il suffit de souder au niveau de la prise DIN auxiliaire les 2 fils d'alimentation 0 V et + U, ce qu'indique la figure 9. Le + U sera prélevé sur l'alimentation générale de l'appareil si celui-ci est inférieur à + 78 V

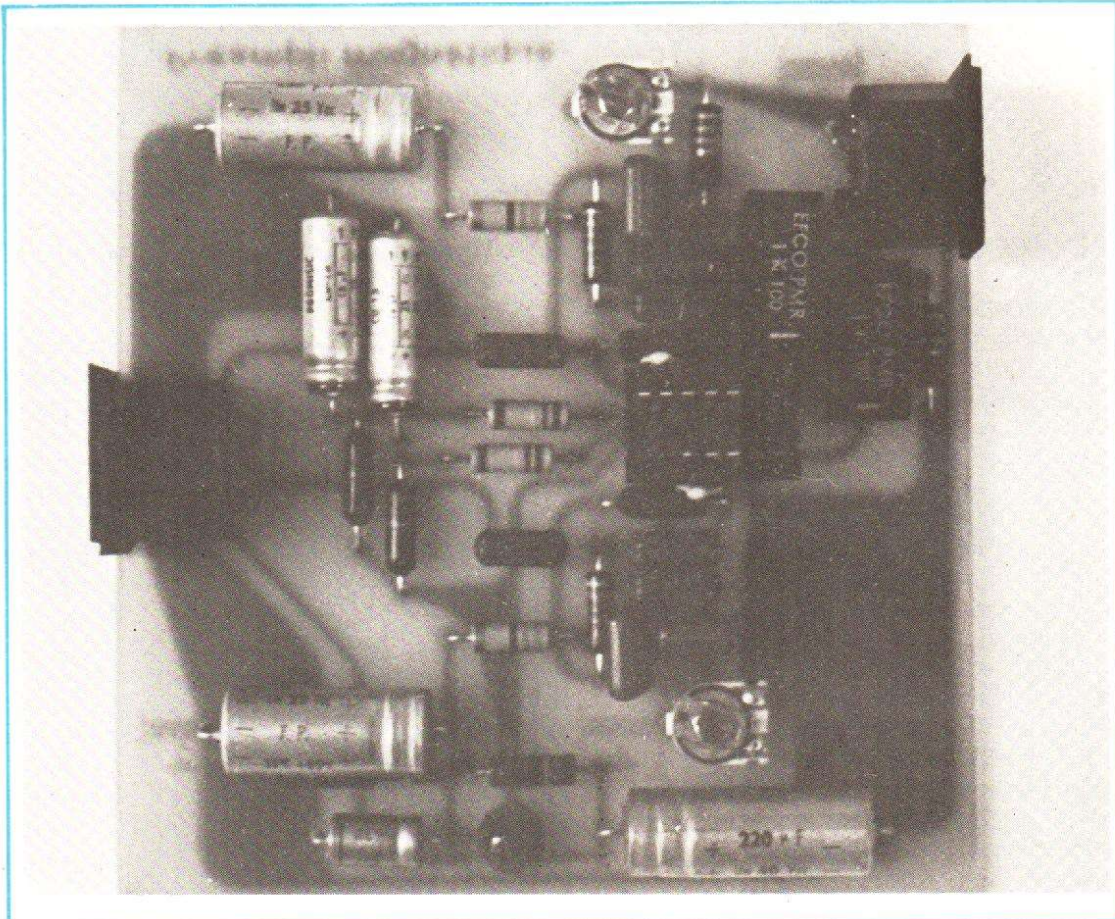
G) Mise sous tension du module :

Dès que le module est raccordé à l'amplificateur HiFi et que celui-ci est mis sous tension, le préamplificateur LM 381 A doit fonctionner correctement.

Les 2 ajustables R_3 et R_{10} auront leur curseur orienté en position médiane (à mi-course).

H) Caractéristique du module :

Tension d'alimentation :
+ 33 volts (pour le LM 381 A)



**NOUS, NOUS N'AVONS PAS D'IDÉES...
MAIS NOUS AVONS DES BOÎTES
POUR Y LOGER LES VOTRES !**

TEKO

**TOUS LES COFFRETS
POUR L'ELECTRONIQUE**

Dépliant-tarif en couleurs et liste des dépositaires contre 2 timbres-poste à :

FRANCLAIR ELECTRONIQUE
54, avenue Victor Cresson - 92130 ISSY-LES-MOULINEAUX

Ecart avec la courbe théorique
RIAA : $\pm 0,6 \text{ dB}$
Rapport signal/bruit :
 $> -85 \text{ dB}$
Gain en tension : 120 (à
1 kHz).

D) Nota :

Par les calculs, nous avons trouvé pour la fréquence $f_3 - 2234 \text{ Hz}$ alors que la fréquence théorique est de 2120 Hz . Nous sommes évidemment tenus par la valeur nominale des composants ainsi que leur tolérance. Cependant, en reprenant les calculs en fonction de C (C_7 de 15 nF dans notre cas), nous trouvons une valeur de :

$$C_7 = \frac{1}{2\pi \cdot 2120 \cdot 4,75 \cdot 10^3}$$

$$= \frac{1}{63\,239,6 \cdot 10^3} = 15,81 \text{ nF}$$

Les lecteurs qui disposent d'un capacimètre assez précis pourront rechercher parmi leurs 15 nF ceux dont la valeur est voisine de $15,81 \text{ nF}$, ils se rapprocheront ainsi de la valeur théorique de f_3 .

D.B.

BRANCHEMENT D'UN MAGNÉTOSCOPE SUR UNE TÉLÉVISEUR

SUITE à l'article paru sous ce titre dans le Haut-Parleur d'octobre 1976, une mise au point doit être formulée quant au mode de branchement d'un magnétoscope sur un téléviseur du commerce.

Certains téléviseurs – pour ne pas dire la majorité d'entre eux – utilisent un auto-transformateur pour alimenter les circuits, ce qui place une des bornes du secteur au châssis. Des précautions doivent donc être prises lors du branchement d'un magnétoscope sur un tel téléviseur, car il est évident que la manipulation d'un tel appareil risque d'être dangereuse si l'utilisateur est en relation quelconque avec le sol. Disons tout de suite qu'il n'y a pas de solution simple ou économique. La plus simple est, évidemment, l'emploi d'un téléviseur et d'un magnétoscope complètement isolés du secteur, dans leur coffret même. Dans ce cas, aucune précaution n'est à prévoir. Leur alimentation s'effectue par l'intermédiaire d'un transformateur incorporé.

Si le téléviseur possède un auto-transformateur en guise de transformateur d'alimentation il faut isoler les masses des appareils ou intercaler un transformateur d'isolement de rapport 1/1 dans le branchement au réseau.

Alors, il est évident que le côté du réseau primitivement relié au châssis est isolé de la propre masse du magnétoscope. Le transformateur doit permettre le débit nécessaire au téléviseur

(250 VA environ). Quant au magnétoscope, il s'alimente directement sur le réseau, figure 1.

Une autre solution consiste à intercaler des condensateurs entre les liaisons, figure 2.

En général cette méthode n'est valable que pour les points chauds. Les retours de masse, en effet, s'ils sont séparés par un condensateur – même de valeur suffisante – engendreraient des couplages et induiraient des inductions intolérables pour l'image et le son. Le principe de la séparation par un condensateur ne sera donc retenu que pour les liaisons des points chauds (entrées ou sorties); les masses resteront communes.

Par contre, on s'arrangera à faire coïncider, avant d'effectuer les connexions vidéo et son, les mêmes pôles « masse » du réseau dans les deux appareils. Cette précaution se vérifie aisément en branchant un contrôleur universel entre les châssis des deux appareils et en retournant l'une des prises « secteur » de telle sorte que la tension mesurée soit alors nulle au voltmètre (fig. 3).

Enfin, la solution la plus généralisée est celle du modulateur UHF (1) (fig. 4), dont la sortie « câble antenne » est isolée du châssis. Il n'est toutefois pas conseillé de mettre les mains entre les deux châssis si le magnétoscope comporte une alimentation par auto-transformateur (ce qui est rare !) comme c'est le cas avec les téléviseurs d'outre-Rhin.

R. Ch. HOUZÉ

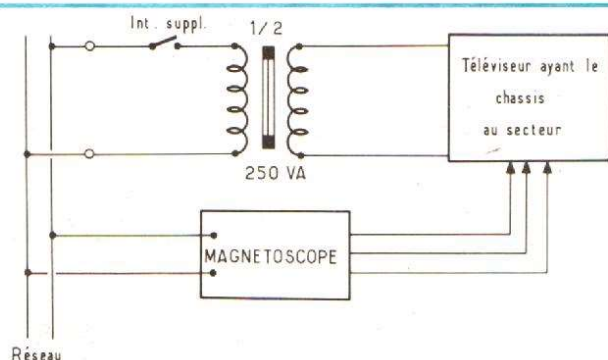


Fig. 1. - Utilisation d'un transformateur d'isolement.

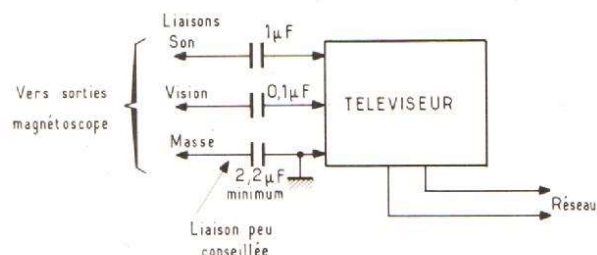


Fig. 2. - Séparation par capacités.

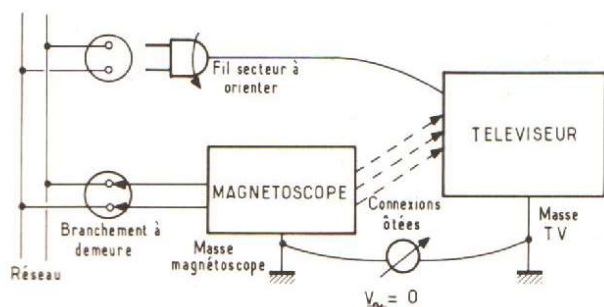


Fig. 3. - Montage permettant de vérifier qu'aucune d.d.p. alternative n'existe entre les appareils.

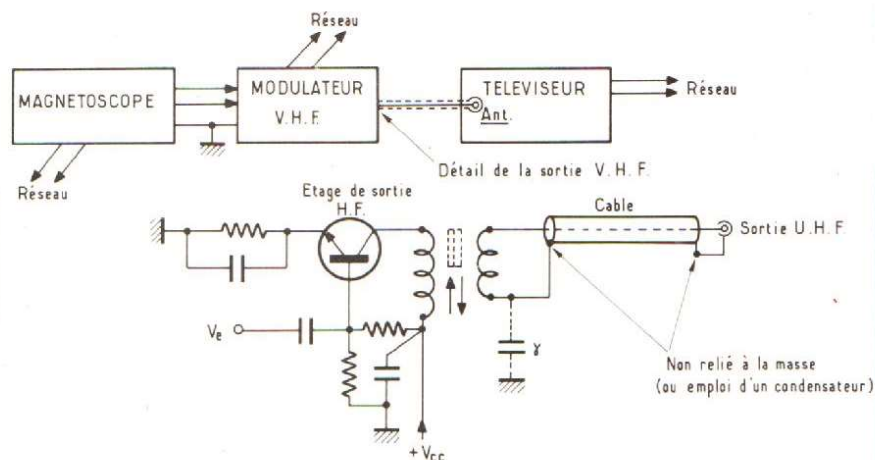


Fig. 4. - Utilisation d'un modulateur VHF.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES TRANSFORMATIONS DES COMPOSANTS

LE mot « technologie » ou sa forme anglo-saxonne « technology » est très à la mode actuellement ; on le voit figurer constamment dans tous les articles et les ouvrages techniques ; mais de quoi s'agit-il exactement ?

« La technologie, nous dit le dictionnaire, c'est essentiellement l'étude des outils, des procédés, et des méthodes employés dans les diverses branches de l'industrie ».

La technologie s'applique ainsi à des produits, à des éléments, à des applications extrêmement diverses ; la partie qui concerne dans l'électronique les composants, ce qu'on appelait autrefois les « pièces détachées » présente un intérêt essentiel à la fois pour les chercheurs et les utilisateurs quels qu'ils soient.

Les composants électroniques constituent, en effet, en quelque sorte, les moellons qui permettent la construction

des appareils électroniques. La fiabilité, c'est-à-dire la sécurité de fonctionnement des matériels électroniques simples ou complexes est déterminée essentiellement par le facteur de sécurité de la pièce la plus fragile, c'est-à-dire toujours un composant.

Il est donc indispensable aux réalisateurs et aux utilisateurs de ces pièces de posséder une connaissance approfondie de leurs caractéristiques. Au fur et à mesure des perfectionnements, des transformations des techniques électroniques, de l'apparition des nouvelles applications, de l'utilisation de nouveaux principes, il est devenu également indispensable de mettre au point et d'utiliser des composants électroniques de caractéristiques correspondantes de plus en plus précises. Bien souvent ils sont très sophistiqués et réalisés sous des formes surprenantes, à la fois par leur complexité, et leur miniaturisation.

Une étude sur les compo-

sants électroniques doit permettre à l'utilisateur de choisir les éléments les mieux appropriés à ses besoins spéciaux, et d'en comprendre les caractéristiques fondamentales.

Il s'agit aussi de connaître les perfectionnements et les progrès que l'on peut espérer dans un avenir plus ou moins immédiat. La recherche et la mise au point des composants nouveaux est un travail relativement long, bien souvent, plusieurs années s'écoulent entre les premiers travaux de recherche en laboratoire et la production de série. Des modifications continuelles sont cependant apportées aux pièces existantes, qu'elles soient classiques ou révolutionnaires.

En fait, les questions les plus importantes à connaître pour l'utilisateur concernent le choix, l'utilisation et, par suite, la fiabilité des composants. Quand un ensemble électronique présente des défauts, la plupart du temps ceux-ci ont pour origine un défaut d'adaptation des composants, plutôt qu'une qualité inférieure intrinsèque.

Le choix des éléments constitutifs d'un montage ne peut ainsi être assuré sans être exactement informé des caractéristiques exactes des composants utilisés. Parmi les milliers de composants actuels, dans chaque cas particulier il s'agit d'opérer un choix rationnel et d'employer dans les meilleures conditions les éléments choisis, en réalisant surtout une adaptation rationnelle.

De là, l'importance des recherches effectuées récemment sur la qualité des composants et leur normalisation, qui était devenue indispensable à la suite même des perfectionnements, de la diversification, et de la multiplication des éléments. Les transformations sont dues non seulement à l'emploi des nouveaux matériaux, mais aux modifications des formes et des fabrications.

On distingue toujours, d'une manière générale, les composants passifs, c'est-à-dire qui sont parcourus par un courant provenant d'une source électrique extérieure, ou subissant une action provenant d'un élément extérieur, et les composants actifs qui produisent, par eux-mêmes, un courant ou une action mécanique, électrique, magnétique sinon chimique.

LA RÉVOLUTION DES SEMI- CONDUCTEURS

Les résistances et les condensateurs sont ainsi essentiellement des composants passifs, tandis que les composants à semi-conducteurs sont des éléments actifs. Rares sont les domaines qui ont évolué aussi vite que ce secteur des composants à semi-conducteurs.

Mais peu à peu les spécialistes ont appris à fabriquer des transistors, des diodes, des résistances, des capacités au sein d'un bloc de matériau semi-conducteurs, puis ils ont cherché à réaliser un circuit électrique complet comprenant plusieurs de ces éléments dans une même plaquette de semi-conducteurs.

D'où l'apparition des circuits intégrés, qui a transformé la construction électronique ; par la suite, une plaquette de même dimension peut servir à fabriquer non plus un, mais plusieurs dizaines ou centaines de circuits. Cette technique se développe et constitue l'intégration à grande échelle, ou LSI, suivant le terme anglo-saxon. Ce groupe de composants, à semi-conducteurs peut être, en particulier, divisé en deux grandes sections : celle des composants discrets, et celle des circuits intégrés. Les composants passifs eux-mêmes, résistances et capacités, peuvent être discrets, ou reliés à des circuits.

COMPOSANTS DISCRETS OU INTÉGRÉS

Ces composants discrets sont simplement des éléments séparés, tels que transistors, diodes, résistances ou capacités. Les techniques actuelles permettent cependant la fabrication par centaine d'éléments semblables, par exemple, des transistors sur une même plaquette de silicium, de quelques centimètres de surface, sinon moins. Cette plaquette est ensuite découpée, parfois à l'aide d'un laser, avant son montage dans un boîtier portant les fils de contact.

Un circuit intégré est fabriqué de la même manière qu'un composant discret. Il nécessite des opérations nombreuses et encore beaucoup plus précises. Une plaquette de silicium de 1 mm² peut supporter jusqu'à 30 à 120 éléments, et même au moins 400.

Il peut paraître surprenant que ces circuits intégrés n'aient pas supprimé les composants discrets, d'autant plus que leur prix de revient, et, par suite, leur prix de vente a diminué en fait constamment, malgré l'élévation générale des prix due à l'inflation.

Pourtant, en 1976, les composants discrets constituent encore la moitié des éléments à semi-conducteurs, et 45 % des composants réalisés aux Etats-Unis. Ils restent très utilisés pour le matériel électronique « grand public », les télécommunications, et l'automobile.

Il n'en reste pas moins que les circuits intégrés continuent à gagner du terrain, surtout en Europe, et après l'apparition, en particulier, des circuits étudiés depuis fort longtemps, les circuits MOS, qui présentent certains avantages par rapport aux circuits intégrés classiques, appelés désormais circuits bipolaires. Les circuits MOS représentent 40 à 45 % de la production américaine

des circuits intégrés en 1976, et leur étude est indispensable pour les utilisateurs.

LA MINIA- TURISATION

La micro-électronique a transformé toute l'électronique, tant au point de vue de la construction des appareils et des montages qu'au point de vue de leur taille qui peut devenir minuscule.

Après l'ère du tube à vide, et après celle des transistors, qui, dès 1957, a permis de réduire les dimensions des montages et de les rendre plus robustes, une nouvelle étape a commencé, celle de la micro-miniaturisation. Il ne s'agit pas seulement d'un nouveau pas, vers une réduction extraordinaire de dimensions, mais d'une véritable transformation dans la conception et la réalisation des composants, et des ensembles électroniques.

La technique classique d'assemblage des pièces discrètes a ainsi souvent été abandonnée, pour céder la place aux « circuits solides ». L'addition, la soustraction, la disposition différente de ces pièces, permettent d'obtenir des dispositifs, des appareils, des machines qui exécutent une tâche précise, et doivent assurer une fonction déterminée. Il y a ainsi une transformation des composants et une nouvelle conception de leurs buts et de leurs rôles.

LES ÉTAPES DE L'HISTOIRE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Les premières « pièces détachées radio-électriques » d'autrefois, comprenant, surtout résistances, self-inductances, et capacités, étaient, en fait, les éléments constitutifs

des spires de Hertz qui ont permis de démontrer l'existence des ondes électriques. Depuis bien longtemps, la bouteille de Leyde servait, d'ailleurs, de condensateur fixe et des résistances étaient utilisées dans le domaine de l'énergie électrique.

Faraday, vers 1850, avait découvert que le sulfure d'argent était une résistance à coefficient thermique négatif élevé; il constituait, en fait, une première forme de la thermistance moderne. Vers la fin de 1880, un premier condensateur électrolytique à feuille d'aluminium était déjà créé en Allemagne.

La première résistance agglomérée au carbone a été fabriquée en 1885, et, comme nous l'avons noté plus haut le premier bobinage a été la spire de Hertz de 1887. Le tube à deux électrodes, ou diode, date de 1904, et la triode apparaît en 1907. Pour utiliser ces tubes, les constructeurs, professionnels ou amateurs, devaient, d'ailleurs, étudier et réaliser eux-mêmes toutes les pièces ou composants nécessaires.

C'est la guerre de 1914-18, qui a intensifié brusquement les progrès et les développements des radio-communications et amené la production massive de la « lampe merveilleuse » (pour l'époque) constituée par la triode. Peu à peu, les pièces détachées ont commencé à prendre plus ou moins les formes qu'elles devaient avoir comme composants discrets.

Après la première guerre mondiale, l'industrie des pièces détachées a commencé enfin à se développer; dès 1922 jusqu'en 1930, un grand nombre de fabricants de pièces détachées ont étudié la fabrication de pièces particulières, que les premiers constructeurs-amateurs ont utilisées pour leurs montages plus ou moins élémentaires. Les premiers ouvrages pratiques de l'époque leur donnaient d'ailleurs des indications pour

fabriquer eux-mêmes par des moyens de fortune les principales pièces détachées et, en particulier, les résistances et les condensateurs.

Les techniques de fabrication des pièces en grande série devaient s'améliorer, cependant, rapidement en 1939, il y avait déjà de nombreux millions d'appareils électroniques en service dans les principaux pays industriels européens.

Les normes de fabrication de ces pièces détachées correspondaient à celles appliquées déjà pour les radio-récepteurs; les propriétés d'auto-compensation des tubes à vide de l'époque permettaient généralement d'admettre de larges tolérances, et une médiocre stabilité.

Si l'on met à part les applications spéciales pour la construction électrique, les matériels militaires et aériens, les sociétés des téléphones, les fabricants d'appareils de mesure, et les services de l'Etat, on n'exigeait pas un standard élevé des fabricants de pièces détachées. C'est en 1938 seulement, qu'on semble avoir étudié réellement les perfectionnements et la qualité. Des normes furent établies pour la première fois, en particulier, en Grande-Bretagne pour les essais et mesures d'une large gamme de pièces détachées destinées aux applications militaires et on vit paraître les premières nomenclatures de pièces standard.

C'est la guerre de 1939-45, qui amena la production rapide de pièces détachées en grandes séries; en particulier, l'invention et l'emploi des radars nécessitèrent la création de types nouveaux. La nécessité d'une production de plus en plus intense qui pouvait atteindre trois fois celle du temps de paix, et la pénurie fréquente de matériaux, exigèrent une rationalisation et une normalisation.

C'est ainsi, par exemple, qu'en Grande-Bretagne 10 000 types de résistances

envisagées ont été réduites à 1 300 types sélectionnés, 8 000 condensateurs fixes réduits à 750 types utiles, et 700 types de tôles pour transformateurs réduits à 32 types utiles seulement.

Des réductions semblables ont été réalisées dans le domaine des autres pièces. Les normes constituaient des documents de base des approvisionnements; elles indiquaient les procédures d'inspection, de réception des marchés, les modalités d'homologation des pièces nouvelles.

Vers la fin de la guerre, et dès 1943, un « Comité des Services Communs pour les Recherches et les Etudes de Pièces détachées radio-électriques » était créé dans le but de stimuler et de coordonner les recherches et les études sur les modèles et les matériaux nouveaux.

L'expérience acquise par l'emploi des appareils de télécommunication sur les différents théâtres d'opérations et, en particulier, dans le secteur du Pacifique, démontra les défauts de réalisation des composants soumis à de dures conditions de température et d'humidité, et fit apparaître la nécessité d'un perfectionnement d'étanchéité.

Les premiers matériels pressurisés et étanches devaient être composés de pièces capables de fonctionner à des températures élevées, pour les besoins des équipements portatifs et miniatures. On commença à s'efforcer de réduire les dimensions et les premiers types miniatures apparurent en grand nombre; il fallait aussi une grande précision des caractéristiques des composants destinés aux radars et aux récepteurs de communication à plusieurs voies, en particulier. D'où l'étude par les Etablissements de l'Etat et par l'industrie des matériaux nouveaux et de nouvelles pièces destinées à satisfaire des exigences sans cesse plus précises et plus

nombreuses, et souvent contradictoires.

En France aussi, pendant les dernières années de la guerre et les premières de l'après-guerre, l'industrie a dû faire rapidement face aux besoins des matériels de télécommunication de la nouvelle armée, tant au point de vue remplacement du matériel d'origine américaine, que de la création d'un matériel nouveau adapté au besoin des opérations.

La création d'un nouveau réseau de télécommunications civiles, la renaissance des émissions de télévision à haute définition, en particulier, ont obligé les industriels à créer dans des délais rapides les pièces détachées de qualité au moins égales à celle des pièces d'importation, à établir simultanément des spécifications précises concernant ces pièces.

Les problèmes de sécurité d'emploi, la miniaturisation, l'avènement des transistors et des éléments à semi-conducteurs, la création des circuits intégrés posent les mêmes problèmes en France que dans les autres pays du monde. Les solutions proposées sont analogues; les liaisons étroites entre les sociétés ayant les mêmes problèmes rendent souvent plus facile la création de modèles nouveaux.

LES PROGRÈS TECHNIQUES SUCCESSIFS ET ESSENTIELS

Les progrès et les perfectionnements des composants ne sont pas toujours très spectaculaires, mais ils doivent constamment attirer l'attention, en raison de leur importance pratique essentielle.

Ce sont surtout les composants passifs, qui constituent la grande masse des éléments utilisés sous des formes diver-

ses. Il y a, en fait, à l'heure actuelle, toujours des demandes aussi importantes de ces éléments ; les innovations technologiques sont, sans doute, moins apparentes que pour les éléments actifs à semi-conducteurs, en particulier, les circuits intégrés, mais n'en sont pas moins très réelles.

Les circuits intégrés sont de plus en plus adaptés, nous l'avons montré plus haut pour des applications classiques plus ou moins modifiées, et ont surtout permis d'envisager des applications entièrement nouvelles. Les composants passifs se sont développés, cependant, concurremment, pour leur servir, en quelque sorte, de compléments indispensables.

Même si cette tendance à l'intégration réduisait plus ou moins la nécessité d'employer les composants passifs pour certaines parties des équipements électroniques, leur emploi dans de nouvelles fabrications de plus en plus nombreuses augmenterait leur importance.

Chaque plaquette de calculateur portatif et miniature exige, par exemple, 4 condensateurs extérieurs ; pour un multimètre de type normal simplifié, il faut employer 5 circuits intégrés, et 10 composants passifs, et tout montage d'alimentation dans un calculateur exige des résistances et des condensateurs électro-chimiques.

Les fabricants de composants passifs ont réussi à mettre au point de nouveaux composants, de nouveaux matériaux, et à perfectionner des éléments anciens pour les adapter à la puissance, à la rapidité de fonctionnement des circuits intégrés. Ces progrès ont permis d'envisager des gammes de fréquences de fonctionnement de plus en plus étendues, depuis le courant continu jusqu'à 5 kHz et une gamme de tensions de 5 volts à 50 kV.

Pour équiper les circuits intégrés utilisant les composants passifs, les dimensions, la consommation, les tensions de fonctionnement, ont dû être réduites et, en même temps, les fabricants ont réussi à diminuer les prix de revient, toutes conditions étant égales.

Un fait important dans l'évolution de l'industrie des composants passifs a consisté dans le passage graduel des productions et des applications du caractère militaire ou aérospatial, pour lesquelles le facteur essentiel consiste dans la recherche de performances élevées, aux applications industrielles et « grand public » pour lesquelles le prix de revient par rapport à la qualité constitue le facteur fondamental. Ce fait est surtout remarquable pour l'automobile, la télévision, le matériel électro-acoustique plus ou moins à haute fidélité, et autres applications « grand public ».

Un autre fait important réside évidemment dans la miniaturisation. Pour répondre aux demandes des techniciens, les fabricants ont dû réaliser des résistances de puissances admissibles de plus en plus réduites, et de dimensions de plus en plus faibles. Les tensions nominales des condensateurs supérieures aux tensions de fonctionnement des circuits intégrés ont ainsi été réduites ; des relais plus réduits et plus rapides destinés à être employés avec les semi-conducteurs ont ainsi été réalisés et perfectionnés.

Les progrès techniques les plus importants ont pu être effectués, dans trois domaines principaux :

1) Les études et la mise au point de nouveaux matériaux, des méthodes de contrôle plus précises des matériaux standards.

2) Un contrôle automatisé des chaînes de production, en particulier, pour le bobinage, l'assemblage et les essais par laser.

3) L'amélioration des types d'enrobage et de protection et l'automatisation des techniques d'enrobage.

Les progrès des composants et, en particulier, des éléments passifs sont ainsi nombreux, divers, et continuels, même s'il s'agit de pièces, en quelque sorte, classiques. Les condensateurs tubulaires au papier enrobé de cire ont été remplacés d'abord par des tubes tubulaires scellés au néoprène ; on a vu développer des condensateurs au papier métallisé. Les fabricants ont mis au point un contrôle perfectionné du coefficient de température des condensateurs à diélectrique céramique, et ont étudié des pâtes à haute constante diélectrique.

Les résistances fixes à ampoules de verre scellées et autres types étanches ont été réalisés en même temps que de nombreux perfectionnements dans la fabrication et les essais ; des résistances variables et étanches ont été produites en grand nombre.

On réalise des transformateurs fonctionnant aux températures élevées, et qui peuvent être enrobés dans des résines synthétiques ; des relais et des appareils de mesures étanches ont été étudiés et réalisés.

Les pièces de qualité que l'on trouve aujourd'hui ne ressemblent plus guère à leurs prototypes ; elles sont plus petites plus légères, capables de fonctionner avec une plus large gamme de températures et dans des conditions climatiques sévères. Les exigences des techniciens nécessitent des standards encore plus élevés, et surtout en ce qui concerne la sécurité de service, c'est-à-dire la fiabilité ; la miniaturisation est, par ailleurs, de plus en plus poussée.

La mise au point de matériaux récents a ainsi permis de nombreux progrès techniques. Des films plus minces ont été étudiés pour les condensateurs à films plastiques, et des travaux remarquables ont été effectués pour

mettre au point des encres destinées aux circuits à films épais et pour les condensateurs qui ne comportent pas de produits rares de plus en plus coûteux, tels que l'argent, le palladium, le platine.

L'apparition de nouveaux composants, les propriétés techniques de certains produits anciens, de nouvelles techniques des semi-conducteurs et des équipements d'instrumentation, ont exigé des composants passifs différents ou des formes différentes de composants déjà existants.

Par exemple, le condensateur électrolytique à feuilles d'aluminium empilées, qui avait pu être réalisé pour des fréquences de fonctionnement dans la gamme de dizaines de kHz, a été perfectionné pour la commutation haute fréquence et l'alimentation de systèmes à ferro-résonance. Encore inexistant il y a quelques années, le condensateur à feuilles empilées est actuellement un des composants dont l'importance et le progrès sont les plus rapides.

Les condensateurs céramiques à multi-couches sont employés en grand nombre par les constructeurs de circuits digitaux pour assurer un découplage en haute fréquence avec des connexions extrêmement courtes et ont servi à perfectionner les circuits à hyperfréquences.

Les tolérances, les prix, et la stabilité des résistances « discrètes » ont été améliorées lorsqu'il a fallu les employer dans les montages à lasers. Les relais à semi-conducteurs offrent la rapidité, l'isolation électrique, et la fiabilité sous la forme de circuits intégrés compatibles et commandent des courants élevés, ce qu'il serait difficile et trop coûteux d'obtenir par d'autres procédés.

Les montages à double ligne et les systèmes moulés à une seule ligne d'enrobages compatibles avec les installa-

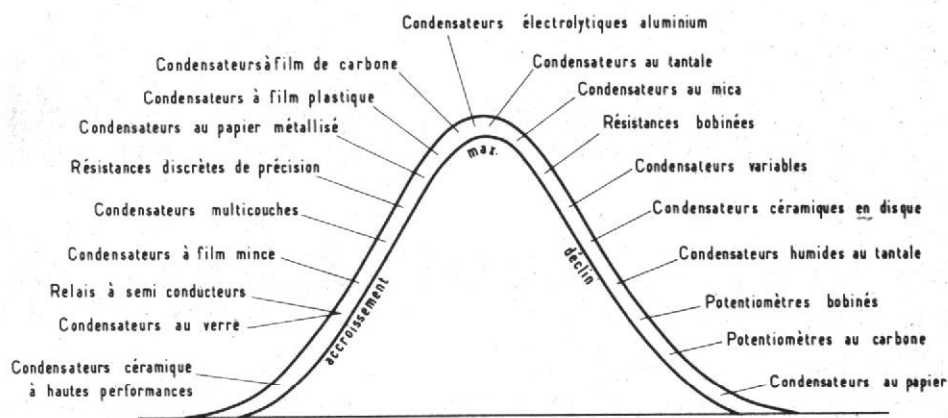


Fig. 1

tions à insertion automatique offrent des tolérances de compacité et de fiabilité plus précises que leurs contre-parties en assemblages discrets.

En outre, les performances de nombreux composants passifs ont pu également être améliorées. Les nouveaux éléments dissipent une énergie plus faible et peuvent bénéficier des avantages de réduction d'encombrement et de prix de revient des modèles à faible puissance. Une résistance discrète peut maintenant supporter une puissance plus faible, mais, par contre, présente des tolérances plus réduites.

La puissance admissible standard d'une résistance discrète il y a cinq ans, était de l'ordre de 1/2 watt, et la tolérance de 10 % ; la puissance admissible normale est actuellement de 1/4 watt et la tolérance de 5 %. Dans quelques années, la puissance admissible standard sera, sans doute, de 1/5 ou 1/10 watt.

LES DÉVELOPPEMENTS SÉLECTIFS DES DIVERS COMPOSANTS

Même si l'on considère uniquement les composants passifs, on s'aperçoit que leur

développement n'a pu être réalisé pour les différents modèles avec la même rapidité et, dans les mêmes conditions, en raison de circonstances tenant à la nature même des éléments ou à des causes extérieures particulières ou générales.

Le graphique de la figure 1 rappelle ainsi, en particulier, l'évolution constatée au cours de ces dernières années pour les condensateurs et les résistances. La plupart des recherches techniques ont porté sur les éléments indiqués sur la partie gauche du graphique ; elles ont permis d'augmenter leurs qualités techniques et d'améliorer la production ; ces éléments n'étaient pas destinés, d'ailleurs, uniquement à l'intégration.

Il est toujours difficile, nous l'avons montré plus haut,

d'utiliser toutes les propriétés des composants passifs et dans toutes les conditions avec des plaquettes de circuits intégrés. Une résistance d'une tolérance nominale de 10 %, de 2×10^{11} ohms, peut ainsi fonctionner sur une gamme de températures limitée de -200°C à $+200^\circ\text{C}$; sa capacité shunt propre est de 0,1 pF.

Pour établir des résistances de 1 micromètre d'épaisseur et de 100 ohms au carré sur une plaquette de silicium, il faudrait, avec des lignes d'une largeur de 12 mm, une longueur de 25 mm et environ 3 fois la surface d'une plaquette de type intégré LSI. Il faudrait, en outre, considérer la tolérance, la gamme de températures, la stabilité, le bruit de fond, et la capacité parasite résiduelle.

Il est difficile d'utiliser des

condensateurs intégrés, comme le montre le tableau I, avec les valeurs disponibles des types de plaquettes de condensateurs. Ce tableau indique qu'un condensateur de découplage de 0,1 pF au nitrure de silicium aurait une surface de 10 cm^2 , soit environ soixante fois la surface d'une plaquette destinée au découplage. En outre, un disque de céramique de 0,1 pF a un prix de revient très faible, tandis qu'un condensateur au nitrure de silicium qui occuperait 1/3 d'un disque de 75 mm serait beaucoup plus coûteux.

(à suivre)

R.S.

TABLEAU 1

Diélectrique employé	Constante diélectrique	Facteur pertes à 1 MHz	Capacité par cm^2	Tension nominale
Oxyde d'aluminium	9	0,05	9 000 pF	100 V
Nitrure de silicium	9,4	1	9 400 pF	100 V
Bioxyde de silicium	3,8	0,03	3 800 pF	60 V
Oxyde de silicium	6	0,5	6 000 pF	40 V

Une base de temps de précision pour fréquencesmètre pilotée... par le quartz de FRANCE-INTER

LA précision d'un fréquencesmètre dépend de la précision du quartz de sa base de temps ou horloge. Or, la fréquence d'un quartz 1 000 kHz (1 MHz) souvent utilisé, peut varier de deux ou trois hertz entre la mise en route et le moment, plus ou moins lointain, où la température se stabilise. Deux ou trois hertz, cela peut paraître négligeable par rapport à la fréquence du quartz (un million de Hz), mais si on désire mesurer des fréquences très élevées, il faut songer qu'une erreur du quartz, de 2 Hz par exemple, entraînera une erreur de 2 Hz par MHz mesuré : 20 Hz à 10 MHz, 200 Hz à 100 MHz, etc.

On tourne la difficulté en pré-chauffant le quartz dans une enceinte thermostatée, que l'on met sous tension suffisamment à l'avance.

Il existe un autre moyen d'obtenir la précision dès la mise en service : se servir de la fréquence d'une station radio dont la fréquence est dite « étalon ».

Il est, au centre de la France, à Allouis, la station France-Inter dont la fréquence de 163,840 kHz convient parfaitement. En effet, si nous divisons par deux, quatorze fois de suite cette fréquence, nous arrivons à la fréquence 10 Hz. C'est bien ce qu'il nous faut.

Le principe est le suivant : recevoir la station sur un collecteur d'ondes sélectif et directif (cadre), amplifier suffisamment pour écrêter le signal jusqu'à ne plus avoir de trace de modulation, mettre en forme le signal, puis le diviser comme indiqué plus haut. Les 7493 comportent chacun quatre diviseurs par deux (bascules). Et enfin, avec ce signal, fabriquer les signaux dits « d'horloge, de transfert et de remise à zéro » (RAZ).

Le montage que nous présentons ici est dû à l'imagination de M. Schreiber et nous le reproduisons, après l'avoir adapté à la fréquence à recevoir, avec l'aimable autorisation de l'auteur.

L'originalité de ce montage

réside dans l'absence de condensateurs de liaison dans tout l'amplificateur HF, ainsi que dans le montage très particulier des transistors, sans tension de collecteur apparente. La stabilité est remarquable.

Comme collecteur d'ondes, nous avons utilisé un cadre ferrite du genre utilisé dans les récepteurs portatifs à transistors : voici comment le réaliser : prendre un barreau de ferrite de 10 mm de diamètre et de 200 mm de longueur. Couper, dans du tube de bakélite de dimension convenable pour pouvoir coulisser sur le barreau, deux longueurs de 50 à 60 mm. Sur chacun de ces tubes, bobiner 85 spires de fil 25 ou 30/100. Le bobinage doit mesurer environ 28 mm de longueur. Si on en possède, on utilisera avantageusement du fil divisé pour le bobinage. Sur l'extrémité de l'une des bobines et par-dessus le bobinage, enrouler 10 spires. Ce sera l'enroulement relié à la base de T_1 . Les deux bobines seront mises en place sur le

barreau et connectées en série, comme indiqué figure 3. Il est évident que les deux bobinages ont été enroulés du même sens. L'accord sur la fréquence se fait en coulisant les bobines sur le barreau. Dans les cas de réception difficile, on utilisera avec avantage le cadre à air blindé, de grandes dimensions, tel qu'on l'utilisait vers 1950 dans la plupart des récepteurs radio, ou mieux encore, le cadre basse impédance associé à son circuit accordé. Les « anciens » se souviendront du cadre « RAP » avec sa grande spire.

Le transistor T_1 est monté directement au centre du cadre et relié à l'amplificateur par un câble coaxial, assez long (1,5 ou 2 mètres) pour que l'on puisse éloigner le cadre de l'amplificateur (du câble KX3 convient parfaitement). Etant donné le gain très élevé de l'amplificateur, des accrochages sont toujours à craindre, et, d'autre part, il faut pouvoir chercher l'emplacement le plus favorable pour le cadre.

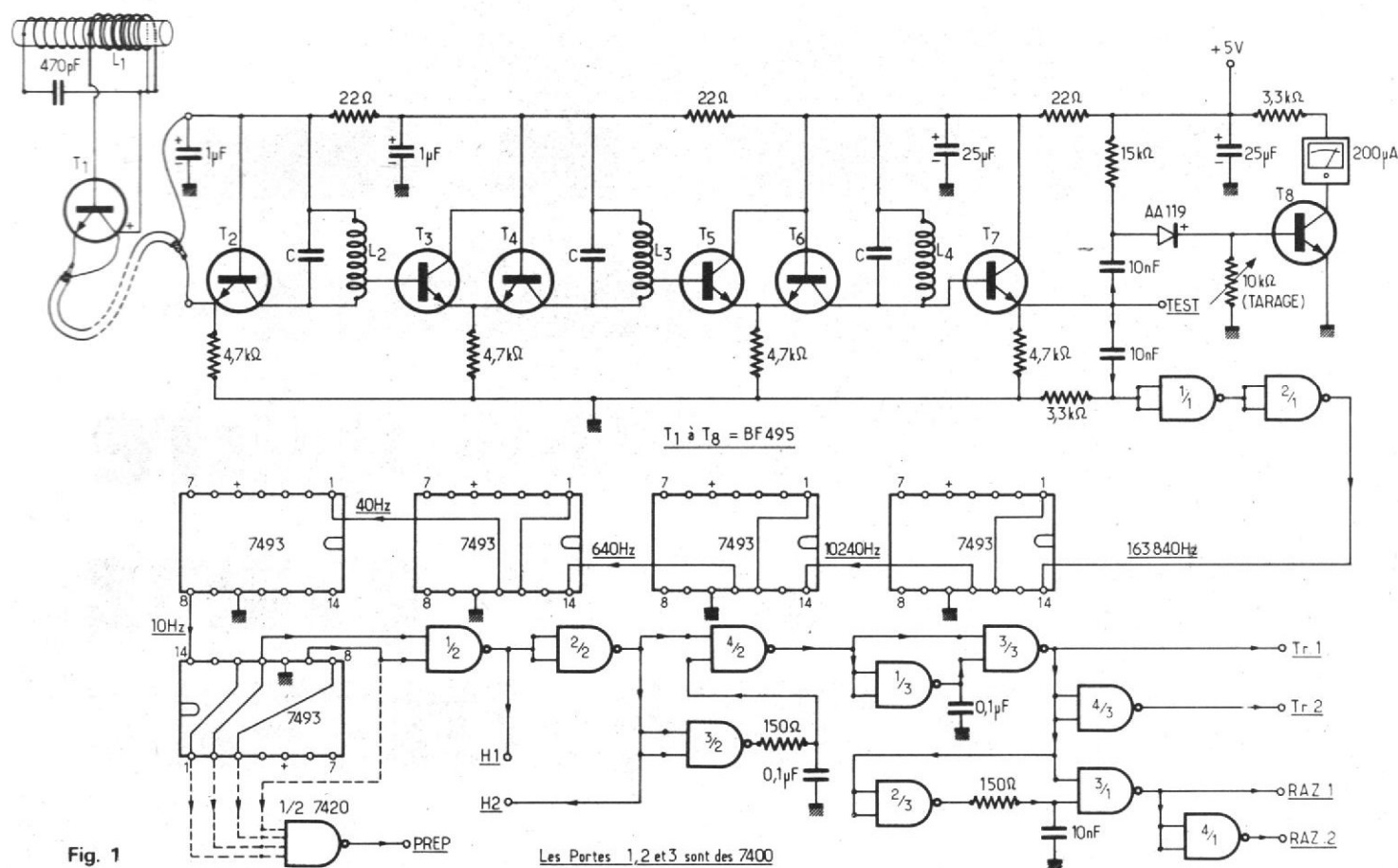


Fig. 1

Le câble véhicule à la fois le signal amplifié et l'alimentation de T_1 . Remarquons que l'armature du câble est au + et non à la masse. Dans le présent montage cela ne présente aucun inconvénient. Il est pratique de raccorder le câble sur l'ampli par un jack de 4 mm.

Tous les transistors utilisés sont des BF495 de RTC. Il est évident que l'on peut utiliser d'autres types équivalents. Les bobines L_1 , L_2 et L_3 sont des transformateurs FI 480 kHz (Oréga XAC 833) dont le condensateur d'accord est de 200 pF. On amènera l'accord à 163,840 kHz en ajoutant, en parallèle, en C, trois condensateurs, superposés, de 470 pF. La capacité d'accord est alors : $3 \times 470 = 1410 + 200 = 1610$ pF. Le réglage fin se fait par le noyau. L'alimentation est découplée à chaque étage.

Pour un fonctionnement correct, le signal sur les émetteurs de T_5/T_6 , vu à l'oscilloscope, doit être débarrassé de

sa modulation d'amplitude, sauf, de temps en temps, lors de crête de modulation. Sur l'émetteur de T_7 , le signal doit être absolument régulier. Toutefois, dans les endroits très perturbés, ou de réception difficile, des parasites importants peuvent provoquer de loin en loin, des coupures brèves du signal. Nous en reparlerons plus loin.

A la sortie de T_7 , un condensateur de 10 nF (que nous aurions pu supprimer, mais sa présence ici n'apporte aucun inconvénient, étant précédé d'étages saturés) transmet le signal à deux éléments successifs de porte 7400. La mise en forme est ainsi assurée avant d'attaquer les diviseurs.

A la sortie de T_7 , un autre condensateur de 10 nF dérive une partie du signal vers une diode AA119 qui le redresse avant de l'appliquer à un transistor T_8 . Dans le circuit collecteur de T_8 , nous voyons un appareil de mesure, simple vu-

mètre déviant à fond pour un courant de 150 ou 200 μ A. Son rôle est d'indiquer lorsque la réception est suffisante pour un écrêtage parfait du signal : on règle sa sensibilité par la résistance ajustable 10 k Ω (tarage). Lors de la mise au point, on réglera cette résistance de façon que l'aiguille du vu-mètre soit à un repère conventionnel par exemple à fond d'échelle lorsque le signal est parfaitement écrêté.

Les étages diviseurs ne présentent pas de particularité. Les trois premiers 7493 divisent chacun par 16 (4 fois par 2) le quatrième par 8 ; deux de ses bascules ne sont pas utilisées. Nous disposons d'un signal de fréquence 10 Hz que nous appliquons à un cinquième 7493 monté en diviseur par 12. La porte 1/2 sélectionne un signal rectangulaire dissymétrique de rapport 10 à 2, autrement dit, en H_1 , on dispose d'une impulsion positive de la durée de dix périodes du signal d'entrée, soit très exac-

tement une seconde, suivi d'un espace de 2/10 de seconde. La porte 2/2 inverse ce signal en H_2 .

La porte 4/2 reçoit, sur l'une de ses entrées, ce dernier signal, et sur l'autre entrée, le même signal mais inversé par 3/2 et retardé par la résistance de 150 Ω et le condensateur de 0,1 μ F. Il en résulte à la sortie de 4/2, un signal bref et retardé qui est mis en forme par l'ensemble des portes 2/3 et 1/3. En Tr_1 on recueille des impulsions de « transfert ». La porte 4/3 inverse ces impulsions. Les impulsions de transfert sont positives en Tr_2 .

Prélevées au niveau de Tr_1 , les impulsions sont à nouveau retardées par les portes 2/3 et 3/1, puis inversées par 4/1. Ce sont les impulsions de remise à zéro (RAZ). Ces impulsions sont positives en RAZ 1.

Indiquons, avant de quitter ce chapitre, qu'il est possible, à partir du présent montage, et moyennant un circuit auxiliaire, simple, d'obtenir les

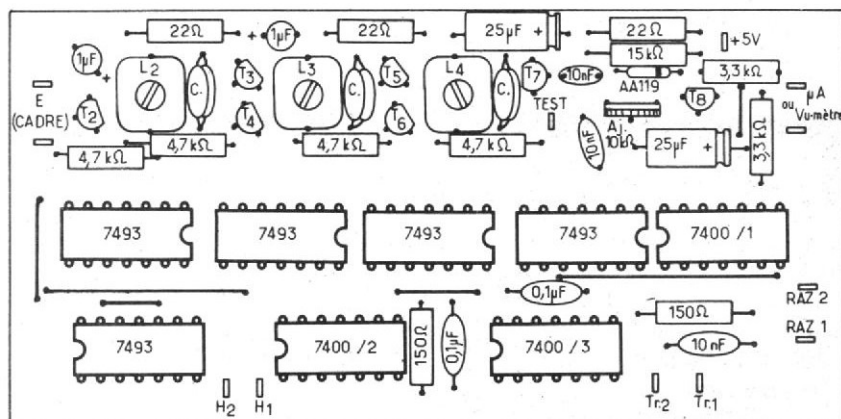
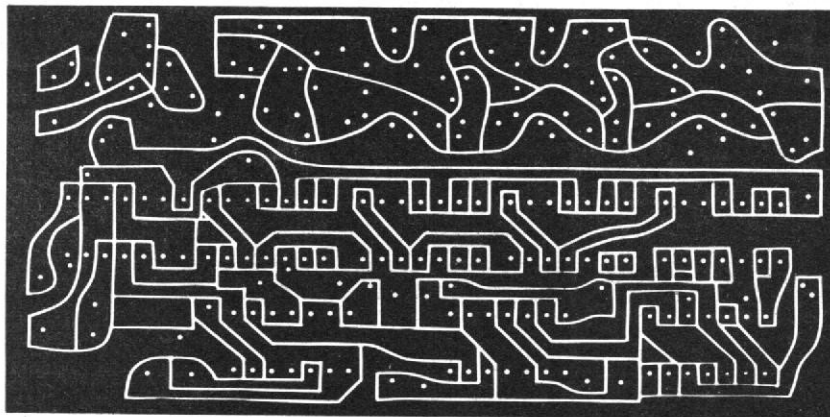


Fig. 2

impulsions négatives, retardées par rapport aux impulsions de RAZ, et nécessaires au pré-positionnement des compteurs-décompteurs du type 74192. Ce circuit est dessiné en pointillé sur le schéma général. Cela consiste à relier les sorties 9, 11, 12 et 14 du diviseur par 12, respectivement aux quatre entrées d'un élément de porte 7420. A la sortie, on a le signal désiré.

La mise au point consiste à vérifier que les résistances de 4,7 kΩ correspondent bien, pour chaque étage, au gain maximal. Au besoin, modifier légèrement.

Les bobinages doivent s'accorder facilement. Régler la résistance de tarage comme indiqué plus haut. Vérifier la présence des signaux aux différentes sorties. Attention ! Les impulsions de transfert et surtout de RAZ sont très brèves, très fines sur l'écran de l'oscilloscope.

Les signaux « horloge »

donnent un temps de comptage de une seconde. Le compteur associé indiquera donc les fréquences à un hertz près, ceci dès la mise en service, et sans aucune dérive.

Toutefois, dans les endroits perturbés, les coupures de signal dues aux parasites violents provoquent des arrêts brefs du système. Si un arrêt

se produit pendant la période de 2/10 de seconde séparant les temps de comptage, il n'en résulte aucun inconvénient. Le temps de 2/10 est prolongé de la durée de la coupure, et nul ne s'en aperçoit. Par contre, si c'est pendant le temps de comptage que se produit la coupure, le temps de comptage est prolongé

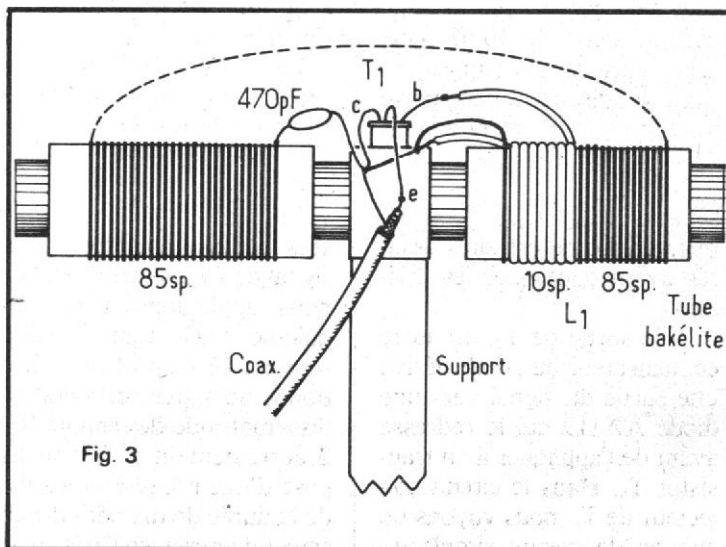


Fig. 3

d'autant.. Le compteur va enregistrer pendant un temps plus long et afficher un nombre plus grand. Si, donc, au cours de mesures de fréquences, le chiffre affiché est remplacé de loin en loin, et pendant une seconde chaque fois par un chiffre plus élevé (pas toujours le même) c'est le chiffre le plus faible qui est le bon.

Bien entendu, si cet inconvénient se reproduisait trop souvent, le système ne serait plus utilisable. Il conviendrait de chercher un emplacement plus favorable pour le cadre (ne pas oublier de l'orienter) ou de réaliser un cadre plus efficace.

Les signaux « Horloge, Transfert et RAZ » étant disponibles en impulsions montantes et descendantes, la présente base de temps peut commander tout système de comptage.

Enfin, pour les lecteurs dont la situation géographique permet de recevoir Droitwich (200 000 kHz) dans de meilleures conditions que France-Inter, le présent montage peut s'adapter facilement à cette fréquence. Le cadre comportera deux enroulements de 75 spires au lieu de 85 et il faudra diminuer un peu la valeur des condensateurs d'accord des bobinages L₂ et L₄. Il faudra remplacer les quatre premiers diviseurs 7493 par cinq 7490. Les quatre premiers étant diviseurs par dix, le cinquième divise par deux seulement. Le signal étant à ce point à la fréquence 10 Hz, la suite du montage est sans changement. Bien entendu, le circuit imprimé devra être modifié en conséquence.

Sur les clichés des circuits imprimés, les parties en blanc correspondent aux endroits où le cuivre doit disparaître. Les trous doivent être légèrement fraisés avec un foret conique afin que les broches correspondantes restent isolées.

C. BAUD
FYCV

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE LA PHOTOGRAPHIE ET DU CINÉMA

COMMANDE ÉLECTRONIQUE DIRECTE D'EXPOSITION DANS UNE CAMÉRA

Dans les caméras de cinéma d'amateurs ne possédant pas d'obturateurs à ouverture réglable le diaphragme est le

seul élément permettant de faire varier l'exposition. Pour les distances focales réduites de l'objectif, il n'est cependant pas utile de se servir du diaphragme pour augmenter la profondeur de champ.

Il est alors possible d'établir le diaphragme avec deux lamelles seulement et de commander celles-ci, grâce à leur légèreté, directement par le

système électronique assurant le réglage de l'exposition.

Les deux lamelles sont symétriques, et leur centre de rotation est disposé de telle sorte que les fentes se croisent à peu près perpendiculairement. Les parois du diaphragme sont donc à peu près rectangulaires pour les petites ouvertures ; pour les grandes ouvertures, le contour est plus

complexe, mais il n'y a pas de diminution de la qualité de l'image (fig. 11).

On peut utiliser une seule lamelle mobile ; ce procédé est cependant moins perfectionné ; le dispositif d'entraînement des lamelles est variable, on utilise souvent un instrument à cadre mobile, qui entraîne les deux lamelles par l'intermédiaire de roues den-

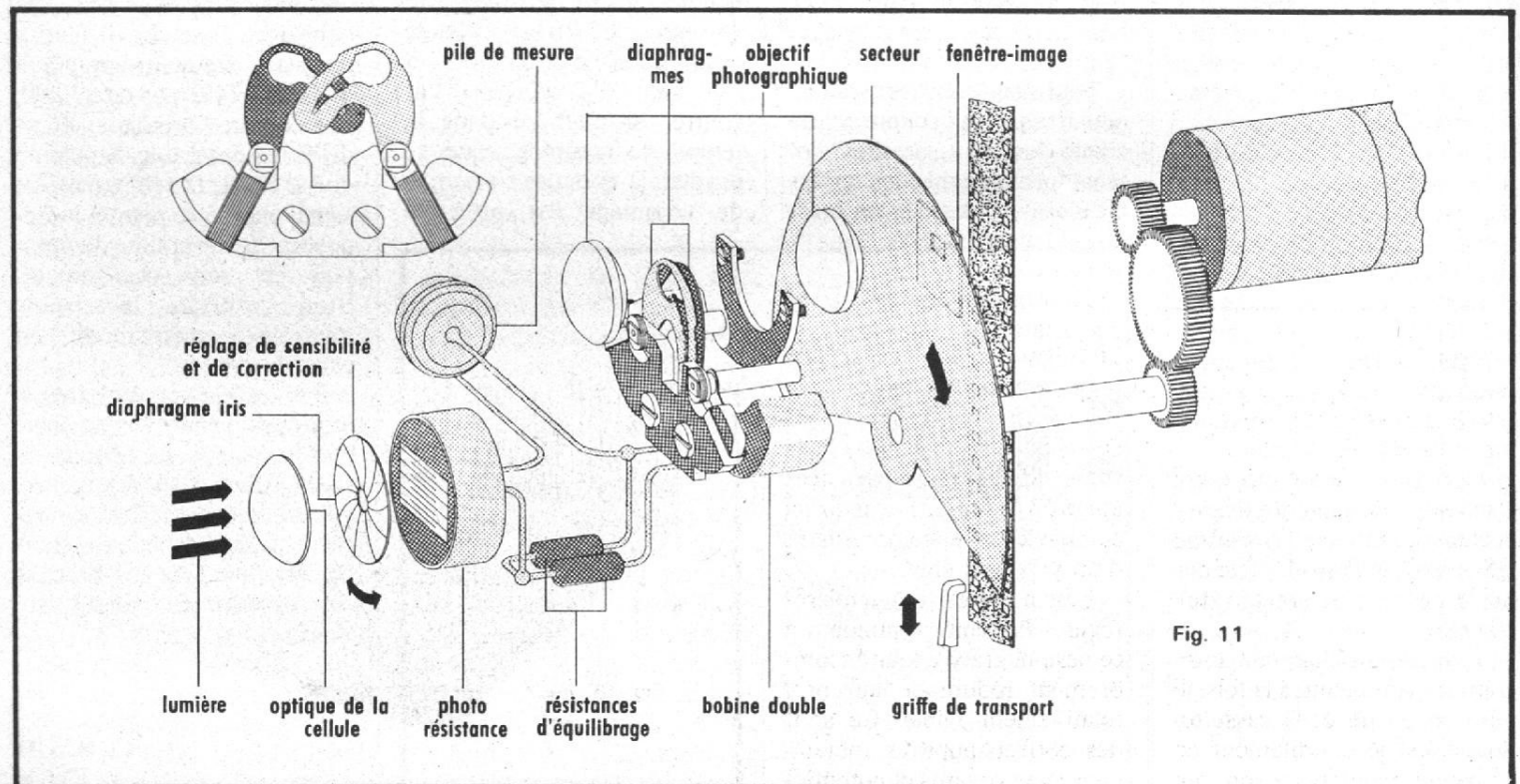


Fig. 11

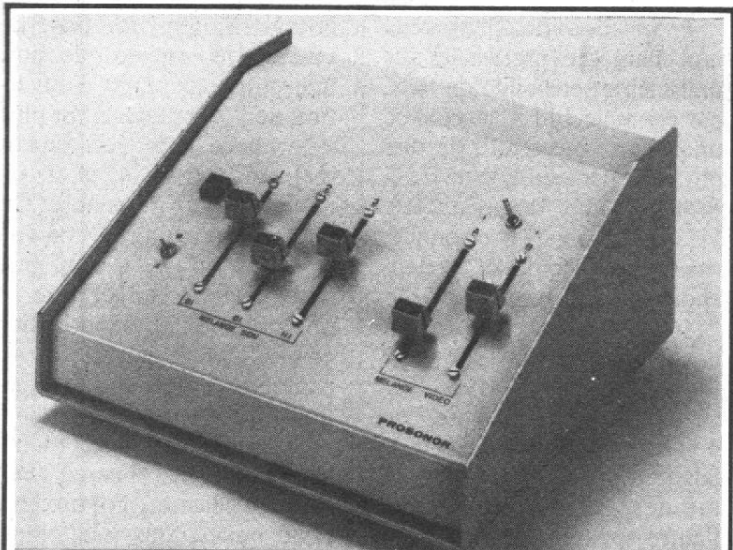


Fig. 12

tées ou d'un embrayage avec ergot et fente.

Le dispositif de diaphragme employé par **Leitz** comporte deux systèmes de mesure montés en série, avec deux bobines basculantes, ce qui évite les frottements pendant le fonctionnement. Ces bobines jouent le rôle de contre-poids par rapport aux lamelles du diaphragme.

L'un des éléments porte une aiguille, dont l'extrémité apparaît dans le viseur ; cette indication permet d'apprécier si la lumière est suffisante, ou si elle est excessive.

PROJECTEUR SONORE DE DIAPPOSITIVES SPÉCIALES À ÉCRAN INCORPORÉ

L'utilisation des films en couleurs en bandes de 35 mm offre de nombreuses possibilités ; il n'existait pas encore de projecteur à écran incorporé pratique pour ce genre de projection. Le modèle **Filmsound 35** de **Bell et Howell** offre des particularités originales (fig. 13).

Il utilise un chargeur automatique contenant, à la fois, le film en bande et la cassette-son. C'est le déroulement de la bande magnétique-son, qui

déclenche le passage des vues, et assure ainsi une synchronisation exacte, même en marche avant ou arrière rapides.

Le chargeur contient un film de 220 vues ; la reproduction du son est obtenue sur haut-parleur extérieur ou incorporé. Le fonctionnement est silencieux et la programmation peut être effectuée à distance.

UN APPAREIL DE RÉGIE VIDÉO-SON

Malgré les difficultés, les appareils d'enregistrement vidéo et, en particulier les magnétoscopes, se répandent de plus en plus, même pour les usages semi-professionnels ou d'amateurs.

Pour utiliser au mieux leurs possibilités, il serait souvent utile d'avoir un appareil « de régie » correspondant, c'est-à-dire pour le réglage et le mélange des images et des sons. Malheureusement ces appareils étaient jusqu'ici complexes et encombrants et d'un prix très élevé.

Les pupitres de « micro-régie » **Prosonor** répondent à ce besoin, grâce à leur encombrement réduit, et leur prix relativement faible. Ce sont des coffrets-pupitres métalliques avec voyants et potenti-

mètres de réglage rectilignes et comportant un inverseur de voie vidéo (fig. 12).

On peut les relier à une caméra électronique ou un magnétoscope et à une deuxième caméra ; il permet ainsi les titrages et les montages entre ces deux sources, des effets très divers, des fonds enchaînés des différentes formes ; fonds ou noir, coupe, fondu à l'apparition, etc.

Le mélange-son comporte de son côté, trois entrées. On peut ainsi relier deux microphones, un microphone du type conférencier-cravate, un microphone de réponse. Une troisième voie est prévue pour un appareil de ligne constituant une source sonore auxiliaire, une platine de disque ou un magnétophone.

DIFFÉRENCES PRATIQUES DE LA CELLULE AU SÉLÉNIUM À LA CELLULE AU SILICIUM

La plupart des caméras de photo ou de cinéma sont désormais pourvues de dispositifs

de contrôle d'exposition automatique, avec cellule au sulfure de cadmium et, plus rarement, au silicium, les plus récentes. Les premières cellules au sélénium avaient l'avantage de ne nécessiter aucune source d'alimentation ; elles étaient robustes, mais leur sensibilité était limitée, ce qui était moins gênant lorsqu'on utilisait des ouvertures relativement faibles, et des émulsions de sensibilité réduite.

La cellule au sulfure de cadmium CdS est photorésistante, ce qui exige une petite pile d'alimentation, mais permet d'obtenir évidemment une plus grande sensibilité, et le contrôle des faibles niveaux d'éclairement. Elle peut aussi commander des mécanismes électro-magnétiques par un système direct, pour actionner le diaphragme.

Cette puissance a également permis d'utiliser des circuits de plus en plus compliqués, de façon à réaliser de véritables posemètres à calculateur intégré. Ces cellules ont également rendu possible, en raison de leur sensibilité et de leurs dimensions réduites le contrôle de la lumière à tra-

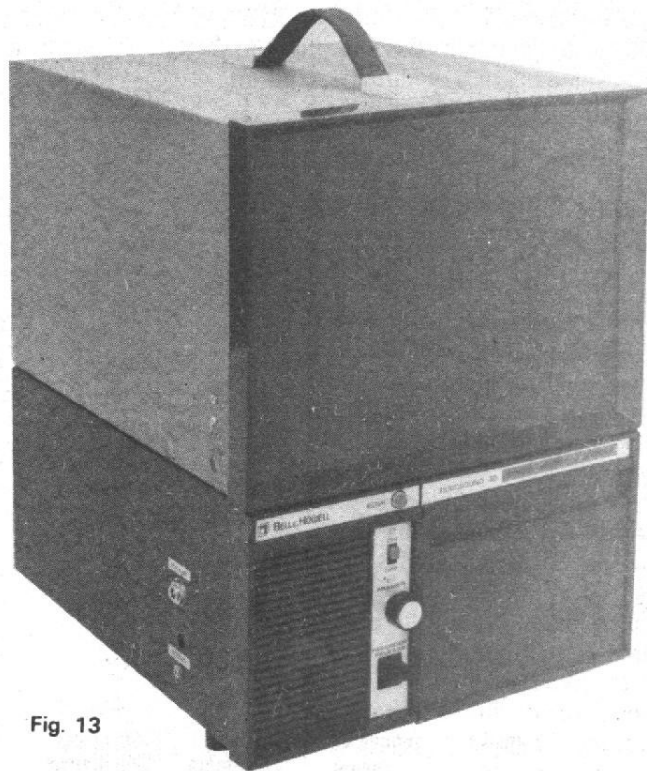


Fig. 13

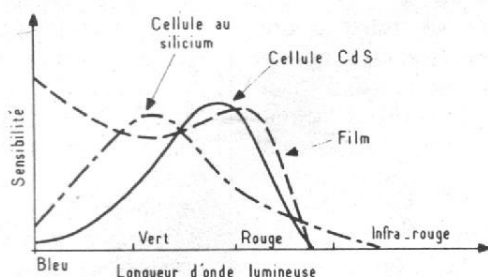


Fig. 14

vers l'objectif, ce qui assure un résultat plus précis, en tenant compte réellement de la lumière agissant sur le film suivant la lumière absorbée par l'objectif lui-même, les filtres, et toutes les dispositions de l'objectif. On peut ainsi contrôler, soit la luminance moyenne, soit la luminance d'une surface ponctuelle, ou effectuer des combinaisons de mesure.

Il est souvent possible au moyen d'un commutateur d'effectuer à volonté une mesure limitée ou moyenne, ou la mesure pondérée, avec prépondérance de la région centrale.

La cellule au silicium est également un élément photo-résistant comparable comme principe aux éléments des batteries solaires, mais de dimensions très réduites, ce qui permet de l'utiliser facilement dans les caméras de photographie reflex et les appareils de cinéma de format réduit.

Sa résistance interne est élevée; le courant grâce à une batterie extérieure est encore très faible, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'un amplificateur à circuit intégré du type MOS, permettant d'obtenir un signal d'un niveau utilisable.

La cellule peut actionner un dispositif d'affichage numérique par diodes lumineuses; elle peut aussi servir à déterminer le temps de pose correspondant aux conditions de fonctionnement à l'instant considéré, de façon à libérer l'obturateur de l'appareil photographique, ou à agir par l'intermédiaire d'un petit moteur sur l'ouverture de dia-

phragme de la caméra cinématographique.

La caractéristique de fonctionnement est linéaire, ce qui assure des mesures précises; grâce à l'amplificateur, la sensibilité est suffisante, et l'on peut établir des cellules ayant une courbe spectrale favorable comme on le voit sur la figure 14.

La rapidité est surtout remarquable et son inertie très réduite, ce qui n'est pas le cas pour la cellule au sulfure de cadmium; elle indique donc immédiatement une variation d'éclairement.

Il est facile de se rendre compte pratiquement des différences de fonctionnement entre une caméra automatique à cellule CdS et un appareil de même type à cellule au silicium.

Prenons ces deux appareils non chargés, et réglons-les sur une même sensibilité de film, par exemple 100 ASA et avec une même ouverture de diaphragme par exemple de $F:4$. Prenons une des caméras, visons un objet quelconque, mettons au point, et déclenchons.

Immédiatement après, posons l'appareil sur une table, l'objectif vers le bas, armons et déclenchons de nouveau, en obturant l'oculaire du viseur. Répétons les mêmes opérations, avec l'autre appareil.

Qu'allons-nous voir? Sur l'appareil à cellule CdS, 15 secondes après le premier déclenchement, l'obturateur reste ouvert environ une $1/2$ seconde; 30 secondes après, il reste ouvert environ 1 seconde, une minute après, il reste ouvert 2 à 3 secondes.

A quoi est dû ce phénomène? La cellule CdS agit encore après plusieurs minutes, une fois qu'elle a été excitée, en quelque sorte elle n'est pas complètement vidée de l'effet photo-électrique. Elle a mis « en mémoire » la première visée; et les lectures suivantes sont inexacts.

Ce défaut est gênant pour un certain nombre de prises de vues courantes successives. Si

nous effectuons une prise de vue au $1/60$ de seconde, puis une autre au $1/500$, l'ouverture de l'obturateur n'est plus déterminée par l'éclairement réel, mais par « l'effet de mémoire » de la cellule. On obtient, par exemple, une vue au $1/150$ ou $1/200$ d'où une surexposition supérieure à une gradation de diaphragme; en sens inverse, il peut y avoir, par contre, une sous-exposition gênante.

Si nous effectuons la même expérience sur l'appareil à cellule au silicium, l'obturateur reste ouvert très longtemps, ce qui est normal, puisque la lumière agissant est nulle et le temps de pose est ainsi pratiquement infini, cela prouve que la cellule au silicium n'a pas conservé l'effet de la première excitation lumineuse, il n'y a pas eu mémorisation et pas d'effet d'inertie.

UN NOUVEAU PERFECTIONNEMENT DES FLASHES ÉLECTRONIQUES : LA RÉCUPÉRATION DE L'ÉNERGIE

Les flashes électroniques ont été constamment modifiés et perfectionnés; l'utilisation

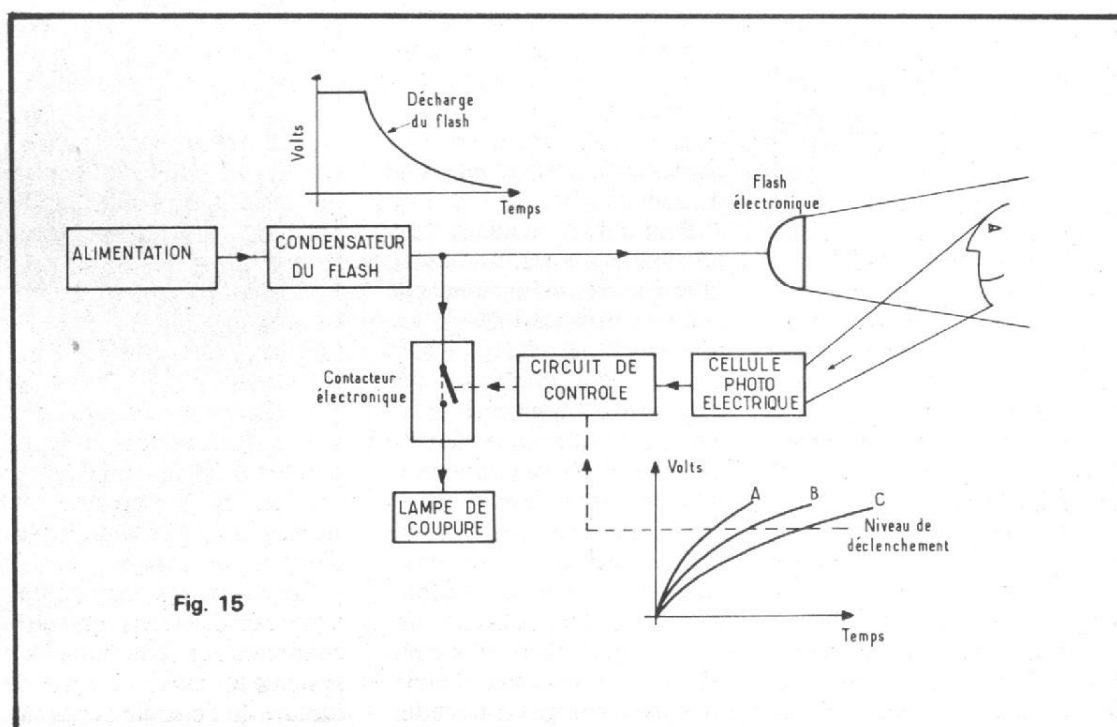


Fig. 15

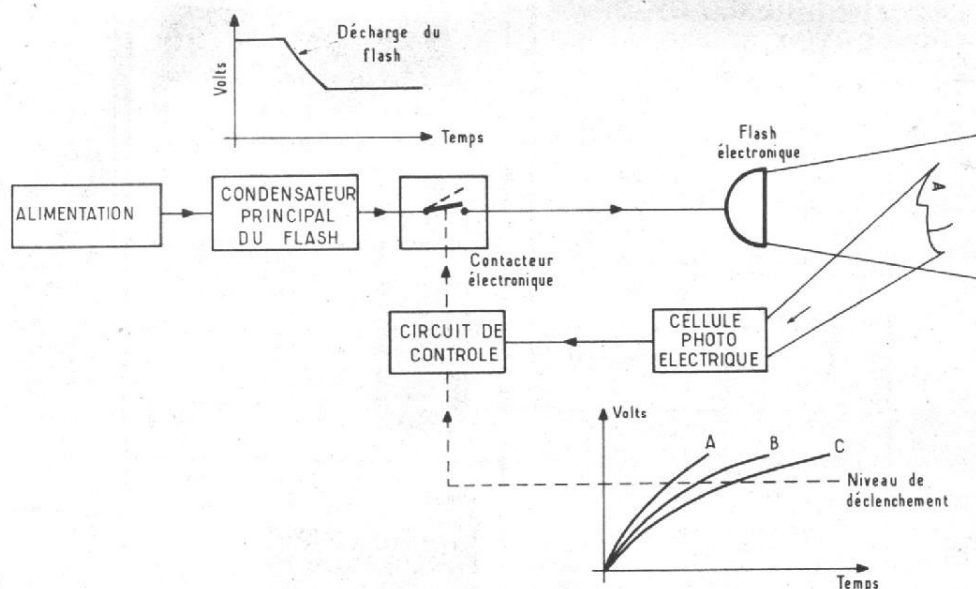


Fig. 16

des compteurs permettant de déterminer automatiquement la durée de l'éclair nécessaire suivant les conditions de la prise de vues et, en particulier, les distances du sujet, avec possibilité d'utiliser différents diaphragmes a constitué un grand progrès.

Il devient possible d'effectuer des prises de vues sur des sujets très mobiles, et très rapprochés ; mais il restait encore un perfectionnement possible, consistant à utiliser encore mieux et pendant un temps correspondant plus exactement à la durée nécessaire l'éclair électronique de façon à récupérer une partie de l'énergie consommée. On devrait obtenir des éclairs plus rapprochés l'un de l'autre, et plus nombreux, pour la même charge d'une batterie ; par suite, on augmente les possibilités du flash électronique des caractéristiques analogues de dimensions et de poids, aussi bien qu'électriques et électroniques.

Considérons les figures 15 et 16. La première montre le fonctionnement d'un flash électronique ordinaire à compter. La courbe indique la variation de tension pendant la décharge du condensateur. Cette tension s'abaisse com-

plètement au moment de l'éclair, jusqu'à un niveau presque nul.

Au contraire, dans le deuxième cas, c'est-à-dire dans les systèmes à récupération d'énergie, la tension s'abaisse non pas complètement, mais jusqu'à un niveau donné et demeure à ce niveau. Ce fait rend plus facile et plus rapide la recharge du condensateur, qui va assurer le déclenchement de l'éclair suivant.

On voit sur les courbes du bas dans chaque cas, les niveaux de tension de déclenchement obtenus à différents instants, qui dépendent des courbes de contrôle A, B ou C. Les trois courbes peuvent représenter la distance du flash au sujet, ou les effets agissant sur la cellule pour les différentes combinaisons, la sensibilité du film, et l'ouverture du diaphragme.

Un flash électronique à récupération utilise automatiquement uniquement la quantité d'énergie nécessaire pour éclairer correctement la scène à filmer, puis capte, en quelque sorte l'énergie restante dans un condensateur, en vue d'obtenir des éclairs plus rapides et plus nombreux pour une même charge de batterie.

Certains techniciens ont étudié la possibilité d'utiliser un second tube à éclair ayant une résistance plus faible que le tube principal habituel, et qui pourrait être réalisé de façon à utiliser le reste d'énergie du condensateur.

Le tube du déclenchement lui-même se décharge de la même manière que le tube à lumière principal, sous l'action d'une impulsion de déclenchement. Il reçoit cette impulsion d'un circuit de contrôle actionné lui-même par l'énergie provenant d'un petit condensateur de contrôle de durée.

L'utilisation pour produire l'éclair du surplus d'énergie recueillie et disponible pour la prise de vue suivante sont divers. Il faut moins de temps à la batterie pour fournir l'énergie nécessaire au condensateur du flash ; parce que la batterie a moins d'énergie à fournir au condensateur, elle peut assurer un plus grand nombre d'éclairs pendant son service. Si la batterie est rechargeable, elle fournit plus d'éclairs par charge.

Ces avantages peuvent seulement être obtenus lorsque le condensateur comporte un système de conservation et de capture de l'énergie ; le circuit

de contrôle doit commander un thyristor pour stopper le passage de l'énergie vers le tube à éclairs. Cette commande se produit seulement lorsqu'une lumière suffisante agit sur la cellule.

Si aucune lumière n'atteint la cellule, le circuit de contrôle ne produit pas d'action. Toute l'énergie contenue dans le condensateur est transmise au tube à éclair, qui produit la quantité maximale de lumière pendant la durée de temps maximale. Le même fait se produit lorsque la cellule est placée devant le sujet à filmer, mais lorsque la lumière réfléchie n'atteint pas un niveau déterminé.

P.H.

COMMUNICATIONS PAR INFRAROUGES

(Suite voir N° 1575)

TRANSMISSION DES SONS PAR INFRAROUGES

Dans le précédent article, on a donné des indications générales sur la transmission du son à l'aide des émetteurs et récepteurs à rayons infrarouges proches, utilisant des LED à l'émission et des photodiodes à la réception.

Voici la suite et la fin de cette étude.

On a vu que pour transmettre des rayons infrarouges, à l'aide des diodes LED qui sont assez directives, il faut utiliser plusieurs diodes, orientées dans des directions différentes.

Les calculs concernant ce procédé ont été effectués aux laboratoires Siemens à Munich et ont été publiés dans des documents de cette société.

Pour un local typique de 4 x 5 x 2,5 cm³ on recommande les composants indiqués au tableau II ci-après :

Les nombres dépendent dans une grande mesure de l'angle de rayonnement désiré, de la largeur de la bande transmise d'une manière effective. De ce fait, les indications données dans ce tableau ne sont qu'approximative, permettant d'entreprendre des essais qui aboutiront ensuite à des résultats meilleurs, en modifiant les nombres des éléments optoélectroniques.

Soit le cas d'une diode LD 241 T (LED pour émission) commandée par des impulsions de forme rectangulaire de 100 mA de crête et une photodiode BPW 34 placée à 5 m permettant de transmettre sur une bande de 20 kHz avec un rapport S/B (signal sur bruit) de plus de 5 dB à condition que la lumière ambiante ne provoque pas à elle seule un courant dans la photodiode, supérieur à 1 μ A.

Voici des procédés permettant, à partir de ces données d'améliorer la portée et le rapport S/B.

1) Augmentation de la puissance d'émission :

a) en utilisant plusieurs LED,

b) en augmentant le courant dans la LED.

2) Réduction de l'influence de la lumière du jour :

c) par filtre pour infrarouge,

d) par réduction de l'angle d'acceptation du récepteur.

3) Augmentation de la surface sensible de réception :

e) par utilisation d'un système optique,

f) par accroissement du nombre des photodiodes du récepteur.

On peut constater à la lecture de ces recommandations qu'elles sont analogues à celles qui se posent en émission-réception ordinaires par HF.

Il y a toutefois des limites qui s'imposent dans l'obtention des performances d'une diode LED, en ce qui concerne le courant principalement. D'autre part, l'angle de réception et celui d'émission ne peuvent être trop réduits.

La valeur moyenne du courant dans la diode d'émission est décisive. On adoptera un rapport d'impulsion de 1 à 3 pour les signaux rectangulaires émis en modulation de fréquence, principalement. Dans ce cas, on pourra émettre sur des fréquences jusqu'à 400 kHz.

La perte de rendement des LD 241-T entre 100 kHz et 400 kHz atteint 30 %.

Comme il n'y a pas de normes immuables pour les transmissions par infrarouge, on devra utiliser des données obtenues expérimentalement.

Ainsi la plupart des fabricants de téléviseurs et de casques utilisent les données suivantes (voir tableau III).

EMETTEUR POUR TRANSMISSION DE SON PAR I.R.

Le schéma de cet appareil est donné à la figure 1. On y trouve six transistors, six dio-

TABLEAU II

LED (nombre)	Photodiode (nombre)	Largeur de bande (kHz)	Eclairage ambiant	Rapport S/B	Courant dans LED (A)
8	1	30	2000	20	0,4
6	2	30	2000	20	0,4
4	4	30	2000	20	0,4

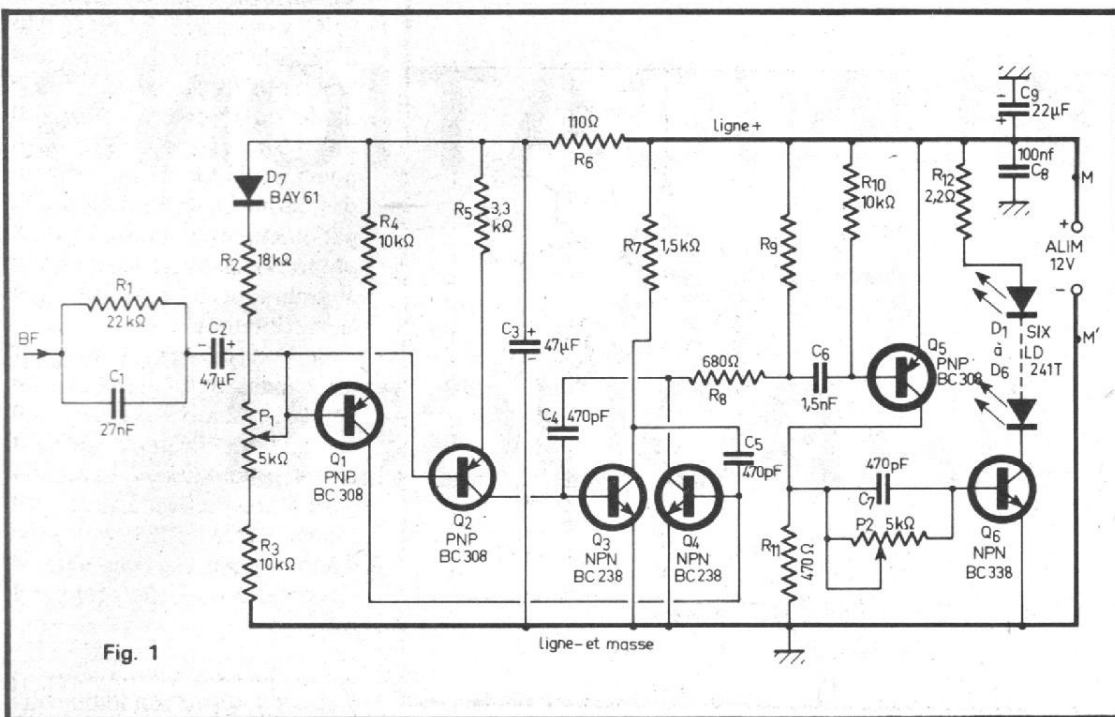


Fig. 1

des LED d'émission de rayons infrarouges, une diode BAY 61, un nombre modéré de résistances et condensateurs et deux potentiomètres, ce montage est assez économique, et sa mise au point, assez aisée.

Il y a dans ce montage trois PNP BC308 (Q₁, Q₂, Q₃), deux NPN, BC238 (Q₃ et Q₄) et un NPN BC338 (Q₆).

Les six LED sont montées en série, ce qui a conduit à augmenter la tension d'alimentation jusqu'à 12 V. Cette tension devra être stabilisée et fournir un courant total de **180 mA** à l'appareil considéré.

On a choisi une fréquence porteuse de 95 kHz avec des impulsions à rapport modéré 1/3, modulées en fréquence.

La pente de modulation est de 100 mV par kHz environ, pour une modulation utile de ± 10 kHz.

Une analyse du schéma per-

met de voir que le circuit d'entrée R₁ C₁ favorise les aiguës ce qui constitue une préaccentuation.

Avec les transistors Q₁ à Q₄ on a réalisé un multivibrateur astable oscillant librement sur 95 kHz.

On pourra augmenter la fréquence de 9,5 kHz environ en augmentant de 1 V la tension de polarisation des bases des transistors PNP, Q₁ et Q₂.

La compensation en température est assurée par la diode BAY 61 (D₇), à condition que l'alimentation soit stable comme il a été dit plus haut.

Il faut que la commutation effectuée par Q₆ soit rapide. Lorsque ce transistor est bloqué, la charge de base devra être évacuée rapidement, ce qui est réalisé grâce au circuit C₇P₂ disposé dans la liaison de Q₅ avec la base de Q₆. P₂ règle la polarisation de cette base et la constante de temps du cir-

cuit parallèle RC mentionné.

Des impulsions de forme rectangulaire sont appliquées à l'ensemble des six LED (D₁ à D₆). Les signaux correspondants, à infrarouges, sont légèrement arrondis à l'émission, ce qui est sans conséquence car le récepteur ne traite que les fondamentales de ces signaux.

On pourra atteindre une puissance d'émission de 80 mW. Il est nécessaire de munir chacune des LED

LD 241-T d'un radiateur en aluminium, dissipateur de chaleur ou la souder sur un circuit imprimé.

Le montage sur circuit imprimé est indiqué à la figure 2. La platine sera à double face. En (A) on montre le montage vu de profil et en (B), le montage vu de face, les LED vers l'observateur.

En (C) on donne le détail du positionnement et du collage.

La métallisation du CI servira alors de radiateur de dissipation de chaleur.

Au sujet de l'émetteur, indiquons que l'entrée BF est celle du signal à transmettre par les infrarouges. C'est le signal de modulation. On le retrouvera à la sortie du récepteur qui sera décrit plus loin.

La tension de 12 V est réduite par R₆ de 100 Ω et filtrée par C₃ de 47 μ F.

D'autre part C₈ et C₉ assureront le filtrage de la tension de 12 V.

On pourra mesurer le courant consommé en intercalant aux points M ou M', un milliampèremètre permettant la mesure d'un courant de 0-200 mA ou plus.

Reste à analyser le montage du récepteur, spécialement étudié pour fonctionner avec l'émetteur qui vient d'être décrit.

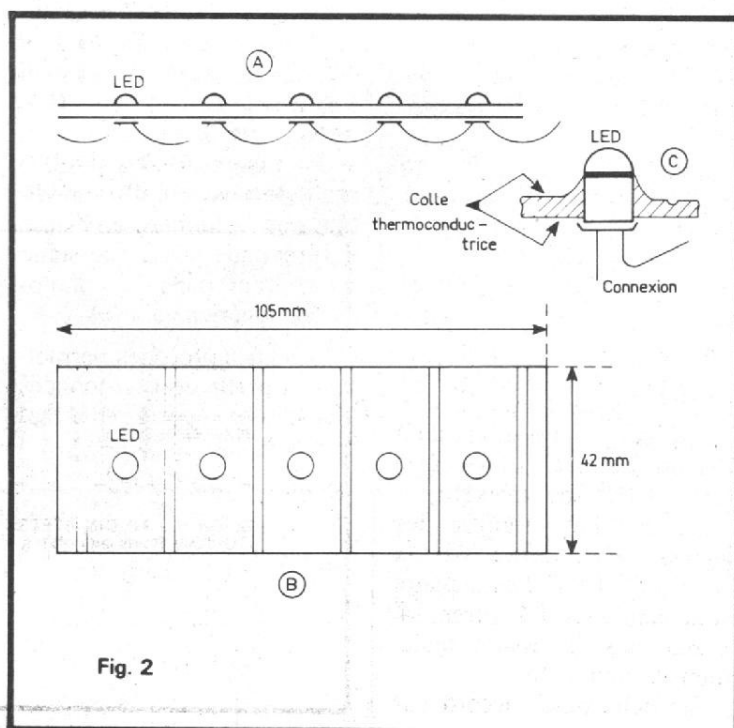


Fig. 2

TABEAU III

Fonction	Porteuse (kHz)	Modulation (kHz)
Télécommande	50 (30 à 60)	
Son TV mono	95	10 (50 max.)
Son stéréo première porteuse	200	20
Son stéréo deuxième porteuse	280	20

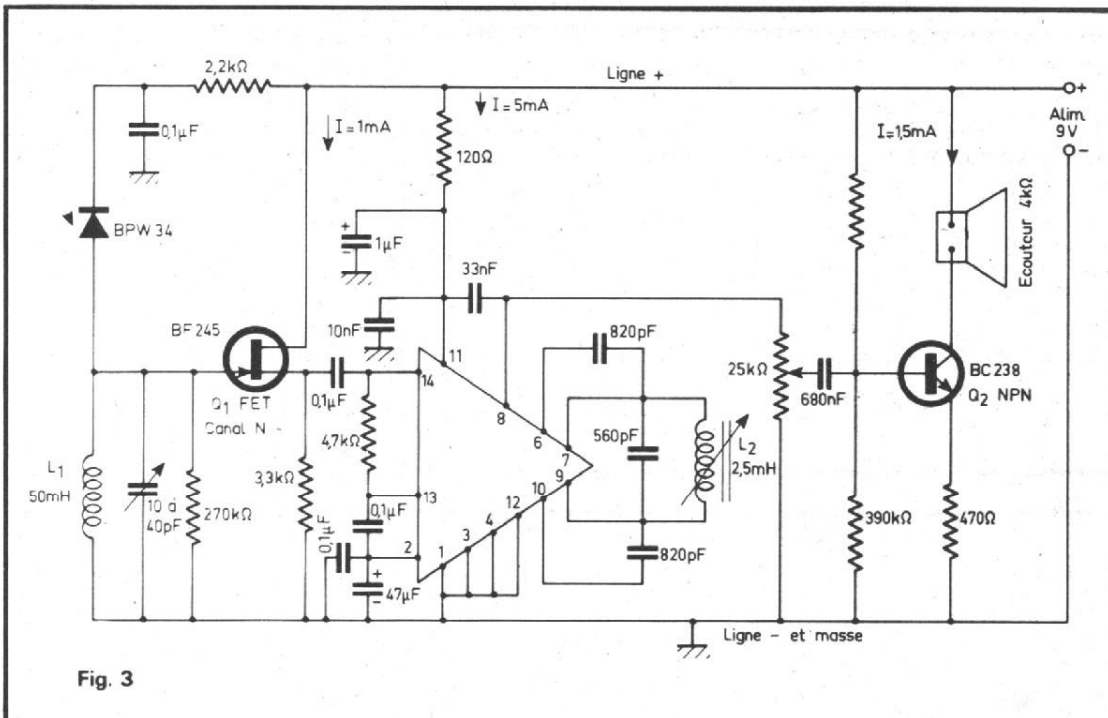


Fig. 3

RÉCEPTEUR DE SON TRANSMIS PAR INFRAROUGES

L'examen du schéma de la figure 3 permet de voir que le récepteur est moins simple que l'émetteur, malgré son nombre réduit de composants. Il sera toutefois aisé à expérimenter et à utiliser.

Pour simplifier sa construction on a inclus dans son montage un circuit intégré CI-1 du type SO41 P et deux transistors discrets, un FET du type BF 245 canal N et un transistor bipolaire Q₂ NPN du type BC238.

Le transistor FET, Q₁ sert d'adaptateur entre le phototransistor BPW34 et l'entrée du circuit intégré CI-1.

Ce circuit intégré bipolaire est un ensemble, utilisable normalement comme une partie importante de récepteur FM. Il possède six étages amplificateurs FI suivis d'un démodulateur. La FI peut être de 10,7 MHz ou 455 kHz.

Le SO41 P amplifie les signaux HF fournis par la source du FET. Les signaux sont appliqués à l'entrée 14. L'amplificateur assure également la limitation.

On détermine l'accord par

la bobine L₁ de 50 mH, le condensateur variable ou ajustable de 10 à 40 pF, cette capacité s'ajoutant aux capacités parasites et à celle de la photodiode d'entrée. L'impédance du circuit accordé d'entrée est de 150 kΩ. L'accord se fera, évidemment sur la fréquence du signal de l'émetteur (voir analyse de l'émetteur et le tableau III).

Dans la partie démodulation, il y a un deuxième circuit L₂ (2,5 mH) à accorder avec 560 pF sur la même fréquence que le circuit accordé d'entrée.

Remarquons que dans le deuxième circuit, la capacité est élevée et la valeur de la bobine, faible.

La démodulation, du type multiplicatif, est très favora-

ble aux points de vue suivants : linéarité, réjection des signaux parasites à modulation d'amplitude, rapport signal/bruit. Remarquons que L₂ sera réalisée sur noyau réglable afin de pouvoir effectuer l'accord, la capacité de 560 pF étant fixe. Une bobine d'accord GO a une valeur proche de 2,5 mH.

Ensuite, le signal BF est amplifié par le transistor final BC238 qui permet l'attaque d'un écouteur de 4 000 Ω. La consommation du récepteur, sous 9 V est assez faible, 7,5 mA pour la partie BF et 6 mA pour les parties HF, soit au total un courant de l'ordre de 15 mA. Pour une distance de 5,5 m entre émetteur et récepteur le rapport

signal/bruit exprimé en décibels, varie entre 25 et 45 dB d'après la nature de la lumière ambiante reçue par la photodiode du récepteur. Pour un meilleur rapport S/B on pourra utiliser un des procédés indiqués précédemment, par exemple, en montant deux photodiodes en parallèle ou en augmentant la profondeur de la modulation.

Si l'on adopte ce dernier moyen, il faudra augmenter la bande passante à la réception car le bruit aléatoire produit par la photodiode augmente proportionnellement à la racine carrée de la bande passante, ce qui est favorable à l'augmentation du rapport S/B.

LE CI SO41 ET SES APPLICATIONS

Comme on l'a dit plus haut, le récepteur utilise le CI du type SO41 P, normalement destiné à l'amplification FI-FM, limitation et démodulation.

Voici des renseignements sur ce CI et des indications sur ses applications dans les montages FM à 10,7 MHz.

Il y a deux sortes de boîtiers pour ce CI, l'un du type rectangulaire habituel à 14 broches dont les numéros sont ceux mentionnés sur le schéma de la figure 3 (SO41 P).

L'autre type, SO41E est monté en boîtier cylindrique à 10 fils de forme habituelle, avec le fil 10 à l'ergot.

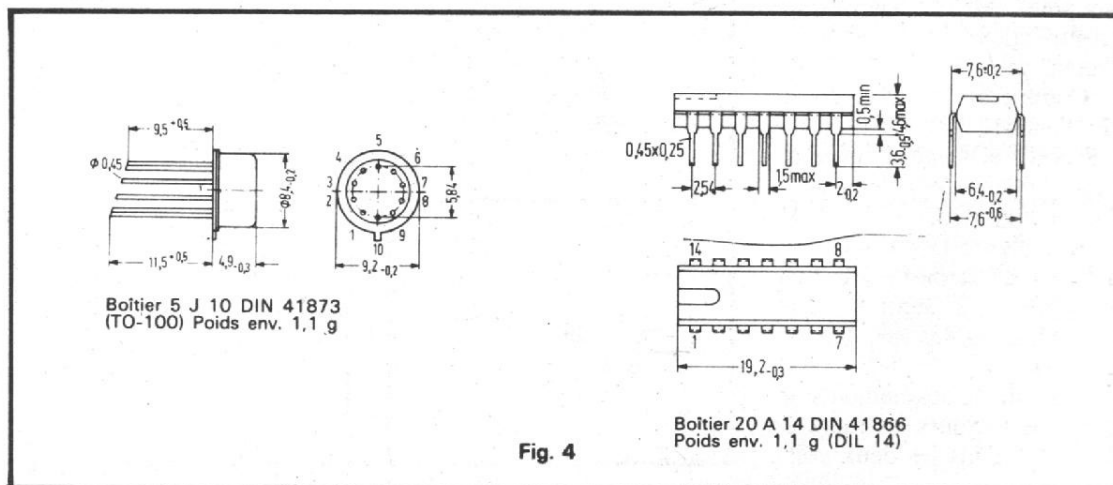


Fig. 4

Voici la correspondance entre les numéros des terminaisons de ces deux boîtiers.

TABLEAU IV	
S 041 P	S 041 E
1	4
2	3
3	4
4	4
5	4
6	5
7	6
8	7
9	8
10	9
11	10
12	4
13	1
14	2
RECT. 14 br.	CYL. 10 fils

On voit que les points 1, 3, 4, 5 et 12 du boîtier rectangulaire correspondant au fil 4 du boîtier cylindrique, ce qui simplifie le montage de ce CI. Sur la figure 4 on donne la forme et les dimensions du SO41 E (en haut) et du SO41 P en bas.

Voici à la figure 5 le montage de mesures du circuit intégré, à une fréquence d'accord de 10,7 MHz et en utilisant l'une ou l'autre version de boîtier. Les numéros entre parenthèses sont ceux des fils du boîtier du SO41 E.

Le signal à appliquer provient d'un générateur accordé sur 10,7 MHz. La bobine de sortie sera accordée sur la même fréquence. Elle comportera 12 spires de fil de cuivre de 0,25 mm de diamètre, l'accord se faisant avec un condensateur de 220 pF fixe.

On obtiendra le signal BF au point AF. Le signal HF d'entrée devra être modulé en fréquence.

Comme on l'a vu au cours de l'analyse du récepteur à I.R., le CI SO41 peut aussi être accordé sur des fréquences inférieures à 10,7 MHz.

A la figure 6, on donne le schéma de la partie FI d'un récepteur à accord sur 10,7 MHz ou 455 kHz (bande étroite).

Les valeurs des éléments ne sont pas toujours les mêmes. Les voici dans les deux cas.

TABLEAU V

	Condensateurs	
	10,7 MHz	455 kHz
C ₁	22 pF	470 pF
C ₂	22 nF	0,1 µF
C ₃	150 pF	1,5 nF
C ₄	22 nF	0,1 µF
C ₅	10 nF	10 nF
C ₆	18 pF	220 pF
C ₇	18 pF	220 pF
C ₈	220 pF	1,5 nF
C ₉	2 µF	2 µF

La résistance R₁ est de 120 Ω dans deux cas. En ce qui concerne les bobines L₁ et L₂, les noyaux sont de la marque VOGT, jeu pour 10,7 MHz : D₄₁ - 2165 ; pour 455 kHz : D₄₁ 2393.

On bobinera :

10,7 MHz : L₁ = 15 spires fil de 0,15 mm, L₂ = 12 spires fil de 0,25 mm.

455 kHz : L₁ = 71,5 spires fil divisé 12 fois 0,04 mm, L₂ = 71,5 spires fil divisé 12 fois 0,04 mm, dans les supports VOGT indiqués plus haut.

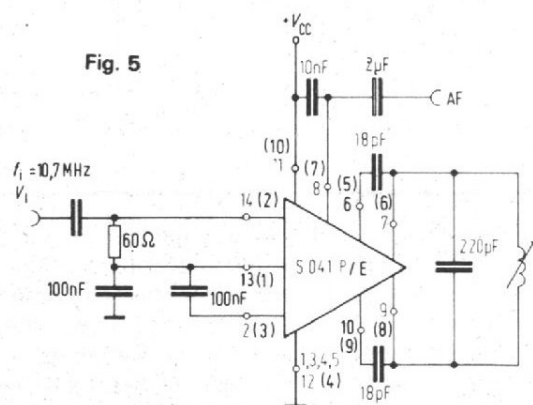


Fig. 5

Fig. 7

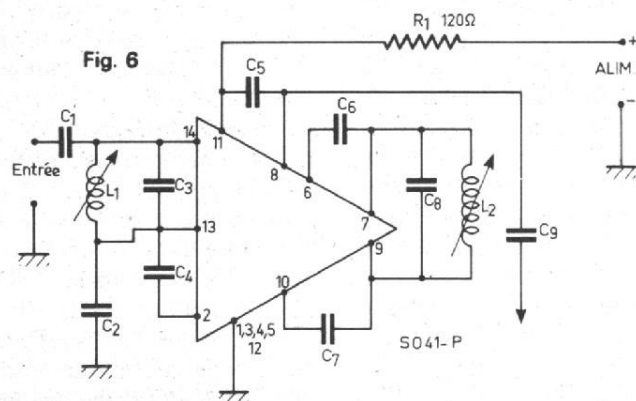
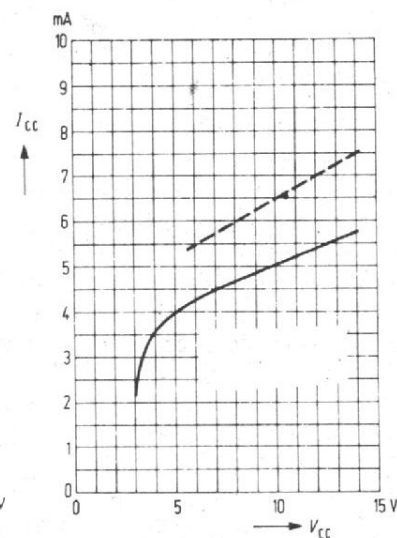


Fig. 6

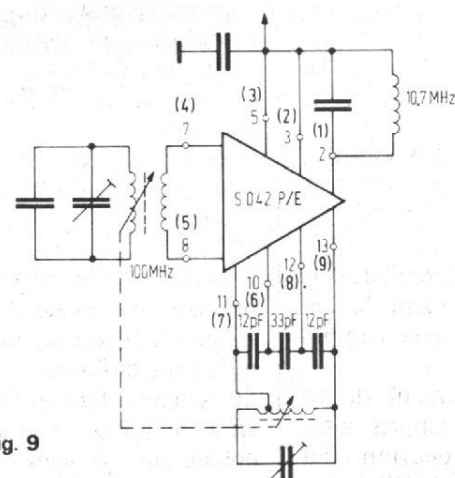


Fig. 9

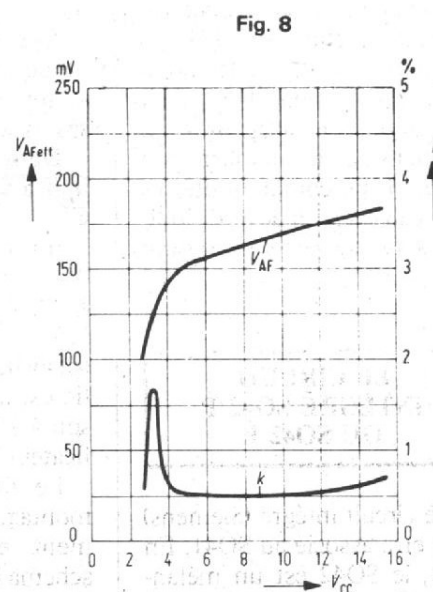


Fig. 8

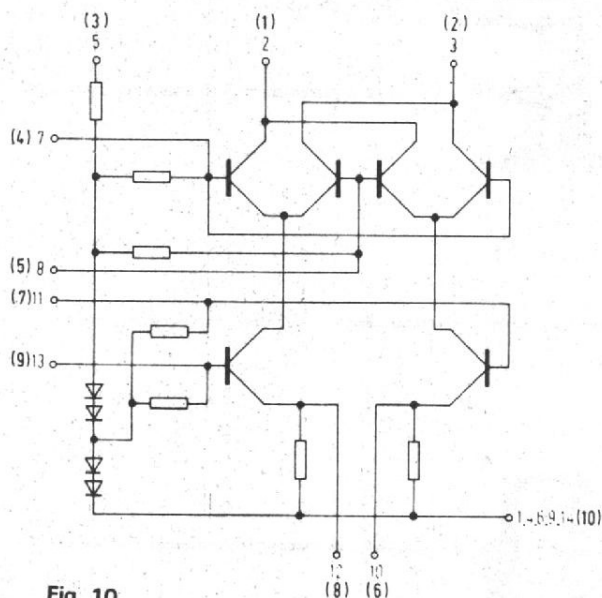


Fig. 10

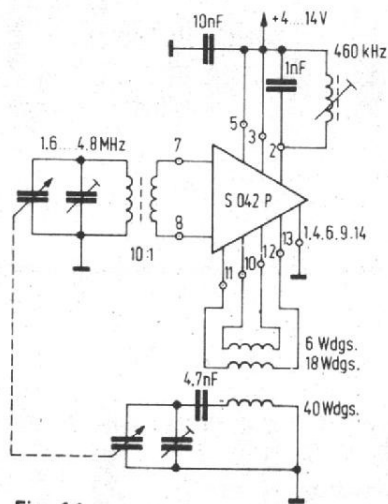


Fig. 11

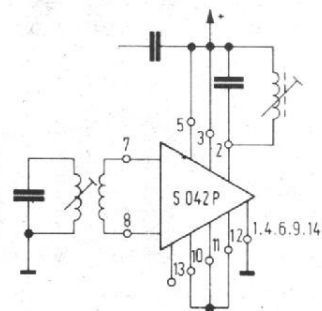


Fig. 12

A la figure 7, on donne la consommation de courant I_{cc} (en mA) en fonction de la tension d'alimentation V_{cc} (en volts depuis 0 jusqu'à 15 V).

La courbe en pointillés est la valeur moyenne et celle en trait plein, la valeur maximum.

A la figure 8 deux courbes sont données. La courbe supérieure donne la tension BF, V_{AF} (en ordonnées à gauche) en fonction de l'alimentation V_{cc} en volts de 0 à 16 V. La courbe inférieure k donne la distorsion harmonique totale en % (en ordonnées à droite) en fonction de V_{cc} . Les essais ont été faits à 10,7 MHz, avec $\Delta f = 50$ kHz, la fréquence modulante étant de 1 kHz.

On pourra utiliser les bobines prévus pour 455 kHz, à des fréquences moindres en augmentant le nombre des spires. Tenir compte toutefois des capacités d'accord indiquées sur les schémas (figure 3 ou autre).

LE CIRCUIT INTÉGRÉ SO42 P OU SO42 E

Ce circuit intégré (Siemens) peut être associé au SO41. En effet, le SO42 est un mélangeur (changeur de fréquence) et peut fonctionner à des fré-

quences pouvant atteindre 200 MHz. L'oscillateur peut être extérieur ou intérieur au CI. Ce circuit possède de nombreux avantages. Citons les suivants : alimentation de 4 à 15 V, nombreuses applications possibles, peu de composants extérieurs, pente de conversion élevée, peu de parasites.

Le brochage est le même que pour le SO41 P ou E, voir figure 4.

Passons aux applications. A la figure 9, on donne le schéma du S 042 P ou E, en mélangeur avec accord par bobinages, pour la FM : 100 MHz à l'entrée et 10,7 MHz à la sortie.

Les terminaisons sont numérotées de la manière suivante : type P sans parenthèses, type E, entre parenthèses.

Dans ce montage, l'oscillation locale est réalisée par le CI.

Il y a aura réglage unique si le circuit d'entrée à 100 MHz et celui d'oscillateur à 110,7 MHz sont prévus pour cet avantage. Le circuit de sortie est aussi l'élément de liaison à 10,7 MHz avec l'amplificateur FI.

Le fonctionnement de ce montage sera compris aisément en se reportant au schéma intérieur du CI, donné à la figure 10.

On peut voir, en examinant

les deux figures, que le signal d'entrée est appliqué (en version P par exemple) aux points de terminaison 7 et 8, bases des deux transistors d'entrée et que l'oscillation est engendrée par les deux transistors représentés en bas de la figure 10, destinés à cet emploi.

Les points 2 et 3 de sortie FI à 10,7 MHz sont les collecteurs de la paire différentielle des transistors représentés en haut et à droite.

En réception AM ondes courtes, le SO42 pourra être monté comme indiqué à la figure 11. Dans ce schéma, les numéros des points de terminaison du CI correspondent au SO42 P. La bobine d'entrée est le primaire accordé d'un transformateur abaisseur. Le rapport n_p/n_s des nombres des spires est 10 et le primaire sera déterminé par un accord sur une gamme de 1,6 à 4,8 MHz par exemple.

Le secondaire sera connecté aux points de terminaison 7 et 8 du SO42 P.

D'autre part, l'oscillateur comprend trois bobines. La première est connectée entre les points 10 et 12 (collecteurs de la paire différentielle du bas du schéma figure 10). Elle aura 6 spires. La seconde bobine aura 18 spires et sera connectée aux points 11 et 13 qui sont les bases des mêmes transistors.

En couplage inversé, l'oscillation pourra être obtenue. L'accord est déterminé par la troisième bobine, fortement couplée aux deux autres. Elle comporte 40 spires.

Ces bobinages seront déterminés expérimentalement, avec un condensateur variable de deux fois 150 pF par exemple.

A la sortie FI, on trouve, connecté aux points 2 et 3 (collecteurs de la paire différentielle de sortie) la bobine accordée sur 460 kHz ou autre fréquence voisine de celle-ci.

L'alimentation sera choisie entre 4 et 14 V.

Remarquons la liaison à la ligne + alimentation des points 5 et 3 et à la masse, les points 1, 4, 6, 9, 14. La ligne positive est découplée vers la masse par un condensateur de 10 nF, valeur suffisante en OC, à augmenter si l'on doit recevoir aussi les PO et les GO.

A la figure 12, on montre les branchements de ce circuit intégré en amplificateur différentiel avec neutrodynage interne, utilisable à des fréquences jusqu'à 50 MHz et avec des courants plus élevés, jusqu'à 100 MHz.

F. JUSTER

Références : documents Siemens.

DATA THÉQUE

— DU —

TRANSISTOR

(Suite voir N° 1557, N° 1561, N° 1570 et N° 1575)

Transistors de faible puissance

2.3. AMPLIFICATEUR VIDÉOFRÉQUENCE

ON désire réaliser un amplificateur pour la commande d'un tube cathodique TV, lequel demande une amplitude d'excitation $V_{2M} = 100$ V sur la cathode. La capacité totale de charge est $c_2 = 15$ pF. A l'entrée de l'amplificateur, on dispose d'une amplitude (crête à crête) de commande de $V_e = 2,5$ V. On demande une bande passante de 5,5 MHz. On utilise le schéma de la figure 23-1. Pour T_2 , plusieurs types (annexes 19, 20) sont proposés. On fera le choix définitif au cours du calcul.

Résistance de charge (R_L) ?
Comme T_2 se trouve attaqué par un étage collecteur commun, c'est-à-dire par une source de faible résistance interne, et comme il travaille avec une certaine contre-réaction (R_E), on pourra admettre

que sa capacité de réaction interne (C_{re}) peut être négligée en première approximation. La fréquence supérieure de coupure, $f_{cs} = 5,5$ MHz, ne dépendra donc que de R_L et des capacités $c_{22e} = 5,5$ pF (annexe 19) et $C_L = 15$ pF. On pourra donc calculer :

$$R_L = \frac{1}{(C_L + c_{22e}) 2 \pi f_{cs}}$$

Exemple :

$$R_L = \frac{1}{(5,5 + 15) \times 10^{-12} \times 6,28 \times 5,5 \times 10^6} = 1,4 \text{ k}\Omega$$

En pratique, une valeur aussi faible ne sera pas nécessaire, car certaines corrections de fréquence seront possibles, et elles permettront d'augmenter la largeur de bande dans un rapport de 1,5 envi-

ron. On prendra donc $R_L = 2 \text{ k}\Omega$. L'amplitude maximale de sortie étant de $V_{2M} = 100$ V, R_L doit être capable de dissiper une puissance :

$$P_{RL} = \frac{V_{2M}^2}{R_L}$$

Exemple :

$$P_{RL} = \frac{100^2}{2000} = 5 \text{ W}$$

En fonctionnement, ce maximum ne sera atteint que très rarement, et pendant des instants très courts. Il est donc inutile de prendre une marge de sécurité sur la valeur de P_{RL} qu'on vient de calculer.

Tension d'alimentation (V_{CC}) ? Avec $V_{2M} = 100$ V et $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, l'intensité maximale de collecteur de T_2 serait

$$\frac{V_{C2M}}{R_L} = \frac{100}{2000} = 0,05 \text{ A} \\ = 50 \text{ mA}$$

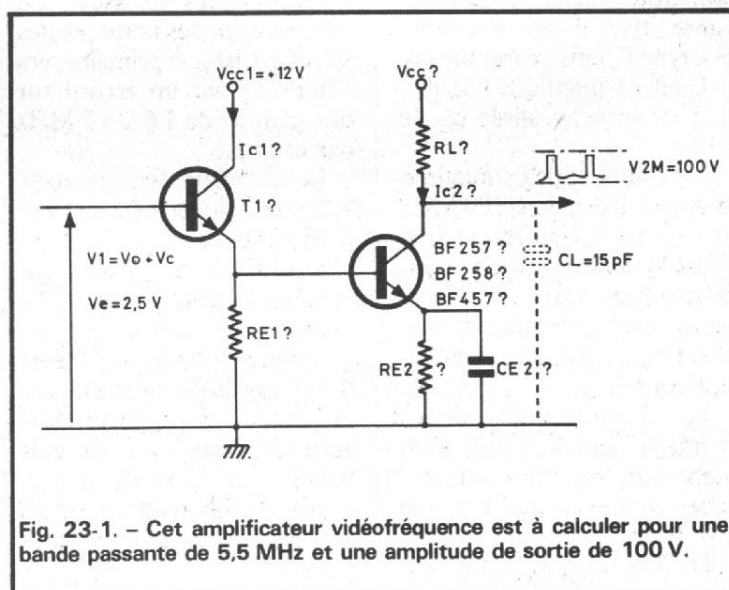


Fig. 23-1. — Cet amplificateur vidéo fréquence est à calculer pour une bande passante de 5,5 MHz et une amplitude de sortie de 100 V.

La courbe donnant la fréquence de transition en fonction de I_C (annexe 19) montre qu'il est prudent de s'arranger de façon que les grandeurs I_C et V_{CE} ne deviennent jamais inférieures à $I_{C2min} = 5 \text{ mA}$ et $V_{CEmin} = 10 \text{ V}$, respectivement. De plus, il faut tenir compte de la chute de tension sur R_{E2} , et qui sera pratiquement égale à $V_e = 2,5 \text{ V}$. Il faudra donc prévoir une tension d'alimentation :

$$V_{CC} \geq V_{2M} + V_{CEmin} + I_{C2min} R_L + e$$

Exemple :

$$V_{CC} \geq 100 + 10 + 0,005 \times 2000 + 2,5 = 122,5 \text{ V}$$

On pourra arrondir à $V_{CC} = 130 \text{ V}$.

Choix de T_2 ? Dans le cas le plus défavorable, la dissipation de T_2 est :

$$P_{D2} = \frac{V_{CC}^2}{4 R_L}$$

Exemple :

$$P_{D2} = \frac{130^2}{4 \times 2000} = 2,1 \text{ W}$$

Pour les raisons déjà mentionnées à propos de R_L , il est inutile de prendre une marge de sécurité sur P_{D2} . Si la température ambiante ne doit pas excéder $T_{amb} = 50^\circ\text{C}$, on pourra donc utiliser un BF 257, à condition de prévoir un radiateur. Partant de la résistance thermique

$$R_{thj-b} = 30^\circ\text{C/W}$$

(annexe 19) du BF 257, on calcule la résistance thermique de ce radiateur par :

$$R_{thr} = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{P_{D2}} - R_{thj-b}$$

Exemple :

$$R_{thr} = \frac{175 - 50}{2,1} - 30 = 30^\circ\text{C/W}$$

Résistance d'émetteur de l'étage de sortie (R_{E2}) ? Le gain en courant de T_2 étant grand devant l'unité, on peut

admettre que le gain en tension, imposé par le rapport

$$\frac{V_{2M}}{V_e} = \frac{100}{2,5} = 40$$

est égal au rapport R_L/R_E :

$$R_{E2} = \frac{R_L V_e}{V_{2M}}$$

Exemple :

$$R_{E2} = \frac{2000 \times 2,5}{100} = 50 \Omega \text{ (prendre } 47 \Omega \text{)}$$

Condensateur d'émetteur (C_{E2}) ? Il sert à la correction de fréquence. Sous réserve d'une mise au point expérimentale, on doit choisir C_{E2} de façon que sa réactance soit égale à la valeur de R_E à la fréquence f_{cs} :

$$C_{E2} = \frac{1}{2 \pi f_{cs} R_{E2}}$$

Exemple :

$$C_{E2} = \frac{1}{6,28 \times 5,5 \text{ MHz} \times 47} = 1,6 \text{ nF}$$

Si on prévoit des bobines de correction dans le circuit de collecteur, la valeur de C_{E2} pourra être plus faible que celle qu'on vient de calculer.

Capacité d'entrée de T_2 (c_2) ?

Pour la déterminer, il suffit de multiplier la capacité de réaction de T_2 , $c_{re} = 4,2 \text{ pF}$ (annexe 19) par le gain en tension de T_2 :

$$c_2 = \frac{c_{re} V_{2M}}{V_e}$$

Exemple :

$$c_2 = \frac{4,2 \times 100}{2,5} = 168 \text{ pF}$$

Résistance d'émetteur de l'étage d'attaque (R_{E1}) ? Lorsque le signal d'entrée passe subitement de sa valeur maximale à sa valeur minimale, l'intensité d'émetteur de T_1 devient pratiquement nulle. Pour que la tension de base de T_2 puisse suivre cette variation de façon immédiate, il faut que la capacité d'entrée

de T_2 , c_2 , puisse se décharger rapidement dans R_{E1} . La constante de temps de cette décharge, $\tau = R_{E2} c_2$, doit être égale ou inférieure au temps de montée qu'on exige pour le signal, soit $\tau = 65 \text{ ns}$ dans le cas d'une bande passante de $5,5 \text{ MHz}$. On calcule donc :

$$R_{E1} \leq \frac{\tau}{c_2}$$

Exemple :

$$R_{E1} \leq \frac{65 \text{ ns}}{0,168 \text{ nF}} = 387 \Omega \text{ (prendre } 330 \Omega \text{)}$$

Intensité maximale de collecteur de T_1 (I_{CIM}) ? On pourra confondre les intensités d'émetteur et de collecteur. Au moment où le signal d'entrée passe par sa valeur de crête, la tension aux bornes de R_{E1} sera égale $V_e + V_{BE2}$, et l'intensité de collecteur de T_2 sera voisine de 50 mA . La courbe $I_C = f(V_{BE})$ de T_2 (annexe 20, en bas) permet d'estimer $V_{BE2} = 0,8 \text{ V}$ pour $I_{C2M} = 50 \text{ mA}$. De plus, T_1 doit fournir l'intensité de base de T_2 . Cette dernière est donnée par le réseau de caractéristiques de T_2 (annexe 20), et on la trouve égale à $I_{B2} = 1,2 \text{ mA}$ pour $I_{C2M} = 50 \text{ mA}$ et $V_{CEmin} = 10 \text{ V}$. Pour déterminer la valeur de crête de l'intensité de collecteur de T_1 , I_{CIM} , on devra donc calculer la somme :

$$I_{CIM} = \frac{V_e + V_{BE2}}{R_{E1}} + I_{B2}$$

Exemple :

$$I_{CIM} = \frac{2,5 \text{ V} + 0,8 \text{ V}}{330 \Omega} + 1,2 \text{ mA} = 11,2 \text{ mA}$$

Choix de T_1 ? Comme on dispose, pour l'alimentation de T_1 , d'une tension relativement faible (supposée égale à 12 V dans le schéma de la figure 23-1), et comme on demande à T_1 une intensité de collecteur de $11,2 \text{ mA}$ seulement (en crête), un BF 184 peut convenir. Un grand nombre d'autres types sont également utilisables, car T_1 , travaillant en collecteur

découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables,
sans expérience antérieure sans "maths"



notre méthode :

faire et voir

LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-tec

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT !

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

HPS 612

commun, n'a pas besoin de présenter des caractéristiques HF très performantes.

Données du démodulateur ?

Sans calculer le démodulateur de façon détaillée, on peut déterminer les caractéristiques qu'on doit en exiger. On sait déjà qu'il doit fournir une tension de crête de 2,5 V, et on déterminera maintenant la résistance d'utilisation (c'est-à-dire la résistance d'entrée de T_1) à laquelle il doit fournir cette tension. Pour cela, on se base sur une intensité moyenne de collecteur $I_{C1 moy} = 6 \text{ mA}$, pour laquelle (annexe 15) le gain en courant statique du BF 184 est de $B_1 = 135$ environ. En confondant cette valeur avec le gain dynamique de T_1 , on trouve que le démodulateur doit fournir à T_1 une intensité (de crête) :

$$I_{B1} = \frac{I_{C1M}}{B_1}$$

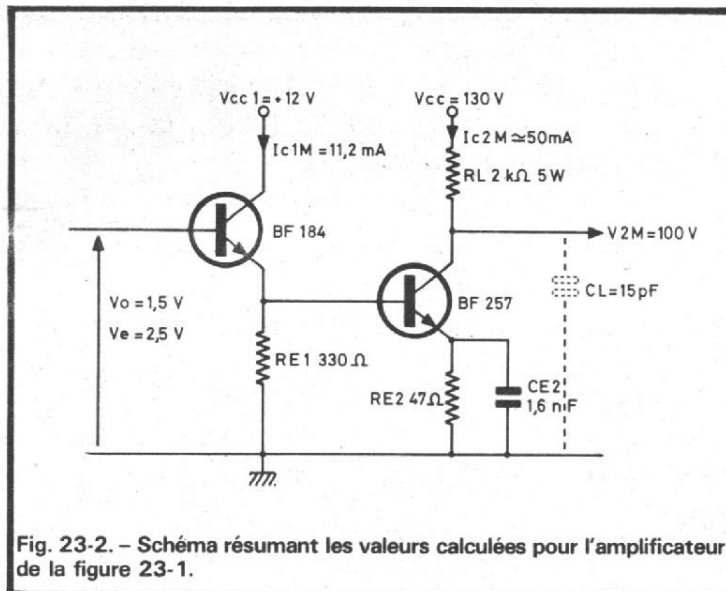


Fig. 23-2. - Schéma résumant les valeurs calculées pour l'amplificateur de la figure 23-1.

Exemple :

$$I_{B1} = \frac{11,2}{135} = 83 \mu\text{A}$$

Comme l'amplitude de sortie du démodulateur est $V_e = 2,5 \text{ V}$, les bornes d'entrée de T_1 sont, vues du

démodulateur, équivalentes à une résistance de charge (ou d'utilisation) :

$$R_{LD} = \frac{V_e}{I_{B1}}$$

Exemple :

$$R_{LD} = \frac{2,5 \text{ V}}{83 \mu\text{A}} = 30 \text{ k}\Omega$$

Comme T_1 et T_2 forment un amplificateur à courant continu, le démodulateur doit fournir, en plus de V_e , une tension de polarisation

$$V_o = V_{BE1} + V_{BE2} = 1,5 \text{ V environ.}$$

On aura avantage à produire cette tension de polarisation par un diviseur de tension comportant deux diodes en sens direct, de façon qu'il y ait compensation en température. En utilisant un PNP en T_1 , on peut se passer de tout circuit externe de compensation, car les dérives des deux diodes base-émetteur (de T_1 et de T_2) s'opposent dans ces conditions. Cependant, l'utilisation d'un PNP en T_1 demande une source supplémentaire d'alimentation, négative par rapport à la masse. Le schéma de la figure 23-2 résume les valeurs précédemment calculées.

Antennes télé-FM - 27 BST - 144 Tonna - Alimentations BST - Amplis-tuners BST - Bandes et cassettes SCOTCH - Boutons - Boîtes mixage et réverbération BST - Câbles Hi-Fi montés - Câbles divers - Casques BST-AKG-KOSS-BEYER - Cellules - Saphirs - Diamants - Circuits imprimés VERO B - Coffrets TEK0 et H.P. - Condensateurs - Résistances - Contrôleurs CHINAGLIA-CENTRAD - Diodes Zener-Varicap - Fer à souder SEM-ENGEL - Soudure - Fiches DIN-JAPON-CINCH-PL - Fusibles 5 x 20 - 6 x 30 - Rapides-retardés - Générateurs BF-HF-BST-CENTRAD - Grid-deep -

LYON 6^e

DU CHOIX - DES PRIX

Depuis 50 ans

tabeu

15, rue Bugeaud

Ouvert de 9 h à 12 h et de 14 h 1/4 à 19 h
du MARDI au SAMEDI
PAS D'EXPÉDITION

KITS

AMTRON - JOSTY - GÖRLER - BST - THOMSEN - PRAL
PEERLESS - ANTIVOL - HORLOGE - TUNER VHF

R.C. - Gradateur lumière AEC - H.P. AUDAX-BST-HECO-PEERLESS-SIARE-SUPRAVOX

Interphones BST à pile-secteur-

FM - **Librairie** TV-Hifi-Élec-

tronique - Télécommandes

- Émission - Formulaire -

Lumière psychédélique

AEC - Micros BST-

BEYER-AEC-SHURE

- Miniperceuse H.F. -

Outillage SAFICO - Os-

cilloscopes CENTRAD

- Platines tourne-dis-

que et cassettes - Pro-

duits nettoyage - Contacts

KF - Quartz émission récep-

tion 27 mcs - Tissus pour en-

ceintes - Transistors - Transfos BF

et Alimentation - Tubes radio et

télévision - Voyants lumi-

neux - Vu-mètre - etc.

NPN

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE

Types BF 257, BF 258, BF 259, BF 457, BF 458, BF 459

Amplification vidéofréquences

Technologie Planar Epitaxial - Silicium

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

	BF 257	BF 258	BF 259	BF 457	BF 458	BF 459	
Tension collecteur-émetteur ($I_B = 0$)	160	250	300	160	250	300	V max
Tension collecteur-base ($I_E = 0$)	160	250	300	160	250	300	V max
Tension émetteur-base (régime inverse)		5			5		V max
Intensité de collecteur		100			100		mA max
Intensité de collecteur de crête		—			300		mA max
Intensité de base		—			50		mA max
Puissance dissipée ($T_{amb} = 25\text{ °C}$)		0,8			1,2		W max
Puissance dissipée (25 °C au boîtier)		5			12,5		W max
Résistance thermique jonction-ambiance		187			104		°C/W
Résistance thermique jonction-boîtier		30			10		°C/W
Température de jonction		175			150		°C max

CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

Gain en courant statique ($I_C = 30\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	h_{21E} , B	> 25
Tension de saturation de collecteur ($I_C = 30\text{ mA}$, $I_B = 6\text{ mA}$)	$V_{CE\text{ sat}}$	$< 1\text{ V}$
Fréquence de transition ($I_C = 15\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $f = 20\text{ MHz}$)	f_T	90 MHz
Capacité de réaction ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $I_C = 1\text{ mA}$)	C_{re}	4,2 pF
Capacité de sortie ($V_{CB} = 30\text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_{22e}	5,5 pF

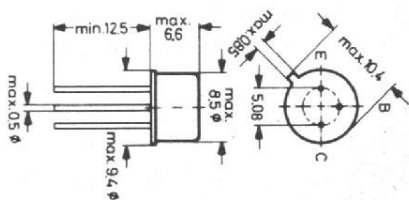


Fig. 257-1
BF 257, BF 258, BF 259 : disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 39 (métal). Le boîtier est électriquement relié au collecteur.

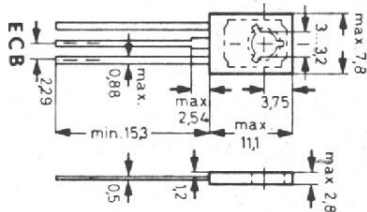


Fig. 257-2
BF 457, BF 458, BF 459 : disposition des électrodes et encombrement. Boîtier SOT-32 (résine-métal). La surface métallique, électriquement reliée au collecteur, et à mettre en contact avec le radiateur.

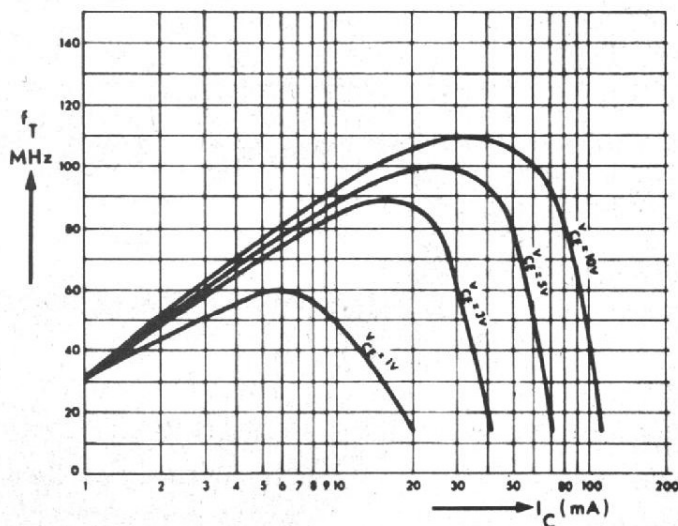


Fig. 257-3
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : fréquence de transition (f_T) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C), avec la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) en paramètre.

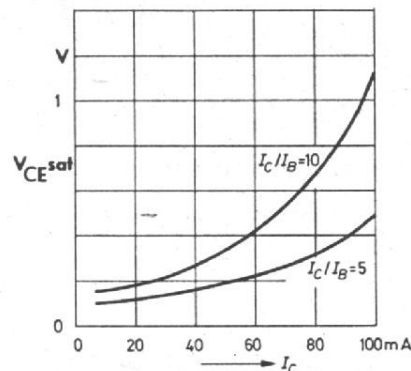
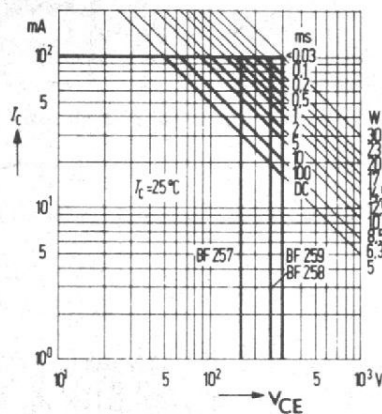
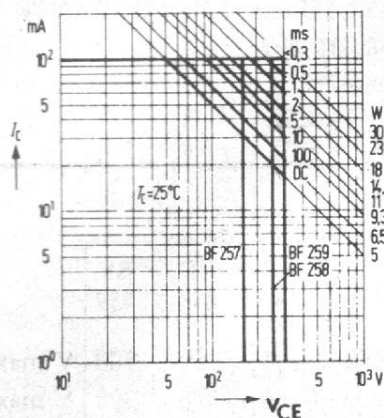


Fig. 257-4
BF 257, BF 258, BF 259 : aires de fonctionnement autorisé, pour un rapport cyclique de 0,01 (à gauche) et de 0,1 (à droite). La durée impulsionnelle figure en paramètre.

Fig. 257-4
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : tension de saturation de collecteur ($V_{CE(sat)}$) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C), et pour deux rapports entre les intensités de collecteur et de base.

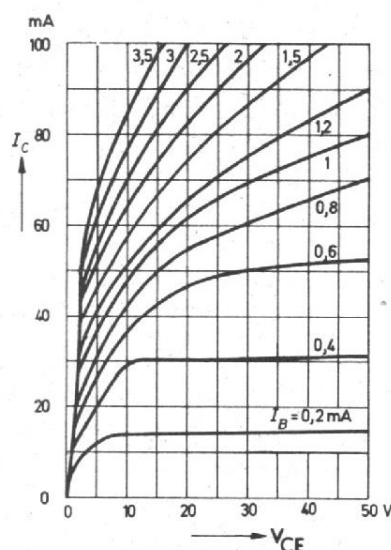
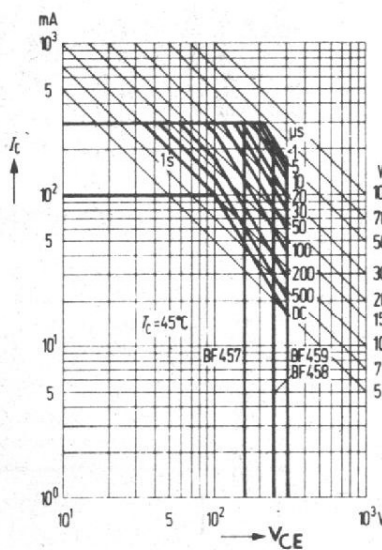
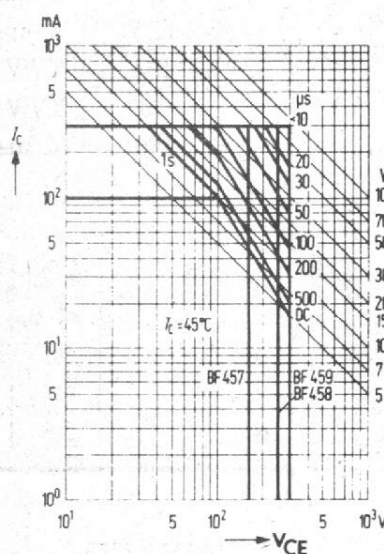


Fig. 257-5
BF 457, BF 458, BF 459 : aires de fonctionnement autorisé, pour un rapport cyclique de 0,01 (à gauche) et de 0,1 (à droite). La durée impulsionnelle figure en paramètre.

Fig. 257-5
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : réseau de caractéristiques, $I_C = f(V_{CE})$, commande par courant.

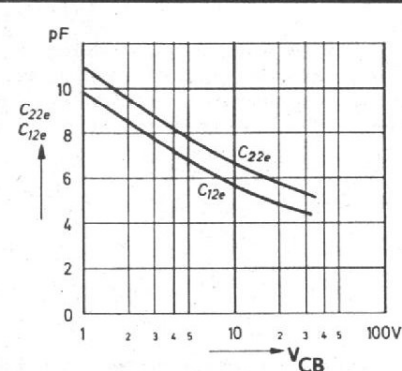
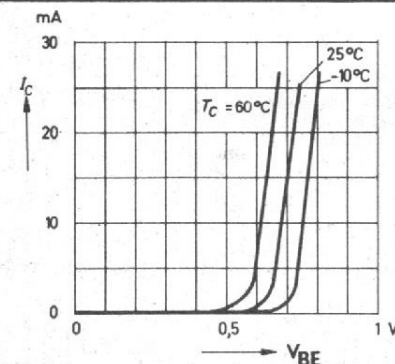
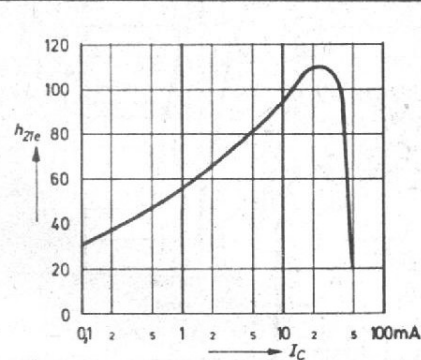
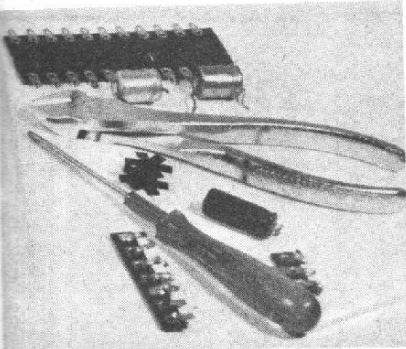


Fig. 257-6
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : gain en courant (signaux faibles), h_{21e} , en fonction de l'intensité de collecteur (I_C), pour $V_{CE} = 10$ V, $f = 1$ kHz et $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

Fig. 257-6
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : intensité de collecteur (I_C) en fonction de la tension base-émetteur (V_{BE}), pour diverses valeurs de la température de boîtier.

Fig. 257-6
BF 257 à 259, BF 457 à 459 : capacité de réaction (C_{12e}) et de sortie (C_{22e}) en fonction de la tension continue appliquée entre collecteur et base (V_{CB}).



ABC de L'ELECTRONIQUE

LES DIODES MODERNES et leurs applications

LE composant actif le plus simple est la diode, dont les deux électrodes sont l'anode A et la cathode K.

Malgré sa simplicité, par rapport aux autres semi-conducteurs et en particulier, par rapport aux transistors et aux circuits intégrés, la diode est de la plus haute importance dans de nombreuses applications et son fonctionnement doit être déterminé avec précision en fonction de ses caractéristiques et des exigences du montage dans lequel la diode devra figurer. La classification des diodes peut être établie de nombreuses manières parmi lesquelles, les suivantes :

1 - Diodes semi-conductrices et diodes à vide ou à gaz. Il ne sera question ici que des diodes semi-conductrices.

2 - Diodes à usage général et diodes spéciales. Parmi les premières : redresseuses diodes de limitation, diodes de commutation, diodes de détection, diodes changeuses de fréquence.

Parmi les diodes spéciales : diodes tunnel, diodes à capacité variable, diodes optoélec-

troniques (photodiodes et diodes luminescentes dites LED) diodes « Backward », diodes « PIN », diodes stabilisatrices et régulatrices, diodes Z ou diodes zener (ou de Zener).

En redressement, on a utilisé pendant plusieurs dizaines d'années des diodes semi-conductrices à cuivre-oxyde des diodes au sélénium. Actuellement, on leur préfère les diodes au silicium et celles au germanium, de conception plus moderne et fabriquées en grandes quantités par tous les fabricants de semi-conducteurs.

Mentionnons aussi la galène, élément semi-conducteur qui a été à la base des premiers montages « électroniques ».

3 - On peut aussi effectuer une classification des diodes selon la nature des matériaux utilisés : silicium, germanium, sélénium et bien d'autres. Le silicium semble avoir la préférence des spécialistes mais en électronique tout change continuellement et rapidement.

4 - Diodes à pointe et diodes à jonction.

DIODES EN GENERAL

Un certain nombre de caractéristiques doivent être connues d'une manière suffisante.

A la figure 1, on donne des exemples de présentation des diodes de faible puissance. Remarquons que la nomenclature des diodes suit les normes américaines ou les normes européennes. Les diodes américaines portent le préfixe 1N et un numéro d'ordre. Exemple 1N 914.

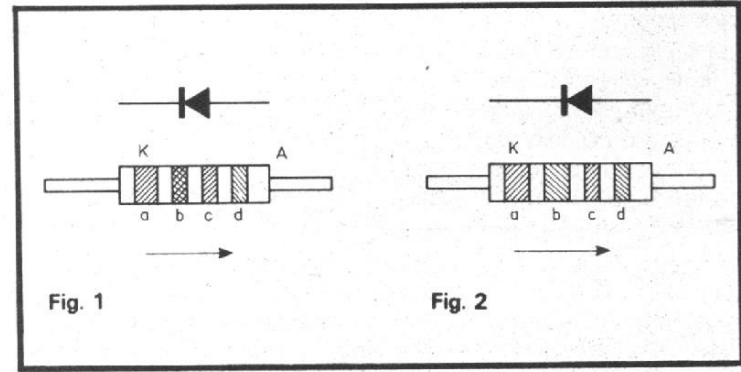
Les diodes européennes portent les préfixes AA, AB, BA, BB etc., suivis encore d'une lettre : X, Y, Z etc. et d'un numéro de série. Exemple : BAW 24.

Malgré la différence des nomenclatures, la plupart des diodes d'une catégorie ont des types équivalents dans l'autre. En Europe, la nomenclature 1N... est également utilisée.

CODE DES COULEURS

Il existe actuellement un code des couleurs, de norme JEDEC, valable pour les diodes destinées aux faibles signaux.

Sur la figure 1, l'anneau de couleur le plus large, corres-



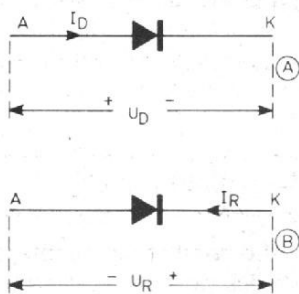


Fig. 3

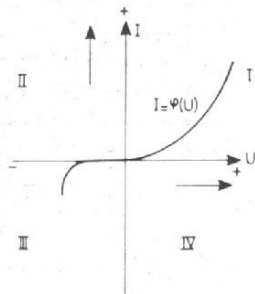


Fig. 4

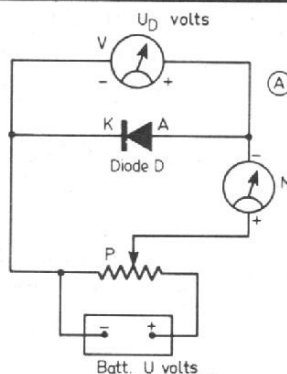


Fig. 5a

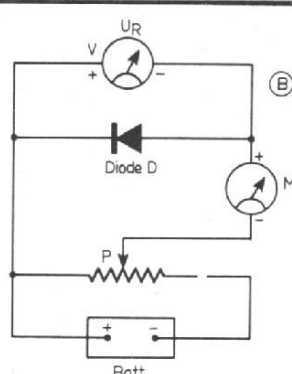


Fig. 5b

pond à l'extrémité de laquelle sort le fil de cathode K. A partir de cette bande, on lira la désignation de la diode, dans le sens indiqué sur la figure : a, b, c, d.

Il y a la correspondance suivante entre l'anneau considéré, sa couleur et le numéro d'ordre de la diode.

L'anneau « a » désigne le premier chiffre. L'anneau « b » désigne le second chiffre, l'anneau « c » le troisième et l'anneau d, le quatrième.

Les couleurs correspondent aux chiffres d'après le tableau suivant :

TABLEAU 1	
Couleur	chiffre
noir	0
marron	1
rouge	2
orange	2
jaune	4
vert	5
bleu	6
violet	7
gris	8
blanc	9

Exemple :

a = jaune = 4
b = marron = 1
c = jaune = 4
d = gris = 8

La diode est donc une 1N 4148. Dans le cas européen, le boîtier contenant la diode comporte également quatre anneaux de couleur, comme le montre la figure 2.

On notera que le côté cathode K, s'identifie par les deux anneaux larges et le côté anode A par les deux anneaux étroits.

Les deux premières lettres sont :

AA = anneau marron

BA = anneau rouge

La troisième lettre se détermine à l'aide du code suivant :

TABLEAU 2	
Z = blanc	
Y = marron	
X = noir	
W = bleu	
V = vert	
T = jaune	
S = orange	

Enfin le numéro d'ordre est déterminé comme pour les diodes 1N. Voir tableau 1.

Exemple :

a = rouge = BA

b = gris = Y

c = blanc = 9

d = orange = 3

donc, il s'agit de la diode BAY 93.

Certains penseront qu'il aurait été aussi simple de marquer directement BAY 93 ! Nous ne prendrons pas parti.

Il existe aussi le code PRO ELECTRON. A son sujet, voici quelques renseignements, concernant les diodes.

Première lettre : A = germanium. B = silicium. C = gallium arsenide. R = matériel compound.

Deuxième lettre : A = diode de détection, de commutation, de mélangeur. B = diode à capacité variable. E = diode tunnel. G = diode d'oscillation et autres applications. H = diode sensible aux champs magnétiques. K = diodes à effet Hall. N = photocoupleur. P = diode sensible aux radiations. Q = diode

génératrice de radiation. X = diode multiplicatrice, par exemple varactor. Y = diode de redressement ou diode booster. Z = diode de référence de tension ou diode de suppression des transistors. Le nombre de série est compris entre 100 et 999.

SENS DES COURANTS DES DIODES

Lorsqu'on applique une certaine tension U à une diode entre les deux fils K et A (cathode et anode), un courant I traversera le semi-conducteur.

En (A) figure 3, la tension est U_D avec le + vers l'anode A. Le courant est nommé courant direct, I_D .

En (B) de la même figure, la tension est inversée. Le + de U_R est du côté cathode. Le courant est alors I_R qui se nomme courant inverse.

I_R est très faible comparativement à I_D , par exemple 1 000 fois plus faible que le courant direct.

LA PROPRIÉTÉ FONDAMENTALE DE LA DIODE

Lorsque la diode est polarisée de manière à ce que l'anode soit positive par rapport à la cathode, le courant

direct I_D est grand. La résistance de la diode est alors faible et la diode est conductrice.

Si la diode est polarisée en sens inverse, cathode positive par rapport à l'anode, le courant I_R est très faible et la diode est bloquée.

La plupart des applications des diodes sont basées sur cette propriété, en particulier le redressement.

COURBE CARACTERISTIQUE

Les courants I_R et I_D varient avec les tensions de polarisation appliquées aux diodes.

Voici à la figure 4 une courbe simplifiée d'une diode polarisée par une tension U. Partons de $U = 0$. Le courant I de la diode est nul ou proche de zéro. Faisons varier U de zéro vers des valeurs positives et mesurons I en adoptant un montage de mesures comme celui de la figure 5A. pour le courant direct. On notera les valeurs de U_D et les valeurs correspondantes de I_R et on construira la courbe représentative $I = \phi(U)$ qui se trouve dans le premier quadrant du système de coordonnées à axes rectangulaires. La fonction ϕ est de forme exponentielle.

on a :

$$I = I_s \left(\exp \frac{U}{U_T} - 1 \right) \quad (1)$$

expression dans laquelle : I_s = courant de saturation de la diode,

$U_T = k T/q =$ potentiel de température.

Si la diode est polarisée dans le sens direct, $I = I_D$. Il croît rapidement avec la tension U_D . La résistance de la diode est faible (par exemple de l'ordre de l'ohm.).

Si la diode est polarisée à l'inverse (utiliser le montage de mesures de la figure 5 B), le courant inverse est $I = -I_R$. Ce courant est extrêmement faible. La résistance interne est très élevée.

Dans les diodes normales, une certaine valeur de la tension inverse U_R ne devra pas être dépassée. On voit en effet que la courbe du quadrant III est d'abord presque parallèle à l'axe des tensions donc I_R est constant et presque nul.

A partir d'une certaine polarisation négative, I_R commence à croître et peut prendre des valeurs très grandes provoquant la destruction de la diode, sauf cas de diodes spéciales. Ce phénomène est alors utilisé dans les diodes zener, par exemple.

MONTAGE DE MESURES

Considérons les deux montages de la figure 5.

En (A) le dispositif permet de mesurer I_D en fonction de U_D .

Une batterie orientée de manière à ce que le pôle - soit connecté à la cathode donne une tension de U volts. Le potentiomètre P étant en parallèle sur la batterie, la tension entre le curseur et le - de la batterie, pourra varier de 0 à U . Le courant I_D sera mesuré par le milliampèremètre M de résistance négligeable.

En (B) le montage analogue au premier permet de mesurer I_R en fonction de U_R . A noter l'inversion des polarités de M , V et de la batterie.

Dans les deux cas, la tension de la batterie sera inférieure à la valeur limite de la polarisation, pouvant nuire à la vie de la diode.

Les caractéristiques de V , M et de la batterie, dépendent évidemment de celles de la diode essayée.

Passons maintenant en revue diverses autres caractéristiques de diodes.

Capacité de la diode. On peut la désigner par C_D . On la mesure entre les deux électrodes A et K . On constatera qu'elle varie avec la tension de polarisation, en particulier avec U_R . Si Y_R augmente (cathode plus positive par rapport à l'anode) la capacité C_D diminue. Cette propriété est mise à profit dans les diodes à capacité variable.

Ces diodes sont spécialement étudiées pour cette fonction et existent en plusieurs types se distinguant entre eux par les capacités C_{max} et C_{min} , le rapport de ces capacités, la fréquence de travail, la courbe de réponse, capacité à tension de polarisation inversée et également les valeurs des éléments R et L qui accompagnent la capacité en tant qu'éléments parasites.

RESISTANCES DES DIODES

A chaque valeur de la polarisation directe ou inverse de la diode, correspond un courant, respectivement direct ou inverse.

Les résistances correspondantes sont :

r_d = résistance directe = tension directe/ courant direct.

r_i = résistance inverse = tension inverse/courant inverse.

La résistance différentielle directe r_d est un cas particulier de la résistance directe. On la définit lorsqu'elle est mesurée en un point de travail de la courbe U_D/I_D dans des conditions particulières, par exemple lorsqu'il y a un signal faible donc donnant lieu à de faibles variations de U_D et de I_D . Ces variations seront ΔU_D et ΔI_D .

COURANT MOYEN REDRESSÉ

Lorsque la diode est utilisée comme redresseuse, il y a lieu de considérer une caractéristique de la plus haute importance I_{FAV} = courant moyen redressé. En fait, ce courant dépend de la manière dont la diode est montée et du signal alternatif qui lui est appliqué.

Il convient alors de connaître le maximum admissible de I_{FAV} . Ce maximum dépend de la tension inverse de crête du signal appliqué pendant un certain intervalle de temps au cours duquel il n'y a pas de courant.

L'efficacité de redressement, désignée par η , est le rapport entre la tension redressée, aux bornes de la charge et la tension de crête appliquée au redresseur.

Cette efficacité « η » est intéressante dans le redressement des signaux haute fréquence.

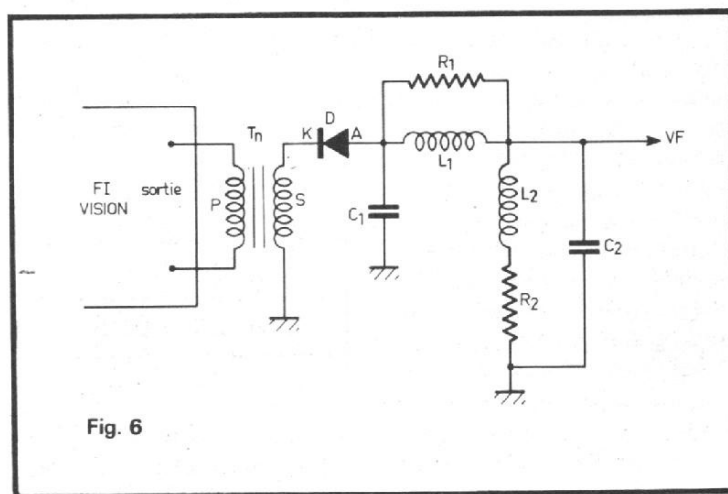


Fig. 6

Avant de passer à d'autres types de diodes, voici quelques exemples d'applications pratiques des diodes de signal ou diodes « tous emplois ».

APPLICATIONS

Le nombre des montages à diodes normales est considérable et nous laisserons de côté les montages utilisant également d'autres semi-conducteurs comme les transistors et les circuits intégrés.

D'autres part, les récepteurs à diodes, héritiers de ceux à galène sont bien connus de nos lecteurs et nous ne les analyserons pas une fois de plus.

DETECTEUR POUR FI - TV

Entre la sortie de l'amplificateur FI d'un téléviseur noir et blanc ou couleur, se place le détecteur à diode. C'est un détecteur pour signaux à modulation d'amplitude, comme ceux de radiorécepteurs PO-GO-OC.

A la figure 6 on donne un exemple de schéma de détecteur de ce genre. Il convient pour les FI de valeur usuelle comprise entre 25 MHz et 50 MHz et pour précéder des amplificateurs VF pour standards 625 lignes « européens » (et français, russe etc.) à largeur de bande de 5 à 7 MHz. L'amplificateur vision FI se termine par un transformateur à primaire et secondaire accordés. Le secondaire fournit le signal à FI à détecter.

Selon le standard et la polarité de la VF de sortie du téléviseur, on choisira le sens de branchement de la diode D , avec sortie sur anode ou avec sortie sur cathode.

L'élément de liaison qui suit la diode est un circuit VF comportant deux réseaux de correction, l'un du type série R_1 , L_1 , C_1 et un type parallèle (ou shunt) L_2 , R_2 , C_2 .

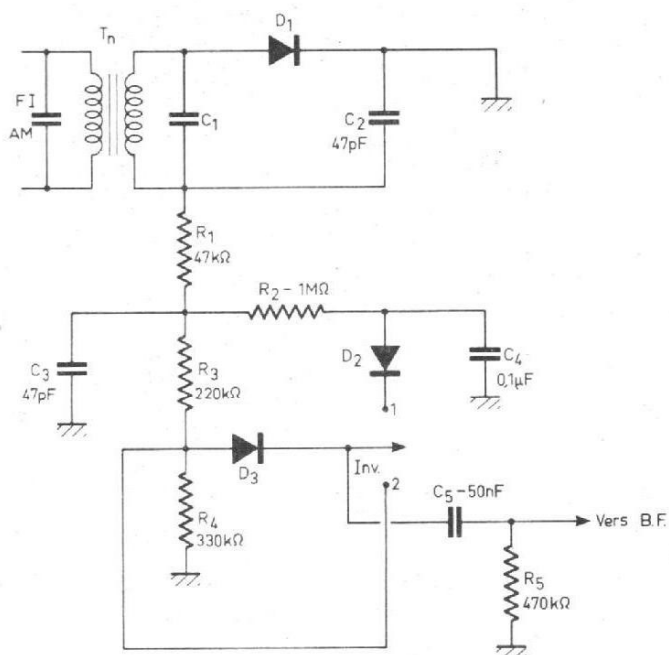


Fig. 7

L'ensemble est un correcteur série - parallèle qui a pour effet d'améliorer le gain aux fréquences élevées, c'est-à-dire en VF, celles dépassant 4 MHz ou plus.

C'est donc un dispositif augmentant la largeur de bande VF.

Voici les valeurs des éléments pour une bande VF de l'ordre de 5 MHz : $C_1 = 10$ pF environ, $C_2 = 10$ pF environ, $R_1 = 22$ k Ω , $R_2 = 4,7$ k Ω , $L_1 = 120$ μ H, $L_2 = 250$ μ H.

Les capacités C_1 et C_2 sont la somme des capacités parasites et des capacités matérielles.

Si la bande VF doit être plus large, par exemple ≥ 10 MHz, diminuer les valeurs des bobines de correction et des résistances, par exemple $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $L_1 = 80 \mu\text{H}$, $L_2 = 150 \mu\text{H}$.

Comme diode, utiliser par exemple une 1 N 914 ou équivalente.

MONTAGE ANTIPARASITE

Il est représenté par le schéma de la figure 7 et peut être utilisé dans un montage

de récepteur radio à modulation d'amplitude.

Cet antiparasite est un limiteur des signaux à impulsions qui aurait pu pénétrer dans l'appareil et parvenir jusqu'au détecteur, en s'ajoutant au signal utile. D₁ est le détecteur normal qui devra être monté avec la cathode à lamasse.

Le signal BF est transmis par R_1 au circuit limiteur - écreteur à deux diodes D_2 et D_3 . La diode D_2 est le limiteur shunt et la diode D_3 est le limiteur série.

Lorsque le signal dépasse, pendant des temps très courts, l'amplitude normale, les limiteurs suppriment ces dépassements.

En position 1 du commutateur « Inv » le circuit antiparasite est en service et en position 2, il est hors service. On recommande ce montage pour les récepteurs mobiles fonctionnant dans des champs parasités par des signaux à impulsions provenant de l'allumage des véhicules à moteur à explosion.

Voici les valeurs des composants : $D_1 = D_2 = D_3 = 1N\ 914$, $R_1 = 47\ k\Omega$, $R_2 = 1\ M\Omega$, $R_3 = 220\ k\Omega$, $R_4 = 330\ k\Omega$, $R_5 = 470\ k\Omega$.

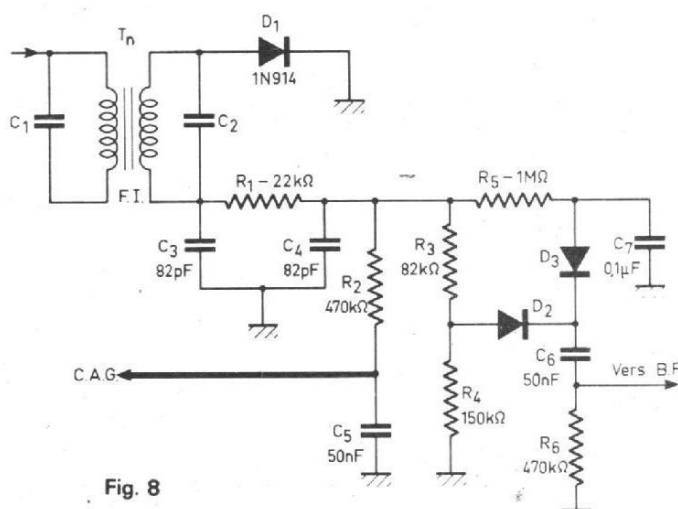


Fig. 8

C_1, C_2 : dans le radiorecepteur. Ils sont de quelques centaines de picofarads ou de 1 ou 2 nF ; $C_3 = 47$ pF, $C_4 = 0,1 \mu F$, $C_5 = 50$ nF ou plus. Il y a un compromis à trouver entre l'efficacité de la limitation et la qualité de la BF transmise à l'amplificateur BF.

Si R_3 est diminué, le niveau de limitation diminue et la distorsion BF diminue également. Rien ne s'oppose à monter une résistance R_3 variable, par exemple un potentiomètre de $500\text{ k}\Omega$ monté en résistance.

Un autre montage, analogue au précédent permet d'obtenir également, une tension de CAG, à appliquer aux amplificateurs HF ou FI ou aux deux. Le schéma de ce montage est donné à la figure 8. La tension de CAG croît négativement avec l'intensité du signal.

AVERTISSEUR POUR EMETTEUR

Grâce au montage très simple de la figure 9, analogue à celui d'un récepteur radio à

diode, on pourra réaliser un avertisseur à sonnerie, de non fonctionnement d'un émetteur.

Soit f la fréquence sur laquelle l'émetteur est accordé. L'avertisseur comprend à l'entrée un radiorécepteur, dont le circuit LC_1 est accordé sur la même fréquence f que l'émetteur.

Il est essentiel que l'accord soit exact. Dans ce cas, tant que l'émetteur fonctionne, l'antenne du récepteur capte le signal émis et la diode D_1 le redresse.

Il en résulte un courant continu traversant l'enroulement du relais. La lame de l'interrupteur est alors attirée par le noyau de l'électroaimant et l'interrupteur I_1 est coupé.

De ce fait ; le circuit d'alarme comportant la batterie et la sonnerie, est au repos. Si l'émission s'arrête, il n'y a pas de signal à la fréquence f . La diode ne produit aucun courant et la lame étant au repos, I_1 est en position de contact. La sonnerie étant alimentée par la batterie, fonctionne et l'avertissement sonore se produit.

Il faut que le relais soit très

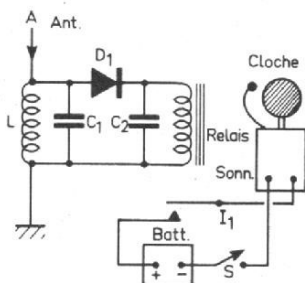


Fig. 9

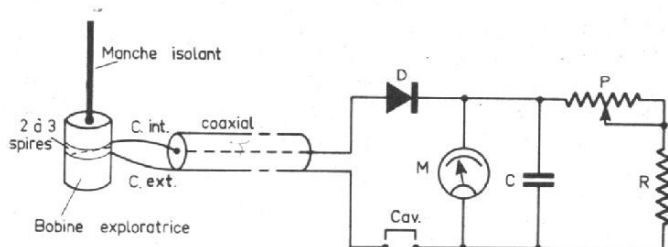


Fig. 10

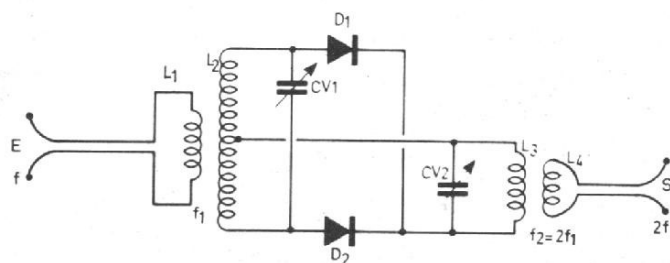


Fig. 11

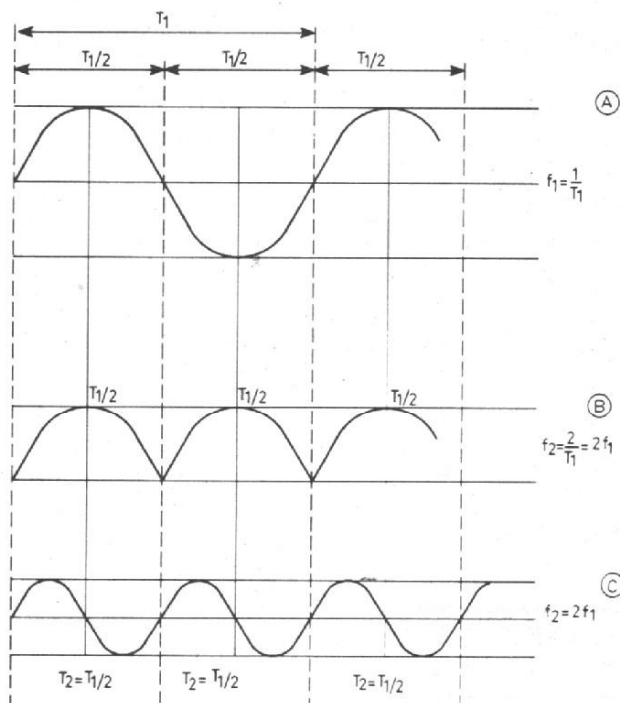


Fig. 12

sensible, un courant de l'ordre de 0,5 à 1 mA doit le faire fonctionner.

En ce qui concerne le circuit LC_1 , on prendra pour la capacité, un condensateur variable de bonne qualité de valeur maximum 200 pF ou moins pour les OC, 500 pF pour les PO et GO. La bobine sera calculée pour la moitié de la valeur maximum de la capacité, à l'aide de la formule de Thomson écrite sous la forme :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

avec L en henrys, $4\pi^2 = 40$ environ, f en hertz et C en farads.

La sonnerie peut être remplacée par une lampe. La batterie d'alimentation en continu, peut être remplacée, par le secondaire d'un transformateur dont le primaire restera connecté en permanence sur le secteur.

L'interrupteur S permettra toutefois de couper le courant lorsque l'alarme ne doit pas être utilisée. On montera l'antenne A , assez près de celle de l'émetteur, afin de capter un signal suffisant.

Si le courant continu fourni par la diode est insuffisant, on pourrait monter deux diodes en parallèle ou une diode plus puissante. Pour plus de sélectivité, le circuit $L C_1$ pourrait être remplacé par un transformateur à primaire et secondaire accordés ou par un pré-sélecteur à trois bobines.

INDICATEUR DE CHAMP HF

Près des circuits HF d'un émetteur, existe un champ qui peut induire un signal dans une bobine exploratrice comme celle de la figure 10. Le signal capté est transmis par un coaxial ou par un fil torsadé ou un câble bifilaire au détecteur-indicateur, composé d'une diode de signal (p. ex. 1N 914) un milliampéremètre M , un condensateur et un

atténuateur composé de R en série avec le potentiomètre P monté en résistance variable.

La bobine aura un diamètre de 2,5 cm environ et le fil sera de 1 mm de diamètre.

Elle sera tenue à la main par la tige isolante en céramique ou polystyrène ou autre bon isolant.

Le cavalier CAV sera normalement en place. Le courant détecté passera par le milliampéremètre de 1 mA de déviation totale, shunté par C de 5 nF.

L'atténuateur se compose de $R = 100 \Omega$ et $P = 1 k\Omega$.

Si le signal HF est modulé par un signal BF, on pourra entendre le son correspondant en branchant un écouteur ou un casque, à la place du cavalier.

DOUBLEUR DE HAUTE FREQUENCE

Le principe du doubleur HF de la figure 11 est le même que celui du redresseur d'alimentation pleine onde. On applique le signal à la fréquence f_1 à la bobine L_1 qui le transmet à L_2 accordée sur F_1 par C_1 .

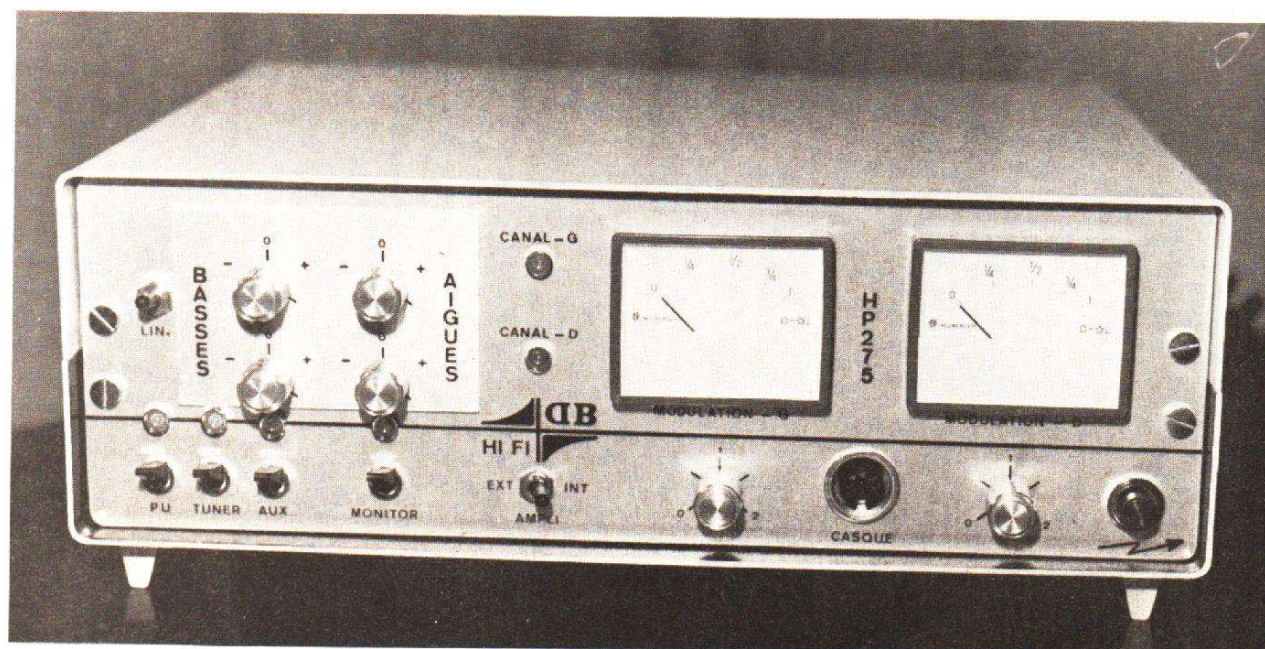
Le redressement est effectué par D_1 et D_2 ce qui permet d'obtenir le signal (B) figure 12 qui est à la fréquence $f_2 = 2f_1$.

Le redressement est effectué par D_1 et D_2 ce qui permet d'obtenir le signal (B) figure 12 qui est à la fréquence $f_2 = 2f_1$, sa période étant $T_{1/2}$.

Ce signal contient l'harmonique 2 du signal (A). De ce fait, grâce au circuit accordé sur $2f_1 = f_2$ on obtient à la sortie, le signal sélectionné sinusoïdal à cette fréquence. Ce procédé de doublement de fréquence peut être répété plusieurs fois.

Les condensateurs $CV 1$ et $CV 2$ peuvent être conjugués pour faire varier f_1 et f_2 . Dans ce cas, prendre $CV 1 = CV 2$ et $L_3 = L_{2/4}$ pour obtenir l'alignement avec des capacités égales.

F.J.



CET AMPLIFICATEUR HI-FI

(Suite voir N° 1575)

31. INTER CONNEXION DES MODULES 275 (H) et 275 (I)

Ce travail très simple, consiste à prélever « les deux modulations HP » sur le module 275 (H) et de les appliquer au module 275 (I), c'est ce que nous indique la figure 78.

La fixation du module 275 (H) est assurée grâce aux deux galvanomètres qui eux sont déjà vissés contre la face avant. Quatre écrous maintiennent solidement ce module et permettent en même temps d'appliquer les modulations aux deux cadres mobiles de ces appareils de contrôle (les composants se trouvent donc placés côté face avant).

La fixation du module 275 (I) est à prévoir par collage contre la face avant en intercalant des rondelles de carton pour éviter les courts-circuits. Les deux diodes LED doivent passer par les trous de Ø 6 mm percés dans le circuit imprimé.

32. TÉLÉ- COMMANDE DE L'AMPLIFICATEUR 275 WZ8

Cette télécommande est possible grâce à la prise DIN située sous le coffet à l'avant gauche de l'appareil. Cette télécommande ne peut bien entendu fonctionner que lorsque les interruptions de l'amplification se trouvent hors service.

La figure 79 nous fournit les renseignements nécessaires à la réalisation de celle-ci. On veillera à ne pas se tromper lors du câblage des cinq fils sur la prise DIN mâle soudée. Le câble, de longueur variable suivant les besoins du lecteur, sera du blindé 4 conducteurs, la tresse de masse servant au 0 V. Le boîtier de télécommande est laissé au choix du lecteur, suivant que celui-ci préfère une commutation par touches (ce que nous avons schématisé fig. 79) ou un commutateur rotatif quatre positions.

33. LES GALVANOMÈTRES

Le modèle utilisé sur la maquette est de marque Neuberger. Sa sensibilité est de

150 μ A. Il est distribué par les Ets Acer. Bien entendu tout autre galvanomètre de sensibilité voisine peut convenir mais il faudrait alors revoir la fixation du module 275 (H).

34. RÉGLAGES DE L'AMPLIFICATEUR 275 WZ8

Qui dit réglages pense appareils de mesures, c'est évident. Cependant tout mélomane n'est pas un technicien chevronné bien qu'il puisse se monter cet amplificateur en suivant le pas à pas et en se reportant aux différents numéros de la revue, à partir du n° 1561. Tout le monde ne possède pas un laboratoire et bien souvent un contrôleur

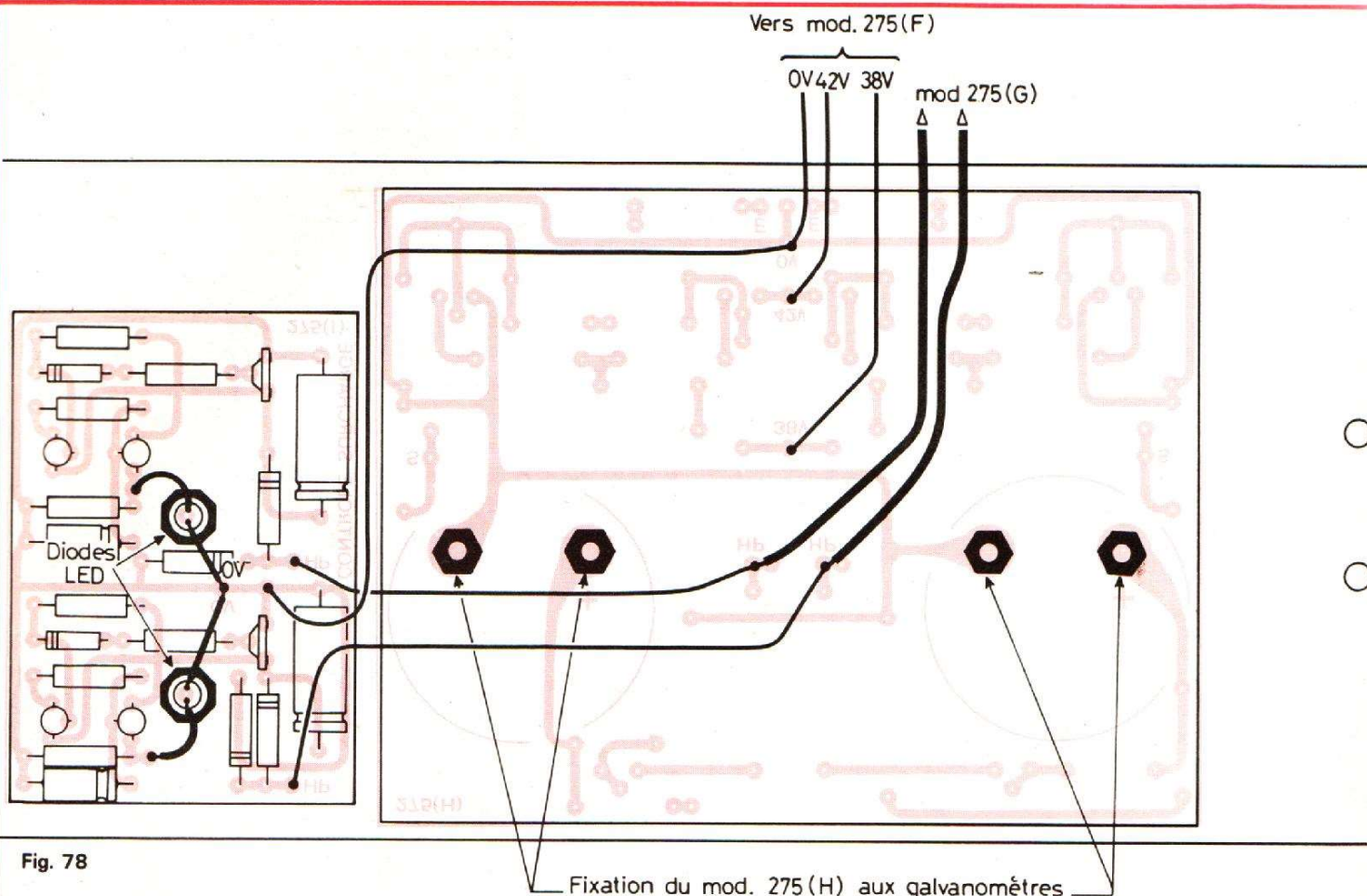


Fig. 78

Câblage interne

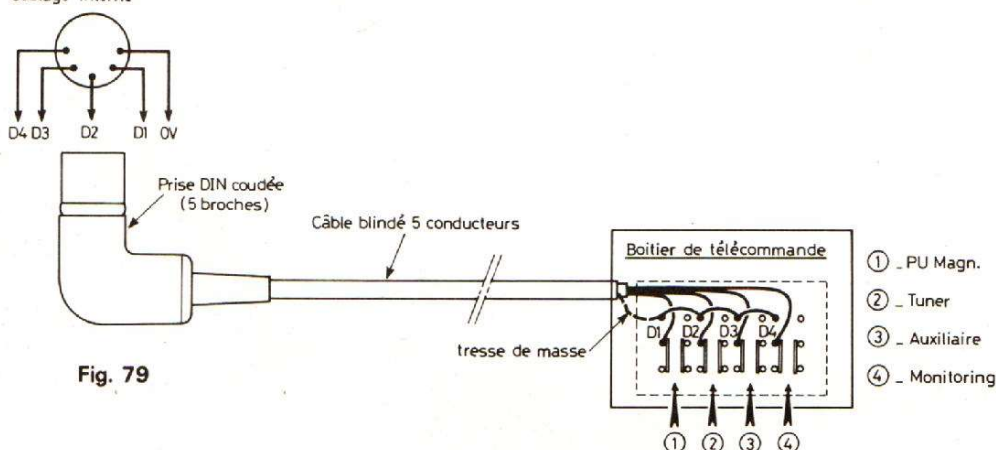


Fig. 79

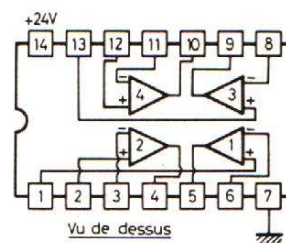


Fig. 80

universel est le seul outil de contrôle.

Pour contourner ce handicap, nous allons proposer aux lecteurs la réalisation d'un petit générateur sinusoïdal à fréquence fixe : 1 000 Hz. Le contrôleur universel et ce générateur pourront alors suffire pour régler d'une façon valable l'amplificateur 275 WZ8.

Nous avons sélectionné un schéma très intéressant permettant de mettre au point un

générateur ne nécessitant aucun réglage et ce à partir d'un circuit intégré, le LM3900.

Le LM3900 comme l'indique la figure 80 est encapsulé dans un boîtier « Dual in line » à 14 pattes et contient quatre amplis opérationnels identiques.

A partir de celui-ci, nous allons pouvoir concevoir un petit module générateur 1 kHz pouvant fournir une sinusoïde pure et ayant un très

faible taux de distorsion harmonique ($< 0,1\%$).

De plus, la tension d'alimentation étant de +24 V, nous allons la prélever directement sur l'amplificateur Hi-Fi au niveau du module 275 (E) (ou au niveau du bouton poussoir lumineux).

A) LE SCHÉMA DE PRINCIPES :

Le schéma théorique de ce générateur est fourni à la figure 81 où nous retrouvons

les quatre amplis opérationnels du LM3900.

Si un filtre passe-bande RC est utilisé avec un coefficient de surtension Q élevé, nous pouvons obtenir en sortie du circuit oscillateur une sinusoïde ayant un faible taux de distorsion.

L'ampli OP n° 4 est utilisé comme tel, il ne demande que deux condensateurs de $0,1\mu\text{F}$. Si nous ajoutons un étage amplificateur non inverseur à gain contrôlé autour de

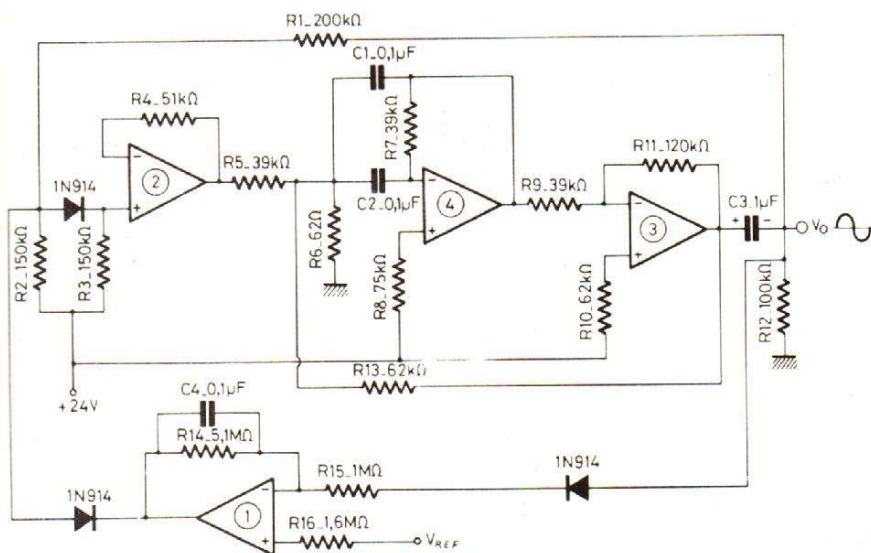


Fig. 81

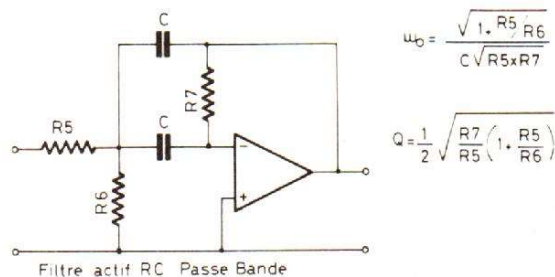


Fig. 82

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + \frac{R_5}{R_6}}}{C \sqrt{R_5 \times R_7}}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_7}{R_5} \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)}$$

ce filtre, nous obtenons l'oscillateur désiré.

Le filtre passe-bande est un circuit élémentaire du deuxième ordre que nous représentons figure 82.

La fréquence f_0 étant définie par la relation :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

avec $\pi = 3,14$, nous pouvons dans un premier temps calculer ω_0 . La figure 82 nous renseigne à ce sujet, grâce à la relation :

$$\omega_0 = \frac{1 + (R_5/R_6)}{C \cdot R_5 \times R_7}$$

La valeur des éléments portés sur la figure 81 nous

conduit au calcul suivant (avec C en Farad et R en Ohms) :

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + (39000/62)}}{C \sqrt{39000 \times 39000}}$$

$$= \frac{\sqrt{1 + 629}}{C \times 39000}$$

$$= \frac{\sqrt{630}}{0,1 \times 10^{-6} \times 39 \times 10^3}$$

$$\omega_0 = \frac{25,1}{3,9 \times 10^{-3}} \approx 6436$$

$$\text{Donc } f_0 = \frac{6436}{6,28} = 1025 \text{ Hz}$$

L'amplitude du signal sinusoïdal V_o en sortie est fonction de la tension continue V_{REF} appliquée à l'entrée non inverseuse de l'ampli OP n° 1 à travers la résistance R_{16} - 1,6 M Ω .

Sachant que $V_o = 2 \times V_{REF}$, en faisant varier la tension continue de commande, on fait varier l'amplitude du signal de sortie sinusoïdal de fréquence $f_0 = 1025$ Hz.

On peut donc aisément contrôler avec un voltmètre (ou contrôleur universel sur la sensibilité 0,5 V) le signal en sortie du générateur.

B) RÉALISATION DU CIRCUIT IMPRIMÉ :

Les liaisons cuivrées de ce CI sont proposées figure 83 à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaquette sont de 60 x 72 mm. La gravure d'un tel CI ne pose aucun problème particulier,

les liaisons n'étant pas nombreuses.

La plaquette étant gravée, on effectue tous les perçages avec un foret de $\varnothing 1$ mm.

Avant de commencer le câblage, on désoxyde les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon Jex. C'est une opération qu'il ne faut pas négliger, surtout ici avec le câblage d'un circuit intégré.

C) LE MODULE :

Le plan de câblage de ce module est dessiné figure 84. Veiller à la bonne orientation des trois diodes et du LM3900. On commence par souder toutes les résistances, puis l'électrochimique, les

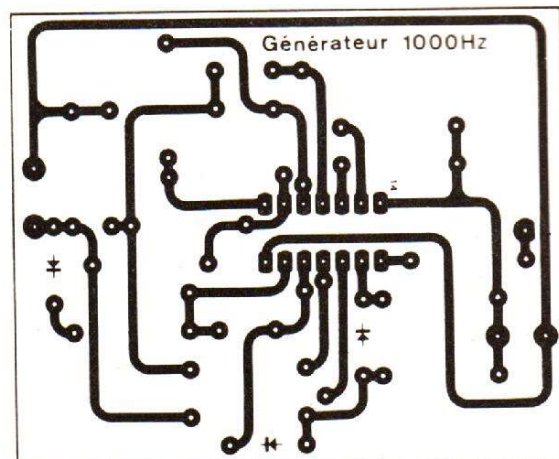
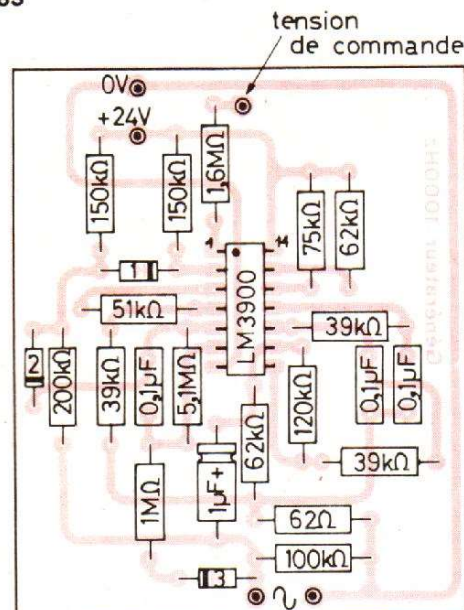


Fig. 83



1. 2. 3 diodes 1N914 Sortie

Fig. 84

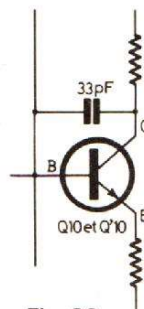
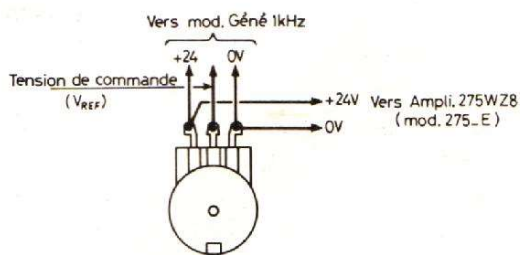


Fig. 86

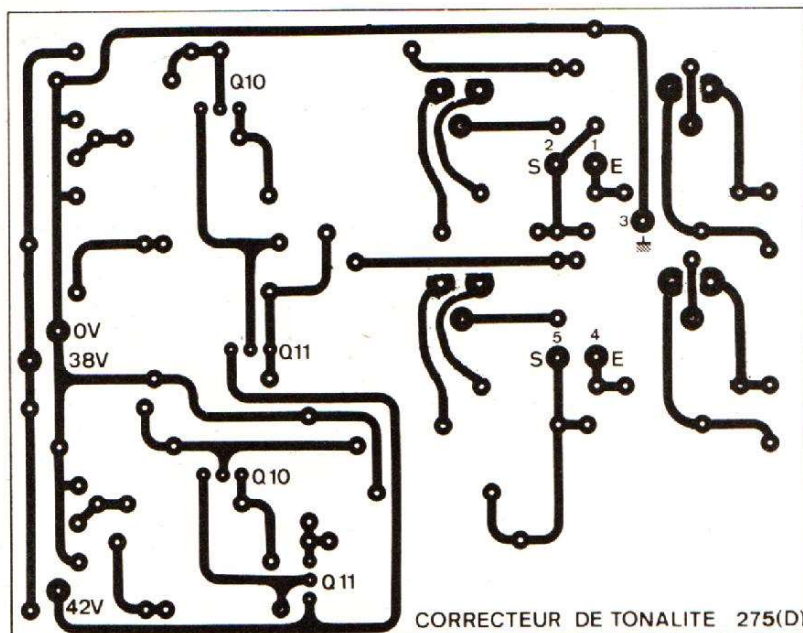


Fig. 87a

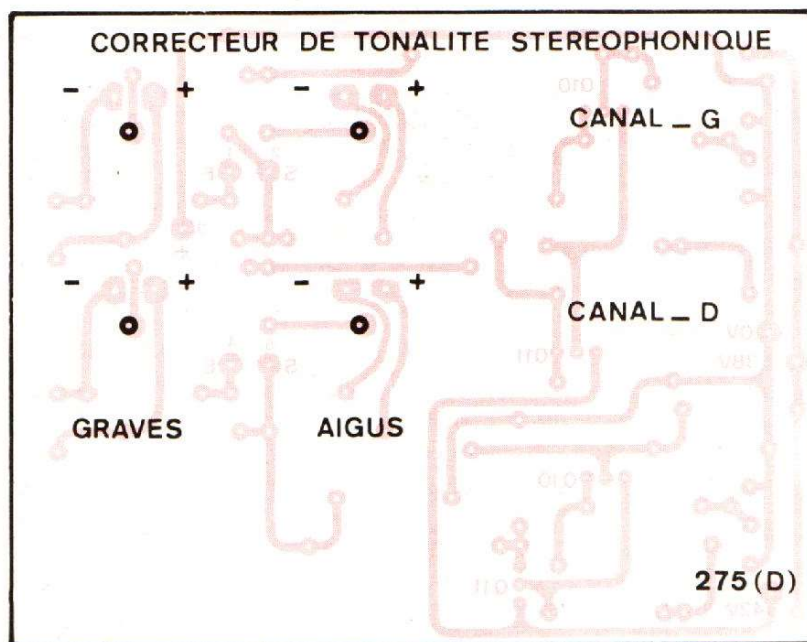


Fig. 87b

condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$, les diodes et on finit par le LM3900.

Au niveau des cinq interconnexions, on peut souder des petits picots. Dans ce cas, il faut reprendre les perçages avec un foret de $\varnothing 1,5 \text{ mm}$.

Le module câblé, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène, ce qui permet d'obtenir une plaquette très propre.

La valeur des composants étant indiquée directement sur la figure 84, il n'y a pas besoin de nomenclature. Cependant, précisons qu'il est souhaitable que les condensateurs C_1 et C_2 ainsi que les résistances R_7 - R_8 et R_5 aient des tolérances étroites, pour les $0,1 \mu\text{F}$, qu'ils soient à $\pm 0,5 \%$ par exemple et les résistances à $\pm 5 \%$ ou $\pm 2 \%$. Ceci permettra d'approcher la valeur théorique de f_0 , soit 1025 Hz .

Pour une amplitude de 5 V crête à crête, le taux de distortion harmonique n'est que de $0,1 \%$.

D) INTERCONNEXIONS DU MODULE AU POTENTIOMÈTRE DE $1 \text{ M}\Omega$:

Comme nous l'avons écrit plus haut, la tension V_{REF} définit l'amplitude du signal sinusoïdal en sortie du générateur. Il faut donc pouvoir faire varier cette tension continue de commande. Ceci est assuré par un potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$ linéaire. La figure 85 permet d'effectuer ce travail sans difficulté.

I - RÉGLAGE DU GAIN UNITAIRE DU CORRECTEUR DE TONALITÉ 275 (D)

Le correcteur de tonalité 275 (D) est placé en sortie de la section préamplificatrice. Nous devons donc obtenir un signal de 1 V eff. en sortie de

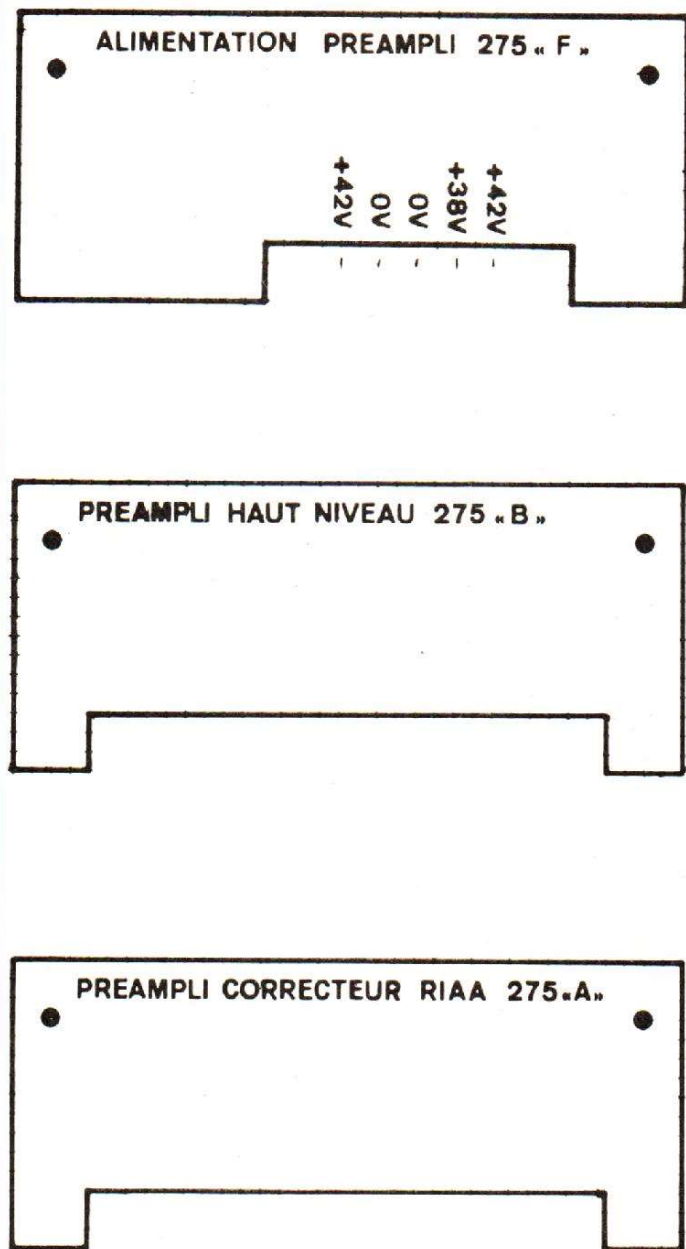


Fig. 88

celui-ci pour moduler à fond l'amplificateur de puissance.

Relier tout d'abord le générateur au + 24 V de l'amplificateur et brancher en sortie un contrôleur universel commuté en alternatif, sur la position 1 V. Celui-ci va afficher directement la tension efficace. Avec le potentiomètre de 1 M Ω , rechercher la déviation max. de l'aiguille du galvanomètre (1 V eff.).

Tourner les potentiomètres de volume en position mini (pour ne pas en prendre plein les oreilles !), les potentiomètres

du correcteur de tonalité eux sont bien entendu réglés en position médiane, donc sans action (bien qu'ils ne doivent pas en avoir à cette fréquence charnière de 1 kHz).

Injecter le signal 1 025 Hz au niveau de l'inverseur 1 (sorties du mod. 275 [B]). Quelle que soit la position de cet inverseur InV1, lin. ou avec correction, en sortie du mod 275 (D) (aux bornes de R₃₉) l'amplitude doit rester constante et égale à 1 V eff. Dans le cas contraire jouer sur l'ajustable VA05 V de 22 k Ω .

On peut utilement se reporter à la figure 23 du n° 1567 - page 195.

II - RÉGLAGE DE LA DÉVIATION MAX. DES AIGUILLES DES VU-MÈTRES

On laisse le générateur branché comme précédemment, en sortie du mod 275 (B), donc sur l'Inv. 1 pour plus de commodité. On soude directement un câble blindé entre la sortie du générateur et l'Inv. 1.

Il est alors utile de posséder des charges résistives de 8 Ω /50 W, les réglages se font dans le silence absolu, sinon les oreilles !! De telles charges peuvent se trouver sous forme de potentiomètres bobinés aux Ets Lag ou Delzongle par exemple.

Les réglages des deux voies s'effectuent avec les ajustables VA05 V de 10 k Ω , RV4 et RV'4 (se reporter à la figure 61 du n° 1570 - page 239).

A la fin des réglages, les potentiomètres de volume doivent être en position maxi. ainsi que les aiguilles des galvanomètres (graduation 1).

Il est évident que l'inverseur Inv2 doit être commuté en ampli/int.

III - RÉGLAGE DU CONTRÔLEUR DE SURCHARGE 275 (I)

Ce réglage est à effectuer en fonction de la puissance qui peut être appliquée aux enceintes acoustiques. Prenons par exemple le cas de charges de 8 Ω /25 W. Une enceinte ne peut donc « encaisser » que 25 W eff., soit la moitié de ce que délivre l'amplificateur 275 WZ8.

Le générateur 1 025 Hz étant toujours relié au même contact, avec les potentiomètres de volume, ou diminue l'amplitude du signal à 0,5 V eff. Les aiguilles des gal-

vanomètres doivent alors dévier aux graduations 1/2.

On se reporte à la figure 65 page 240 du n° 1570 et on constate que le réglage du mod. 275 (I) est à effectuer avec les ajustables VA05 V/RV5 et RV'5 de 47 k Ω . On ajuste alors ceux-ci pour que les diodes LED s'illuminent à cette puissance. Elles doivent émettre des petits éclats lumineux rouges.

Les réglages de l'amplificateur sont alors terminés et on peut mettre en place la face avant en la fixant avec quatre vis de $\varnothing$ 4 mm.

35. ÉCOUTE DE L'AMPLIFICATEUR 275 WZ8

Si on constate un léger chuintement ou un grésillement en actionnant les potentiomètres de tonalité, c'est que le module 275 (D) oscille. Ce n'est pas grave, il suffit de souder deux petits condensateurs céramiques de 33 pF aux bornes des transistors Q₁₀ - MPS6571 entre base et collecteur, ce que nous indique la figure 86. Ces céramiques seront soudées côté cuivre (voir fig. 25 - page 196 du n° 1567).

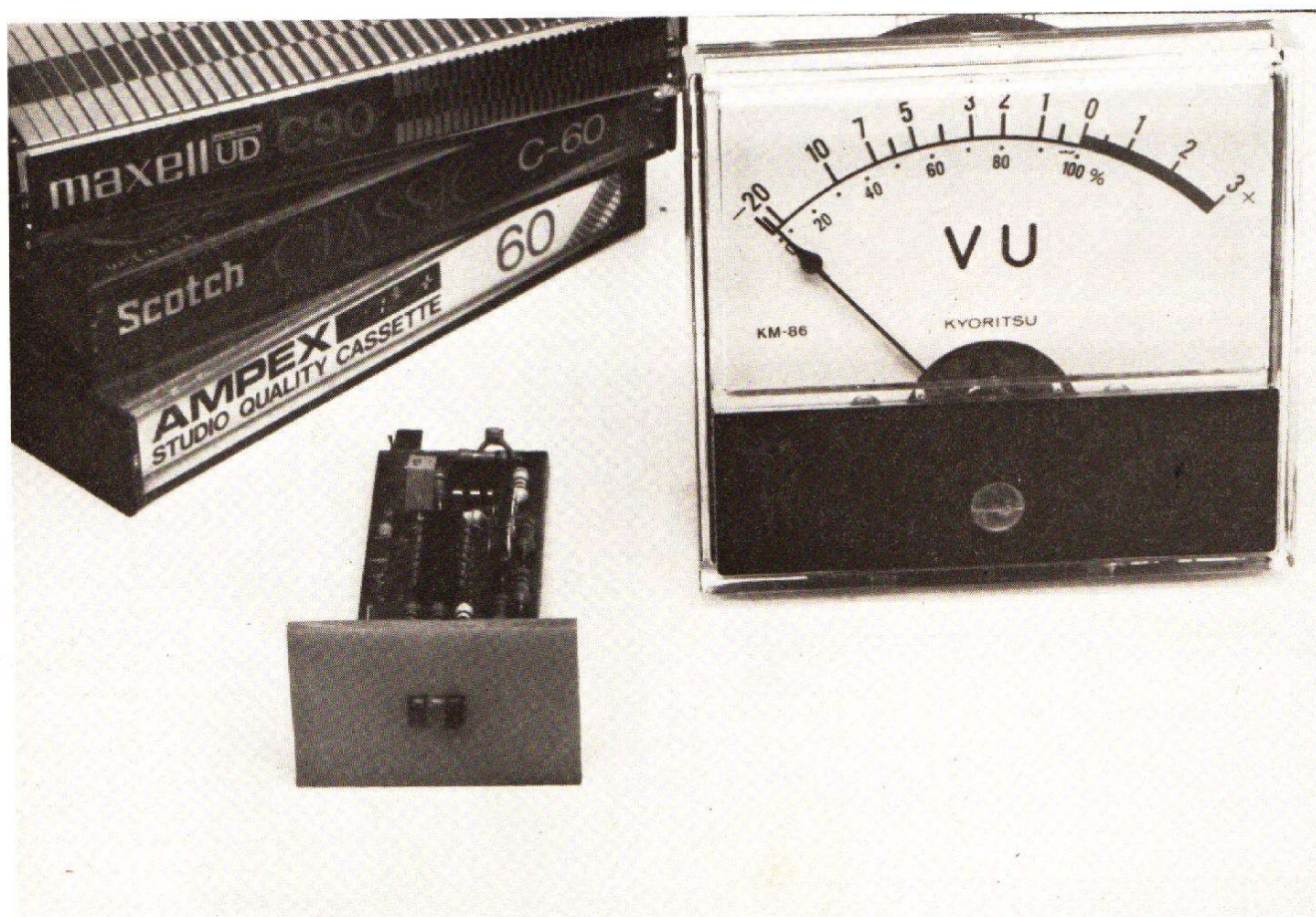
36. LES PLAQUETTES GRAVÉES DES ÉTAGES 275 (A) (B) (D) (F)

Ces plaquettes sont à fixer sur le dessus des boîtiers Mini-box avec les vis Parkers, ce qui donne une esthétique interne agréable à l'appareil. Sur la plaquette 275 (F) nous avons gravé les indications concernant les sorties sur le connecteur 0 V - 38 V et 42 V.

La plaquette du correcteur de tonalité 275 (D) en plus des indications permet de fixer le connecteur mâle trois contacts au pas de 5,08 avec de la visserie de 3.

B. DUVAL

CRÊTEMÈTRE AUDIO



indicateur de saturation pour enregistrement magnétique enceinte acoustique ou ampli

BANDE magnétique, amplificateur, enceinte acoustique sont des éléments qui seaturent. La saturation d'une bande magnétique se produit à toutes les fréquences, mais elle est plus précoce aux fréquences hautes. L'amplificateur peut se saturer à toutes les fréquences, l'apparition d'un écrêtage dû à la saturation se traduit par l'apparition de fréquences hautes qui augmenteront la puissance que devra supporter le tweeter.

Les enceintes acoustiques associées à l'amplificateur sont plus sensibles aux surcharges arrivant aux fréquences

hautes qu'à celles intervenant aux fréquences basses. Les enceintes sont prévues pour un certain niveau de puissance qu'il conviendra de ne pas trop dépasser, sous peine de voir les haut-parleurs détruits par échauffement ou autre cause.

C'est pour éviter de telles surcharges que nous avons mis au point ce crête-mètre qui, comme beaucoup de ses contemporains utilise un circuit à diodes électroluminescentes, mais comporte en outre un circuit qui compensera le faible niveau d'aigu que l'on peut trouver dans un spectre musical, une considé-

ration que peu d'indicateurs de modulation prennent en compte. La plupart de ces indicateurs ont en effet une courbe de réponse qui est pratiquement linéaire alors que si l'on s'amuse à relever la courbe de transfert entrée/sortie d'un enregistreur à bande ou à cassette on s'aperçoit qu'aux fréquences élevées la tension de sortie augmente moins vite que celle d'entrée et même diminue lorsque la fréquence devient encore plus importante.

Un autre paramètre qui entre en ligne de compte est le type d'oxyde utilisé. Une bande au chrome ou une

bande au fer amélioré, seature moins vite qu'une bande standard ou une autre de basse qualité. Heureusement, le spectre d'un signal musical n'est pas linéaire et si le niveau des fréquences basses est important, on note au-dessous de 2 kHz une chute de pente supérieure à 6 dB/octave pour la musique classique.

Par contre, pour certains enregistrements modernes, cette chute peut avoir une pente inférieure à cette valeur et par conséquent, les risques de saturation sont présents. Ce phénomène se retrouve aussi en modulation de fré-

quence, où on utilise une préaccentuation (fig. 1), qui permet, à la reproduction de désaccentuer le signal qui comporte alors du bruit de fond. Une fois la désaccentuation effectuée, par le circuit ayant la courbe de réponse de la figure 2, le bruit de fond est affaibli comme le signal audio aux fréquences hautes. Comme la partie audio avait été préaccentuée, elle se retrouve identique à ce qu'elle était à l'origine. En radiodiffusion, il est également important de connaître les risques de surmodulation aux fréquences hautes, phénomène qui n'existait pas il y a quelques années mais qui est présent aujourd'hui. En France, le problème est réglé dès le départ étant donné le nombre restreint d'émetteurs situés sur le sol et le contrôle centralisé de leur qualité de modulation.

Les enceintes acoustiques à plusieurs voies se caractérisent par leur bande passante, paramètre important, et aussi une puissance, cette puissance est très souvent mal exprimée et ne correspond pas toujours à la puissance de l'amplificateur, ce qui peut poser quelques questions d'adaptation entre amplificateur et enceinte. Une enceinte de 60 W utilisée avec un amplificateur de puissance plus faible peut fort bien voir son tweeter détruit si l'amplificateur travaille à sa puissance maximale alors que le haut-parleur de grave se comporte normalement. Ce claquage peut être dû à la présence d'harmoniques de rang élevé qui apparaissent au moment de l'écrêtage et vont alimenter le haut-parleur qui sert à la transmission des fréquences élevées, c'est-à-dire le tweeter. Un circuit de protection ou d'avertissement qui tient compte du contenu harmonique du signal est donc utile.

L'indicateur de crête est utile pour l'amplificateur et son bon usage. L'oreille est sensible à l'intensité efficace du signal et non à sa valeur de crête. Si l'amplificateur ne dis-

pose d'aucun moyen de contrôle de la valeur de crête, une saturation peut intervenir sans qu'on le sache ou plus exactement sans que l'on puisse déterminer son origine. On impute souvent à une enceinte acoustique « qui ne tient pas la puissance » un défaut de reproduction sonore qui a son origine dans l'amplificateur.

Donc, ce crêtemètre simple pourra satisfaire toutes les exigences énoncées ci-dessus, son système de préaccentuation haute fréquence - que l'on trouve parfois sur certains magnétophones qui ne sont pas les plus chers - assurera un contrôle efficace d'un enregistrement magnétique effectué à basse vitesse. Nous avons eu l'occasion de vérifier l'intérêt d'un système de ce genre sur des disques pop récents pour lesquels l'aiguille d'un crêtemètre normal n'indiquait rien alors qu'avec la préaccentuation des fréquences hautes, nous dépassions largement les tolérances de l'appareil.

PRÉSENTATION

Le crêtemètre se présente sous la forme d'un module composé d'un circuit imprimé

au bout duquel sont installées trois diodes électroluminescentes, l'une verte, la seconde jaune et la troisième rouge.

La diode verte indique qu'il n'y a pas de signal ou que sa valeur est en dessous du seuil limite, elle sert aussi de voyant et indique la présence de la tension d'alimentation. La seconde diode, de couleur jaune, indique que l'on s'approche du seuil fixé et qu'il faut commencer à faire attention alors que la troisième diode, la rouge annonce qu'il y a réellement un danger de saturation.

Les diodes utilisées sont placées côte à côte, un type de diode est particulièrement recommandé pour cet usage, il s'agit de la diode AEG Telefunken V 146 qui se présente de face comme un rectangle de 2,54 mm par 5,08. Ces diodes s'assemblent parfaitement les unes aux autres sur un circuit au pas de 2,54 mm.

La technologie fait appel à des circuits intégrés, l'un est un simple amplificateur opérationnel l'autre est un discriminateur à fenêtre, dont nous donnerons le fonctionnement détaillé, du moins pour l'emploi qui nous concerne ici.

L'utilisation de source de tension interne stabilisée, permet d'alimenter le module

sous une tension allant de 4,5 V à plus de 20 V, la seule restriction concernant les diodes électroluminescentes qu'il ne faut pas suralimenter, et les transistors de sortie dont le courant maximal n'est que de 50 mA.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma de principe est représenté sur la figure 3. L'entrée du montage est suivie d'un circuit de préaccentuation destiné à augmenter la sensibilité aux fréquences hautes. Cet étage de préaccentuation est suivi d'un redresseur de crête à simple alternance. Les crêtemètres professionnels doivent fonctionner en double alternance, c'est-à-dire, que, quelle que soit la polarité de la crête, elle a son influence sur l'indication. Ceci est valable dans un studio d'enregistrement dans lequel les crêtemètres sont alimentés par des instruments de musique. Si le micro est placé devant une grosse caisse, il est évident que la percussion sur la peau va donner lieu à une impulsion dissymé-

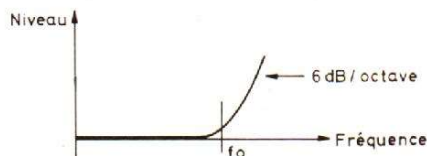


Fig. 1. - Courbe de préaccentuation.

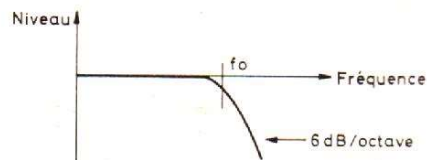


Fig. 2. - Courbe de désaccentuation.

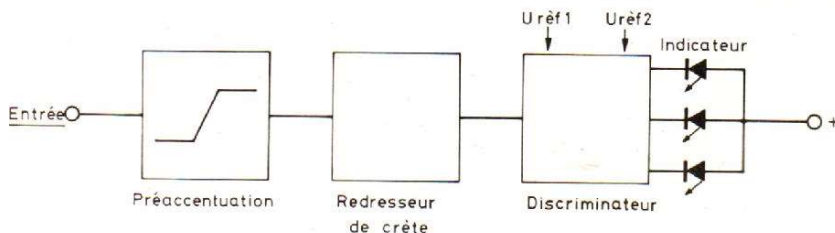


Fig. 3. - Synoptique de l'indicateur de crête.

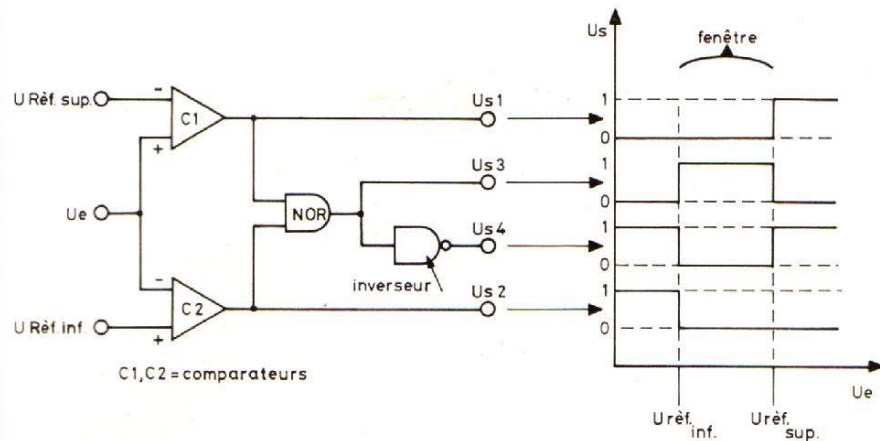


Fig. 4. - Principe du discriminateur à fenêtre.

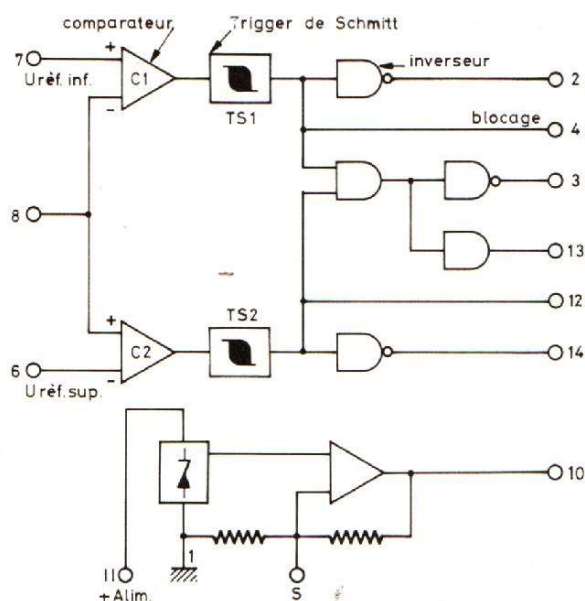


Fig. 5. - Schéma partiel du TCA 965.

trique, l'alternance correspondant, à la frappe sera d'une amplitude supérieure à la suivante. Par contre, dans un disque, il n'y a statistiquement aucune raison pour que ce soit l'alternance positive qui soit supérieure à la négative. Si vous êtes un puriste, nous vous indiquerons le moyen de réaliser une détection des deux alternances, moyennant l'intervention d'un circuit intégré et d'un transistor supplémentaire.

A la sortie du redresseur de

crête, nous trouvons un système logique intégré. C'est le discriminateur à fenêtre. Trois sorties sont utilisées ici, la tension d'entrée arrive sur une borne du circuit. Si la tension est inférieure à celle d'une référence, c'est la sortie 1 qui est en service, si elle est comprise entre deux références, c'est la sortie 2 qui se met en service alors que la 1 est coupée, enfin, si la tension est supérieure à celle de la seconde référence, c'est la

LE CIRCUIT INTÉGRÉ

Nous avons utilisé ici comme discriminateur à fenêtre un circuit intégré de Siemens qui est un TCA 965, circuit spécialement conçu pour cet usage.

La figure 4 empruntée à une documentation du fabricant, donne la constitution des sections que nous avons utilisées ici.

Le circuit comporte à l'entrée deux comparateurs. Ces circuits sont des amplificateurs à grand gain dont la tension de sortie ne peut avoir que deux niveaux suivant l'amplitude relative des tensions envoyées sur ses entrées. Par exemple, si la tension d'entrée du comparateur C₂ est supérieure à la tension de référence, la tension de sortie sera négative, si elle est inférieure, la sortie sera positive, ce qui est indiqué sur le diagramme correspondant.

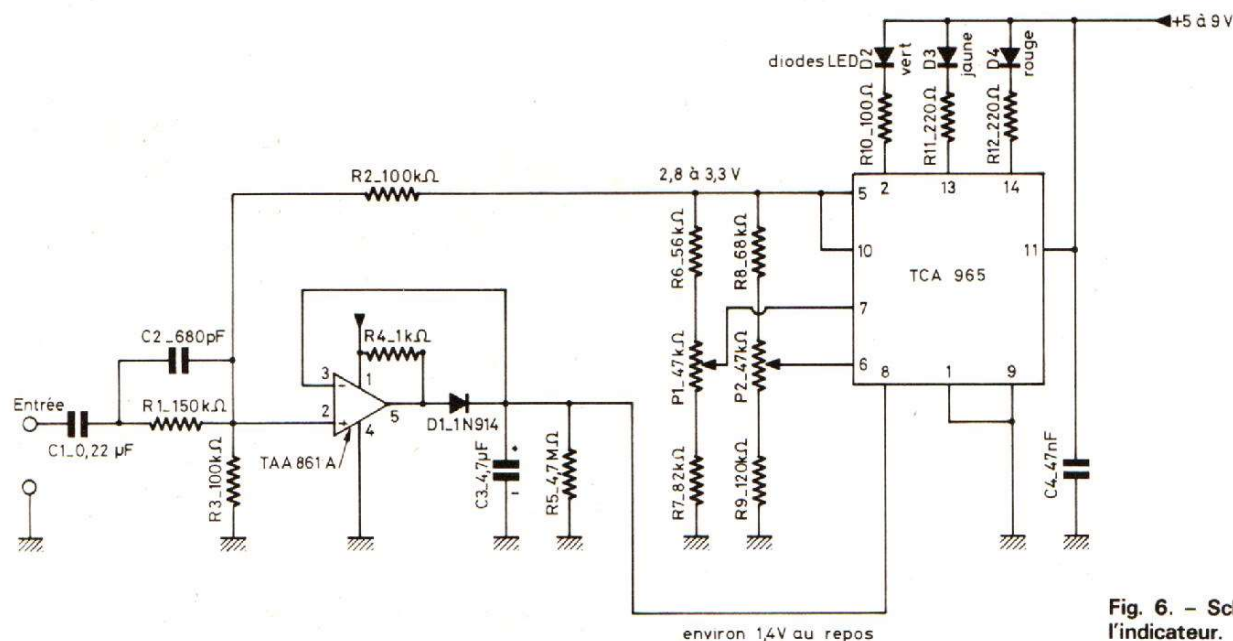


Fig. 6. - Schéma de principe de l'indicateur.

Un circuit NOR reconnaît les états de sortie des comparateurs et donne un signal positif lorsque la tension d'entrée est comprise entre les valeurs des deux tensions de référence.

La figure 5 donne la version plus complète cette fois, avec ses circuits de sortie. Les diodes sont branchées entre le pôle positif de l'alimentation et la sortie du circuit intégré. Aux signaux positifs que nous venons de voir, on fera correspondre, par l'intermédiaire d'un inverseur, un signal négatif (transistor NPN saturé). Le circuit NOR est également suivi d'un inverseur. Outre ces circuits de discrimination, nous avons utilisé une référence interne et un amplificateur intégré. Cet amplificateur permet de délivrer une tension stabilisée indépendante de la température et de la tension d'alimentation, ce qui permet d'éviter

d'employer une tension stabilisée de précision pour l'alimentation générale.

Précisons que le circuit intégré présente d'autres circuits que nous n'avons pas représentés ici et qui permettent de fixer, non pas deux tensions de références mais une seule avec une fourchette réglable autour de cette tension. Il y a en outre des sorties pour utilisation en logique.

Les caractéristiques du circuit sont les suivantes : tension d'alimentation comprise entre 27 V et 4,75 V la tension d'entrée maximale est égale à la tension d'alimentation, le courant de sortie est de 50 mA, la consommation de 4,5 mA, le courant d'entrée des comparateurs de 50 nA, la tension de référence interne est d'environ 3 V, la tension d'entrée minimale est fixée à 1,5 V.

RÉALISATION PRATIQUE

Le schéma complet du montage est représenté figure 6. L'entrée du circuit intégré redresseur est précédée d'un pont d'alimentation. Ce pont d'alimentation fixe le point de fonctionnement du circuit intégré. Comme il faut avoir une tension de sortie du CI (pour une tension d'entrée nulle) très stable par rapport aux tensions de référence, nous avons utilisé la source de tension interne du TCA 965 dont la stabilité est excellente même avec une tension d'alimentation aussi faible que 4,5 V. Cette référence, dont la valeur est d'environ 3 V est utilisée pour fixer les tensions de référence 1 et 2, correspondant aux seuils de fonctionnement des comparateurs et aussi pour la polarisation du

circuit intégré. Le pont est précédé du circuit de préaccélération. Ce circuit assure un affaiblissement de 12 dB à 1 000 Hz. Le condensateur de 680 pF en parallèle sur la résistance assure le passage sans atténuation importante à 15 kHz.

Le circuit intégré est monté en redresseur de crête, la cathode de la diode est reliée au condensateur de mise en mémoire de l'information, l'entrée inverseuse est directement reliée au condensateur. Une résistance de 4,7 M Ω est montée en parallèle sur le condensateur pour ajuster la vitesse de sa décharge. La tension de charge du condensateur est transmise à l'entrée 8 du circuit discriminateur. Ce dernier est polarisé par deux ponts de résistances et de potentiomètres. Les deux potentiomètres permettent de régler les seuils de bascule-

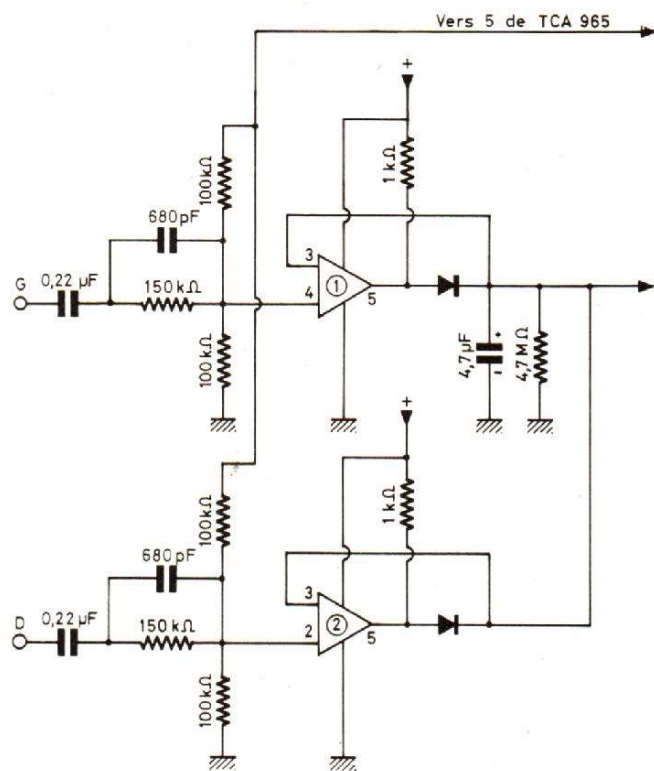


Fig. 7. - Application en stéréophonie.

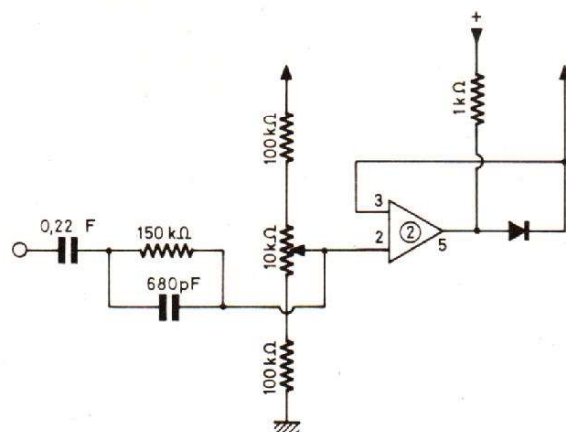


Fig. 8. - Variante pour équilibrage des deux voies.

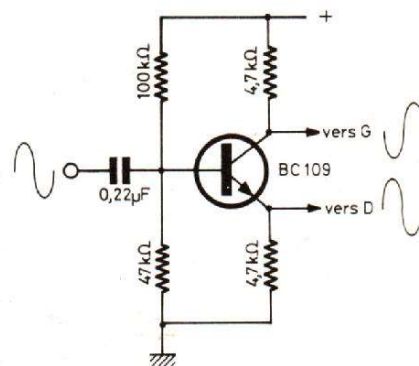


Fig. 9

ment avec une précision de l'ordre du dixième de décibel. Cette précision est maintenue quelle que soit la valeur de la tension d'alimentation. Le fait d'utiliser la source de référence interne, commune pour le circuit intégré et les entrées, autorise une grande stabilité du fonctionnement, le coefficient de température de la tension de seuil de la diode de détection n'intervient pas dans la précision globale, le circuit intégré opérationnel éliminant le seuil donc l'influence de sa variation.

Les trois sorties sont reliées à des diodes électroluminescentes, nous avons ici utilisé une résistance de $100\ \Omega$ pour la diode verte pour compenser un rendement inférieur. Si on désire changer la tension d'alimentation, il faudra veiller à ne pas dépasser les prescriptions du fabricant des diodes ou du circuit intégré. La valeur de courant de $50\ \text{mA}$ permet d'utiliser la plupart des diodes et même des relais ou de petites ampoules à incandescence. Si on utilise un relais pour remplacer la troisième diode et assurer ainsi une sécurité, par coupure d'une enceinte par exemple, en cas de surpuissance, on n'oubliera pas de placer une diode, cathode vers le pôle positif de l'alimentation, pour éliminer les effets néfastes des courants de rupture.

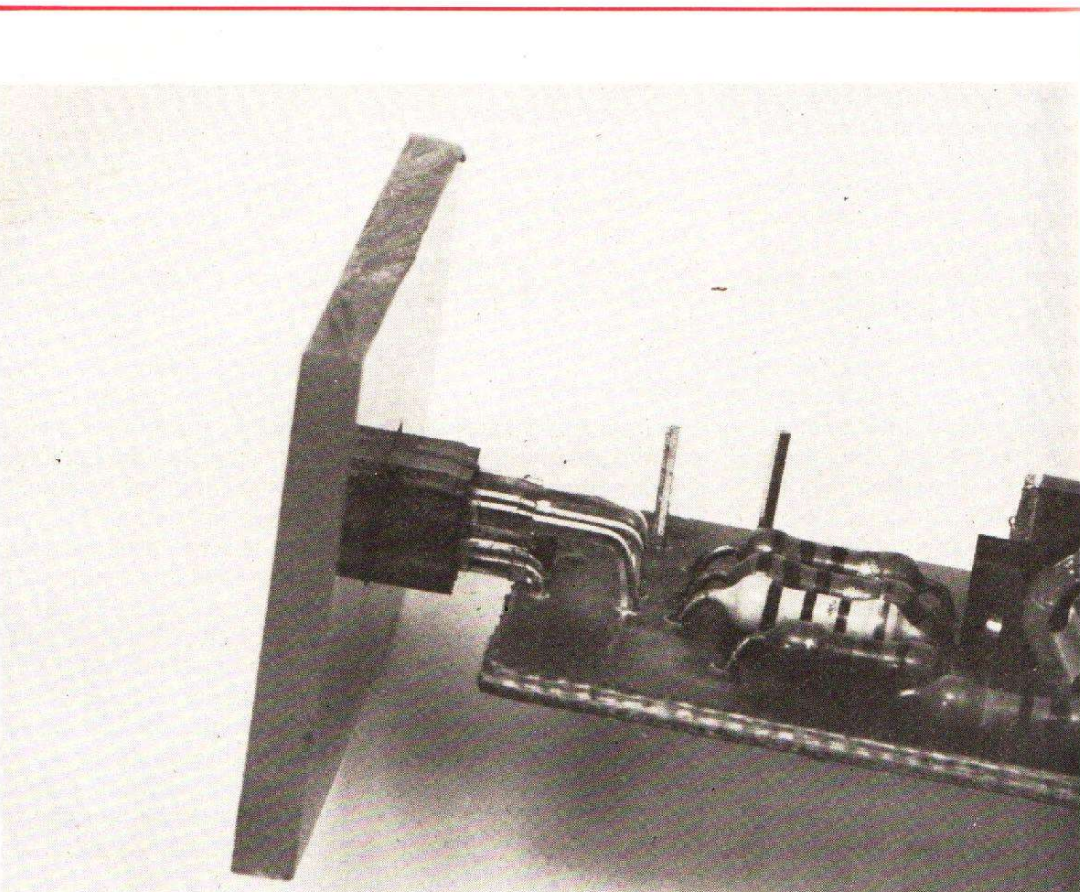


Photo 1. - Détail de montage des trois diodes, les fils sont pliés à la demande, on respectera l'alignement frontal des diodes.

EXTENSION DU SYSTÈME EN STÉRÉOPHONIE

Une première méthode d'utilisation en stéréophonie consisterait à envoyer les

signaux des deux voies sur une résistance assurant le mélange. Cette solution n'est pas intéressante car la faiblesse du signal d'une des deux voies pourrait compen-

ser la crête de l'autre.

La figure 7 constitue une solution à ces problèmes. On utilise cette fois deux circuits intégrés qui détectent les tensions des deux voies et chargent un unique condensateur. Les deux circuits seront polarisés à partir d'un seul pont de résistances pour compenser les

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : résistance $150\ \text{k}\Omega$
 R_2, R_3 : résistances $100\ \text{k}\Omega$

R_4 : résistance $1\ \text{k}\Omega$
 R_5 : résistance $4,7\ \text{M}\Omega$
 R_6 : résistance $56\ \text{k}\Omega$
 R_7 : résistance $82\ \text{k}\Omega$
 R_8 : résistance $68\ \text{k}\Omega$
 R_9 : résistance $120\ \text{k}\Omega$
 R_{10} : résistance $100\ \Omega$

R_{11}, R_{12} : résistances $220\ \Omega$
 P_1, P_2 : potentiomètres ajustables $47\ \text{k}\Omega$
 C_1 : condensateur $0,22\ \mu\text{F}$
 C_2 : condensateur $680\ \text{pF}$
 C_3 : condensateur $4,7\ \mu\text{F}$
 C_4 : condensateur $47\ \text{nF}$

D_1 : diode 1N 914 ou 4148
 D_2, D_3, D_4 : diodes LED AEG Telefunken, V 146, 147, 148 P
1 circuit intégré TAA 861A Siemens
1 circuit intégré TCA 965 Siemens

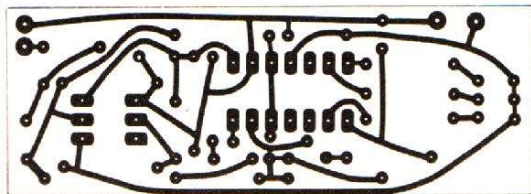


Fig. 10. - Circuit imprimé.

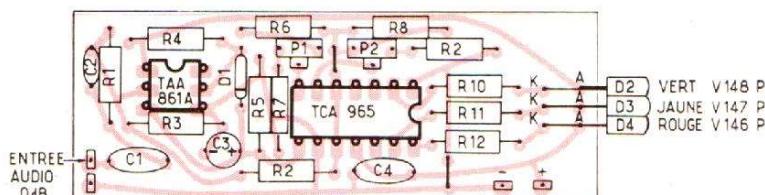


Fig. 11. - Implantation des composants.

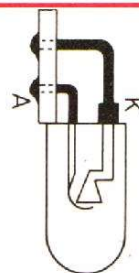


Fig. 12. Montage des diodes LED.

écarts dûs aux tolérances sur les résistances du pont, on pourra employer la variante de la figure 8 qui permet de compenser cet écart. Le réglage se fera en réglant la position du curseur du potentiomètre afin que la tension du condensateur C_3 soit à peine modifiée par une faible rotation du potentiomètre ajustable.

**DÉTECTION
DES CRÊTES
NÉGATIVES
ET POSITIVES**

Cette fois, nous exploiterons le schéma précédent en envoyant sur les entrées des deux circuits deux tensions en opposition de phase (voir le schéma figure 9). Toute crête positive sera détectée par le circuit 2, toute crête négative se retrouvera inversée par le transistor et sera détectée par le circuit intégré 1. Pour un fonctionnement en stéréophonie, on pourra brancher les quatre amplificateurs opérationnels sur le même condensateur, attention, il ne faut pas aller trop loin dans cette voie,

la sortie de tension de référence du circuit intégré TCA 965 est limitée à 10 mA.

RÉALISATION

Pour vous rassurer, si vous ne faites pas d'erreur de câblage et si vos composants sont de bonne qualité, le montage fonctionnera du premier coup. Les points de fonctionnement se feront en envoyant sur l'entrée un signal à 1000 Hz continu.

Votre magnétophone à cassette indiquera par exemple 0 dB, vous réglerez le potentiomètre P_1 pour que la diode jaune commence à s'allumer. Pour la diode rouge, vous augmenterez le niveau de modulation pour avoir par exemple + 3 dB ou + 4. Avec certains magnétophones et certaines bandes magnétiques, on pourra aller jusqu'à + 7 ou 8 dB. Pour aligner l'appareil avec un tourne-disques, on utilisera un disque de référence portant un niveau 0 dB gravé.

La sensibilité réelle de ce contrôleur de modulation est réglable, c'est-à-dire 0,775 mV. La meilleure stabi-

lité sera obtenue pour une sensibilité de l'ordre de 0 dB. Au dessous, on a affaire à des écarts de tension de fonctionnement très faibles, le moindre écart, cette fois même dans la tension d'alimentation peut entraîner une erreur d'indication. Si on doit traiter les signaux venant d'un amplificateur, il faudra intercaler entre l'amplificateur et le circuit indicateur de crête un potentiomètre dont la résistance sera de 10 000 Ω . Le curseur sera positionné en fonction du seuil à traiter. Si on désire conserver l'écart en dB entre les tensions d'allumage des diodes, on agira sur le potentiomètre d'entrée une fois que les réglages auront été faits sur P_1 et P_2 .

Le circuit intégré amplificateur opérationnel employé est un TA 861A. Ce circuit est normalement prévu avec une compensation de fréquence externe qui n'a pas été nécessaire ici. On pourrait penser utiliser, pour une version stéréophonique des doubles amplificateurs qui existent également chez Siemens. Ces circuits, s'ils sont intéressants par la réduction d'encombrement qu'ils autorisent, ne peuvent pas être employés ici, en effet, ils comportent un

condensateur de compensation intégré qui limite la bande passante; nous avons bien une préaccentuation, mais elle serait insuffisante. On devra donc utiliser des circuits sans cette compensation interne.

CONCLUSIONS

L'indicateur de crête que nous vous avons proposé ici est un accessoire complémentaire des indicateurs galvanométriques que vous avez sur tous les magnétophones. Peu d'appareils disposent pour le moment d'indicateurs de crête, ça vient, et encore moins d'indicateurs de ce type à plusieurs niveaux, sans aller jusqu'aux indicateurs à échelle lumineuse qui exigent un nombre beaucoup plus important de composants et sont beaucoup plus encombrants. Celui que nous avons proposé permettra de constater, même à distance que les réglages ont été bien faits. Lors de l'utilisation, on autorisera l'allumage de la diode jaune mais pas celui de la rouge (peut-être périodiquement si vous connaissez bien votre matériel).

Etienne LÉMERY

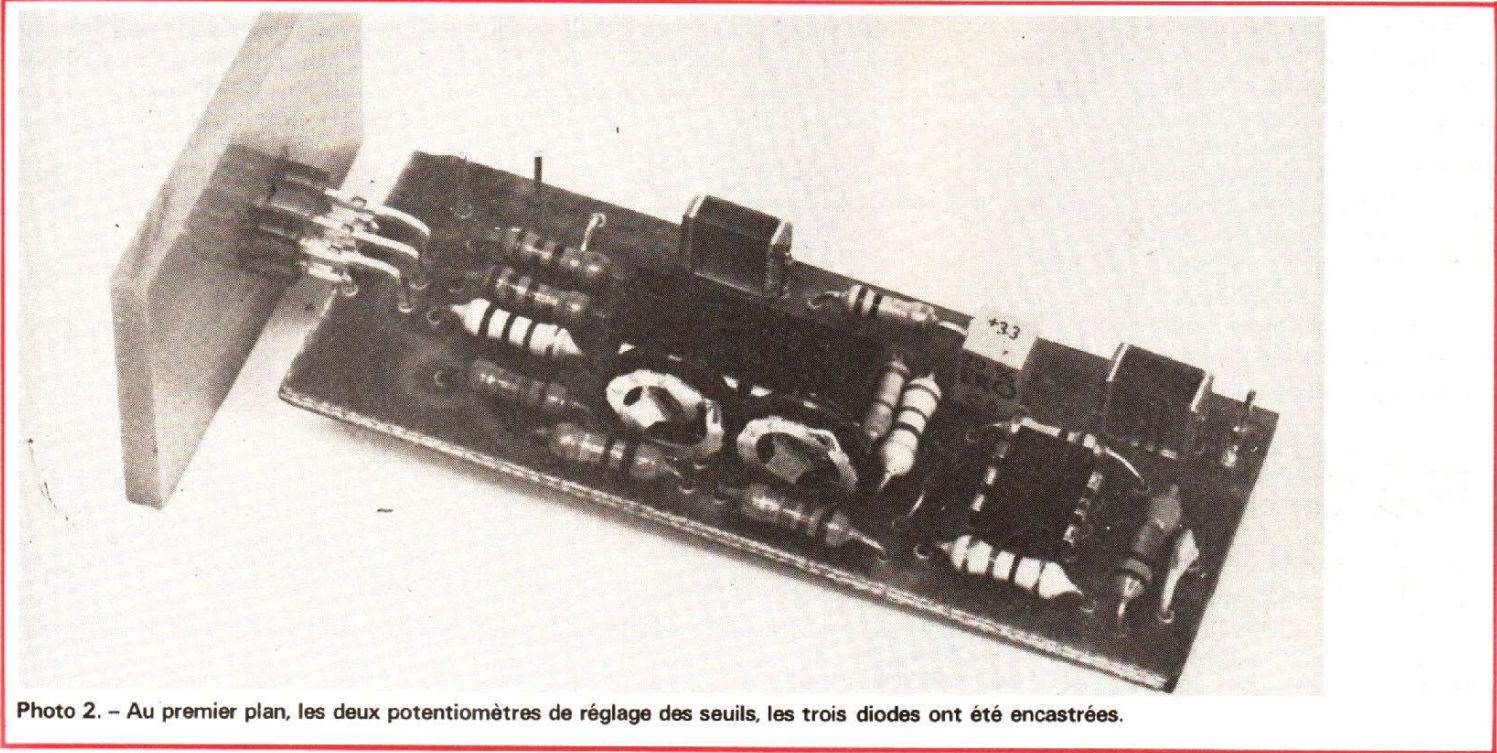


Photo 2. - Au premier plan, les deux potentiomètres de réglage des seuils, les trois diodes ont été encastrées.

Sonorisez vos montages audiovisuels, films, diapositives en utilisant UN CHENILLARD ELECTRONIQUE :

L' AUDIO - TOP - LOGIQUE

NOUS avons été confrontés, récemment, à un problème de sonorisation de montages audio-visuels et nous pensons que de nombreux amateurs rencontrent également des problèmes du même ordre. De quoi s'agit-il ?

Quand on veut effectuer le mélange sonore de deux sources, une musique d'accompagnement et un commentaire par exemple, deux méthodes peuvent être employées :

— soit réaliser le mélange « en temps réel » c'est-à-dire en enregistrant simultanément la musique et le commentaire ;

— soit « préparer à l'avance » un montage musique et un commentaire et faire un mélange ultérieur de ces montages.

C'est la seconde méthode qui nous intéresse ici car elle nous permettra d'obtenir un résultat d'allure plus professionnelle.

Dans ce cas, la difficulté qui apparaît est de savoir à quel

moment la modulation du commentaire apparaîtra. Le montage que nous allons décrire ci-dessous est étudié pour répondre à cette question. Comme nous en avons l'habitude, nous lui avons donné un nom : l'Audio - Top - Logique.

PRINCIPE DES MATÉRIELS PROFESSIONNELS DE MIXAGE

Prenons par exemple la sonorisation d'un film professionnel.

Nous dirons d'abord que les images sont montées conformément au scénario pour constituer ce que l'on appelle « copie travail ».

Parallèlement au montage images, les sons synchrones (dialogues ou bruits) sont repérés - ils se présentent alors

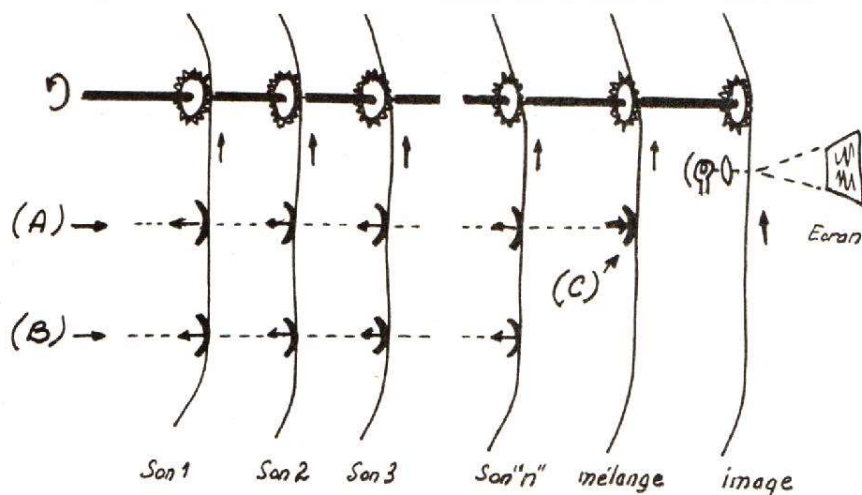


Fig. 1. - Organisation de principe d'une installation de mixage professionnelle (le projecteur de « piétage » n'a pas été représenté).

(A) = tête de lecture normale.

(B) = tête de détection de la modulation.

(C) = tête d'enregistrement du mélange.

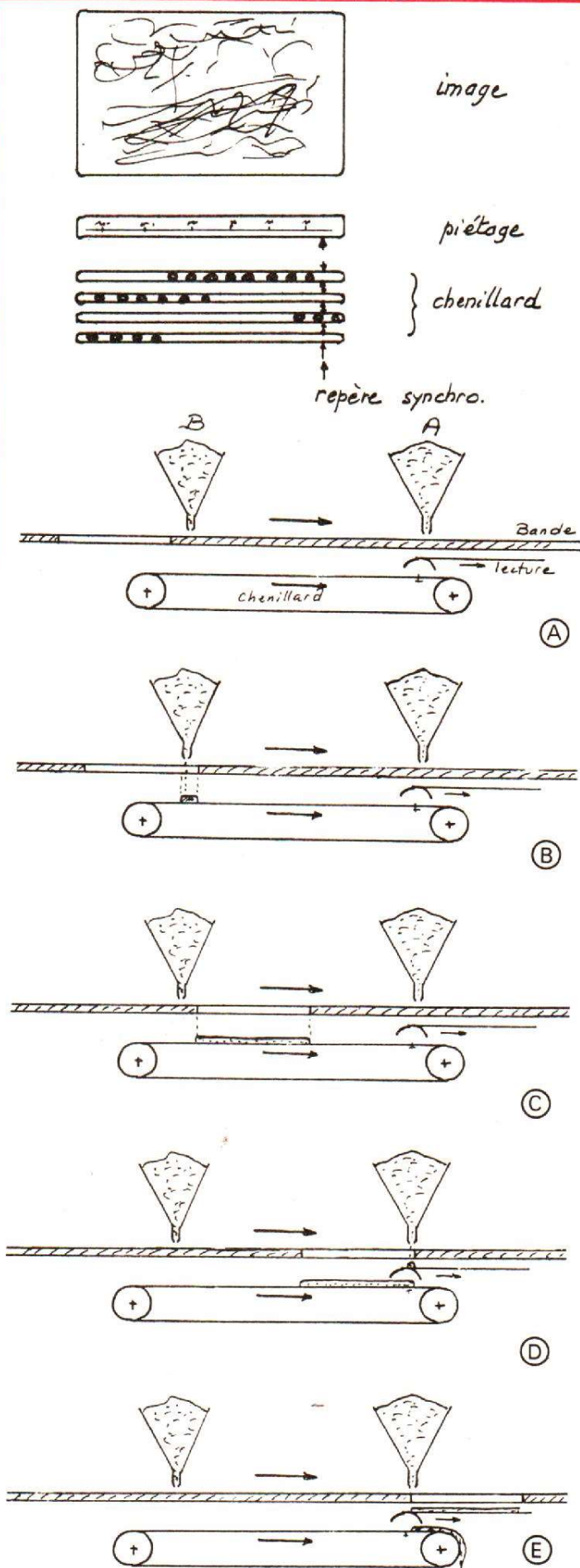


Fig. 2. - Ce que voit l'ingénieur du son :

- le piétage indique la longueur de film projetée ;
- les lampes du « chenillard » allumées indiquent la présence et la position de la modulation.

Fig. 3. - L'analogie « mécanique » du fonctionnement d'un chenillard (voir texte).

sous la forme d'enregistrement sur « pellicule magnétique » c'est-à-dire de bande magnétique de format identique à la pellicule image et comportant des perforations - le calage synchrone étant réalisé à l'aide du « clap » (1). Ce repérage étant effectué, les « claps » seront supprimés à l'image et sur la pellicule magnétique, les repères sont indiqués au crayon gras sur l'image et au dos de la pellicule magnétique.

Mais nous n'avons pas que des sons synchrones, nous trouverons également des musiques, des bruits d'ambiance, des commentaires, etc.

Ces sons seront donc montés sur autant de pellicules magnétiques et positionnés, en fonction de l'image et en fonction des nécessités sonores : fondus, surimpressions, etc.

À l'issue des opérations de montage, nous aurons donc par exemple :

- une copie travail image de longueur L,
- une copie sons synchrone de longueur L,
- une ou plusieurs copies « musique » de même longueur,
- une ou plusieurs copies « bruits » également de longueur L.

Les intervalles entre les sons étant comblés avec de la pellicule neutre au point de vue magnétique.

Avec tous ces éléments, l'ingénieur du son va pouvoir effectuer le « mixage » et réaliser ainsi les effets sonores du film.

Cette opération se réalise dans un auditorium qui est équipé de :

- un projecteur pour l'image,
- un projecteur visualisant, sous l'écran, la longueur de film projetée depuis le début (piétage),
- « n » magnétophones permettant de lire les pellicules magnétiques,
- un magnétophone d'enregistrement, également sur pellicule magnétique,
- un pupitre de mixage.

L'ingénieur du son a également à sa disposition un document qui lui indique à quel moment du film doivent apparaître les sons et les effets à réaliser (piétage).

Tous les projecteurs et magnétophones ont un fonctionnement rigoureusement synchrones, tant en marche avant qu'en arrière.

Comme l'indique la figure 1, les « n » magnétophones de lecture comportent des têtes de lecture (A) permettant d'envoyer la modulation vers le pupitre de mixage mais également des têtes de lecture (B), situées en avant des précédentes et qui vont servir à commander un dispositif destiné à « annoncer » visuellement les sons – le chenillard – Nous allons revenir ci-dessous sur ce système.

On voit également, sur la figure 1, que le magnétophone d'enregistrement du mélange comporte une tête d'enregistrement (C) calée comme les têtes (A).

Le projecteur de « piétage » n'a pas été représenté sur la figure 1. Nous rappellerons que le fonctionnement de l'ensemble est synchrone, chaque élément pouvant cependant être débrayé pour permettre le calage initial.

Nous voyons sur la figure 2 que l'ingénieur du son a sous les yeux :

- l'écran sur lequel le film est projeté,
- l'écran sur lequel le piétage va défiler,
- le chenillard qui sera constitué d'autant de rampes qu'il y aura de voies son à mélanger.

Nous allons tenter d'expliquer le principe de fonctionnement du chenillard à l'aide des figures 3a à 3e. Pour cela, nous allons utiliser une analogie « mécanique ».

Supposons que nous ayons le système de la figure 3a qui comprend :

- une trémie à sable (A),
- une trémie à sable (B),
- un tapis comportant, à certains endroits, des ouvertures permettant l'ouverture des trémies,

- un tapis roulant « chenillard »,
- un tapis roulant « lecture ».

L'ensemble des éléments mobiles se déplace à la même vitesse.

Nous considérerons que le tapis permettant l'ouverture des trémies laisse passer le sable quand il est représenté sans hachures et le bloque dans le cas contraire.

Dans le cas de la figure 3a, le sable ne passe pas ni en A ni en B et le tapis roulant « chenillard » ne reçoit pas de sable.

La figure 3b montre que le sable commence à passer en B mais ne passe pas en A.

La figure 3c montre que le sable ne passe plus en B et ne passe pas en A. Cependant, le tapis roulant « chenillard » a reçu du sable sur une longueur correspondant à la partie non hachurée du tapis commandant les trémies.

La figure 3d montre que, lorsque le sable déposé sur le « chenillard » atteint l'endroit de la trémie A, celle-ci commence à déverser son sable sur le tapis « lecture ».

La figure 3e montre enfin que, lorsque la fin du sable déposé sur le tapis « chenillard » arrive à la hauteur de la

trémie A, cette dernière cesse de se vider sur le tapis « lecture ».

On voit donc que la présence de sable sur le « chenillard » anticipe de celle sur le tapis « lecture » d'une distance égale à la distance entre les trémies A et B. Si la vitesse de défilement de l'ensemble est constante, on verra le sable « chenillard » un certain temps toujours constant avant de le voir sur le tapis « lecture ».

Ramenons cette analogie au plan électronique :

- la trémie A sera la tête de lecture A d'un magnétophone de la figure 1,
- la trémie B sera la tête de lecture B du même magnétophone,
- le tapis d'ouverture des trémies sera la pellicule magnétique, la partie non hachurée correspondant à la présence de modulation,
- le transfert de sable de la trémie A sera l'envoi de la modulation vers le pupitre de mixage,
- le transfert de sable de la trémie B sera la détection par tout ou rien de la présence de modulation pour commander une visualisation qui sera le vrai chenillard.

Nous n'irons pas plus avant

dans l'explication du principe de ce système mais nous dirons, avant de passer à notre réalisation, que le chenillard nous permettra de « voir » arriver la modulation ou de « voir » quand elle va cesser, avant qu'elle arrive effectivement sur la tête de lecture, et ainsi de pouvoir commander les potentiomètres du pupitre de mixage au moment choisi.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'AUDIO - TOP - LOGIQUE

Nous avons basé notre montage sur l'emploi des registres à décalage dont nous avons étudié le principe dans le n° 1574 du Haut-Parleur.

La figure 4 montre les fonctions analogiques et logiques que nous y trouverons.

Il sera nécessaire de placer, extérieurement au magnétophone une tête de lecture supplémentaire, et ce en amont de celle de lecture du magnétophone comme l'indique la figure 5.

Cette tête de lecture commande un amplificateur détecteur AD qui délivrera sur sa sortie un niveau logique 1 s'il y a de la modulation et un niveau logique 0 dans le cas contraire.

Le niveau logique de sortie AD est envoyé sur l'entrée série d'un registre à décalage Reg. dont l'horloge est commandée par un oscillateur à fréquence réglable osc.

Les sorties parallèles du registre sont envoyées sur un circuit de visualisation Visu qui sera notre chenillard.

L'AMPLIFICATEUR DÉTECTEUR

L'amplificateur détecteur, dont le schéma est donné sur la figure 6 comprend trois étages :

- un étage d'entrée qui est

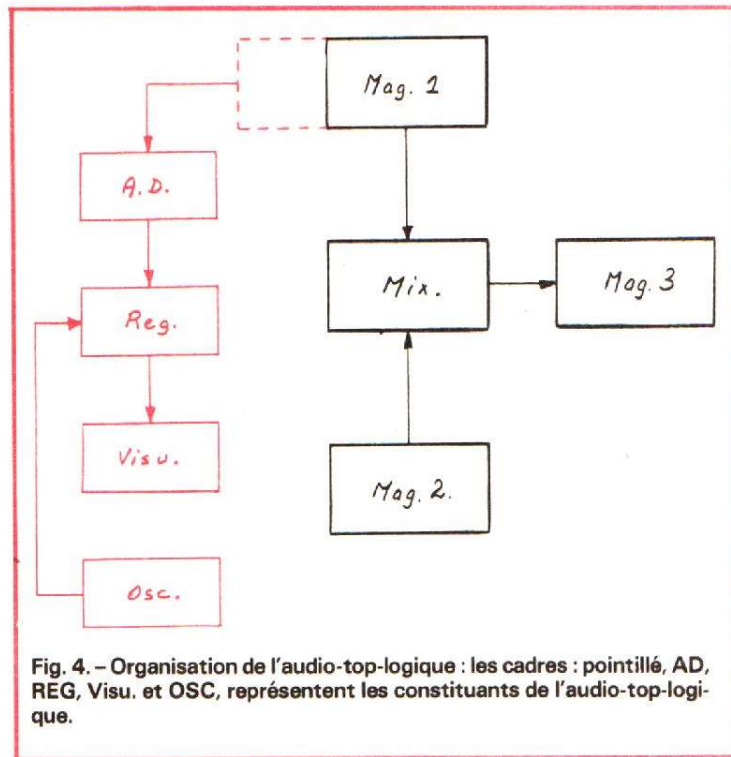


Fig. 4. — Organisation de l'audio-top-logique : les cadres : pointillés, AD, REG, Visu. et OSC, représentent les constituants de l'audio-top-logique.

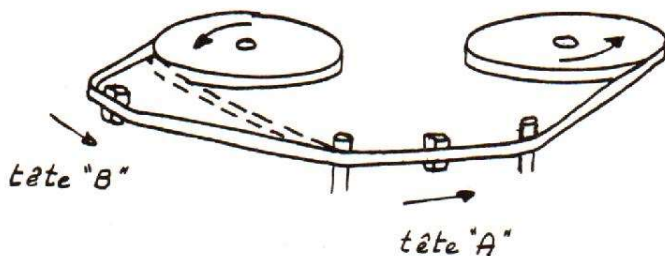


Fig. 5. - La tête de lecture B, de l'audio-top-logique, est placée en amont de la tête de lecture A du magnétophone.

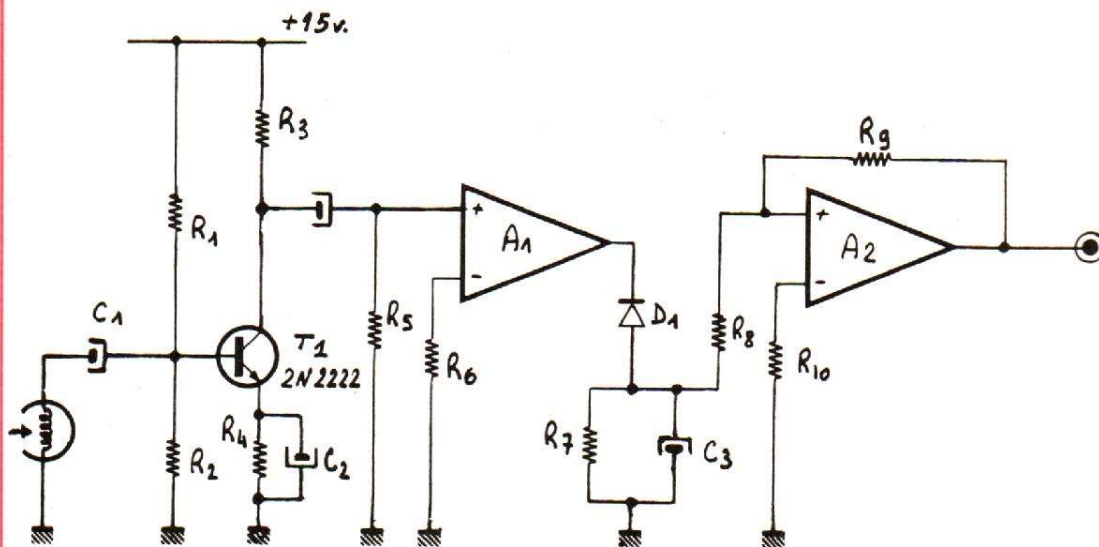


Fig. 6. - Schéma de l'amplificateur détecteur (AD). A₁ et A₂ sont les deux amplificateurs opérationnels d'un SFC 2747 alimenté en ± 5 V. Les valeurs des autres composants seront données au chapitre « réalisation pratique » dans un prochain numéro.

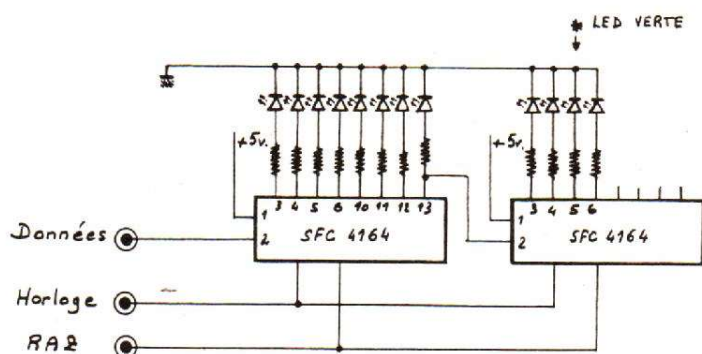


Fig. 7. - Schéma des circuits registre et visualisation. Seule la diode LED située en onzième position est de couleur verte, les autres sont rouges. Les détails des brochages et des valeurs des composants seront précisés dans le chapitre réalisation pratique.

chargé d'amplifier les signaux issus de la tête de lecture et de réaliser son adaptation. Les valeurs des composants de cet étage pourront changer en fonction du type de tête utilisé. Nous signalerons que l'éventuelle distorsion que cet étage pourrait introduire n'a pas d'importance puisque nous voulons seulement détecter la présence de modulation.

— un étage d'amplification qui est constitué par la moitié d'un SFC2747 de Sescosem et qui ne comporte pas de contre-réaction. De ce fait, son gain est très élevé et la modulation va se retrouver écrêtée au niveau des tensions d'alimentation + et - 5 V du SFC 2747.

La sortie de cet ampli opérationnel est envoyée, à travers la diode D₁ sur le condensateur C₃ en parallèle avec la résistance R₇.

En présence de modulation, le condensateur C₃ se charge ainsi à environ - 5 V, R₇ étant chargée de le décharger quand la modulation disparaît.

— le troisième étage, constitué par le second amplificateur opérationnel du SFC2747 joue le rôle d'inverseur de polarité et donne en sortie un niveau logique 1 de + 5 V environ en présence de modulation.

Le SFC 2747 est alimenté en ± 5 V tandis que l'étage d'entrée sera alimenté en + 15 V, le 2N2222 de cet étage pourra être remplacé par n'importe quel transistor NPN à grand gain.

LE REGISTRE À DÉCALAGE ET LE CIRCUIT DE VISUALISATION

La figure 7 montre le schéma de ce circuit.

Il comprend deux SFC4164 de Sescosem, registres à décalage à huit bits, à entrée série et sorties parallèles avec remise à zéro.

L'entrée série du premier SFC4164 reçoit l'information

FICHE TECHNIQUE KOSS

Pour tout savoir sur la nouvelle génération K 125, K 135, K 145

Le premier casque stéréophonique est inventé par Koss en 1958. Le premier casque électrostatique auto-excité est inventé par Koss en 1968. Le premier casque quadriphonique est inventé par Koss en 1971. Le premier casque à courbe de réponse ajustable est inventé par Koss en 1975.

Koss crée aujourd'hui la nouvelle génération Slimline, fameux son Koss, légèreté et confort, isolation phonique, prix compétitifs, sont réunis dans chaque nouveaux modèles.

le fameux son Koss

Le son Koss ne se mesure pas seulement à partir de caractéristiques techniques, mais résulte d'une rigueur dans la recherche technologique depuis près de 20 ans. "Il faut l'entendre pour le croire".

légèreté et confort

La nouvelle génération Koss assure un confort maximum allié à un poids très réduit et sans nuire pour la première fois à l'isolation phonique.

isolation phonique

Le système Koss sur "coussin d'air" (coussinets Pneumalite breveté), le profil du serre-tête assurent à la nouvelle génération une isolation quasi parfaite des bruits extérieurs.

prix compétitifs

Le son Koss est égal ou supérieur à celui de la plupart des enceintes... pour un coût 15 fois moins élevé.

K 125 : 195 F ttc K 135 : 260 F ttc K 145 : 320 F ttc



KOSS

Les inventeurs du casque stéréophonique

documentation sur demande

KOSS - SENIA 525 - 94577 RUNGIS-CEDEX - TÉL. : 677.04.56

Page 306 - N° 1579

présente en sortie de l'amplificateur détecteur AD. La seconde entrée série sera placée au niveau logique 1 (+ 5 V).

Les huit sorties parallèles de ce CI commandent huit diodes LED rouges avec leurs résistances de limitation de courant.

La huitième sortie parallèle (broche 13 du CI) attaque l'entrée série du SFC4164 suivant de manière identique au précédent, la seconde entrée série étant également placée au niveau 1.

Les quatre premières sorties parallèles de ce CI commandent aussi des diodes LED, la troisième étant de couleur verte.

Les commandes de RAZ des deux CI sont reliées entre elles et les commandes d'horloge entraînant le décalage sont reliées à l'oscillateur.

L'OSCILLATEUR

L'oscillateur que nous utiliserons n'est autre qu'un Genesilog que nous avons réalisé pour le TTL-Test-O-Scope (voir nos 1544 et 1548 du H.-P.) aussi ne nous étendrons nous pas sur ce circuit. Nous rappelons cependant son schéma sur la figure 8. Nous précisons cependant qu'il fonctionnera à une fréquence d'environ 10 à 20 Hz mais ces détails seront abordés aux chapitres « réalisation pratique » et « utilisation ». La fréquence de fonctionnement sera fonction de deux paramètres :

- vitesse de défilement de la bande magnétique : 19 ou 9,5 cm/s ;
- distance séparant les têtes de lecture - tête d'origine et tête ajoutée.

MODE DE FONCTIONNEMENT

Dès qu'une modulation apparaît sur la tête de lecture que nous avons ajoutée, un niveau logique 1 est présent

sur l'entrée série du registre à décalage.

Si nous supposons que la vitesse de défilement de la bande est de 19 cm/s et que les têtes sont espacées de 20,9 cm, en réglant la fréquence de l'oscillateur à 10 Hz, l'information logique niveau 1 présente sur l'entrée série sera décalée d'un cran sur le registre à décalage en $1/10^e$ de seconde. Les diodes LED s'allumeront successivement chaque $1/10^e$ de seconde. La diode LED verte sera donc allumée au bout de $11/10^e$ de seconde.

Cependant, en $11/10^e$ de seconde, la bande magnétique aura avancé de :

$$\frac{19 \text{ cm} \times 11}{10} = 20,9 \text{ cm}$$

et la modulation arrivera sur la tête de lecture du magnétophone.

Quand un niveau logique 0 apparaît en sortie de l'amplificateur détecteur, c'est-à-dire quand la modulation disparaît au niveau de la tête de lecture ajoutée, les diodes LED s'éteignent de la même manière que dans le cas précédent.

En résumé, l'audio-top-logique permet de voir « arriver » la modulation et de la voir « finir » comme dans le cas du chenillard professionnel.

Un prochain article donnera les détails de la réalisation pratique, les circuits imprimés et les détails de mise en œuvre du montage.

Nous indiquerons également une possibilité de synchronisation par le magnétophone lui-même pour éviter les dérives de l'oscillateur et pour nous permettre de réaliser subsidiairement un compteur précis de longueur de bande.

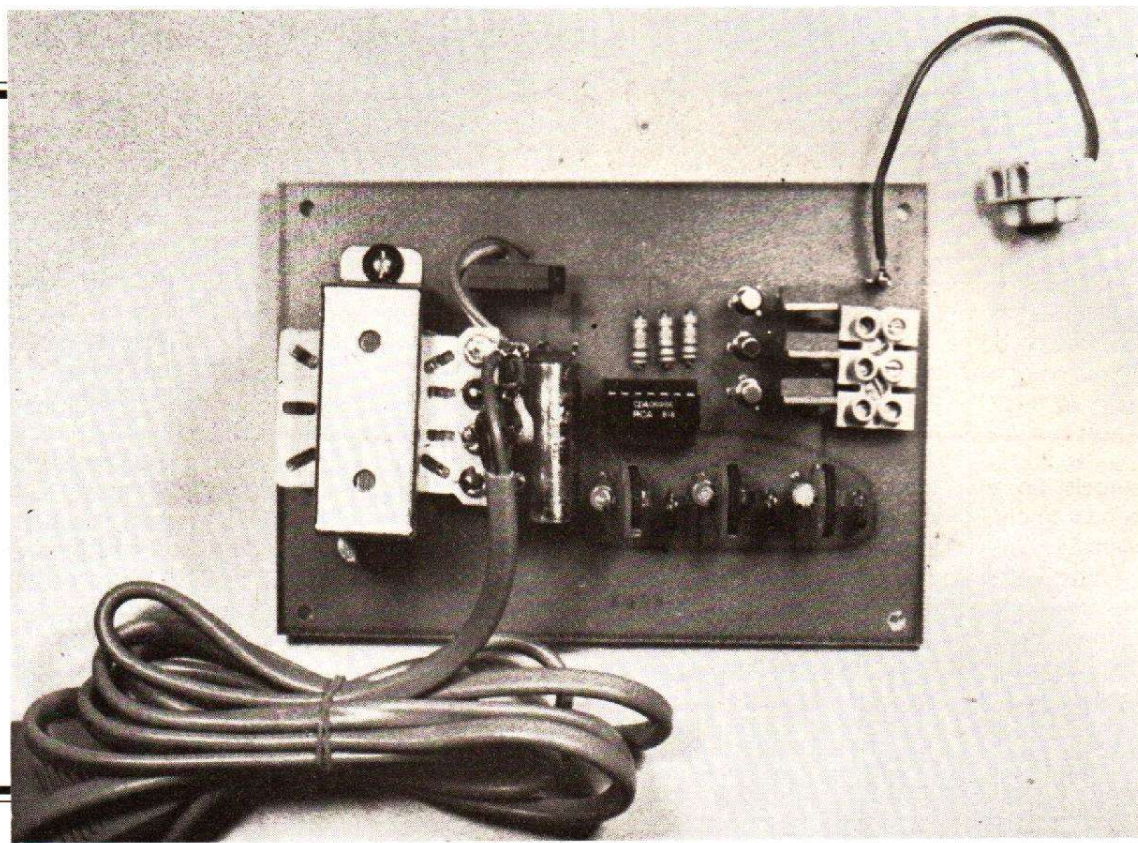
Nous donnerons enfin quelques aperçus sur les possibilités de mixage automatique que ce système pourra offrir.

(à suivre)

B. DOUTREMEPUICH

(1) Le clap, qui peut être effectué au début ou à la fin d'une séquence est filmé et son bruit est enregistré ce qui permet de caler le son par rapport à l'image.

SELECTEUR TELECOMMANDE



A 10 VOIES

CE dispositif permet de rendre plus compacte la télécommande de 10 paramètres. Dans l'application qui suit nous avons commandé des charges de 220 V/10 A, mais une fois qu'on a compris le principe, s'ouvrent des tas d'autres possibilités.

Nous l'avons appliqué à un jeu de lumières : 10 charges lumineuses s'allumeront et s'éteindront dans l'ordre si un clignotant pilote la photodiode d'entrée. On obtient un chenillard. Si on bloque le fais-

ceau de lumière le chenillard s'arrête. Sans obstacle, il recommence.

Avec cette même barrière lumineuse on peut faire un antivol, mais, fait historique, l'antivol que voici compte le nombre de cambrioleurs, s'il n'excède pas 10, parce qu'à chaque passage d'un intrus le compteur s'avancera d'un point et une autre charge s'enclenchera.

Si le même bonhomme fait des va-et-vient, quelle sera sa surprise de voir que des bruiteurs, des électrovannes, des

pétards à déclenchement électrique – un assortiment de 10 types différents en tout – lui feront une des plus parfaites surprises qu'il pouvait imaginer. On peut même rendre la lumière invisible, en utilisant une diode émettrice infrarouge et un détecteur infrarouge à la place de la photodiode ordinaire que nous avons utilisée.

En télécommande le dispositif ouvre la voie pour la maîtrise, par un même canal de 10 ou même 100 paramètres ! On utilise pour cela une technique

vectorielle : le paramètre à actionner est d'abord sélectionné parmi les autres. A ce moment, une commande commune : plus ou moins, gauche ou droite peut l'actionner. L'élément à commander est supposé à mémoire, c'est-à-dire qu'il peut mémoriser, après avoir été actionné, l'état où on le place. Dans les télécommandes de télévision, par exemple, où les paramètres à régler sont l'intensité sonore, la luminosité ou le contraste, les mémoires sont de simples condensateurs qu'on charge et

PRINCIPE

Le cœur du système est un compteur par 10 à sorties décodées en décimal, réalisé en technologie CMOS. C'est le numéro 17 dans la série 4000, le 4017. Son schéma, extrait d'une fiche technique RCA, est donné en figure 1.

L'inverseur d'entrée (borne 14 - horloge), commute vers 1/2 de la tension d'alimentation. Si la remise à zéro et la validation d'horloge, bornes 2 et 13, respectivement, sont basses, le compteur avance d'un pas à chaque front de montée du signal d'horloge.

Toutes les sorties sont au niveau bas, sauf une, sélectionnée parmi dix. L'inconvénient des circuits CMOS actuels est leur faible courant de charge.

Une sortie décodée, dans le cas présent, ne peut fournir, dans les conditions ambiantes normales et pour une tension

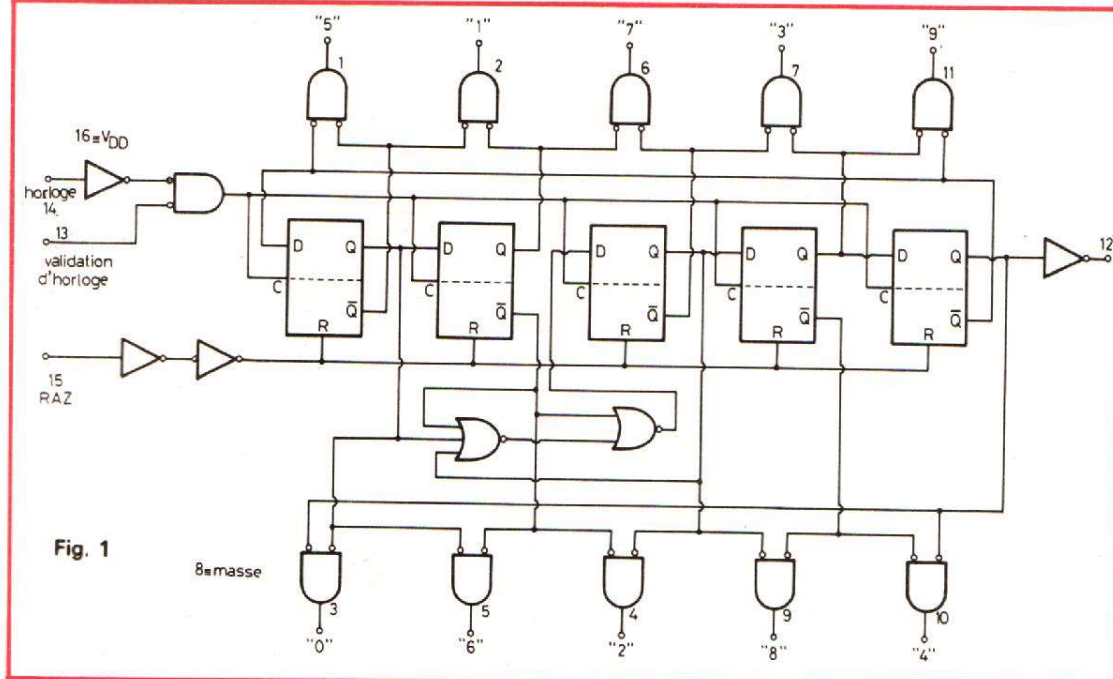


Fig. 1

décharge et auxquels on a accès soit indépendamment, par autant de canaux, soit après sélection. Dans cette application, vous trouverez décrit le fonctionnement de la partie de sélection. Les ama-

teurs de modèles réduits pourront actionner, par les triacs qui s'y trouvent, des moteurs, électrovannes, tant en alternatif qu'en courant continu.

Dans un prochain article, nous décrirons l'utilisation de

ce sélecteur pour la commutation à distance de 10 chaînes UHF - pré-réglées en télévision (dix, pour ne pas oublier les chaînes qu'on aura attribué à nos jeux sur l'écran).

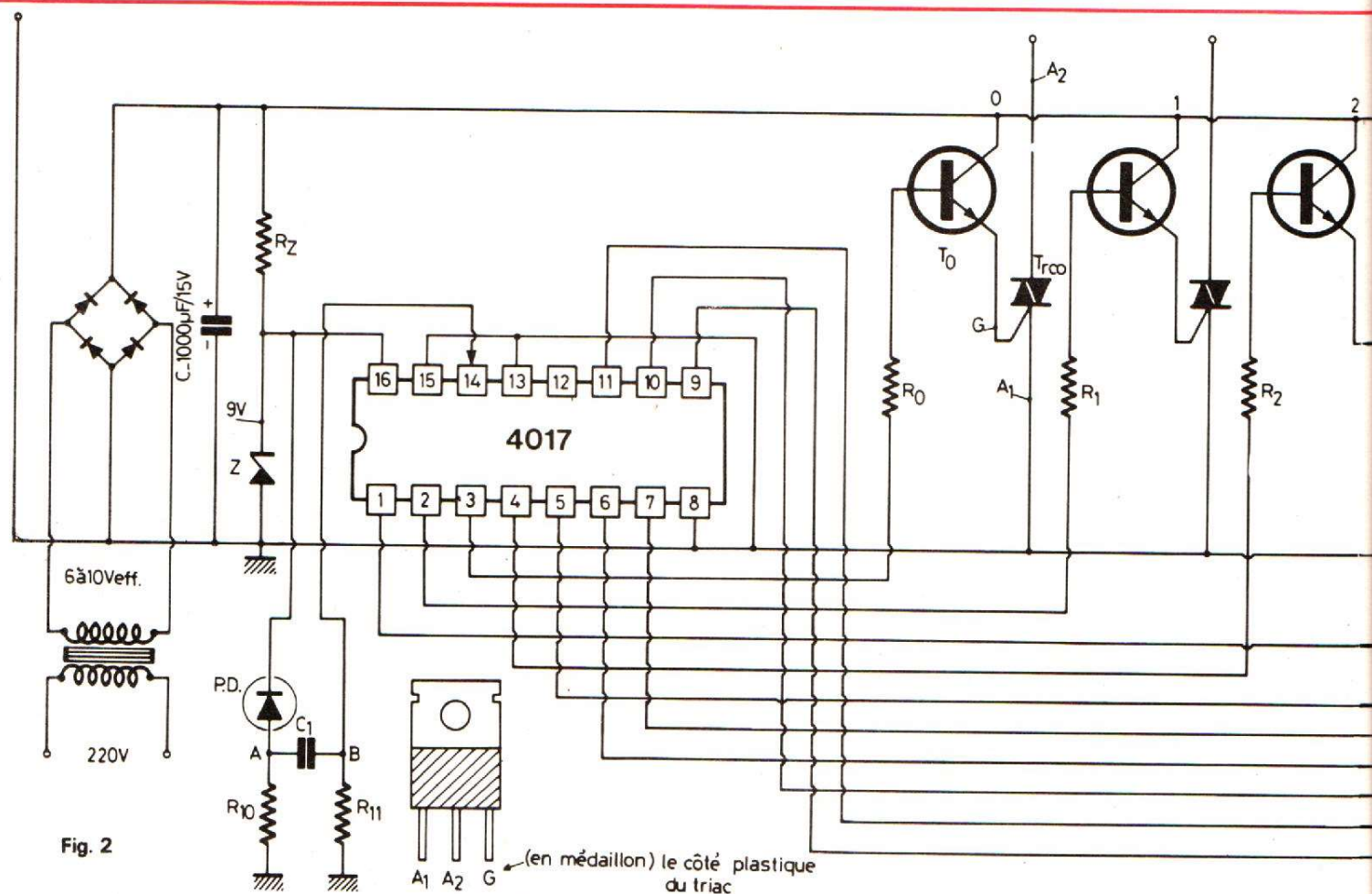


Fig. 2

de 10 V d'alimentation, que 0,4 mA pour le canal N, c'est-à-dire pour une charge couplée entre le plus de l'alimentation et la sortie respective et à peine 0,2 mA pour le canal P, quand on branche la charge entre la sortie et la masse, ou le moins de l'alimentation. Dans ces conditions, pour attaquer des triacs 220 V/10 A, qui demandent environ 30 à 50 mA de courant de gachette, nous sommes obligés d'utiliser des répéteurs sur l'émetteur.

La figure 2 donne le schéma général. Pour obtenir des fronts montants nous utilisons un circuit formé par la photodiode P.D., R_{10} , C_1 et R_{11} . Sans R_{11} le circuit aurait été victime des bruits aléatoires. Si un faisceau lumineux ne pointe pas sur la photodiode, le potentiel du point A est au niveau zéro. Un coup de lumière et le rapport résistance interne de la photodiode/ R_{10} s'inverse. Nous

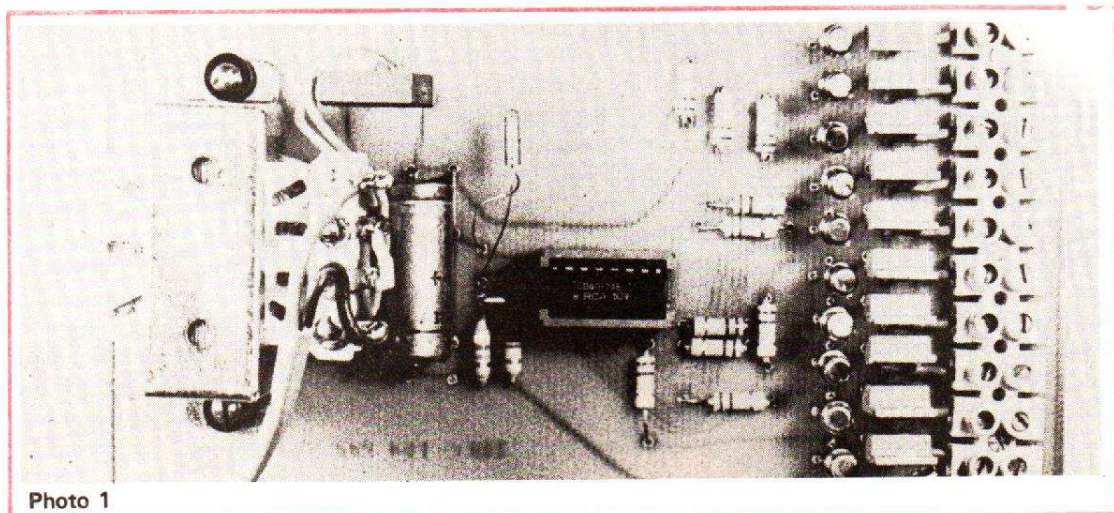


Photo 1

obtenons le front montant nécessaire à l'avancement du compteur.

Si la lumière persiste, le condensateur C_1 se charge avec la constante de temps $((r_d/R_{10}) + R_{11}) C_1$ à la tension d'alimentation. Pas d'autre front montant, pas d'avancement du compteur, les choses restent figées. Pour repartir il nous faut un intervalle d'obscurité pour permettre au

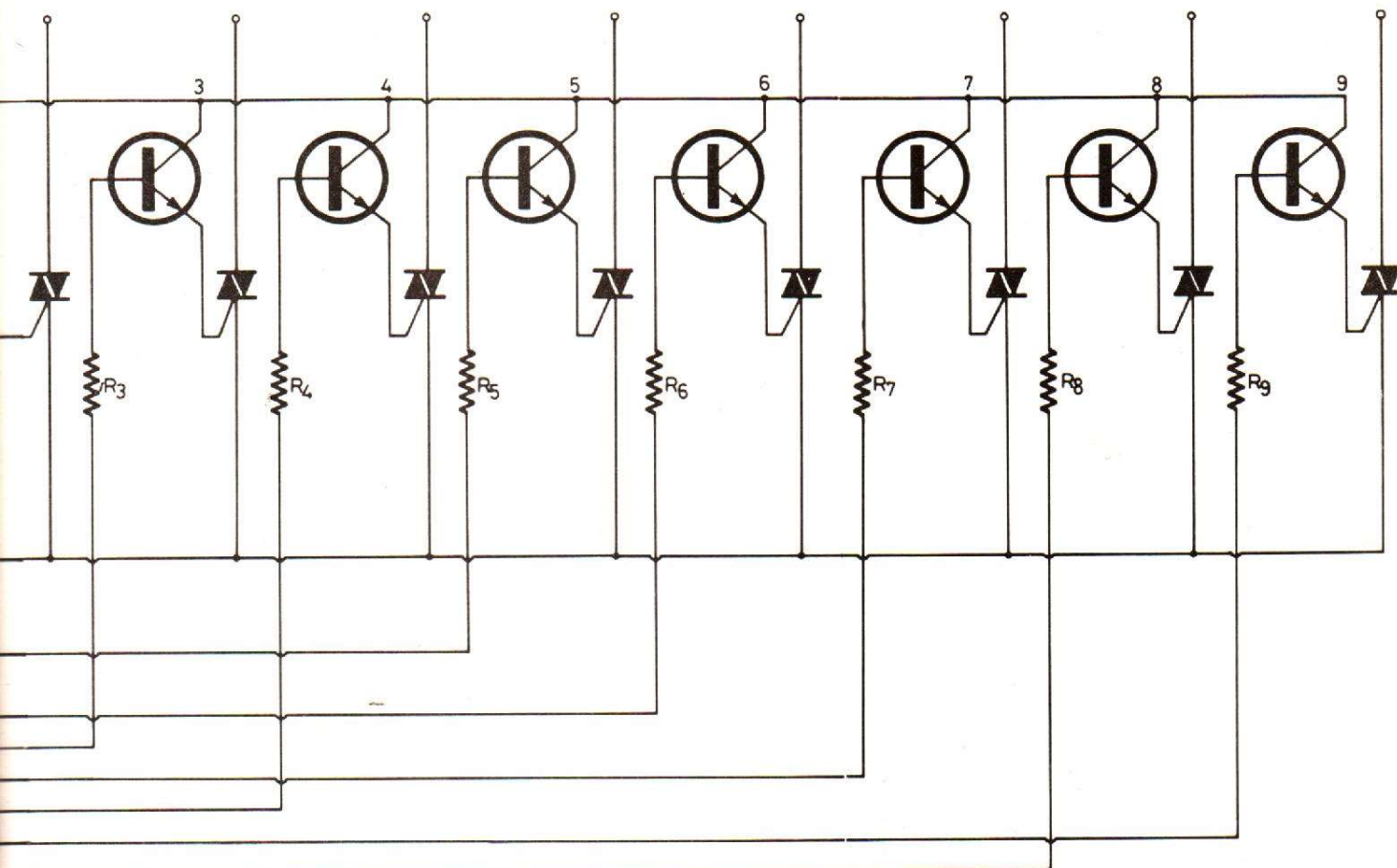
potentiel en A de regagner la masse.

En réalité il suffit d'un jeu de tensions maxi et mini en A d'un peu plus de la moitié de la tension d'alimentation pour faire avancer le compteur. En sortie du circuit intégré nous avons utilisé des répéteurs à 2N 2222 dont nous avons mesuré avec un milliampèremètre branché entre les émetteurs et la masse, en court-cir-

cuitant les entrées des triacs, le courant fourni. Nous trouvons pour 9 V d'alimentation, sur 5 mesures : 160, 100, 110, 90, 115 mA, un courant plus que suffisant pour commander les triacs.

RÉALISATION

Le circuit imprimé (figure 3) que nous avons réalisé reçoit tout le nécessaire pour la com-



mande de 10 charges de 220 V/ 10 A, du transformateur d'alimentation du circuit intégré, aux dominos de sortie. L'alimentation du circuit intégré ne demande pas plus de 300 microampères. Restent 100 mA passant dans les transistors de commande. Comme il n'y a qu'un seul transistor actif à la fois, ce courant n'est jamais dépassé. On pourrait alimenter le tout par une pile de 9 V/100 mA, à la place du transformateur, pont

redresseur, stabilisateur à zéner et filtrage à capa en tête. Cette pile devrait être d'une assez grande capacité, compte tenu du courant relativement important à fournir. Deux piles plates de 4,5 V peuvent prendre parfaitement la place qu'occupe, sur le circuit imprimé, l'alimentation-secteur.

La figure 4 donne l'emplacement des composants. La réalisation finale vous la trouverez sur la photo 1, pour le

côté pièces et photo 2 pour le côté cuivre. Pour le montage du circuit intégré nous vous recommandons chaleureusement le support à blocage et force d'insertion nulle que vous montrent les photos 3 et 4. Si, en TTL un support de circuit intégré ou même les broches d'un pavé étaient un peu rouillées, compte tenu de l'importante demande de courant, le circuit respectif soit marchait, soit ne marchait pas. En CMOS une patte rouillée

peut parfaitement nous placer entre les deux et obtenir des commutations de bruit.

Le circuit n'a pas besoin d'être alimenté par une tension stabilisée. C'est un circuit logique. La diode Zener Z, de 9,1 V et la résistance R_Z sont prévues pour éviter des surprises désagréables si la tension fournie par le transformateur dépassait les 15 V.

Compte tenu des quelques 300 microampères de consommation du 4017 même

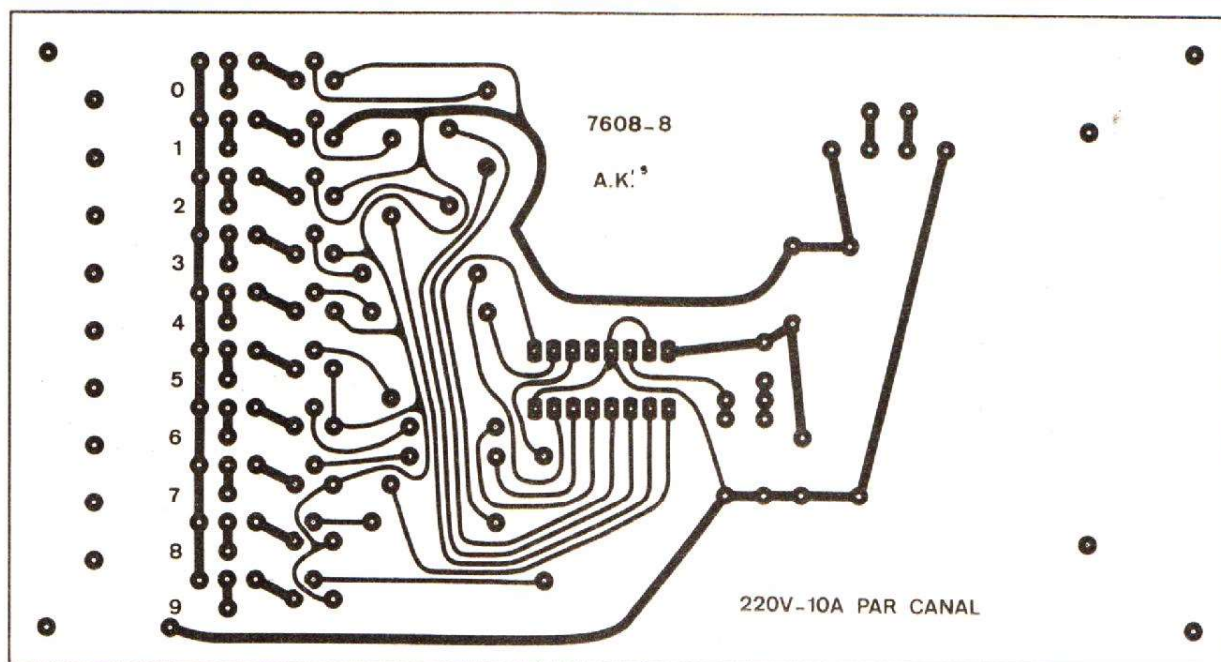


Fig. 3

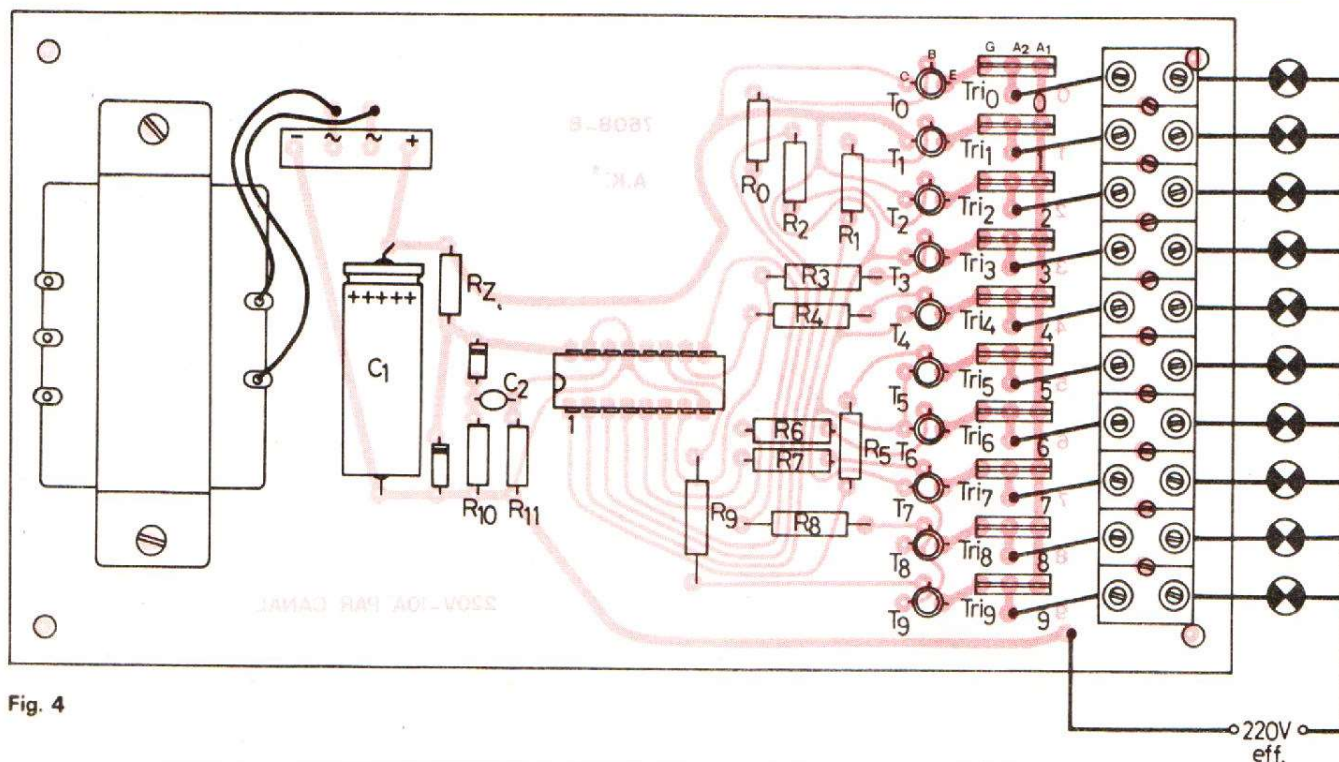
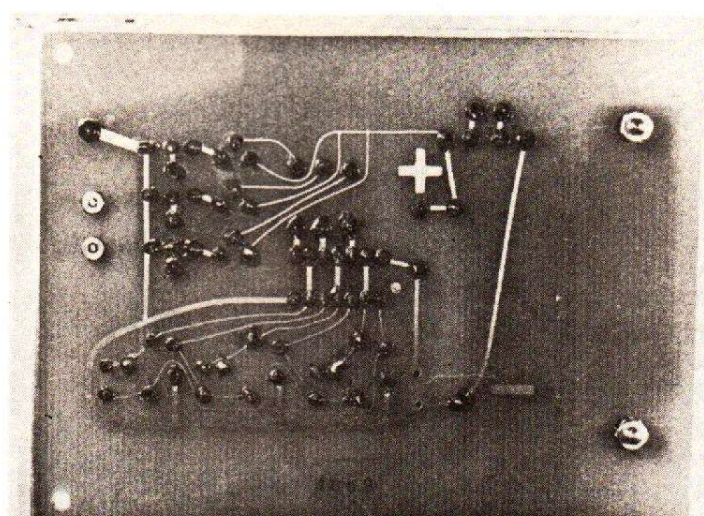
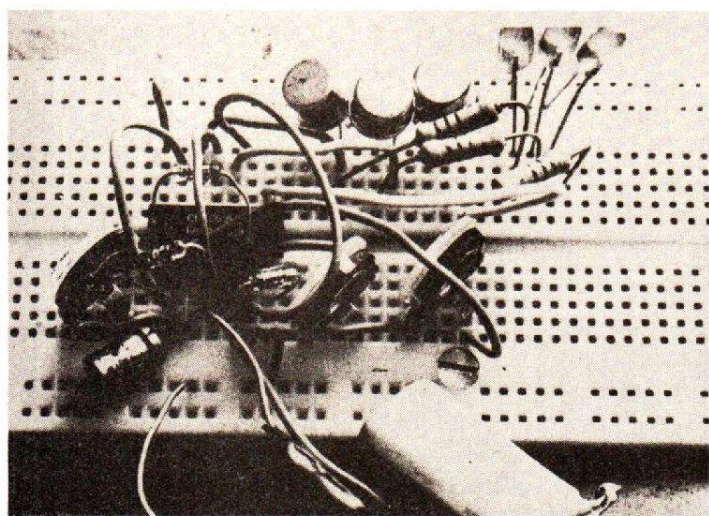
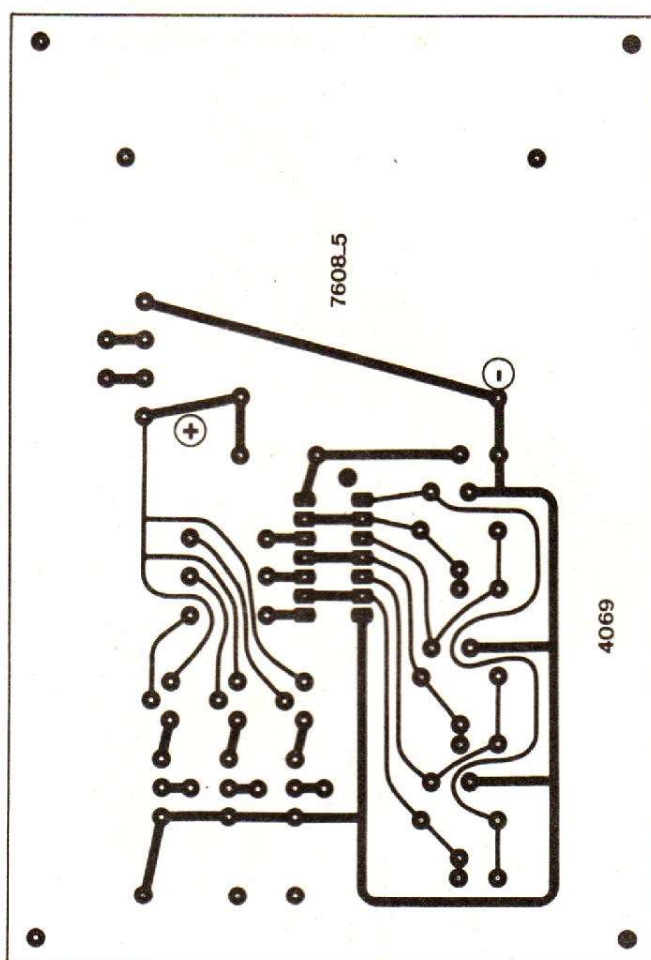
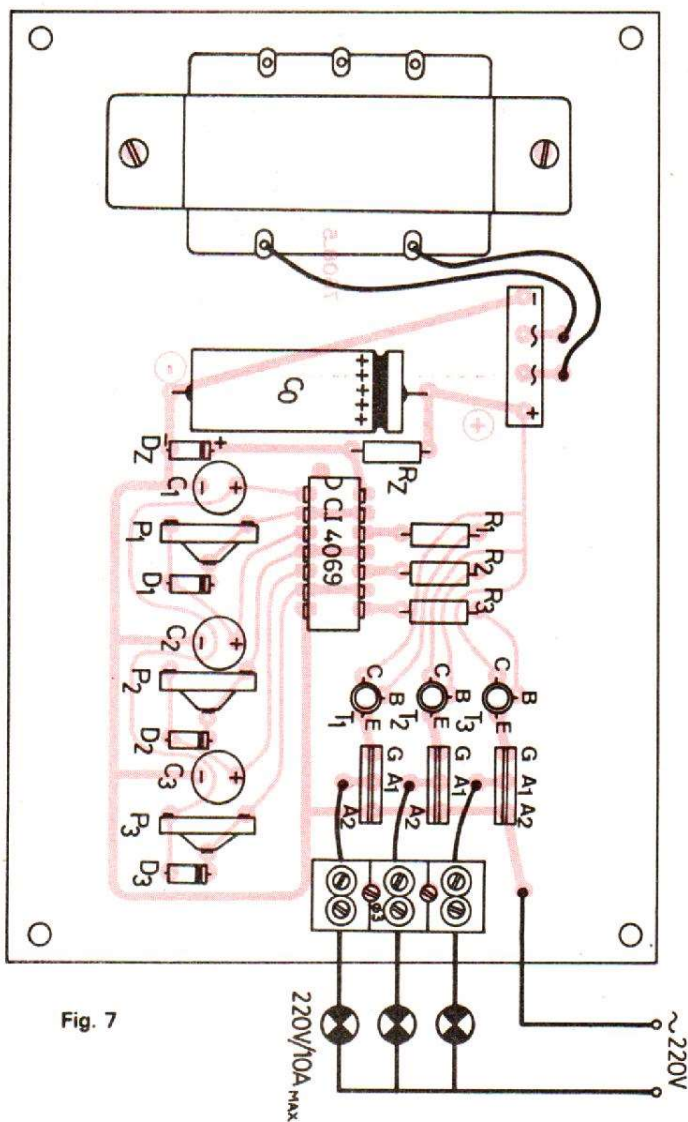


Fig. 4



avec 50 V de départ les 9 V s'obtiennent facilement.

La résistance R_Z est calculée, pour 3 mA dans la diode Zener, par la formule :

$$R_Z = (U_{\text{alim}} - 9 \text{ V}) / 4 \text{ mA}$$

Elle est obtenue en k Ω . Si le secondaire du transformateur est de 6,3 V efficaces, il n'y a pas besoin de stabilisation. Après le filtre C on obtient environ 9 V. En court-circuitant par un strap l'emplacement de R_Z sur le circuit

imprimé et sans la diode Zener, le problème est aussi bien résolu.

Commencez par câbler les résistances, le pont redresseur, les transistors, les triacs. N'oubliez pas de visser 1 cm de fil isolé et dénudé aux bouts dans les dominos avant leur installation sur le circuit. Le transformateur que nous avons utilisé ne demande pas de Zener (6,2 V eff). La photodiode est à placer en dernier, avec le support à souder du

circuit intégré. Avant d'implanter ce dernier assurez-vous que les tensions sont correctes. En final mettez le 4017 dans la barquette (photo 3) et la barquette dans le socle-support (photo 4).

MISE AU POINT

Vous avez besoin d'une lampe d'électricien. La photo 7 vous montre la mar-

che à suivre. Commencez par relier le 0 V, la masse et en même temps le commun de la commande de tous les triacs, à l'une des phases du réseau 220 V alimentant votre transformateur. Par la suite le réseau alimentant le transformateur et le pont commun des charges commandées pourront être parfaitement indépendants. Avec une lampe d'électricien (220 V, 40 W par exemple) cherchez le triac qui conduit, en branchant la

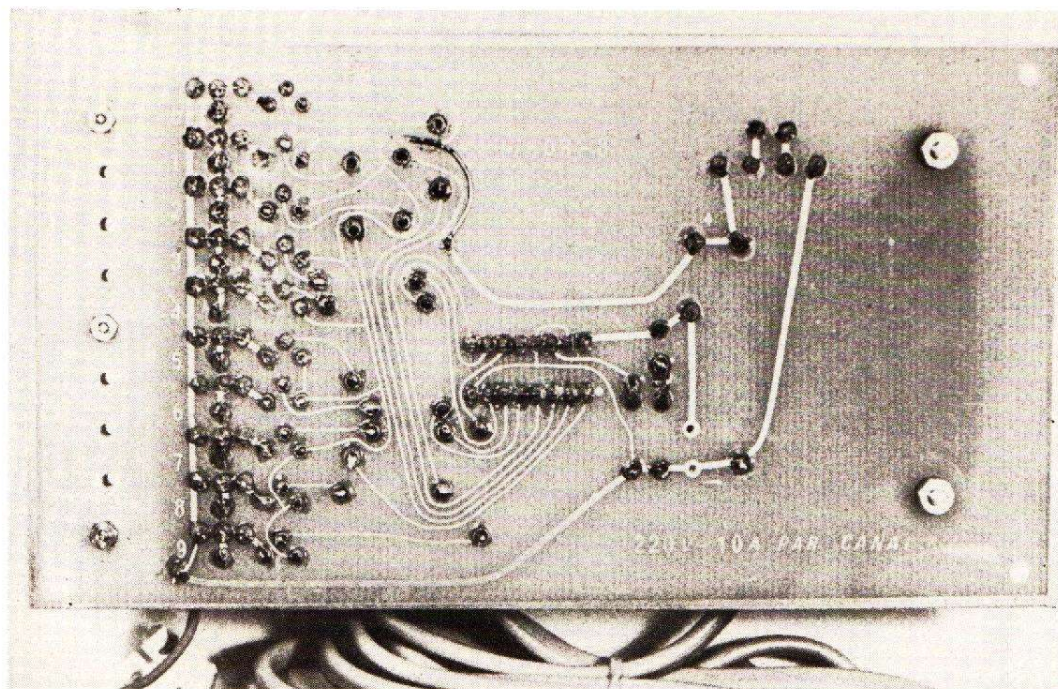


Photo 2

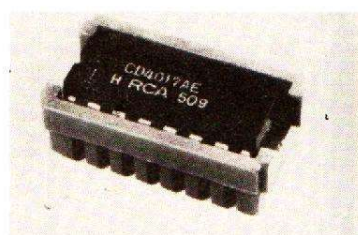


Photo 3

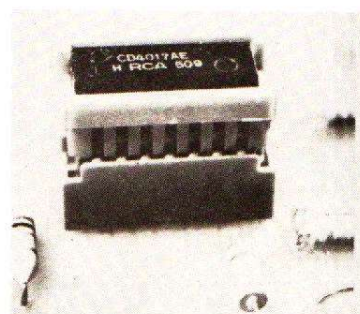


Photo 4

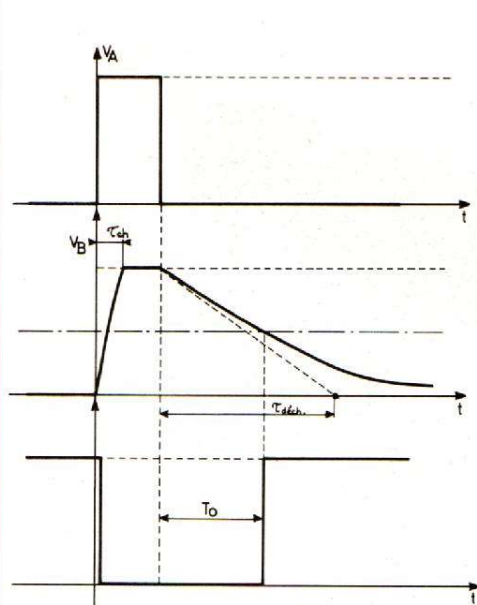


Fig. 5

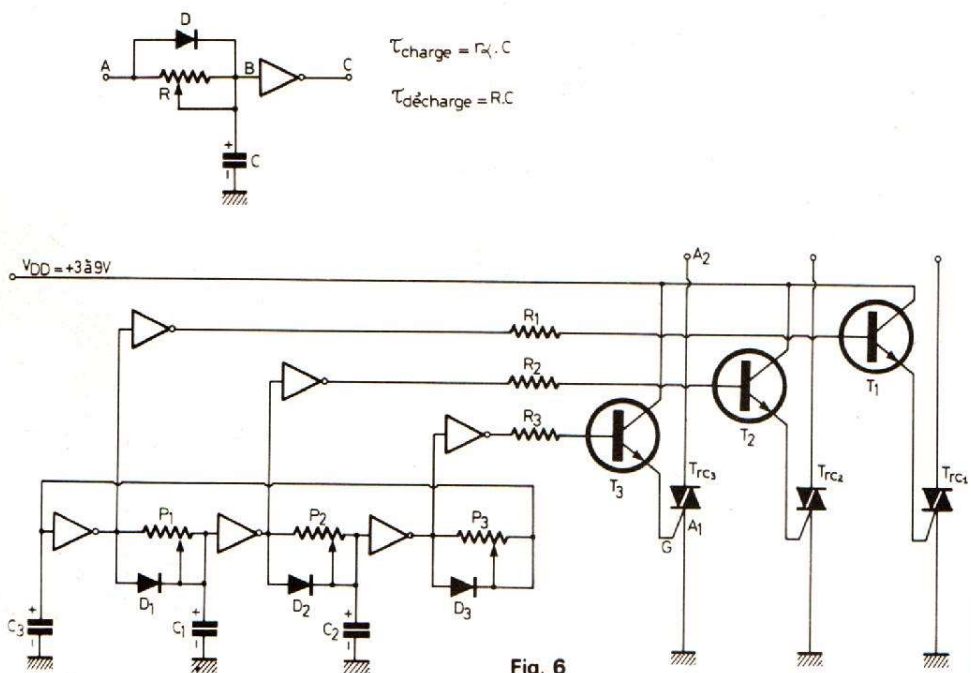


Fig. 6

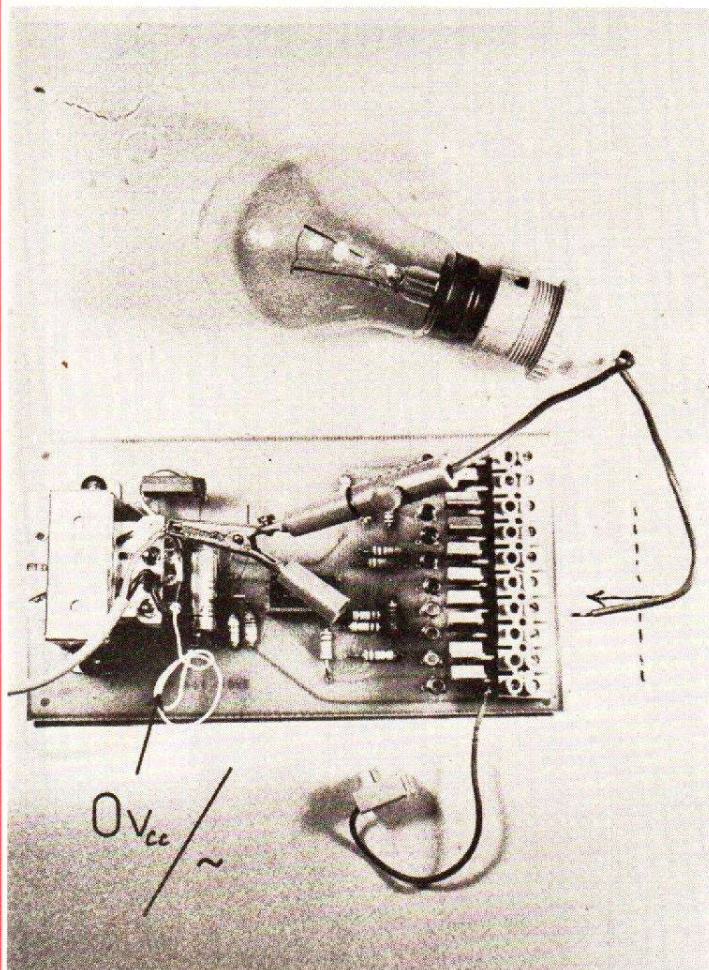


Photo 7

lampe entre les dominos et l'autre borne de 220 V. Si votre ampoule est « vue » par la photodiode aussitôt allumée, elle s'éteindra. La commande est passée au triac suivant, dans l'ordre de la numération. Pour vous en assurer, mutez l'ampoule. Il y aura une impulsion de lumière et de nouveau changement de triac. De proche en proche vérifiez que tous vos 10 triacs sont bien câblés et que la boucle se ferme (passage de 9 à zéro). L'engin est au point.

En fonctionnement nous avons constaté que les transistors de commande chauffent un peu. Pour y remédier doublez éventuellement la valeur des résistances de base. Ceci arrive aussi quand le transformateur choisi, fournit une tension trop grande.

Les triacs, dans une application en chenillard, n'ont pas le

temps de chauffer, car ils dissipent chacun pendant 1/10^e du temps, nous les avons utilisés sans radiateur.

LISTE DES COMPOSANTS

D_z : Zener 9 V 1
 R_z : 5 à 15 k Ω
 C : 1000 μ F / 15 V
 C_1 : 2,7 nF
 R_{10} : 4,7 M Ω
 R_{11} : 10 M Ω
 R_0 à R_9 : 15 k Ω
 T_0 à T_9 : 2N 2222 ou un NPN 15 V/100 mA
 T_{rc0} à T_{rc9} : GE SC 146D
 Transformateur : 6,2 V efficace/100 mA
 PD : OAP 12
 Pont redresseur : BV 179 ou équivalent

André DORIS

Lettre ouverte à ceux qui pensent que le casque est un accessoire superflu

Vous voulez vivre intensément votre univers musical. Mais... Vous êtes loin d'utiliser toutes les capacités de votre chaîne.

Dynamiser votre chaîne avec un casque Koss

Les exigeants, les connaisseurs en Hi-Fi parlent toujours d'une certaine forme d'émotion en écoutant un casque Koss. Le "fameux son Koss" sur "coussin d'air" est d'une qualité, d'une subtilité et d'une rigueur qui ne se partagent pas. L'écouter une seule fois, c'est être séduit.

Ne vous y laissez pas prendre : Koss, c'est bien plus qu'un casque.

En connaisseur averti et responsable, faites corps avec votre musique, entrez en plein cœur du son Koss. Faites-en votre nouvelle planète. Koss, c'est le naturel du son, la légèreté, la mobilité, la sincérité, la puissance, l'intensité que vous voulez, à l'heure que vous voulez.

Faites vos comptes : le son Koss égal ou supérieur des enceintes... Pour un cout 15 fois moins élevé.

Les différents modèles Koss offrent, quelque soit votre chaîne, des performances et un confort exceptionnel. Plus de 15 modèles à partir de 125 F ttc, d'une isolation phonique quasi parfaite, qui n'ait encore jamais pu être obtenu avec des casques aussi légers.

Du plus simple au plus sophistiqué, chaque casque Koss libère la pleine dimension du son Koss.



Nouvelle génération des casques Koss : K 125, K 135, K 145.

KOSS

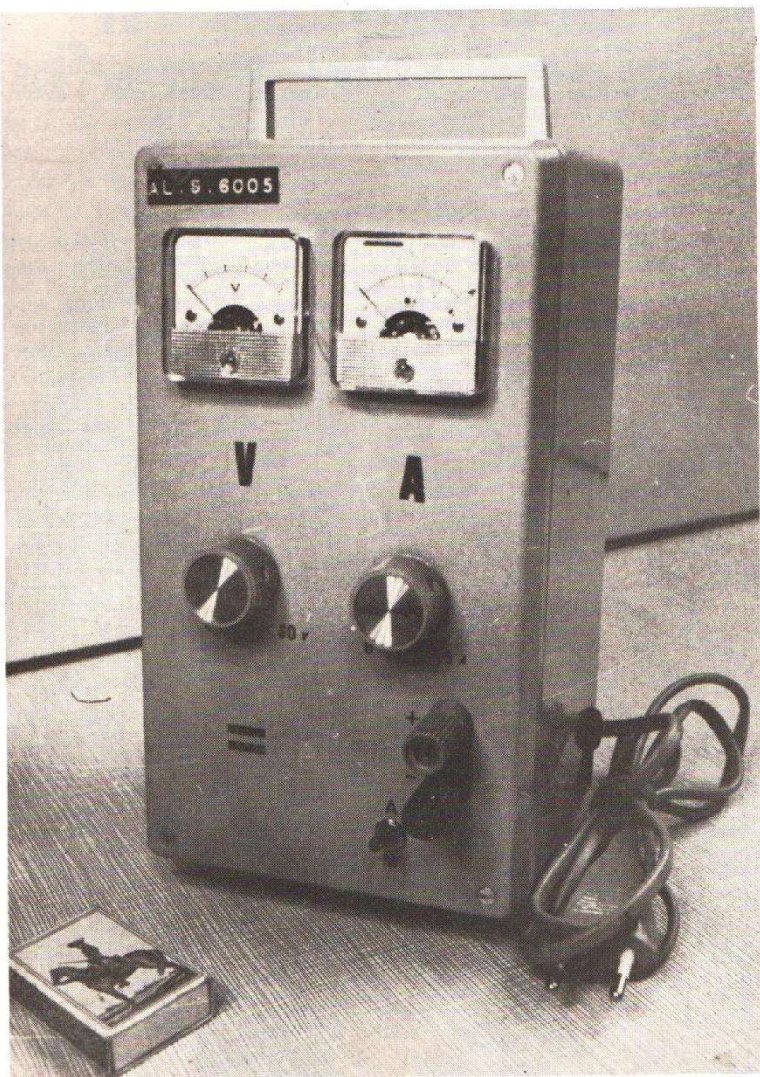
Les inventeurs du casque stéréophonique

B

documentation sur demande à
 KOSS - SENIA 525 - 94577 RUNGIS-CEDEX - TÉL. : 677.04.56

ALIMENTATION STABILISEE

REGULEE EN TENSION ET EN COURANT A UN THYRISTOR



L'ALIMENTATION que vous présente la photo ci-dessus est un monstre. Elle stabilise 60 V, 5 A comme 1 V, 5 A sans effort, sans chauffer nulle part. En fonctionnement vous pouvez la ranger dans votre bibliothèque. C'est la puissance tranquille. Pourquoi ? Parce qu'elle utilise comme élément régulateur un seul et unique thyristor. Dans les cas habituels, les transistors « balast » utilisés pour la régulation prennent sur eux le trop de puissance. Il y a déga-

gement de chaleur. La figure 1 vous permet de faire une comparaison entre cette alimentation et les autres. Dans le cas classique il y a gachis d'énergie. La puissance P, au redresseur, est la même, quelle que soit la tension de sortie. Remarquons également deux condensateurs de forte valeur nécessaires, C₁ et C₂. L'échauffement du balast demande des radiateurs. Pour réguler 60 V/5 A il faudrait un radiateur soit refroidi à l'eau, soit de la taille d'une boîte à chaussures. Or, en utilisant le

procédé que nous allons décrire, la taille de l'alimentation toute entière ne dépasse pas le volume de deux berlingots de lait côte à côte.

Le thyristor est un dispositif de commutation qui fonctionne soit bloqué soit saturé, comme une diode. On pourrait, schématiquement l'assimiler à un contact. Si l'on ferme le contact au moment où la tension redressée passe par une valeur déterminée, cette valeur sera transmise à la sortie pratiquement sans intermédiaire. Si l'on varie

l'angle d'ouverture, α , sur la figure 2, nous allons faire varier la tension de sortie à volonté. D'ailleurs c'est le principe des gradateurs de lumière.

Or, pour en faire une alimentation stabilisée, il y a une petite complication. Nous voulons une tension de sortie - la mieux filtrée possible et non pas des morceaux de tension pulsée à 100 Hz. Cela implique une ouverture, à un angle différent, du thyristor. Pour obtenir 48 V à la sortie, par exemple, l'ouverture ne

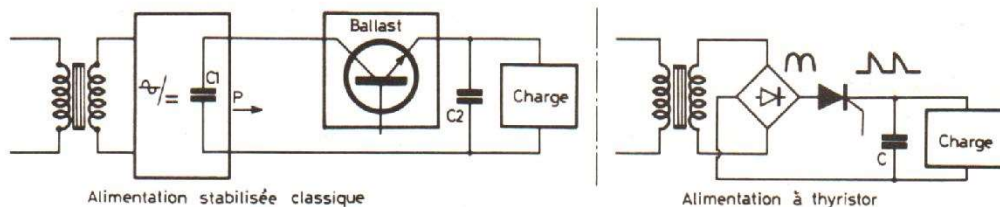


Fig. 1

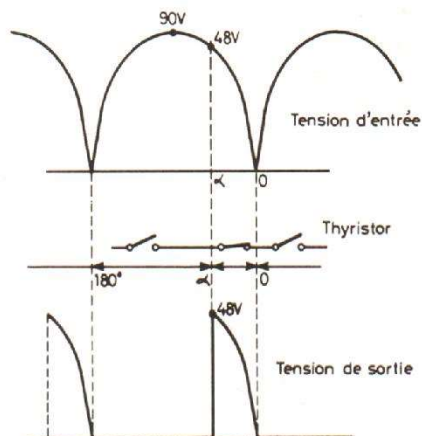


Fig. 2

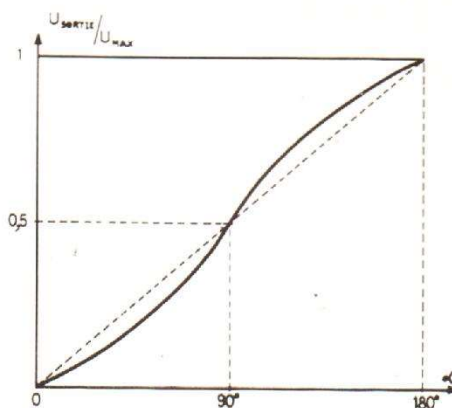


Fig. 3

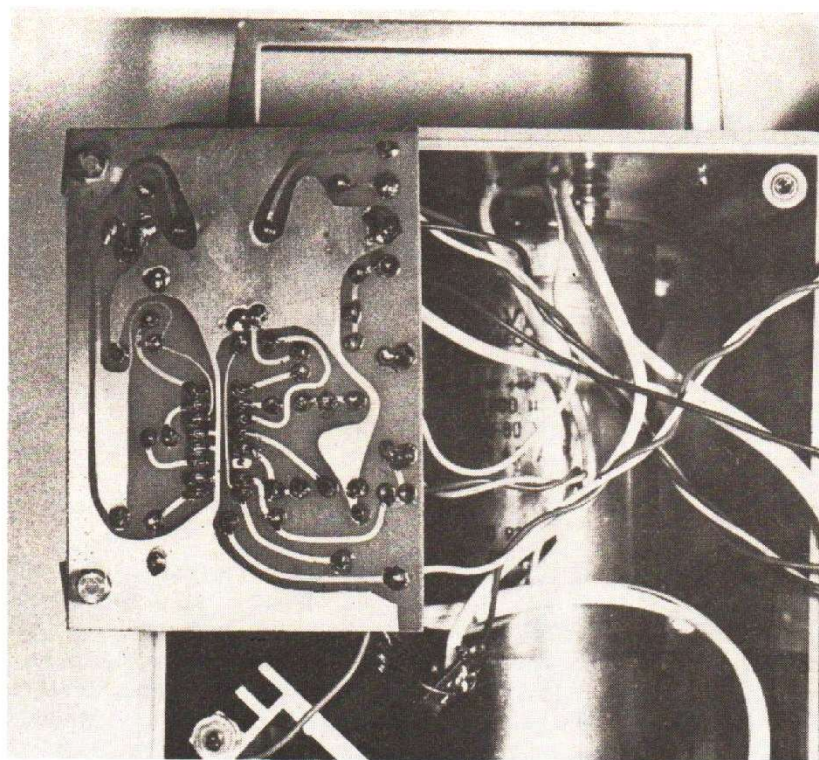


Photo 1. - Le circuit imprimé côté cuivre.

doit pas se faire au moment du passage par 48 V de la sinusoïde redressée, mais beaucoup plus haut, à une tension telle que la valeur moyenne, filtrée à condensateur en tête, soit de 48 V. La courbe universelle qui nous donne la valeur de la tension moyenne obtenue à divers angles d'amorçage est portée sur la figure 3. Elle est la représentation graphique de la fonction :

$$U_{\text{moy.}} = U_{\text{crête}} \cdot \frac{1}{\pi} (1 - \cos \alpha)$$

Donc, compte tenu de ces précautions, un régulateur à thyristor peut fonctionner et peut avoir comme stratégie soit une régulation de la tension, soit une régulation du courant de sortie.

Quelle est la puissance maximale dissipée par le thyristor ! Elle n'est que de $0,6 \text{ V} \times 5 \text{ A} = 3 \text{ W}$, quel que soit le régime. C'est la dissipation normale d'une diode en conduction.

Ce préambule technique aide à mieux comprendre la réalisation qui suit.

RÉALISATION

Pour la commande du thyristor nous avons utilisé un circuit tout prêt, le L120. Il est généralement destiné à la commande des moteurs ou à la régulation de charges continues de valeur déterminée - les lampes xénon en cinématographie.

Sans trop nous attarder sur le schéma-bloc de la figure 4, nous constatons qu'il y a dans ce circuit deux éléments essentiels, utiles à notre régulation : il y a d'une part, un détecteur de passage par zéro de la tension redressée, pulsée et, surtout, un générateur de rampe. En choisissant bien les condensateurs et résistances que le constructeur conseille on a pu obtenir une tension en dents de scie à 100 Hz, dont les zéros correspondaient aux zéros de la tension pulsée.

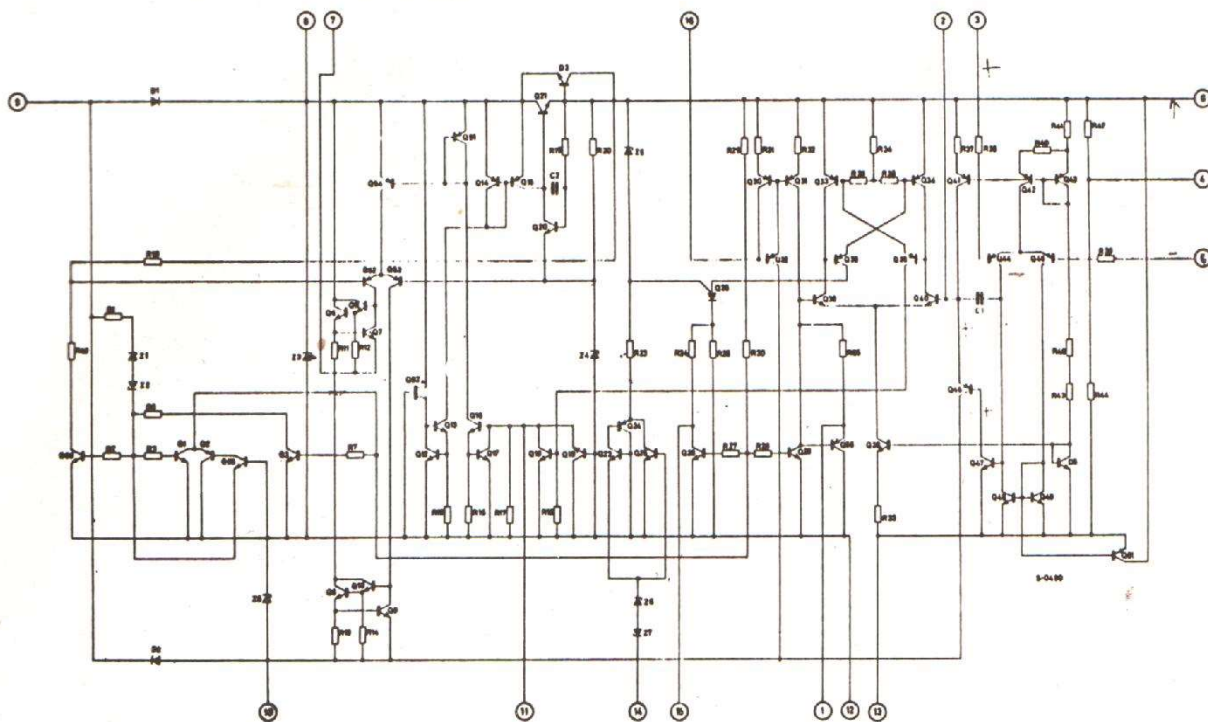


Fig. 4a

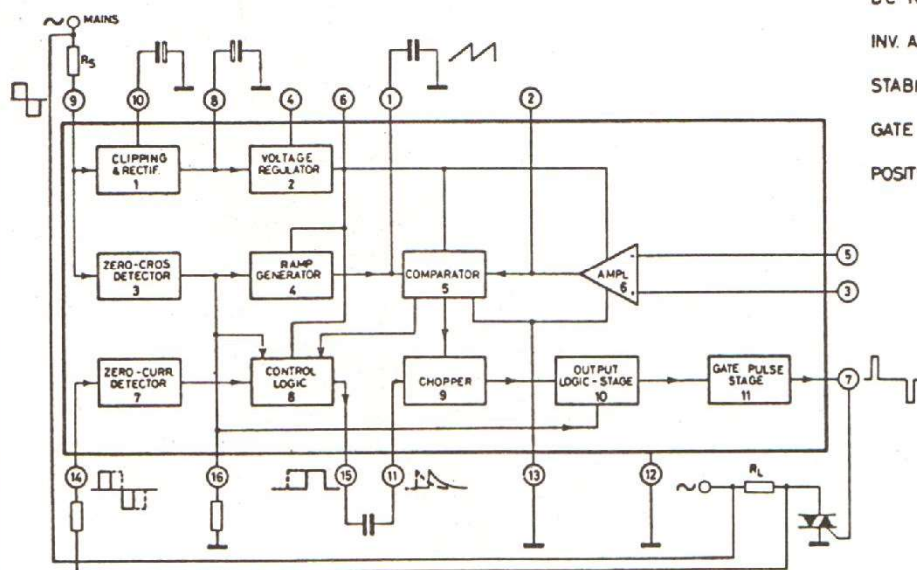
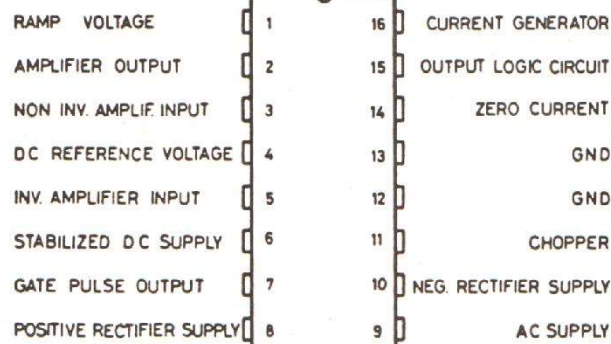


Fig. 4b



S-0404

Fig. 4c

Cette rampe nous est utile pour pouvoir « traduire » la tension pulsée en tension continue à la sortie, sur le condensateur de filtrage. En réalité une courbe en arcs de cosinus comme celle de la figure 3 aurait mieux fait l'affaire, mais la rampe est une assez bonne approximation. Dans tout régulateur nous

devons comparer deux valeurs « comparables » - deux tensions continues, par exemple. L'une d'elles est la valeur consigne et l'autre est une mesure. Le résultat de la comparaison est injecté sur le régulateur en lui disant « pas assez » ou « c'est trop ».

Notre tension de consigne est justement cette rampe. En

la comparant à la tension de sortie, il résulte, sur chaque demi-période du réseau une décision à prendre, comme le montre la figure 5. Par exemple, si on compare la rampe à une tension de sortie U_1 , au point d'intersection (1) la tension de sortie deviendrait plus petite que la tension de consigne qu'est la rampe. La

décision « chauffe Marcel » est prise et par basculement, le thyristor s'ouvre. Grâce à l'emploi de la rampe nous sommes sûrs de récupérer une tension continue U_1 à la sortie. Arrive le point « 0 ». A ce moment la rampe est à zéro, donc la tension de sortie est supérieure à la tension de consigne. Le thyristor doit res-

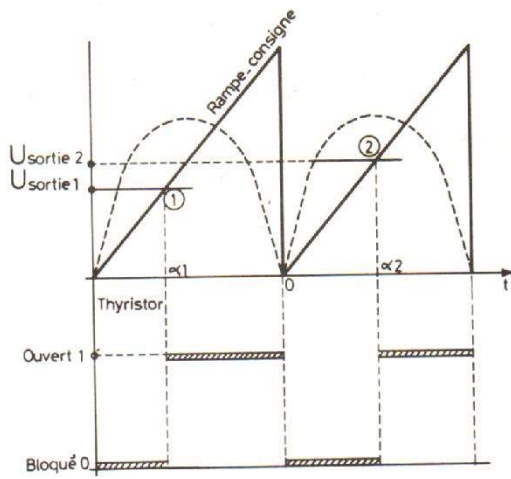


Fig. 5

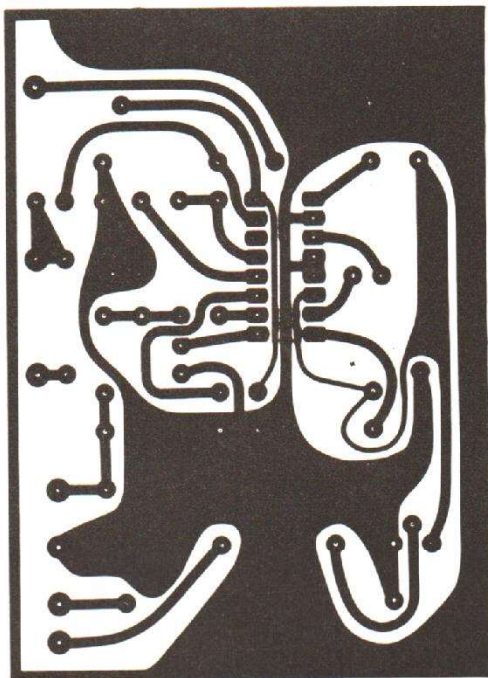


Fig. 7

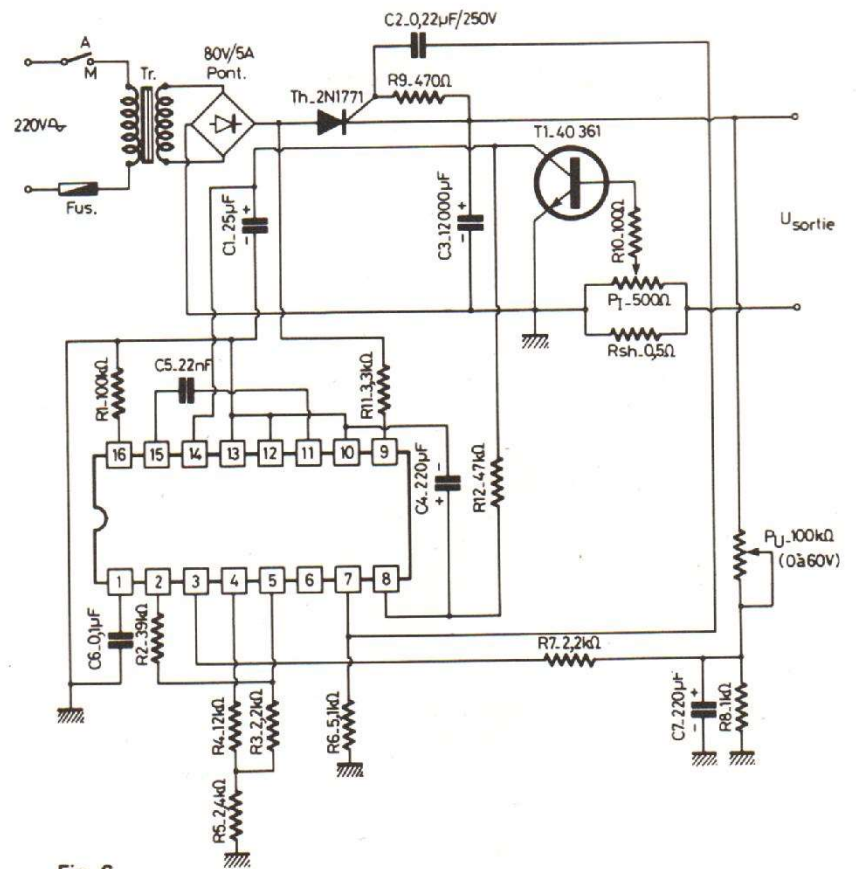


Fig. 6

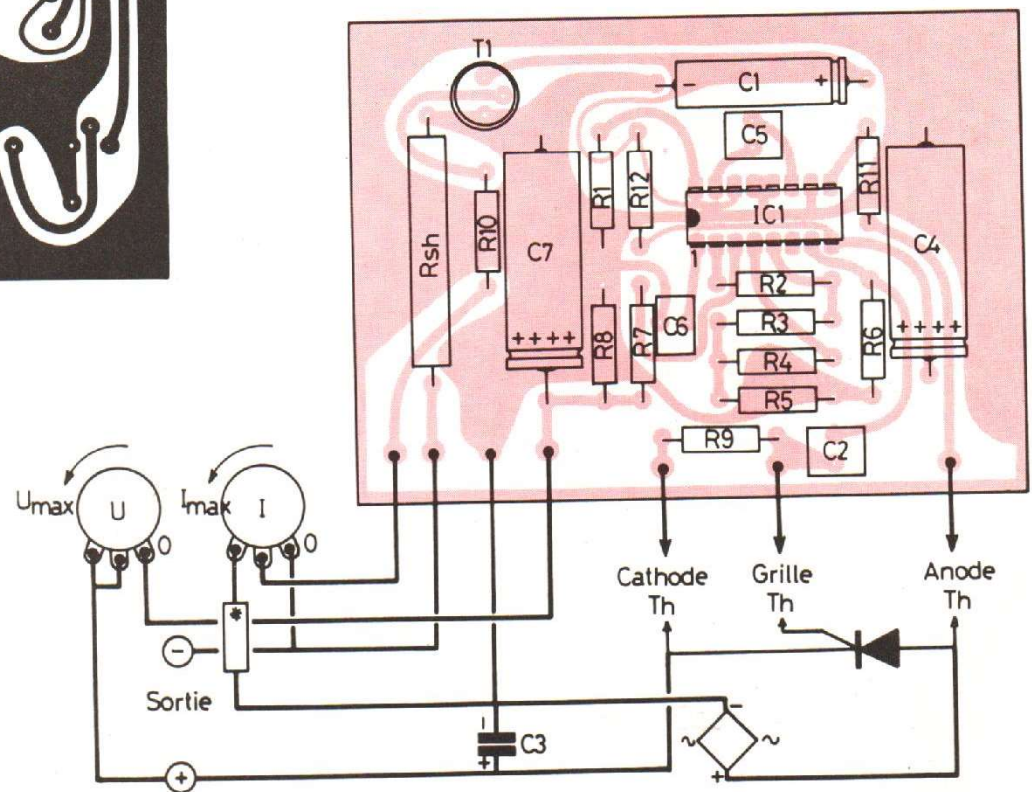


Fig. 8

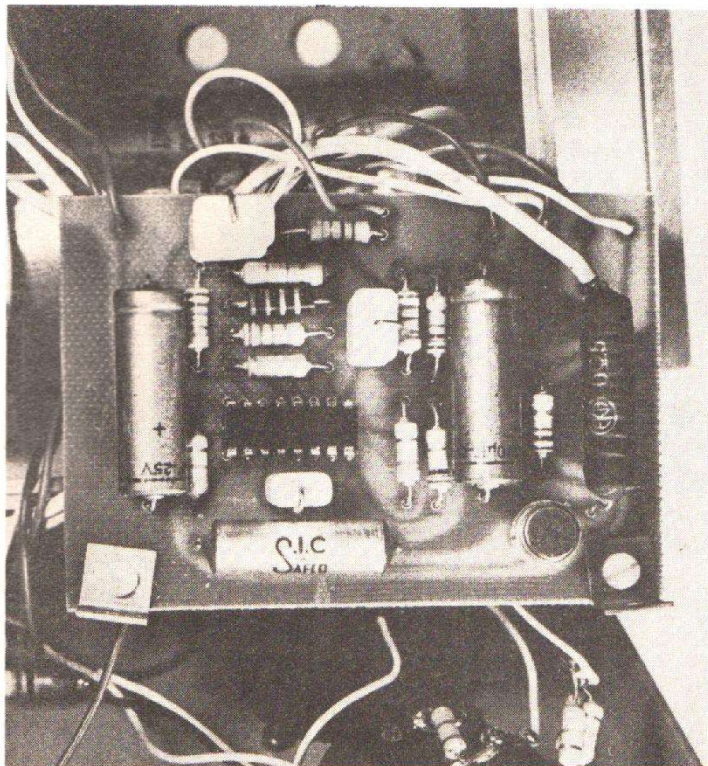


Photo 2. - Le circuit imprimé côté éléments.

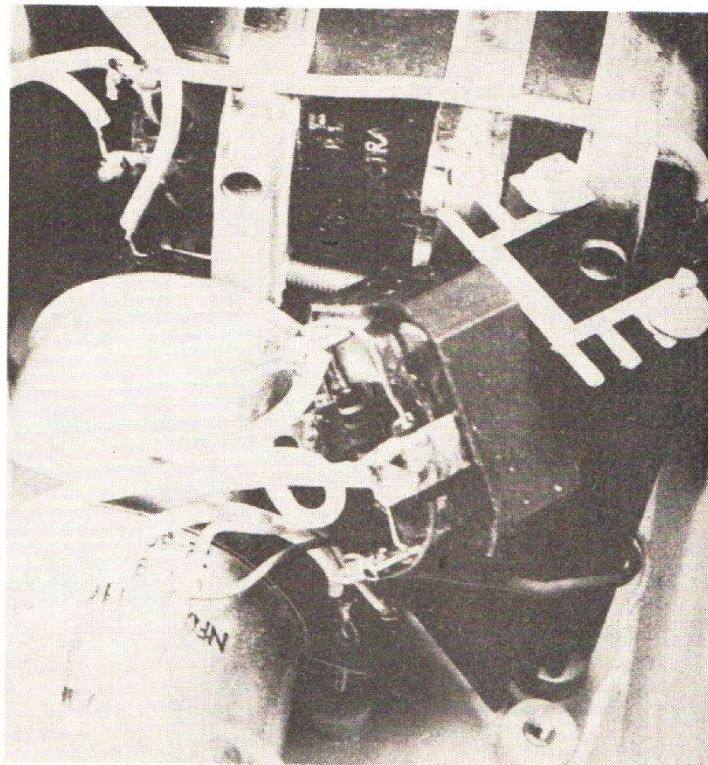


Photo 3. - Radiateur support du pont de diodes (remarquer la résistance de 47 k Ω).

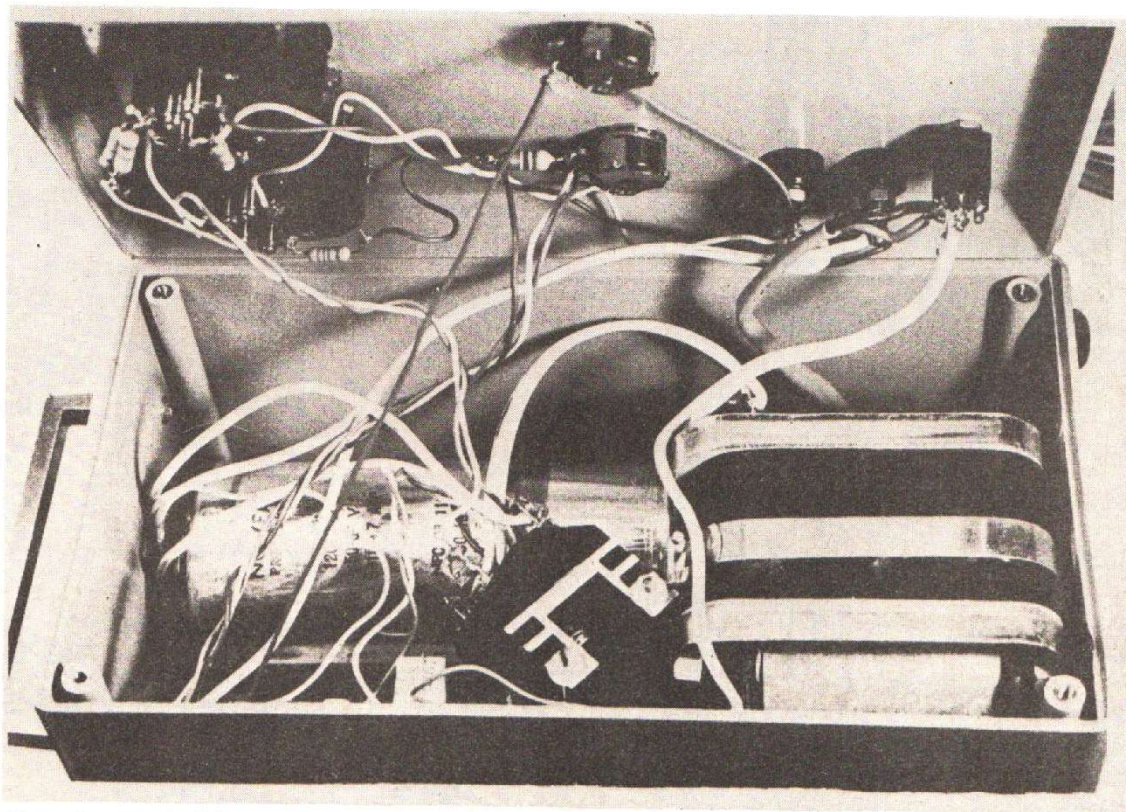


Photo 4. - Vue intérieure de l'alimentation.

ter bloqué. Supposons maintenant que la tension de sortie a varié sur les quelques millisecondes qu'a duré l'ouverture du thyristor. La charge, par exemple, aurait pu diminuer, nous donnant plus de tension récupérée sur le condensateur. A ce moment, il y aura changement d'angle d'ouverture. L'ouverture se fera en α_2 et comme nous pouvons le voir, le thyristor restera moins longtemps ouvert, laissant passer une moindre tension à la sortie. Il y a donc une régulation, qui amène la tension de sortie à une valeur consignée qui se situe, par exemple, en U_1 . Nous avons deux possibilités de régulation : soit en variant l'ampleur de la rampe - ce qui est difficile à obtenir et impossible du moment qu'on a choisi ce circuit intégré ; soit en variant la tension de mesure. Si U_1 représente 1/2, 1/4, etc., de la tension de sortie, pour une rampe constante on variera la tension régulée dans un rapport inverse.

C'est le rôle du potentiomètre P_U sur la figure 6, donnant le schéma d'ensemble de l'alimentation. Le groupe P_U , R_8 fractionne la tension de sortie pour la comparaison avec la rampe. La borne 5 du circuit intégré, qui est une entrée d'ampli-op. comparateur, reçoit une fraction de rampe que fixent les résistances R_4 et R_5 . Il y a une possibilité de régulation par ces résistances, que nous n'avons pas utilisées. La résistance R_2 contre-réactionne l'ampli-op et fixe un gain raisonnable, contre les oscillations.

L'autre entrée de l'amplificateur reçoit, à travers R_7 qui sert à l'équilibrage des courants de polarisation d'entrée (non négligeables) la tension de mesure, filtrée par C_7 .

Il y a une série de composants qui constituent la « cuisine » propre du circuit intégré pour la fabrication de la rampe et la détection des passages par zéro du réseau redressé, R_1 , C_6 , C_5 , R_{11} .

La régulation en courant est

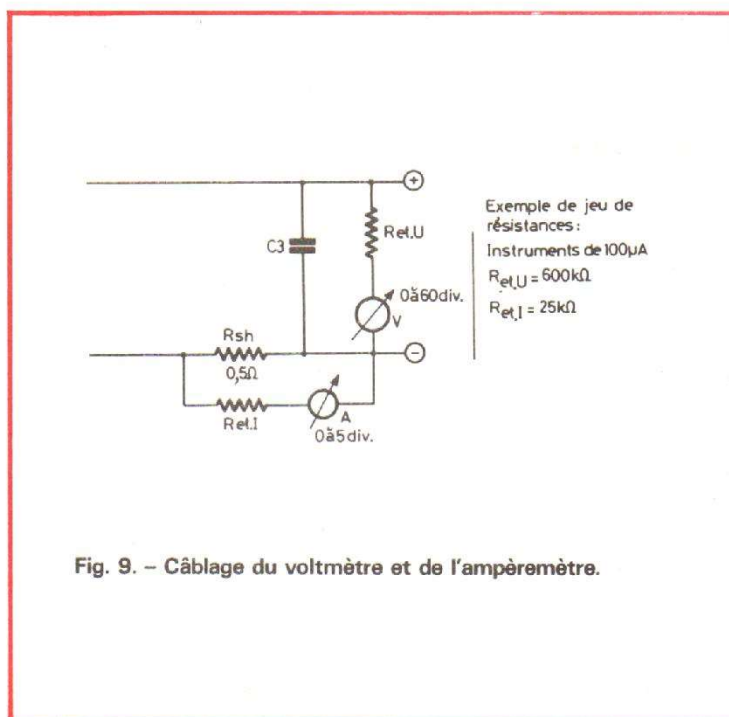


Fig. 9. - Câblage du voltmètre et de l'ampèremètre.

plutôt barbare, mais efficace. La résistance de shunt R_{sh} , qui doit supporter 5 A sans changer sa valeur, donne une tension non négligeable en fonction du courant. Le potentiomètre P_I la reçoit et le transistor T_I est « clampé » (commuté) si cette tension dépasse 0,5 à 0,6 V, représentant une tension base-émetteur normale pour un transistor au silicium. Pour ne pas abîmer le transistor en le commandant en tension, il y a une résistance de protection de base R_{10} . Le transistor met à genoux l'alimentation interne du L120 et par là - diminution de rampe et coupure à la juste valeur du courant.

Tout compte fait il y a moins de composants, mise à part l'absence de radiateur, que dans une alimentation ordinaire.

La figure 7 montre le circuit imprimé du côté cuivre. L'implantation des composants, ainsi que le schéma complet de câblage - en figure 8.

Les photos 1 et 2, montrant le côté cuivre et le côté pièces du câblage imprimé, vous aideront à retrouver, éventuellement, des détails qui vous manquent.

Les pièces les plus importantes de l'alimentation sont le

transformateur et l'unique condensateur de filtrage C_3 . Le radiateur que nous montre la photo 3 est presque surdimensionné. Nous avons eu beaucoup de mal à le photographier, tellement il est petit et caché.

MISE AU POINT ET RÉGLAGES

A part l'étalonnage des résistances du voltmètre et ampèremètre, il n'y a pratiquement aucun réglage à faire. Démarrez, après vous être assuré du bon câblage, avec les potentiomètres en position médiane. N'ayez pas peur de bien charger. L'appareil a plus de mal à récupérer la bonne tension, à vide, qu'en charge. A vide la consigne est respectée en quelques dixièmes de seconde au grand maximum.

Court-circuitez. Vous devrez obtenir un arrêt franc - tension de sortie nulle pendant quelques fractions de seconde. Réglez le courant.

L'unique défaut de cette alimentation est l'ondulation résiduelle d'environ 0,2 V/60 Vc.c. à la sortie. On obtient mieux par les transistors balast. Les montages en

CMOS sont donc à éviter. Restent tous les autres montages de puissance.

André DORIS

N.D.L.R. - La résistance marquée * sur la figure 8 et qui ne figure pas sur le schéma de principe de la figure 6 a une valeur de 100 Ω , 1/2 W. Elle est nécessaire au maintien d'une limitation à courant maxi de 5 A. En son absence, il n'y aurait pas de limitation de courant.

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : 100 k Ω 1/2 W 10 %
 R_2 : 39 k Ω
 R_3 : 2,2 k Ω
 R_4 : 12 k Ω
 R_5 : 2,4 k Ω
 R_6 : 5,1 k Ω
 R_7 : 2,2 k Ω
 R_8 : 1 k Ω
 R_9 : 470 Ω
 R_{10} : 100 Ω
 R_{11} : 3,3 k Ω
 R_{12} : 47 k Ω
 C_1 : 25 μ F/50-60 V électrolytique
 C_2 : 0,22 μ F/250 V papier
 C_3 : 12 000 μ F/60-70 V ; 4,7 A eff. électrolytique de puissance
 C_4 : 220 μ F/15-20 V électrolytique
 C_5 : 22 nF/papier, 15 V
 C_6 : 0,1 μ F/papier, 15 V
 C_7 : 220 μ F/15-20 V électrolytique
 T_1 : 40361 - RCA
Th : 2N1771 - SESCO
CI - L120
Pont de diodes : 80 V/5 A
 P_U : 100 k Ω , arith.
 P_I : 500 Ω , arith.
 R_{sh} : 0,5 Ω ; 1 %, 10 W
Tr : transfo 220/48 V eff., 5 A eff.

LES LASERS

LES CIRCUITS INTEGRES OPTIQUES

L'INVENTION du transistor en 1947, a profondément bouleversé les industries liées à l'électronique : celles de l'informatique, de l'automatique, des télécommunications en particulier. L'introduction des circuits intégrés, rassemblant dans un faible volume de matériau semiconducteur, des milliers de transistors a permis de créer des systèmes plus compacts, plus rapides, plus fiables et moins chers.

Une évolution très similaire

(fig. 1) s'est produite en optique : après la mise au point du laser, voici une quinzaine d'années, la découverte de dispositifs opto-électroniques (diodes électroluminescentes, diodes laser) et leur développement ont permis d'envisager la réalisation, à court terme, de systèmes de télécommunications optiques. A plus long terme, il est possible de concevoir un ensemble complet de transport d'informations utilisant des fibres optiques et dans lequel les dif-

férentes fonctions (émission, modulation, multiplexage, démultiplexage, amplification, réception) seront remplies par des circuits intégrés optiques (fig. 2).

UNE OPTIQUE À GUIDES

Harold Osterberg est le « père de l'optique intégrée ». En collaboration avec L. W.

Smith, il utilisa dès 1964 un faisceau optique non-cohérent pour transmettre des images à la surface d'une feuille de verre.

Les travaux de recherches relatifs à l'« optique intégrée » ne débutèrent réellement qu'en 1968, dans quelques laboratoires très spécialisés : les Bell Laboratories, d'University of Washington, la California Institute of Technology et chez I.B.M. Une douzaine de chercheurs au total, s'intéressaient alors à cette

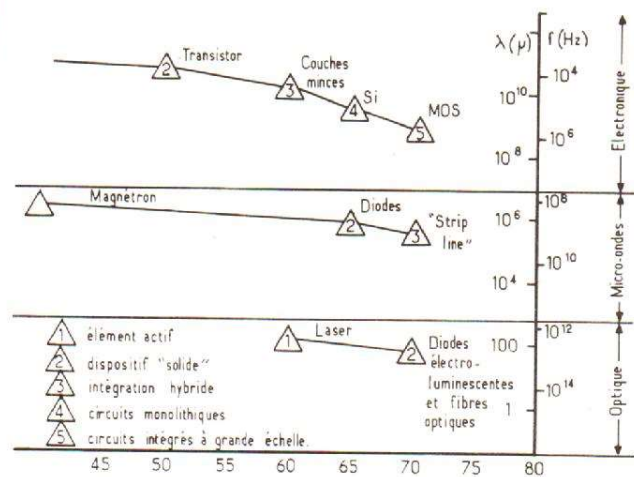


Fig. 1. — Trois disciplines se partagent le secteur industriel de traitement et de la communication des informations : l'électronique basse-fréquence, les hyperfréquences et l'optique. Chacune de ces disciplines est concernée par une plage bien définie de longueurs d'ondes et de fréquences des signaux. Les évolutions technologiques de ces disciplines se ressemblent.

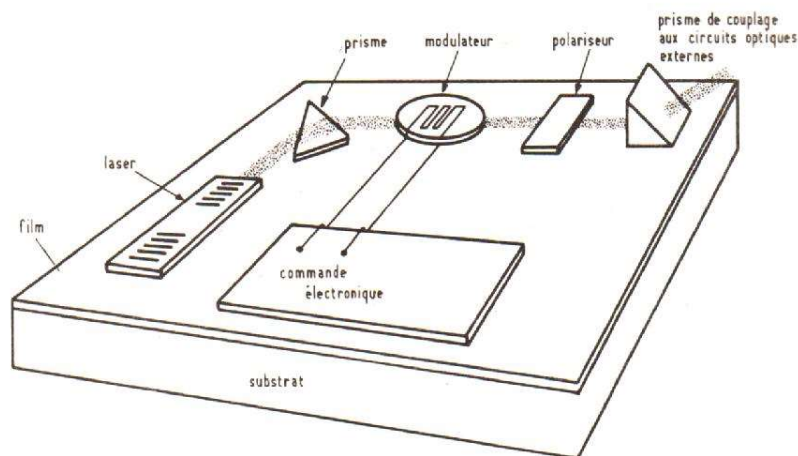


Fig. 2. — Un circuit optique complet comprend une source optique, un jeu de prismes et de miroirs, un modulateur commandé par un boîtier électronique, enfin un prisme de couplage du circuit avec les circuits extérieurs. Tout le circuit pourrait être réalisé en technologie « intégrée ».

discipline. Rapidement cependant, d'autres chercheurs, d'autres laboratoires consacreront davantage d'efforts de recherches à l'optique intégrée et, lorsqu'en janvier 1972 fut organisé le premier symposium consacré aux circuits intégrés optiques quelque 150 chercheurs, venant de 11 pays, participèrent aux conférences données à cette occasion. Aujourd'hui, de nombreux laboratoires universitaires et industriels travaillent sur les circuits optiques intégrés : parmi ceux-ci figurent en France, les laboratoires du Centre National d'Etude des Télécommunications (CNET) et ceux de Thomson-C.S.F.

Le composant de base le plus simple que l'on puisse considérer en optique intégrée est le guide d'onde plan, constitué d'une couche mince d'un diélectrique transparent d'épaisseur mesurable en longueur d'onde optique, déposée sur un substrat d'indice plus faible. La lumière se propage dans cette couche par réflexion totale sur les parois suivant des angles discrets, qui correspondent aux différents modes de propagation

possibles dans ce guide (fig. 4).

Les sources de lumière, pour les guides d'onde plans peuvent être des lasers miniaturisés. Un « coupleur » sert à injecter le faisceau laser dans le film : plaçons par exemple, un prisme (fig. 4) à proximité de la couche mince diélectrique dans laquelle on désire injecter la lumière et envoyons un fin pinceau laser dans le prisme ; tel qu'il est monté, il se produit des réflexions totales dans le prisme, de sorte que la lumière sort du prisme par sa face d'entrée : le faisceau laser n'a donc pas été injecté directement dans la couche mince. Néanmoins, observons de plus près comment se déplace une onde lumineuse : au niveau microscopique, sa trajectoire peut être considérée comme un volume dont les bords ne sont pas bien nets ; les bords de ce volume sont « flous » et l'onde « s'évanouit » dans l'espace qui entoure la trajectoire. On dit pratiquement qu'il y a une « onde évanescente » autour de la trajectoire du faisceau laser ; dans l'espace situé autour du prisme où la réflexion totale se

produit, existe également une onde évanescente ; si l'incidence du faisceau laser pénétrant dans le prisme est convenable, l'onde évanescente, qui baigne aussi la couche mince, va pouvoir s'y propager. Il y a eu, dès lors, un couplage optique entre le prisme et la couche mince.

Le phénomène inverse peut aussi se produire : si une onde lumineuse se propage dans une couche mince, elle est accompagnée d'une onde évanescente sur ses bords ; un prisme situé à proximité de la couche mince pourra capter cette onde évanescente.

La lumière se propage, dans la couche mince, comme dans une fibre optique, par une succession de réflexions totales sur les parois. Considérons une onde se propageant dans un guide d'épaisseur $2d$ et d'indice n_1 supérieur à l'indice n_0 du matériau voisin (fig. 5) ; la propagation n'est possible que dans la mesure où deux points x et x' de la trajectoire en zig-zag, séparés par deux réflexions successives, sont en phase, ou déphasés d'un multiple de 360 degrés ; si ce n'est pas le cas, les ondes s'ajoutent

(mais attention, non au sens arithmétique de l'addition, mais au sens vectoriel), ce qui pratiquement signifie qu'il n'y a plus de propagation. En fait, il n'existe qu'un nombre discret de valeurs d'angles d'incidence (ou de réflexion, ce qui revient au même) — du faisceau optique sur les surfaces S_1 et S_2 qui bordent un guide, pour lesquelles il y a effectivement propagation de la lumière. A chacun de ces angles correspond une trajectoire, chacune d'elles étant un « mode de propagation ». Chaque mode est caractérisé par une vitesse de propagation de la lumière.

L'onde évanescente, associée à l'onde dans le guide optique, se déplace dans le matériau voisin à la même vitesse que l'onde du guide. La profondeur de pénétration de l'onde évanescente dépend des indices des matériaux et des dimensions du guide d'onde.

C'est grâce à la possibilité de faire propager une onde dans un guide, et grâce à la présence d'une onde évanescente associée à celle-ci, que l'optique intégrée a pu être développée. Dans un système

de communication, à chaque mode de propagation correspondra un canal de transmission; pour exciter un mode particulier, il suffira d'introduire un faisceau laser dans le prisme coupleur suivant l'angle d'incidence convenable.

Dans une couche mince, d'un micron d'épaisseur, la lumière se réfléchit environ mille fois sur une distance de propagation d'un centimètre. Si les surfaces de réflexion ne sont pas parfaitement lisses et homogènes, des dissipations d'énergie lumineuse, par diffusion, se produiront à chaque réflexion totale. Si l'on désire que les pertes caractérisant le guide soient inférieures au décibel par centimètre, il est nécessaire qu'en chaque point de réflexion, les pertes soient elles-mêmes inférieures à 0,01 %; le niveau de pertes exigé est dix fois plus faible que celui mesuré avec les meilleurs miroirs utilisés dans la technologie des lasers. Pratiquement, pour que la propagation soit bonne, le guide devrait posséder un niveau de perfection technologique qui s'avère encore aujourd'hui difficile à atteindre.

**DES COMPOSANTS
OPTIQUES
INTÉGRÉS :
PRISMES,
LENTILLES...**

Les bases d'un circuit optique intégré sont maintenant établies : la lumière se propagera, suivant certains modes dans des guides; grâce à l'onde évanescente, des couplages sont possibles entre guides d'ondes. La vitesse de propagation dépend de l'épaisseur du guide : elle est d'autant plus grande que le guide est petit.

Un guide de petite épaisseur peut être connecté à un guide d'épaisseur plus grande par un guide intermédiaire d'épaisseur croissant de manière continue entre les

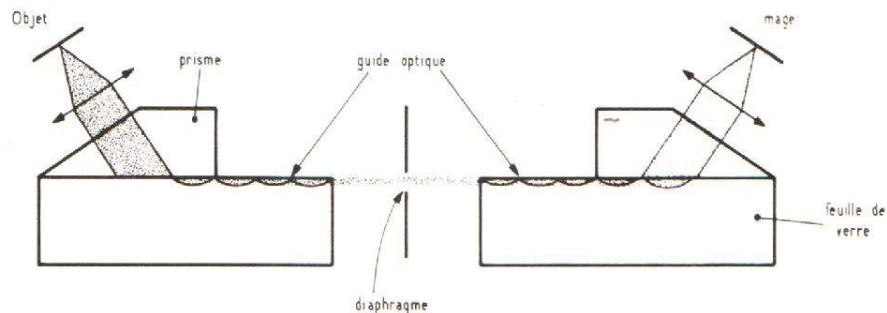


Fig. 3. - Le montage expérimental d'Harold Osterberg pour transmettre une image optique à la surface d'une feuille de verre.

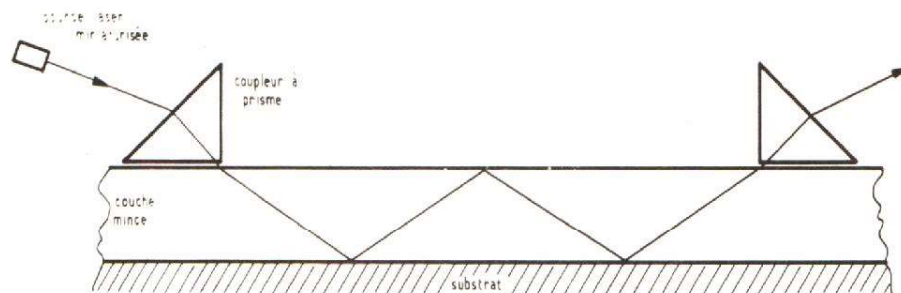


Fig. 4. - Un faisceau laser est introduit dans la couche mince diélectrique au moyen d'un prisme; l'indice de réfraction de cette couche est supérieur à celui du substrat ce qui permet la propagation de la lumière par une succession de réflexions totales.

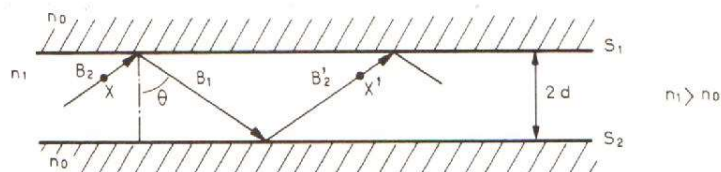


Fig. 5. - Guide d'onde formé par une couche d'indice supérieur aux indices des matériaux voisins. La propagation n'est possible que si deux points quelconques x et x' de la trajectoire, séparés par deux réflexions totales successives, sont en phase ou déphasés d'un multiple de 360 degrés.

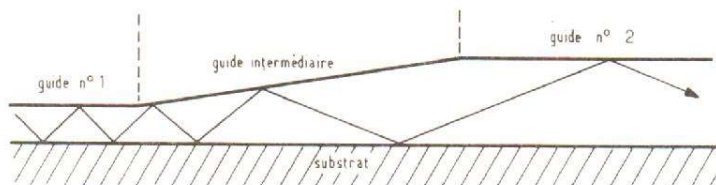
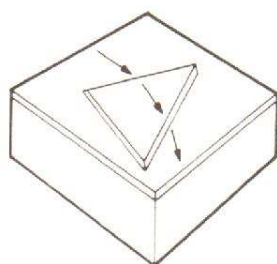
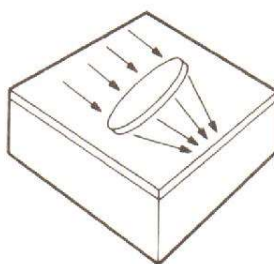


Fig. 6. - Il est possible de mettre bout à bout plusieurs guides d'onde d'épaisseurs différentes à condition de les relier par des guides intermédiaires dont l'épaisseur varie graduellement.



a) prisme



b) lentille

Fig. 7. - En faisant varier l'épaisseur d'une couche mince, on parvient à modifier la trajectoire initiale d'un faisceau optique : on reconstitue ainsi des composants optiques traditionnels.

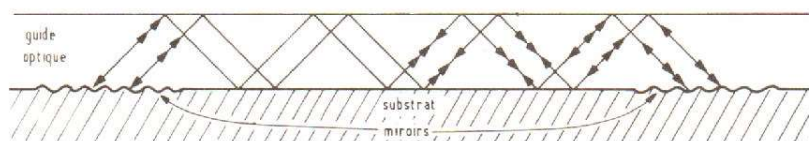


Fig. 8. - Un miroir en technologie intégrée peut être constitué par un réseau de diffraction, formé par exemple par 500 rainures dans le substrat, de 0,1 mm de largeur, et espacées l'une de l'autre par une demi-longueur d'onde. Ici deux miroirs sont placés de part et d'autre d'un guide optique ; si celui-ci renferme certains matériaux actifs luminescents, on pourra, de la sorte, réaliser un laser intégré.

PHOTO DE TITRE

Les futurs systèmes de télécommunication par laser contiendront des circuits intégrés optiques dont le rôle sera équivalent à celui des circuits intégrés électroniques des systèmes actuels de télécommunication. Ces circuits optiques seront chargés de réaliser des traitements d'informations optiques, par exemple au moyen de modulateurs électro-optiques en tantale-niobate de lithium. (Cliché R.C.A.).

épaisseurs des deux guides à relier ; la longueur de ce guide intermédiaire doit être relativement grande (plusieurs longueurs d'ondes) pour que le couplage entre les deux guides soit possible (fig. 6).

Dans le guide de grande épaisseur, la lumière va se propager moins vite que dans le guide de faible épaisseur ; or, dans les composants optiques discrets classiques (prismes, lentilles optiques), ce phénomène de variation de vitesse

de propagation n'est observé que lors d'une variation de l'indice du milieu de propagation. Dans un circuit optique intégré, une variation d'épaisseur correspond donc à une variation d'un indice fictif du milieu diélectrique (appelé « indice effectif »). Dans ces conditions, il est possible de reconstituer dans le circuit intégré optique, l'effet de composants optiques classiques tels que prismes ou lentilles (fig. 7) : comme la lumière se propage moins vite à travers un tel composant formé d'une couche plus épaisse que le guide optique qui l'entoure, le faisceau optique subit une réfraction lorsqu'il pénètre ou s'échappe de cette couche épaisse, tout comme dans un composant discret traditionnel.

... ET MIROIRS

De même, au moyen d'artifices spéciaux, il est possible de créer des miroirs au sein de circuits intégrés optiques. Il n'est guère possible d'utiliser un dépôt métallique, comme dans les miroirs conventionnels, car un tel dépôt aurait tendance à absorber la lumière plutôt que de la réfléchir. Par contre, on peut réaliser un réseau de diffraction, formé de rainures parallèles et régulièrement espacées, et qui se comportera comme un miroir (fig. 8).

Les réseaux vont prendre une place de choix dans les circuits intégrés optiques, car ils permettront de réaliser une foule de composants actifs ou passifs. Par exemple, deux réseaux-miroirs placés de part et d'autre d'un guide d'onde forment une cavité optique résonante ; si le matériau du guide est un matériau actif utilisé dans les lasers, l'onde qui se propage entre les deux miroirs sera amplifiée dans le guide. Le circuit réalisé sera lui-même un laser.

Marc FERRETTI

Sachons utiliser notre Oscilloscope

(Suite voir N° 1575)

IV - ETUDE DES FORMES D'ONDES

EN fait, il s'agit là de la vocation première d'un oscilloscope, et nous n'avons pas fait autre chose lorsque nous examinons les oscillogrammes des figures 4, 6, 7, 9 et 11, par exemple. Nous voudrions cependant montrer que, même dans le cas de signaux aussi simples que de prétendues sinusoïdes, l'utilisation minutieuse des

différents réglages de l'appareil peut apporter des informations fort intéressantes.

Nous prendrons pour exemples les oscillogrammes des figures 44 et 45. Tous deux sont pris à la sortie de générateurs BF réglés sur 100 kHz. Le premier générateur (fig. 43), est un modèle de marque connue (mais que nous taisons charitablement), répandu à des milliers d'exemplaires dans les établissements scolaires et même dans les universités.

En réglant, par retouches

successives, la vitesse de balayage et le cadrage horizontal de l'oscilloscope, nous avons pu centrer le sommet de la sinusoïde exactement sur l'axe vertical médian de l'écran, et étaler la période sur 6 divisions horizontales. L'examen de la courbe fait apparaître une dissymétrie importante entre les arches montante et descendante : il suffit, par exemple, de comparer les distances des points A et A', puis B et B', à l'axe de « symétrie », pour s'en convaincre. Ces déformations

trahissent un taux de distortion qui condamne le générateur pour toute autre application que des travaux pratiques d'élèves. L'acheteur éventuel d'un générateur sera bien avisé de tenter cette simple expérience avant de confier ses écus au premier venu !

A titre de comparaison, et toute modestie délibérément mise de côté, l'oscillogramme de la figure 45 montre le même signal, mais délivré cette fois par le générateur du mini-laboratoire réalisé par l'auteur, et dont la description

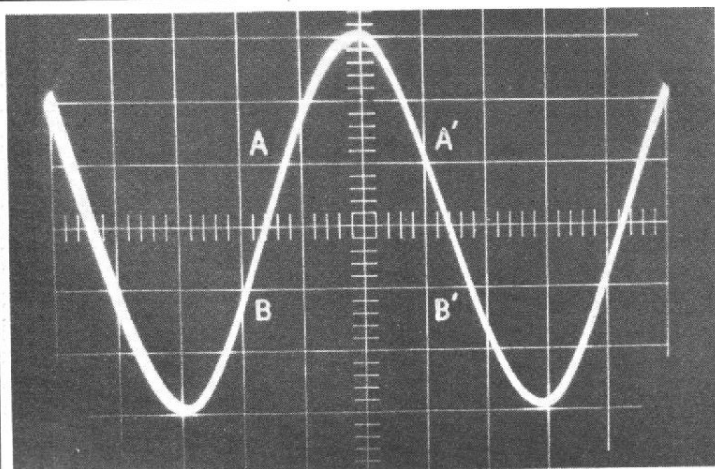


Fig. 44. - Une utilisation soignée du cadrage, de la vitesse de balayage, et de l'atténuation verticale, permet un examen précis de la forme de cette « sinusoïde ».

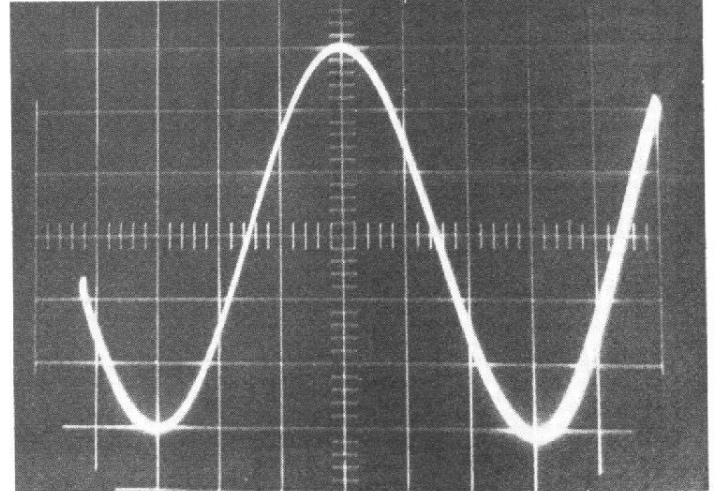


Fig. 45. - Ce deuxième générateur présente moins de distortion que le premier.

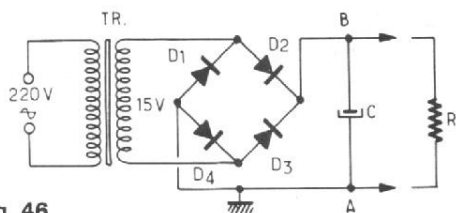


Fig. 46

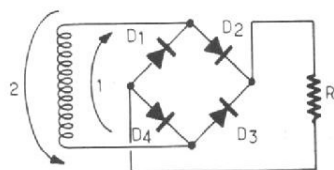


Fig. 50

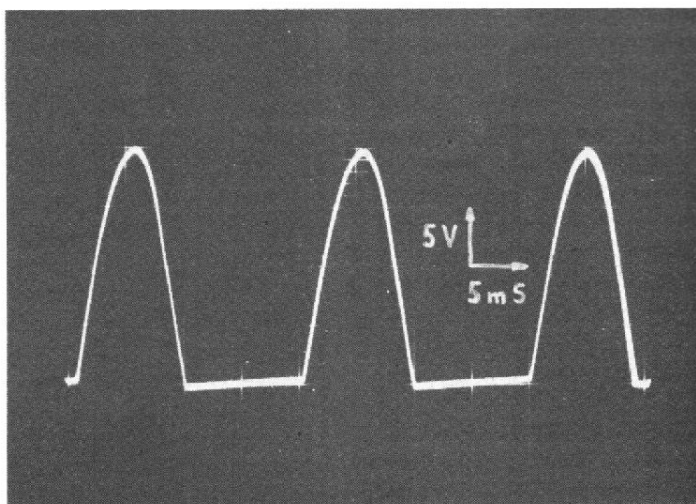


Fig. 49. - L'une des diodes du pont est en court-circuit

débutera prochainement dans cette revue.

Dans ces deux oscillogrammes, comme d'ailleurs dans tous ceux qui illustrent cette étude, les épaississements du tracé sur un des côtés de l'écran, résultent de la mauvaise correction d'astigmatisme dans le tube cathodique de l'oscilloscope utilisé (pourant, lui aussi, de marque mondialement réputée !).

V - ESSAIS D'UN ENSEMBLE DE REDRESSEMENT ET DE FILTRAGE

Toute alimentation, qu'elle soit ensuite, ou non, stabilisée, comporte d'abord une cellule

de redressement de la tension alternative, suivie d'une cellule de filtrage.

A titre d'exemple, nous examinerons le circuit très classique de la figure 46. La tension du secteur est abaissée, par le transformateur TR, à une valeur efficace de 15 volts. Le redressement s'effectue sous double alternance, par le pont des quatre diodes D₁ à D₄. Un condensateur électrochimique C assure le filtrage. Pour nos essais, nous avons simulé la charge en la remplaçant par la résistance R de 470 Ω. La tension de sortie étant, comme nous le verrons, de l'ordre d'une vingtaine de volts, ceci correspond à une consommation voisine de 40 mA.

Commençons par examiner

la forme de la tension entre les points A (masse du montage) et B, en supprimant le condensateur C. Si les quatre diodes sont en bon état, nous voyons apparaître l'oscillogramme de la figure 47. Chaque demi-alternance est redressée, la première par l'ensemble des diodes D₁ et D₃, l'autre par l'ensemble des diodes D₂ et D₄. La sensibilité verticale de l'oscilloscope étant réglée à 5 volts/division, on constate que l'amplitude des arches atteint 21 volts. Ce résultat est tout à fait normal car le transformateur travaille très loin de son débit maximal (1 A), et que la tension de crête est alors :

$$V_c = V_{ch} \times \sqrt{2} = 15 \times 1,4 = 21 \text{ volts}$$

Que se passe-t-il si l'une des diodes du pont est endommagée ? Nous examinerons d'abord le cas où une diode est coupée : pour simuler cet accident il suffit, par exemple, d'enlever D₃. A ce moment, une seule des deux alternances est redressée, et on observe l'oscillogramme de la figure 48. On remarquera l'égalité des temps (10 ms) entre chaque demi-alternance.

Le résultat diffère sensiblement si la même diode D₃, au lieu d'être coupée, se trouve en court-circuit. Nous avons simulé cet autre accident en remplaçant D₃ par un simple fil. L'oscillogramme observé est celui de la figure 49, où la portion d'alternance redressée devient plus courte que l'autre (7 ms contre 13 ms). En même

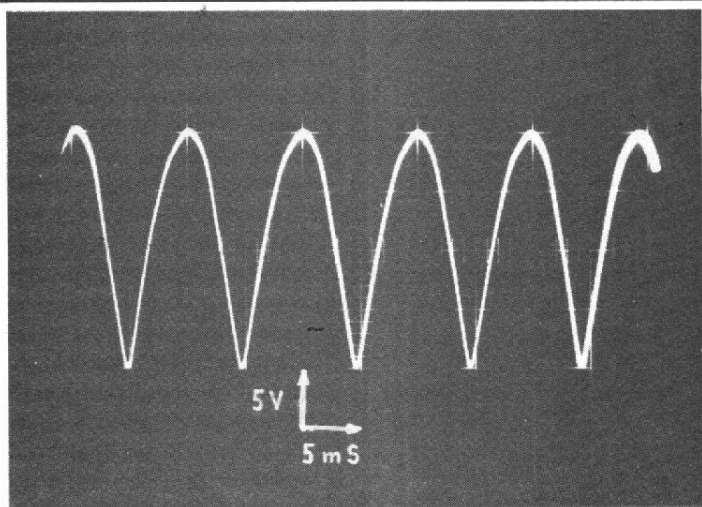


Fig. 47. - Tension de sortie dans un redresseur double alternance en bon état.

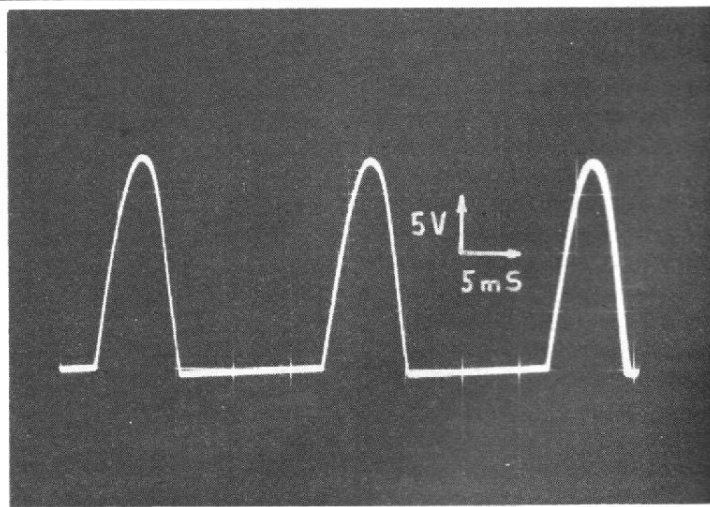


Fig. 48. - L'une des diodes du pont est coupée.

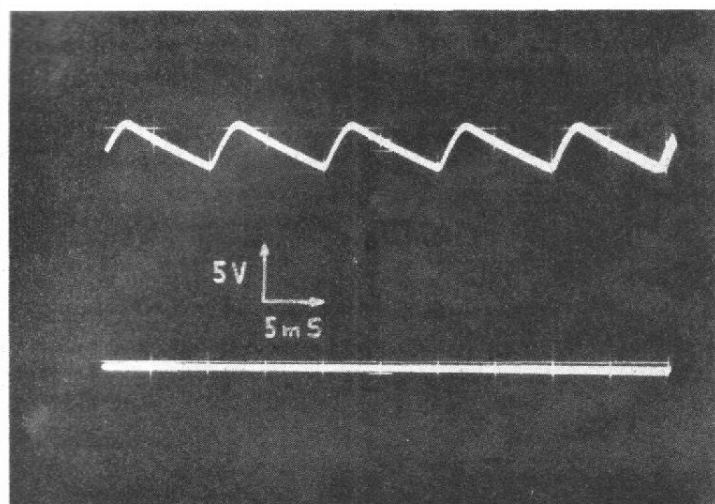


Fig. 51. - Taux d'ondulation important dû à un filtrage insuffisant.

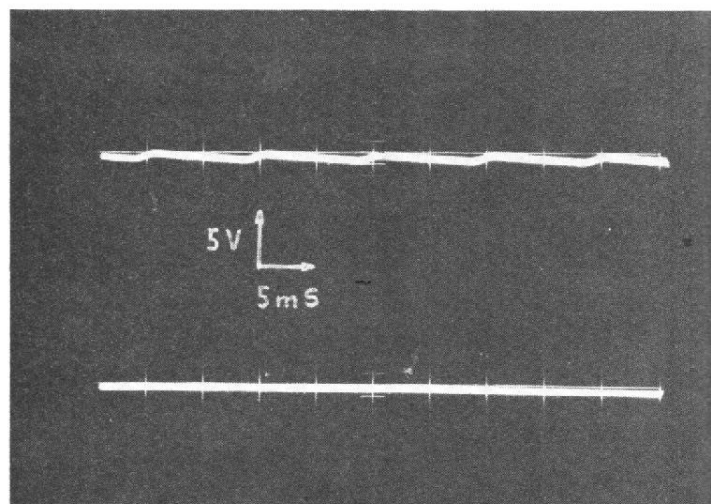


Fig. 53. - Le taux d'ondulation n'est plus mesurable en même temps que la composante continue.

temps, un voltmètre alternatif branché à la sortie du transformateur montre que la tension efficace tombe de 15 volts à 6 volts environ (ne pas prolonger l'essai car le transformateur chauffe).

On interprétera aisément ce résultat en se reportant à la figure 50, qui montre l'état réel du circuit examiné. Pendant la demi-alternance (1), le courant traverse D_2 , puis revient directement au transformateur à travers le court-circuit remplaçant D_3 , au lieu de traverser R. Le transformateur est donc presque en court-circuit (il ne reste que la résistance directe de D_2) pendant la moitié du temps, ce qui explique la chute de la tension efficace qu'il délivre. Pendant

la demi-alternance (2), le courant traverse R, puis la seule diode D_1 .

Reprenons maintenant le montage normal (quatre diodes en bon état), et branchons le condensateur de filtrage C. L'oscilloscope est réglé pour transmettre la composante continue, et sur l'oscillogramme de la figure 51, nous avons fait apparaître un trait horizontal qui matérialise le niveau zéro. Le condensateur C ayant alors une capacité de $47 \mu\text{F}$, l'oscillogramme, explicité par la figure 52, montre que la tension de sortie comporte :

- Une composante continue, d'environ 17 volts.
- Une composante alternative à 100 Hz, dont l'ampli-

tude atteint 4 volts (0,8 division).

En augmentant la capacité de filtrage, on accroît la composante continue, tandis que l'ondulation résiduelle diminue. L'oscillogramme de la figure 53 a été pris avec une capacité de $220 \mu\text{F}$: la tension continue atteint 18 volts, et l'ondulation résiduelle devient inférieure au volt.

Intérêt de la commutation continu/alternatif :

Dans ce dernier oscillogramme, la composante alternative est si faible qu'avec la sensibilité sélectionnée (5 volts/division), il n'est plus possible de la mesurer. Or, si on augmente la sensibilité, le spot sort de l'écran. Pour

mesurer l'amplitude de la composante alternative, il faudrait donc maintenant se débarrasser des 18 volts continus, et ne conserver que l'ondulation résiduelle.

C'est la raison pour laquelle tous les oscilloscopes dont l'amplificateur vertical passe le continu, sont munis d'une commutation dont le fonctionnement est analysé à la figure 54. Lorsque le commutateur K se trouve dans la position 1, l'entrée de l'amplificateur vertical se trouve raccordée directement aux bornes : la composante continue est transmise. Au contraire, dans la position 2, les signaux parviennent à l'amplificateur à travers le condensateur C, qui ne laisse passer que l'altern-

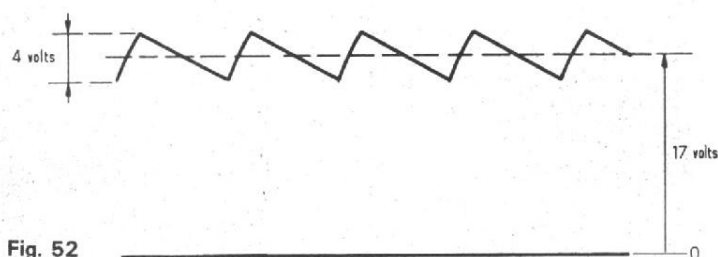


Fig. 52

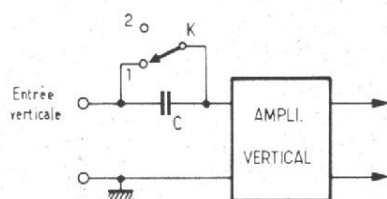


Fig. 54

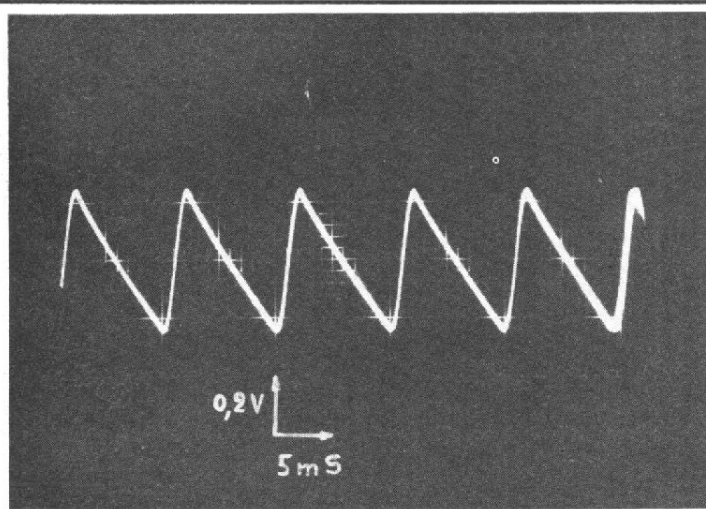


Fig. 55. - On élimine donc cette dernière, en commutant le sélecteur d'entrée sur « alternatif ».

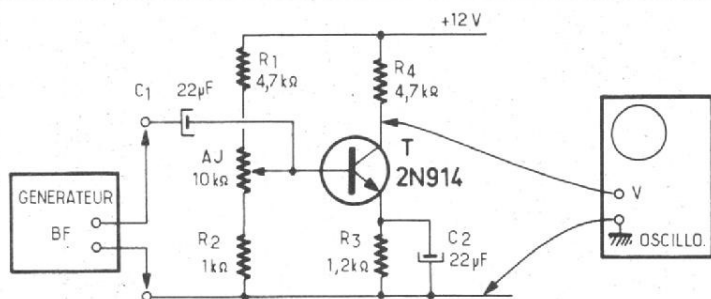
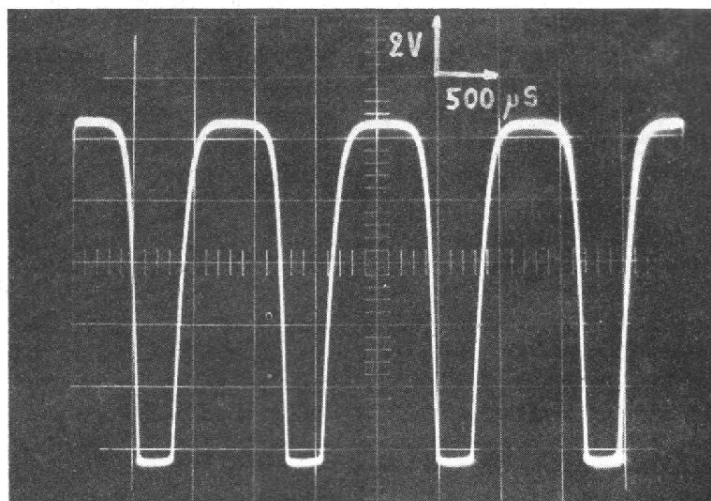


Fig. 56

Fig. 58. - Quand on augmente l'amplitude, l'écrêtage intervient simultanément sur les pointes positives et négatives.



tif. C'est dans cette deuxième position, et avec une sensibilité verticale de 0,2 volt/division, que nous avons pu observer l'ondulation résiduelle avec le condensateur de 220 μF, et mesurer son amplitude (0,5 volt), comme le montre l'oscillogramme de la figure 55.

VI - RÉGLAGE DE LA POLARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

Polariser un amplificateur, c'est choisir son point de fonctionnement moyen, donc les tensions et les courants continus au repos, en l'absence de

signal alternatif. Mais le choix de cette polarisation n'ayant finalement pour but que d'assurer, dans les meilleures conditions possibles (absence de distorsion) la transmission de tensions alternatives, il est particulièrement souhaitable d'effectuer la mise au point en régime dynamique.

L'amplificateur expérimental utilisé pour nos explications, utilise un seul transistor T de type 2N 914, travaillant en émetteur commun. En effet (fig. 56), la résistance d'émetteur R₃, de 1,2 kΩ, est découplée par le condensateur C₂ de 22 μF, qu'on peut assimiler à un court-circuit dès que la fréquence dépasse une centaine de hertz.

Le courant moyen d'émet-

teur, donc de collecteur, est imposé par la tension continue appliquée sur la base. Cette dernière est réglable, puisque le pont diviseur met en jeu les résistances fixes R₁ et R₂, et la résistance ajustable AJ.

Le signal sinusoïdal d'entrée, en provenance d'un générateur BF réglé sur une fréquence moyenne (environ 1 000 Hz), est appliqué à travers le condensateur C₁ de 22 μF. On examine les signaux de sortie en branchant l'oscilloscope entre le collecteur de T, chargé par la résistance R₄ de 4,7 kΩ, et la masse.

La tension d'entrée est d'abord ajoutée, sur le générateur, pour obtenir une sinusoïde de sortie de 2 volts crête

à crête, comme le montre l'oscillogramme de la figure 57, où on ne peut déceler aucune déformation. Quand on augmente l'amplitude de la tension d'entrée, celle de la sortie croît proportionnellement, jusqu'à ce qu'apparaisse l'écrêtage. Celui-ci doit intervenir simultanément sur les crêtes positives et négatives, comme à la figure 58. Sinon, il faut retoucher la polarisation en agissant sur la résistance AJ. La dissymétrie constatée dans les formes d'écrêtage (fig. 58) est liée à la non-linéarité des caractéristiques du transistor, pour les signaux de forte amplitude.

Les figures 59 et 60, obtenues en augmentant progres-

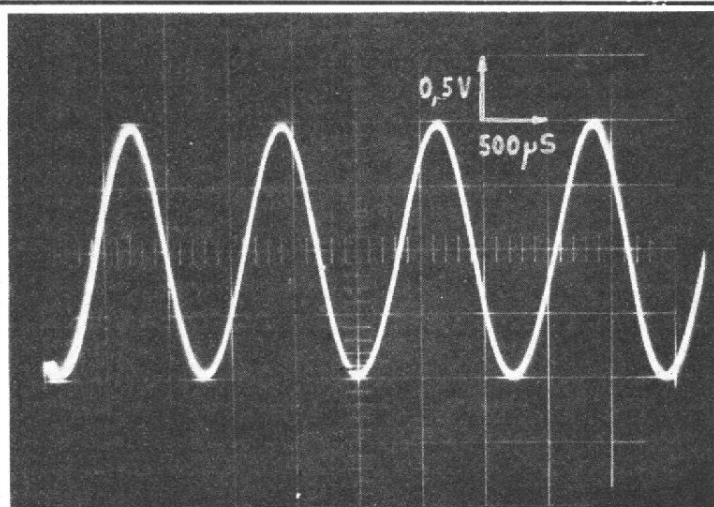


Fig. 57. - Absence de distorsion, pour de faibles amplitudes, dans un amplificateur convenablement polarisé.

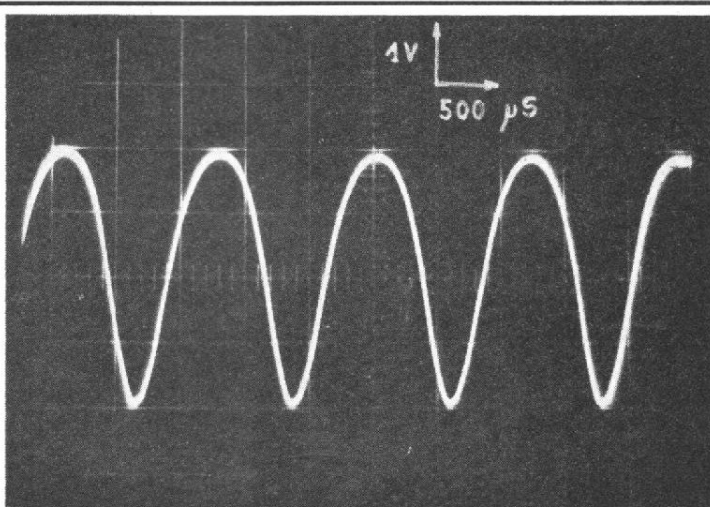


Fig. 59. - Par contre, une mauvaise polarisation se traduit par un écrêtage dissymétrique.

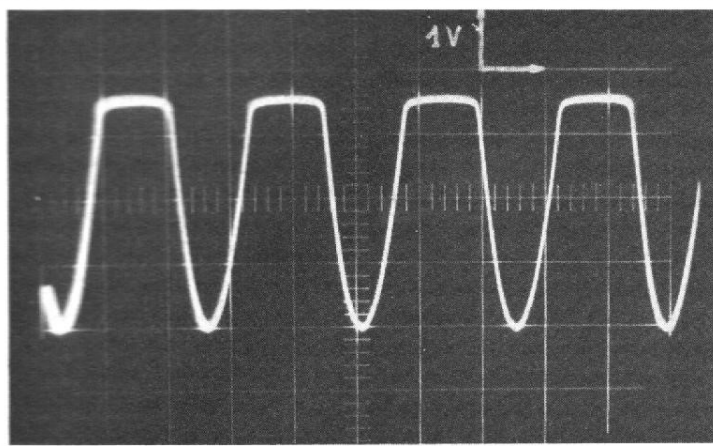


Fig. 60. - ... encore plus marqué dans ce cas.

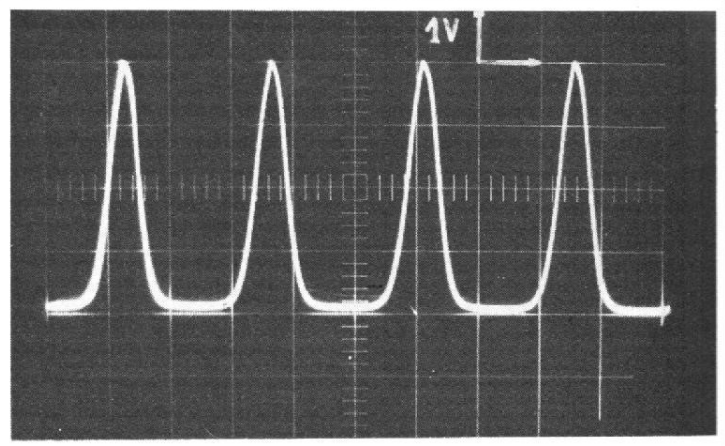


Fig. 61. - Le même défaut apparaît cette fois sur les crêtes négatives.

sivement la tension d'entrée, montrent que l'écrêtage n'intervient que sur les pointes positives. Le potentiel moyen du collecteur de T est donc trop élevé, et il faut augmenter la tension de base pour revenir au cas de la figure 58. Au contraire, l'écrêtage unilatéral des pointes négatives, dans la figure 61, montre que la tension de repos du collecteur est insuffisante. On y remédiera en diminuant le potentiel de base.

VII - ETUDE D'UN AMPLIFICATEUR EN SIGNAUX RECTANGULAIRES

1) Bande passante d'un amplificateur :

Un amplificateur de ten-

sion, tel celui de la figure 56 par exemple, est caractérisé par son gain G , c'est-à-dire par le rapport des amplitudes v_s de la tension d'entrée et v_s de la tension de sortie :

$$G = \frac{v_s}{v_e}$$

La mesure du gain, à l'oscilloscope, en découle directement : il suffit de mesurer successivement (appareil monocourbe) ou simultanément (appareil bicourbe) les amplitudes v_e et v_s .

Si le gain reste à peu près constant aux fréquences moyennes (nous parlons toujours d'un amplificateur apériodique comme celui de la figure 56), il n'en est plus de même aux deux extrémités du spectre.

Vers les fréquences basses, le gain décroît, car l'impédance du condensateur de

découplage C_2 augmente, et que ce composant ne joue plus son rôle de court-circuit vis-à-vis des tensions alternatives.

La chute du gain aux fréquences élevées, tient au fait que l'impédance de charge du collecteur n'est pas constituée de la seule résistance R_4 , mais englobe aussi les capacités parasites mises en parallèle sur R_4 . L'impédance de ces capacités, très grande aux fréquences basses et moyennes, diminue vers les hautes fréquences.

Pour mettre en évidence ces phénomènes, nous avons relevé point par point, en mesurant le gain pour différentes fréquences du générateur, la courbe (A) de la figure 62. L'amplificateur de la figure 56 ayant une bande passante très élevée (plusieurs mégahertz), nous avons artifi-

ciellement diminué sa réponse aux fréquences hautes, en branchant une capacité de 470 pF (C_3) aux bornes de R_4 : ceci revient à simuler la présence de capacités parasites beaucoup plus grandes que celles qui existent en réalité. Le schéma devient alors celui de la figure 63.

La courbe (A) de la figure 62 fait apparaître un gain de 40 pour les fréquences moyennes. La bande passante à 3 dB est définie par les fréquences pour lesquelles le gain est divisé par V_2 , c'est-à-dire prend la valeur $G = 28$. La limite inférieure se situe donc à $F_1 = 200$ Hz, tandis que la limite supérieure intervient pour $F_2 = 140$ kHz.

2) Intérêt des signaux rectangulaires :

On démontre en mathéma-

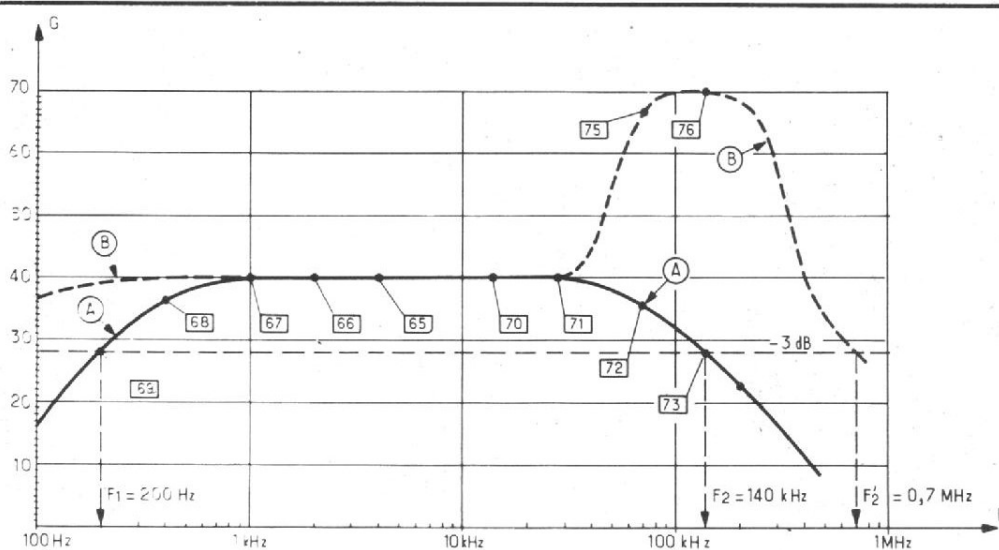


Fig. 62

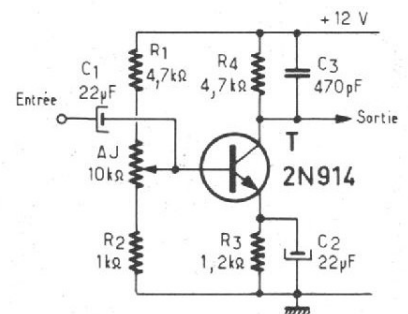


Fig. 63

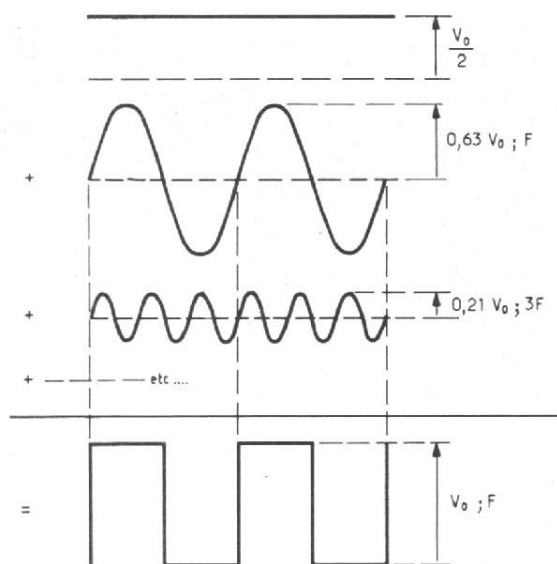


Fig. 64

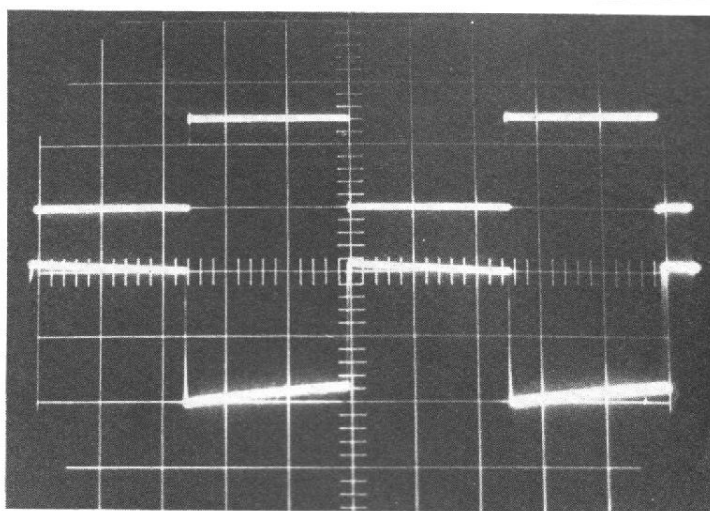


Fig. 65. - Réponse en signaux rectangulaires pour une fréquence moyenne de la bande passante.

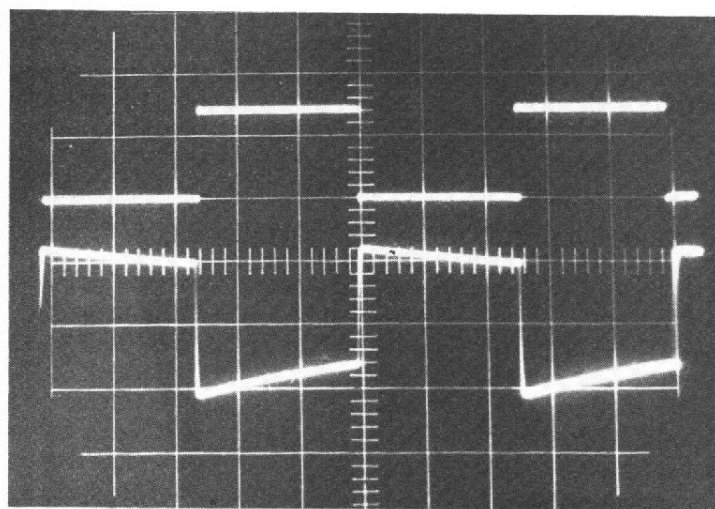


Fig. 66. - $F = 10 F_1$.

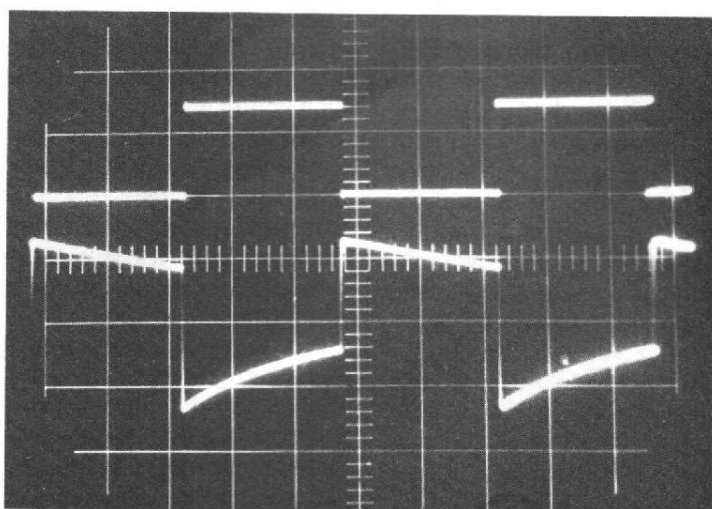


Fig. 67. - $F = 5 F_1$.

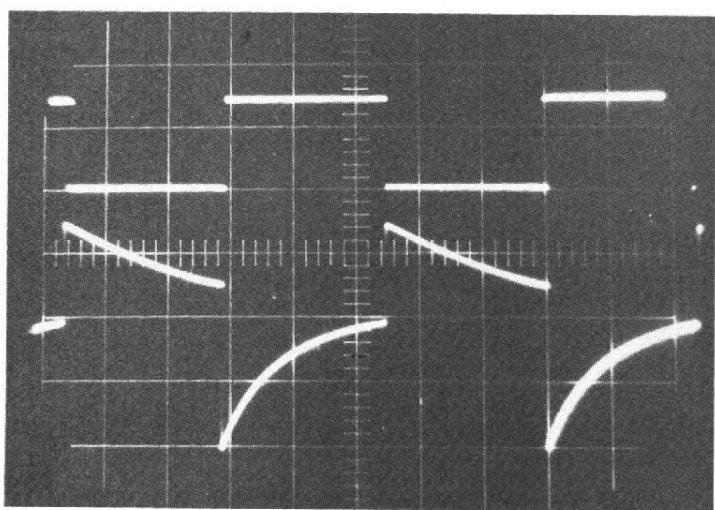


Fig. 68. - $F = 2 F_1$.

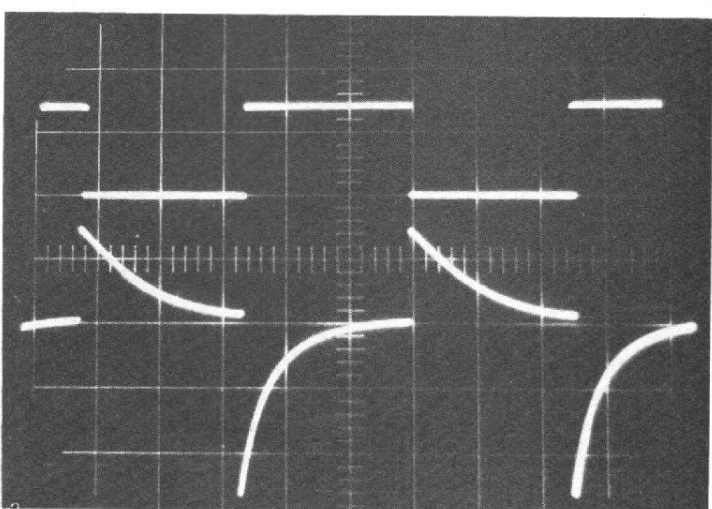


Fig. 69. - $F = F_1$. A la limite inférieure de la bande passante, les exponentielles traduisant les paliers horizontaux, deviennent tangentes au niveau moyen du signal.

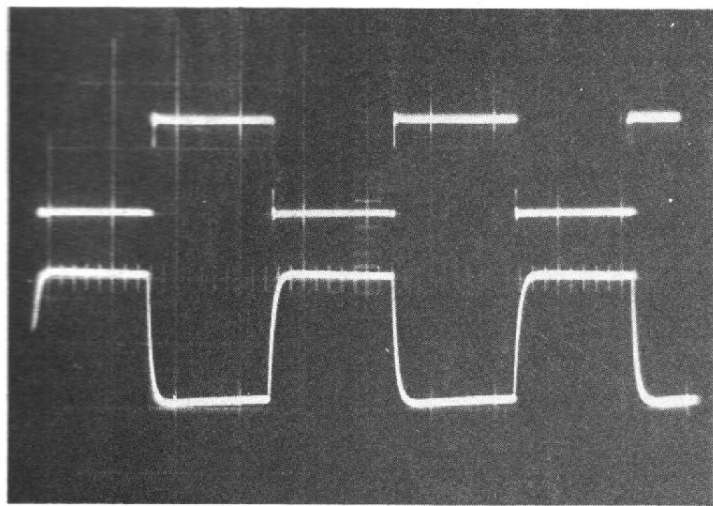


Fig. 70. - $F = 0,1 F_2$.

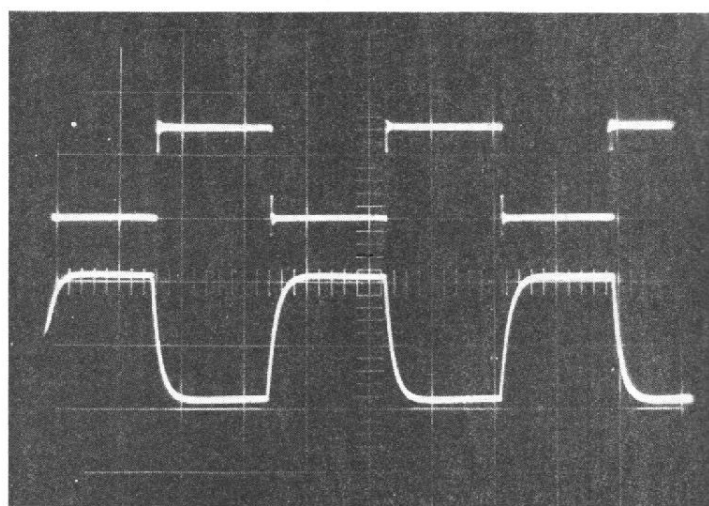


Fig. 71. - $F = 0,2 F_2$.

tiques, que tout signal périodique de forme parfaitement rectangulaire, de fréquence F et d'amplitude V_0 , peut être considéré comme la somme d'une infinité de sinusoïdes, dont les fréquences sont F , $3 F$, $5 F$, $7 F$, etc. (tous les harmoniques impairs), à laquelle s'ajoute 1 composante continue d'amplitude $V_0/2$. L'amplitude de chacun des harmoniques dépend de son rang, et diminue quand celui-ci croît (fig. 64).

Appliquer, à l'entrée d'un amplificateur, un signal rectangulaire de fréquence F ,

revient donc en fait à l'exciter simultanément par une tension continue, et par une infinité de tensions sinusoïdales de fréquences F , $3 F$, $5 F$, etc.

Si l'amplificateur était parfait, il transmettrait avec un gain égal toutes les composantes des tensions en créneaux. On retrouverait alors, à la sortie, cette même tension amplifiée sans déformation. Dans la réalité, l'élimination des fréquences basses ou des fréquences élevées entraîne des déformations. Avec un peu d'habitude, l'examen de ces déformations permet d'éva-

luer très rapidement la bande passante, sans être obligé de la relever point par point.

3) Etude expérimentale :

Encore faut-il pour cela disposer de références : c'est ce que nous essaierons d'obtenir grâce aux exemples qui suivent. Remarquons tout de suite que, bien qu'ils soient évidemment pris dans un cas particulier, les oscillogrammes que nous présentons offrent un caractère absolument universel. Ce qui compte en effet, pour chacun d'eux, n'est pas la fréquence absolue, mais son

emplacement par rapport aux limites de la bande passante. A chaque fois d'ailleurs, nous indiquerons non la fréquence des rectangulaires utilisées, mais le rapport entre cette fréquence et l'une ou l'autre des limites F_1 et F_2 de la bande. Dans toutes les photographies, la trace supérieure représente le signal d'entrée, servant de référence, tandis que la trace inférieure est prise sur la sortie de l'amplificateur.

L'oscillogramme de la figure 65 a été enregistré sensiblement au milieu (géométrique) de la bande, à une fré-

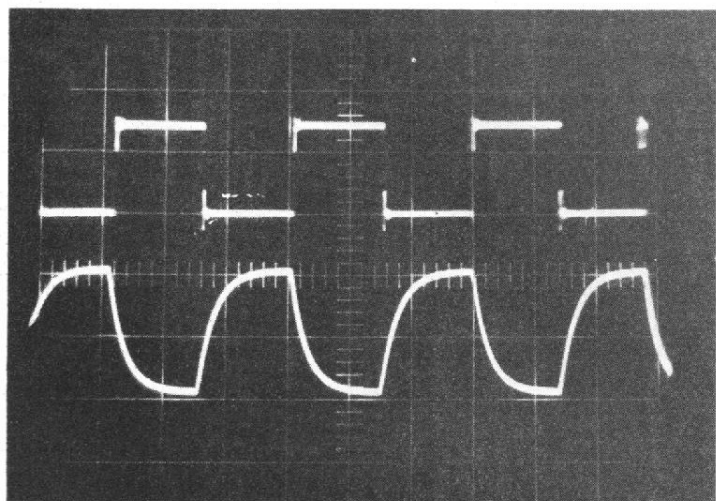


Fig. 72. - $F = 0,5 F_2$.

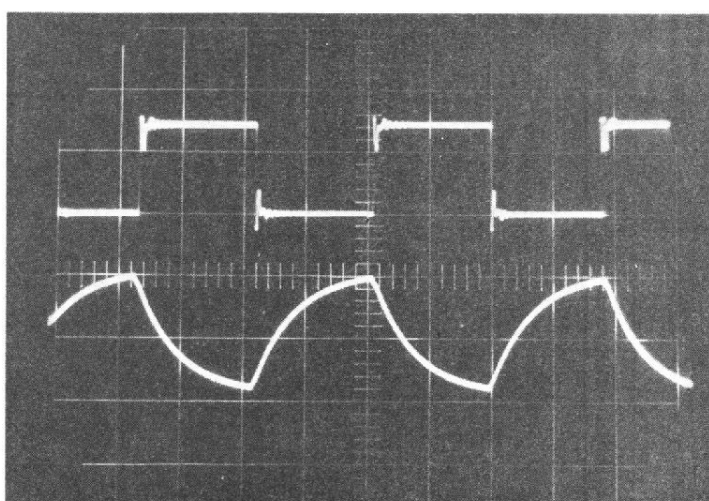


Fig. 73. - Limite supérieure de la bande passante $F = F_2$.

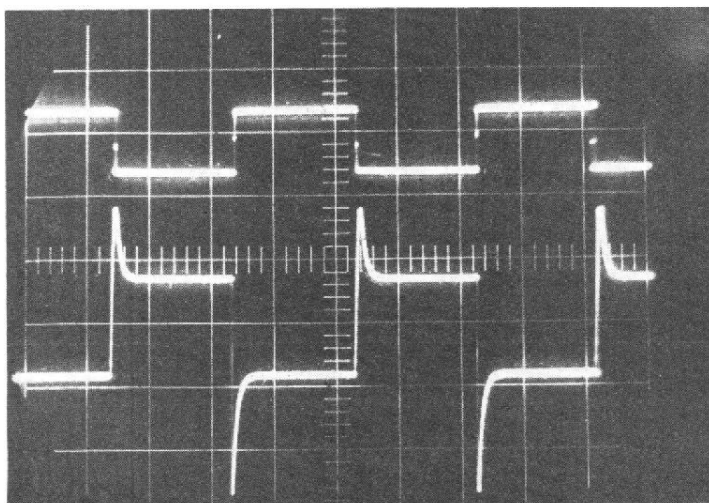


Fig. 75. - $F = 0,5 F_2$ avec sur-correction.

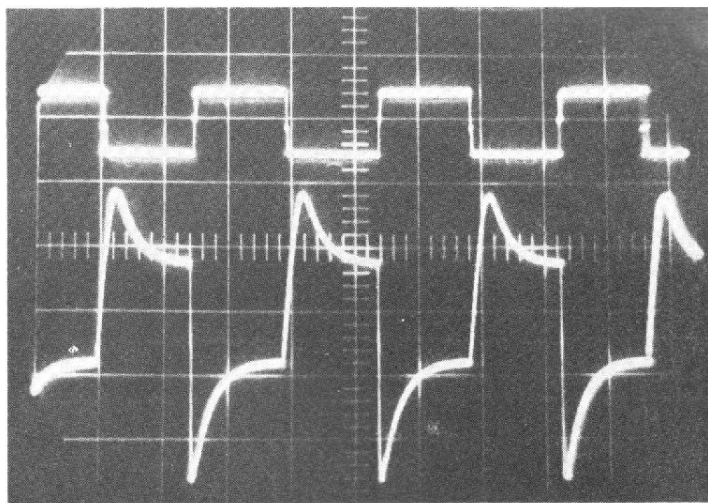


Fig. 76. - $F = F_2$ avec sur-correction.

quence de 4 kHz. Les temps de montée sont très légèrement allongés, ce qui traduit une atténuation des harmoniques de rang élevé, tandis que l'inclinaison des paliers est due à l'élimination de la composante continue.

Les oscillogrammes suivants correspondant à des fréquences de plus en plus basses : $F = 10 F_1 = 2 \text{ kHz}$ (fig. 66), $F = 5 F_1 = 1 \text{ kHz}$ (fig. 67), $F = 2 F_1 = 400 \text{ Hz}$ (fig. 68) et $F = F_1 = 200 \text{ Hz}$ (fig. 69). Dans ce dernier cas, où la fréquence des créneaux est égale à la fréquence inférieure de coupure, on remarquera que les paliers, transformés en fragments d'exponentielles, décroissent jusqu'à rejoindre le niveau moyen du signal. On dispose ainsi d'un moyen très rapide d'évaluer la fréquence F_1 .

A l'autre bout de la bande passante, la fréquence supérieure de coupure est $F_2 = 140 \text{ kHz}$. Nous avons photographié les oscillogrammes relevés à $F = 0,1 F_1 = 14 \text{ kHz}$ (fig. 70) ; $F = 0,2 F_1 = 28 \text{ kHz}$ (fig. 71) ; $F = 0,5 F_1 = 70 \text{ kHz}$ (fig. 72) et $F = F_1 = 140 \text{ kHz}$ (fig. 73).

Afin de permettre une interprétation rapide de ces différents clichés, les numéros des photographies sont reportés dans les rectangles accom-

pagnant la courbe de réponse de la figure 62.

4) Elargissement de la bande passante :

L'un des moyens utilisables, pour élargir vers les fréquences élevées la bande passante d'un amplificateur, est illustré par le schéma de la figure 74. La résistance d'émetteur a été scindée en deux parties. L'une, R_3 , ramenée à 820Ω , est toujours découplée par le condensateur C_2 de $32 \mu\text{F}$. L'autre, R_5 , de 470Ω , n'est découplée que par le condensateur C_4 de faible capacité (4700 pF). La somme de ces deux résistances reste très voisine de la valeur précédemment adoptée pour R_3

($1,2 \text{ k}\Omega$), afin de ne pas modifier les conditions de polarisation.

Aux fréquences basses et moyennes, l'impédance du condensateur C_4 est très élevée, et tout se passe comme si ce condensateur n'existait pas. La résistance R_5 introduit alors une contre-réaction qui d'une part élargit la courbe de réponse vers les fréquences basses (courbe (B), figure 62), et d'autre part diminue le gain. Pour permettre une comparaison plus facile des cas (A) et (B), nous avons changé l'échelle de l'axe vertical du diagramme, afin de ramener le gain moyen au même niveau.

Aux fréquences élevées, l'impédance de C_4 diminue, ce

qui découple R_5 et se traduit par une augmentation du gain. La courbe de réponse, tracée en pointillés, monte d'abord. Plus loin, la correction n'étant plus suffisante, on assiste à une nouvelle diminution du gain, la fréquence de coupure F'_2 étant maintenant de 700 kHz (fig. 62). Nous tenons à faire remarquer au lecteur que, pour des raisons didactiques, la correction choisie dans notre exemple est manifestement excessive, et qu'un condensateur C_4 de 1000 à 1500 pF eut mieux convenu.

En signaux rectangulaires, cette correction se traduit par une diminution très sensible des temps de montée et de descente, mais aussi par l'apparition d'un dépassement lors de chaque transitoire. Les clichés des figures 75 et 76 sont respectivement pris à 70 kHz et 140 kHz . On les comparera à ceux des figures 72 et 73, pris aux mêmes fréquences, mais sans correction.

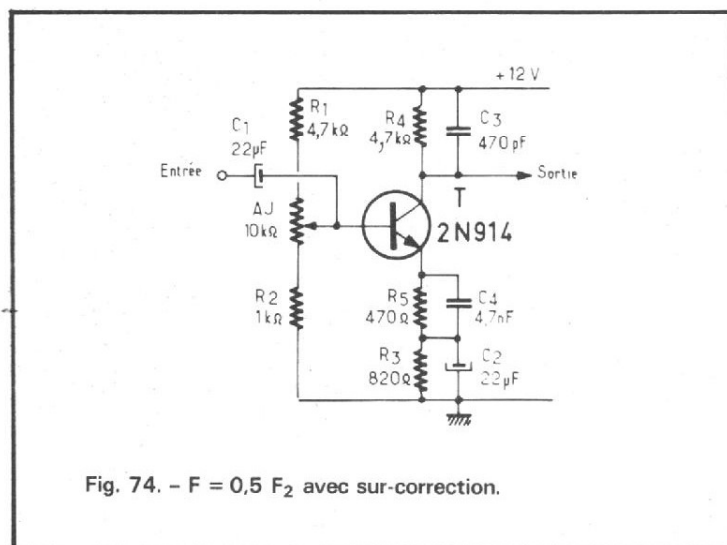


Fig. 74. - $F = 0,5 F_2$ avec sur-correction.

R.R.

(à suivre)



(Suite voir N° 1575)

DANS nos deux précédents articles, nous avons traité d'un problème très important en télévision : celui de la déviation ligne. En guise de récapitulation, nous avons représenté l'ensemble complet de ces circuits de balayage ligne sur le schéma synoptique de la figure 1.

En partant du tube-image et en remontant les circuits, nous avons le bloc de l'étage de puissance composé soit d'un transistor, soit d'un tube pentode. Nous avons vu la dernière fois que l'étage de puissance pouvait également utiliser des thyristors. Comme nous le savons, il s'agit d'une technique particulière et nous n'y reviendrons pas.

Dans tous les cas, l'étage de puissance ligne fonctionne en commutation. Cela signifie qu'une tension en crêteaux est appliquée (point A) sur la grille de l'étage final, si ce dernier utilise un tube, ou sur la

base, si l'étage final est un transistor. Le courant résultant dans la bobine de déviation ligne est une dent de scie.

Nous avons vu également que cet enroulement, représenté par L sur le schéma, a une inductance élevée par rapport à sa résistance propre. C'est le contraire du cas rencontré pour la déviation trame, où on tient compte surtout de la résistance ohmique de l'enroulement pour la conception de l'étage. La capacité parasite de cette bobine ligne la rend équivalente à un circuit oscillant. L'énergie

emmagasinée dans celui-ci pendant la première partie du cycle peut être restituée lors de la dernière partie, ce qui augmente nettement le rendement de l'étage.

Le transformateur faisant l'adaptation entre l'amplificateur lui-même (tube ou transistor) et le déviateur (L) fournit la très haute tension nécessaire au tube cathodique. Cette THT est obtenue par le procédé suivant. La surtension, apparaissant aux bornes du transformateur de sortie lors du retour ligne, est augmentée par l'adjonction d'un

enroulement couplé au transformateur. Ces impulsions de tension sont redressées par une diode qui peut être à vide. Le filament de celle-ci est alors chauffé par un autre enroulement couplé aussi au même transformateur. Mais comme ce filament consomme de l'énergie, les constructeurs préfèrent employer un bâtonnet redresseur au sélénium, qui a aussi l'avantage d'être un composant plus fiable et de montage aisé.

L'étage de puissance reçoit donc des signaux rectangulaires venant du bloc « oscilla-

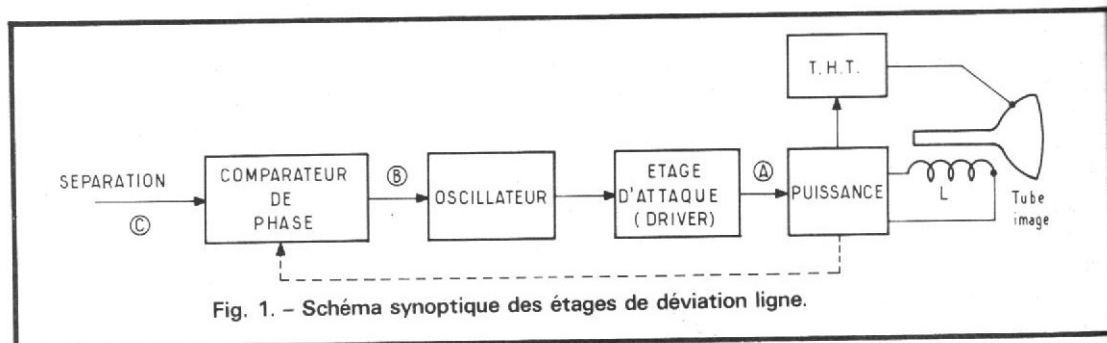


Fig. 1. - Schéma synoptique des étages de déviation ligne.

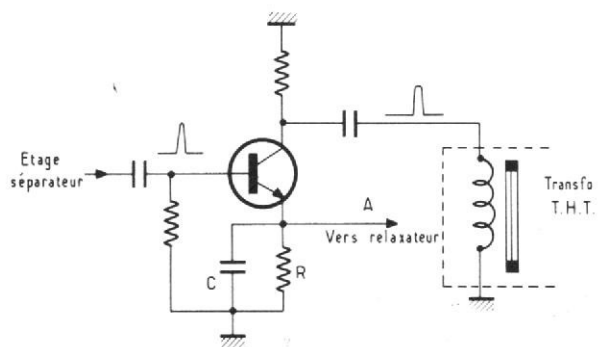


Fig. 2. - Schéma de principe du détecteur de coïncidence.

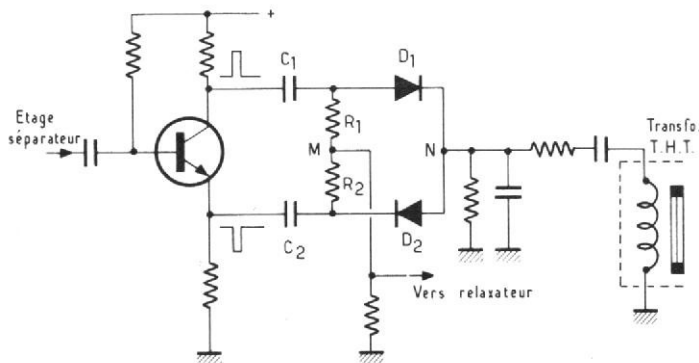


Fig. 3. - Schéma de principe du comparateur de phase.

teur ». Ils lui sont transmis par l'intermédiaire de l'étage d'attaque (appelé également driver). Le circuit employé pour l'obtention de ces signaux peut être : un multivibrateur, un oscillateur bloqué ou un oscillateur sinusoïdal, dans ce dernier cas, les signaux doivent subir une transformation.

Cet oscillateur est synchronisé (point B) par une tension provenant du bloc comparateur de phase.

SYNCHRONISATION DE L'OSCILLATEUR

Ce bloc réalise la liaison entre le circuit séparateur et le relaxateur. Les impulsions de synchronisation ligne sont recueillies à la sortie du séparateur. Ces impulsions, dont la durée est de $4,5 \mu s$ pour le 625 lignes, ne peuvent pas être utilisées telles qu'elles le sont pour synchroniser directement l'oscillateur ligne. En effet, la durée d'une ligne, toujours en standard 625, étant de $64 \mu s$, une variation de $1 \mu s$ représente une déviation de plus d'un centimètre sur l'écran sur un tube de format courant. Le résultat serait une image fortement distordue.

Dans les anciens téléviseurs, la solution était de différencier les impulsions de synchronisation ligne. Les

pointes de tension positives ainsi obtenues étaient appliquées sur la grille d'un tube du multivibrateur ou sur celle de l'oscillateur bloqué. Cette pointe positive faisait donc basculer le multivibrateur ou intervenait dans le réglage de la fréquence du blocking. Ensuite, afin de mieux séparer les fonctions séparation et relaxation, un étage séparateur avait été prévu entre les deux étages.

Cette solution de **synchronisation directe** a été abandonnée à cause de l'effet des parasites sur la synchronisation. Certains parasites, présentant des impulsions très brèves, déclenchaient malencontreusement l'oscillateur ligne.

Pendant un certain temps également, on a utilisé l'effet de volant d'un circuit oscillant. Un ensemble bobine-condensateur câblé en parallèle et accordé sur la fréquence ligne était inséré dans le circuit anodique du multivibrateur. Le fait d'avoir un tel circuit accordé, ayant un coefficient de surtension assez élevé, favorisait la fréquence ligne. Les parasites, de fréquence de répétition très différente, n'affectaient pas, ou très peu, le relaxateur.

Il existe de très nombreux procédés pour synchroniser le déclenchement de l'oscillateur de base de temps ligne. Nous parlerons de deux types de circuits : le détecteur de coïncidence et le comparateur de phase.

DÉTECTEUR DE COÏNCIDENCE

Son schéma de principe est représenté sur la figure 2. Le transistor, ici un NPN reçoit sur sa base les signaux de synchronisation. Le collecteur est chargé par une résistance qui est, non pas reliée à une tension positive, mais à la masse. Monté ainsi, le transistor ne peut pas amplifier le signal reçu sur sa base.

On voit sur la figure que le collecteur est également relié, à travers un condensateur, à un enroulement auxiliaire du transfo THT envoyant des impulsions. Ces impulsions positives sont, nous le savons, produites pendant le retour de ligne. Lorsque le transistor reçoit au même moment des impulsions positives sur sa base et sur son collecteur, il apparaît une impulsion de courant dans la résistance R. Le condensateur C intègre les impulsions de tension résultantes, et on obtient au point A, la tension continue de régulation. Celle-ci sera maximale si les deux impulsions sont bien en phase. Elle sera plus faible si les deux impulsions ne sont pas rigoureusement en phase. Elle sera nulle si le déphasage est total.

Autrement dit, cette tension continue, de régulation, a une amplitude qui est fonction du déphasage entre les signaux de synchronisation transmis par l'émetteur et la

période de l'oscillateur ligne du téléviseur. Cette tension continue est utilisée pour rectifier la fréquence de l'oscillateur ligne. On sait, en effet, que la fréquence propre du multivibrateur comme celle de l'oscillateur bloqué, dépend non seulement de la valeur de certains composants, mais aussi de la polarisation du circuit. Un transistor reste bloqué aussi longtemps que la tension de blocage sur sa base, est supérieure à la valeur du « cut-off ». Le temps de blocage durera plus longtemps si la constante de temps est élevée, et si la tension de blocage est plus forte. C'est cette dernière que modifie le détecteur de coïncidence.

Si le générateur de balayage ligne est un oscillateur sinusoïdal, la fréquence de ce dernier peut être ajustée par une diode varicap placée en parallèle sur le condensateur d'accord. C'est encore cette tension continue de régulation qui polarisera plus ou moins la diode varicap suivant la dérive possible de l'oscillateur.

COMPARATEUR DE PHASE

Il se compose d'abord d'un circuit déphaseur recevant les impulsions de synchronisation en provenance de l'étage séparateur. Ce déphaseur donne à

sa sortie deux impulsions symétriques et opposées. Il peut être un transformateur déphaseur tout à fait classique, tel celui utilisé en basse fréquence pour la commande d'un étage push-pull.

En pratique, on préfère employer un transistor ayant des charges égales dans les circuits émetteur et collecteur (fig. 3). Les tensions recueillies sur ces électrodes sont bien des impulsions symétriques et de polarité opposées.

Le comparateur est constitué ensuite par deux ensembles de redressement $C_1 D_1$ et $C_2 D_2$. Les impulsions symétriques chargent les condensateurs C_1 et C_2 à la même tension, mais avec une polarité opposée. Ces deux tensions sont appliquées aux résistances R_1 et R_2 , il en résulte que la tension au point M est nulle. Le montage reçoit également au point N l'autre signal de comparaison provenant de l'étage final de balayage ligne.

Pour cela, un enroulement auxiliaire du transfo THT nous donne des impulsions qui sont mises en forme de dents de scie par un circuit RC. Ce signal est envoyé sur R_1 et R_2 à travers D_1 et D_2 . Une tension s'ajoute donc aux bornes des résistances. Si la tension des dents de scie et les impulsions sont en concordance de phase et de fréquence, la tension au point M est toujours nulle; sinon la tension en ce point sera soit positive soit négative. L'amplitude plus ou moins élevée de cette tension sert à réguler l'oscillateur ligne.

La figure 4 nous montre les signaux recueillis sur C_1 et C_2 . Les tensions $+V$ et $-V$ sont égales si les signaux sont en phase. En b, l'oscillateur ligne est en retard, et le signal de régulation résultant est positif. En c c'est le contraire, l'oscillateur est en avance, la tension de régulation négative corrige la phase de l'oscillateur ligne.

ALIMENTATION DES TÉLÉVISEURS

L'alimentation des téléviseurs noir et blanc ne présente rien de bien particulier. Nous examinerons maintenant les deux cas suivants: celui des téléviseurs « tout transistor » et celui des téléviseurs mixtes, équipés de transistors et de tubes électroniques.

Nous rappellerons brièvement comment se réalise généralement une alimentation. En partant du réseau nous avons:

- le transformateur;
- le redressement;
- le filtrage.

Le transformateur n'est d'ailleurs pas indispensable pour l'alimentation des téléviseurs. En France, la majorité des modèles possède un transformateur d'alimentation, mais dans le reste de l'Europe, en Allemagne en particulier,

les constructeurs ont préféré supprimer ce composant lourd, assez coûteux, pouvant occasionner par son rayonnement une distorsion de l'image (distorsion en S des barres verticales) si des précautions ne sont pas prises. Il faut dire aussi que dans presque toute l'Europe la tension du secteur est de 220 volts, tandis que de nombreux quartiers de nos villes sont encore équipés d'un réseau 110 volts. Malgré cela un téléviseur bi-tension sans transformateur est tout à fait réalisable.

La solution « sans transformateur » a pour inconvénient le fait que le châssis n'est pas isolé du réseau. Le dépanneur doit donc faire très attention en opérant sur un tel appareil.

Pour éviter le rayonnement dont nous venons de parler, il est impératif que le transformateur soit blindé. On utilise pour cela un modèle sérieusement étudié, pour lequel on n'a pas fait des économies de

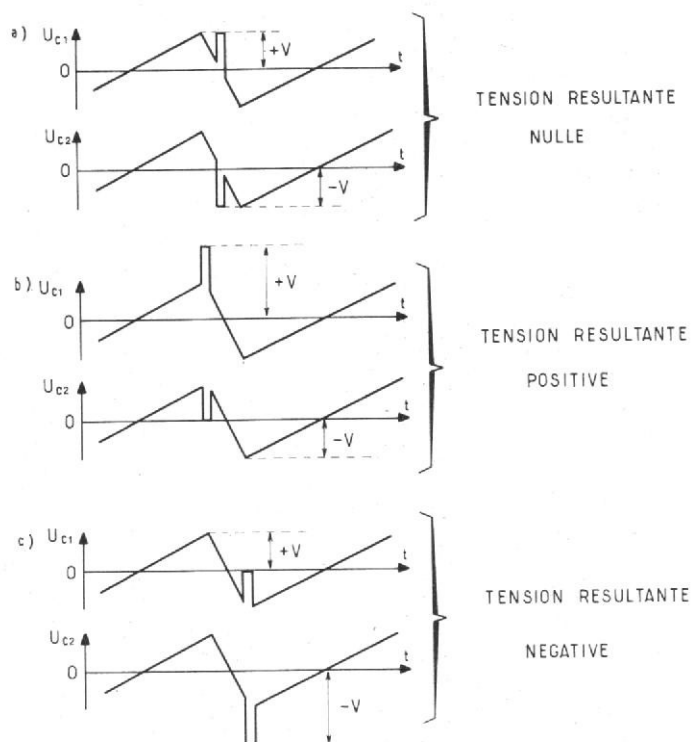


Fig. 4. — Forme des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

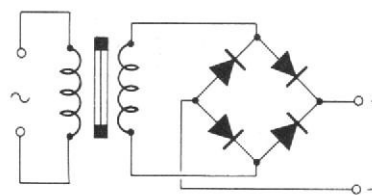
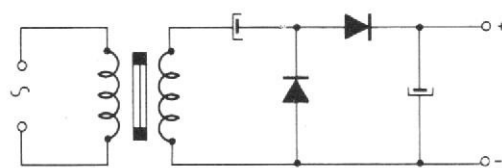
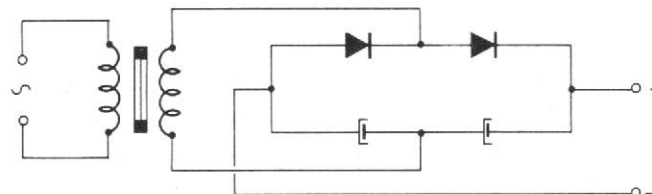


Fig. 5. — Pont de Graetz.



a) Montage SCHENKEL



b) Montage LATOUR

Fig. 6. — Circuits à 2 redresseurs (doubleurs de tension)

- a) Montage Schenkel.
- b) Montage Latour.

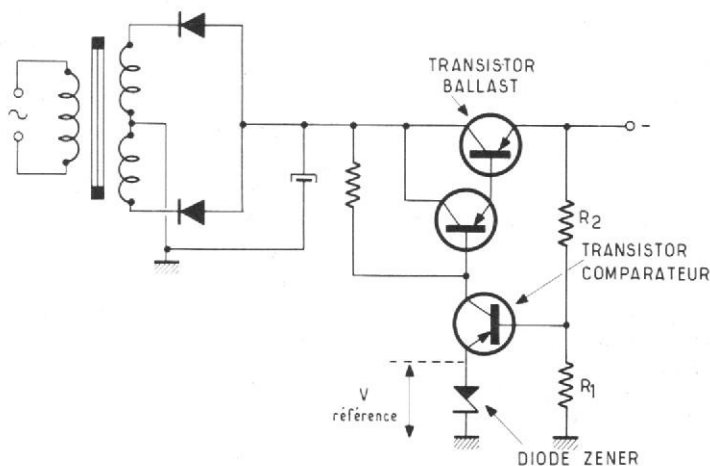


Fig. 7. - Alimentation stabilisée par des transistors PNP.

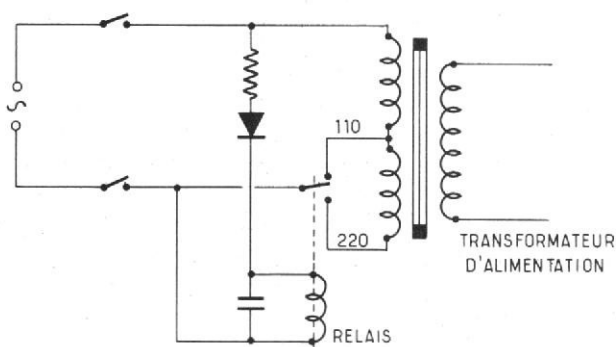


Fig. 8. - Commutation automatique 110/220 V.

tôle. Il faut absolument que les fuites magnétiques soient réduites au maximum. On utilise, pour éliminer les fuites résiduelles, une mince bande en cuivre entourant le transformateur, soudée à ses extrémités. Il y a création d'un courant induit dans la bande, produisant un flux en opposition avec le flux de fuite qui lui a donné naissance (loi de Lenz).

Le redressement des tensions alternatives se fait maintenant, non pas avec des diodes à vide, mais avec des redresseurs au sélénium ou au silicium. Certains fournisseurs proposent des ponts de diodes constitués par 4 diodes disposées dans le même boîtier (fig. 5).

Mais ce que l'on rencontre le plus souvent ce sont des montages à 2 diodes. Ces circuits, plus économiques, sont appelés Schenkel et Latour (fig. 6).

L'atténuation de la composante résiduelle alternative après redressement est réalisée par une bobine de filtrage avec un ou plusieurs condensateurs de forte valeur. On utilise seulement un filtrage résistance-capacité, si les circuits à alimenter sont peu gourmands en courant.

Dans les récepteurs entièrement transistorisés, un tel circuit de filtrage est insuffisant. Il y a nécessité d'utiliser des circuits de régulation. Ceci est principalement valable pour l'alimentation de l'étage final ligne.

Nous avons vu que celui-ci fonctionne en commutation basse impédance. Il ne peut donc pas, comme cela se fait pour un tube de sortie ligne, être régulé par une V.D.R. qui est un composant « haute impédance ». On se contente alors de stabiliser la tension d'alimentation générale. La largeur de l'image et la T.H.T. ne subissent pas les conséquences d'une variation de la tension du réseau ou d'une variation interne, comme par exemple le courant débité par le tube-image.

Un circuit type de régulation est représenté sur la figure 7. Il existe de nombreux schémas d'alimentation stabilisée, mais ces circuits possèdent toujours les éléments suivants : un **transistor ballast** traversé par le courant total d'alimentation ; c'est lui qui régule ce courant suivant la valeur du courant reçu dans sa base. Le transistor ballast est toujours un modèle de

puissance monté sur un radiateur de refroidissement. Les autres composants sont le **transistor comparateur** et la **diode Zener**. Toute variation de la tension continue d'alimentation est transmise, à la base du transistor comparateur. Cette tension, apparaissant aux bornes de R_1 , est comparée à la tension de référence, rigoureusement constante, de la diode Zener. La variation résultante du courant collecteur I_c du transistor comparateur est transmise au transistor ballast, ici à travers un transistor intermédiaire.

Certains téléviseurs portatifs ont l'avantage d'être autonomes, ils peuvent être alimentés aussi bien sur secteur que sur batterie. Lorsque l'appareil fonctionne sur le réseau, la batterie est rechargée automatiquement. Les accumulateurs au plomb sont prohibés d'abord à cause de leur poids, ensuite à cause de leur manque d'étanchéité. Le type d'accumulateur employé est celui à « cadmium nickel ». La tension d'un élément est de 1,2 V, 20 éléments fournissant 24 volts.

D'autres téléviseurs possèdent une commutation auto-

matique 110/220 volts. La figure 8 montre un tel circuit utilisant un relais. Au repos, le relais connecte le transformateur sur la position 110 volts. Dès que la tension secteur est plus élevée et dépasse un certain seuil, 160 volts par exemple, le relais est excité et le transformateur se trouve sur la position 220 volts.

ALIMENTATION DES FILAMENTS

Qu'il soit entièrement transistorisé, ou équipé partiellement de tubes électroniques, le problème du chauffage du filament du tube image se pose toujours.

Si le téléviseur est prévu avec un transformateur pour l'alimentation haute tension, tous les filaments seront alimentés en parallèle, à condition que le transformateur puisse fournir la puissance nécessaire et que tous les tubes aient la même tension nominale de chauffage. Ce dernier point est facile à satisfaire, la majorité des tubes étant conçus pour une tension filament de 6,3 volts. (ECL

802, EL 183... la lettre E indiquant une tension de chauffage de 6,3 volts).

Dans les téléviseurs sans transformateur d'alimentation, les filaments sont branchés en série. Il existe en effet des tubes prévus pour un tel branchement (PL 504, PCL 85...). La lettre P indique que le courant de chauffage est de 300 mA. Les filaments doivent être connectés dans un certain ordre à cause de l'isolement filament-cathode de certains tubes et de la sensibilité aux ronflements 50 périodes. Les étages pouvant être gênés sur ce dernier point devront avoir leur filament situé, dans la chaîne de chauffage, le plus près possible du potentiel masse.

Le tube-image doit aussi être placé près du potentiel masse. Ce composant étant d'un prix élevé, il est préférable de le protéger de l'effet néfaste d'un court-circuit accidentel. Puisque nous parlons du tube-image, disons en passant qu'il faut faire attention lorsqu'on remplace un modèle classique, par un autre du type à chauffage rapide. Le filament de ce dernier exige un courant double par rapport à celui des autres.

UTILISATION D'UNE C.T.N.

A froid, la résistance des filaments est faible, d'où l'apparition d'une surintensité dans la chaîne lors de la mise sous tension. Un filament coupé étant la première cause de panne pour un tube, une résistance CTN est toujours prévue en série dans la chaîne filament. Une C.T.N. ou thermistance, est une résistance dont le coefficient de température est négatif. Sa résistance est élevée à froid et se réduit progressivement au fur et à mesure que sa température augmente. Par exemple, une C.T.N. ayant une résistance de 150 Ω à la température ambiante (20 °C) aura une

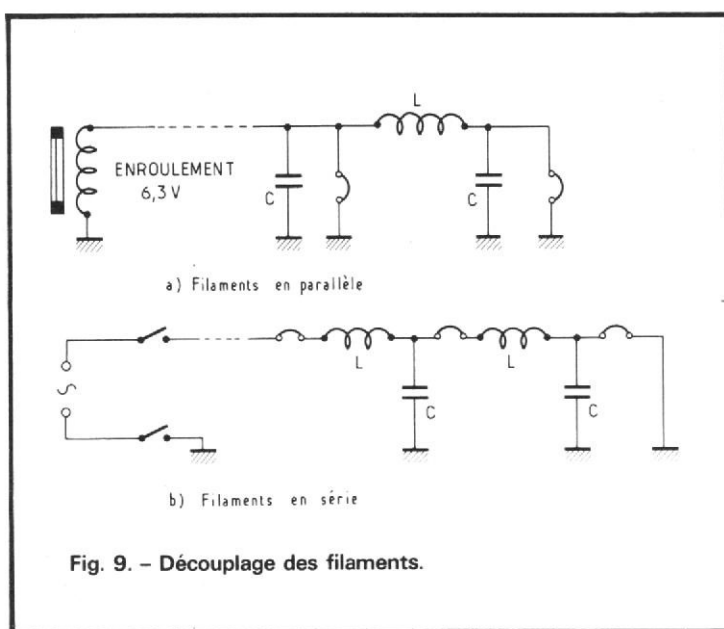


Fig. 9. - Découplage des filaments.

résistance de 5 Ω à chaud (250 °C). Avec une C.T.N., l'intensité du courant dans la chaîne filament sera constante dès la mise sous tension.

Une résistance chutrice, en série avec la C.T.N. et les filaments, est insérée pour que la somme des chutes de tension

soit égale à la tension du réseau.

Une autre précaution concernant les filaments est de les découpler dans le but de supprimer les courants HF qui pourraient passer d'un étage à un autre et entraîner un accrochage. Ce découplage

concerne les étages HF et FI. Il est réalisé comme cela est indiqué sur la figure 9.

Les condensateurs ont une valeur comprise entre quelques centaines de picofarads et 50 μ F. La bobine d'arrêt L, appelée aussi « self de choc », peut être constituée par 10 à 20 spires de fil de câblage (diamètre des spires : 3 mm environ). De plus en plus, ces enroulements sont remplacés par une perle de ferrite.

CONCLUSION

Les tensions d'alimentation d'un téléviseur noir et blanc peuvent être obtenues soit à partir d'une batterie cadmium-nickel (12 ou 24 V), soit à partir du secteur. Dans cette seconde possibilité, la tension est aussi de 12 à 24 volts pour l'alimentation de la plupart des étages transistorisés. Si le téléviseur comporte quelques tubes de puissance (son, bases de temps) une alimentation de l'ordre de 250 à 300 volts est prévue.

L'étage de sortie ligne fournit également des tensions d'alimentation, à l'aide des enroulements auxiliaires de son transformateur de sortie. Il s'agit des tensions nécessaires au tube-image : 17 kilovolts pour l'anode et + 400 volts pour la concentration et l'accélération.

L'étage final vidéo (+ 100 volts) peut être alimenté de la même manière. La tension récupérée peut aussi servir à alimenter certains étages.

Le redressement est toujours effectué par des diodes semiconductrices, et une régulation est indispensable pour l'alimentation des étages à transistors. Cette régulation est faite avec des transistors, mais il existe aussi d'autres solutions toutes récentes : régulation à thyristors, et alimentation à découpage.

J. PATTE

CONTROL DATA

premier constructeur mondial de super ordinateurs
forme dans son institut de Paris

PROGRAMMEURS

en 19 semaines

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 26 semaines

Pour conditions et dates d'interviews Appelez dès maintenant
M. Harby au **583.46.72** (en P.C.V. de province)
Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir
Documentation sur simple demande

INSTITUT PRIVE CONTROL DATA
46, rue Albert - 75013 PARIS

CONTROL
DATA

Monsieur Harby

Veuillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'institut

Nom Prenom

adresse

Profession Age

Le multimètre numérique



DIGI' VOC

LE multimètre Digi'voc est un appareil destiné aux mesures courantes et remplace les multimètres à aiguille, à la différence près qu'il nécessite une alimentation secteur. Il est prévu pour la mesure des tensions continues et alternatives, la mesure des courants et la mesure des résistances. Cet appareil est très simple à utiliser et les valeurs mesurées sont indiquées en clair à l'aide de quatre afficheurs LED à 7 segments de 13 mm de hauteur, de plus, pour les tensions continues, la valeur indiquée est accompagnée du signe de la polarisation donc plus d'erreurs dans la lecture des échelles et plus besoin d'inverser les cordons.

DESCRIPTION

Le multimètre numérique Digi'voc est présenté dans un coffret en matière plastique de couleur grise. Il mesure 185 mm de long sur 65 mm de hauteur et 160 mm de profondeur.

La face avant est légèrement inclinée en forme de pupitre ce qui facilite la lecture et l'utilisation.

De gauche à droite on trouve une touche de couleur rouge qui est l'interrupteur de mise en service, l'appareil est alimenté lorsque cette touche est enfoncée. Vient ensuite une touche grise qui, enfoncée, est en position mesure alternatif et relâchée en posi-

tion mesure continu. Une seconde touche de sélection de couleur grise permet de choisir lorsqu'elle est enfoncée la mesure d'une tension ou d'un courant ; lorsqu'elle est relâchée la mesure d'une résistance.

Viennent ensuite quatre touches de couleur blanche qui déterminent le calibre.

Lorsque ces quatre touches sont retirées l'appareil est sur le calibre 20 M Ω .

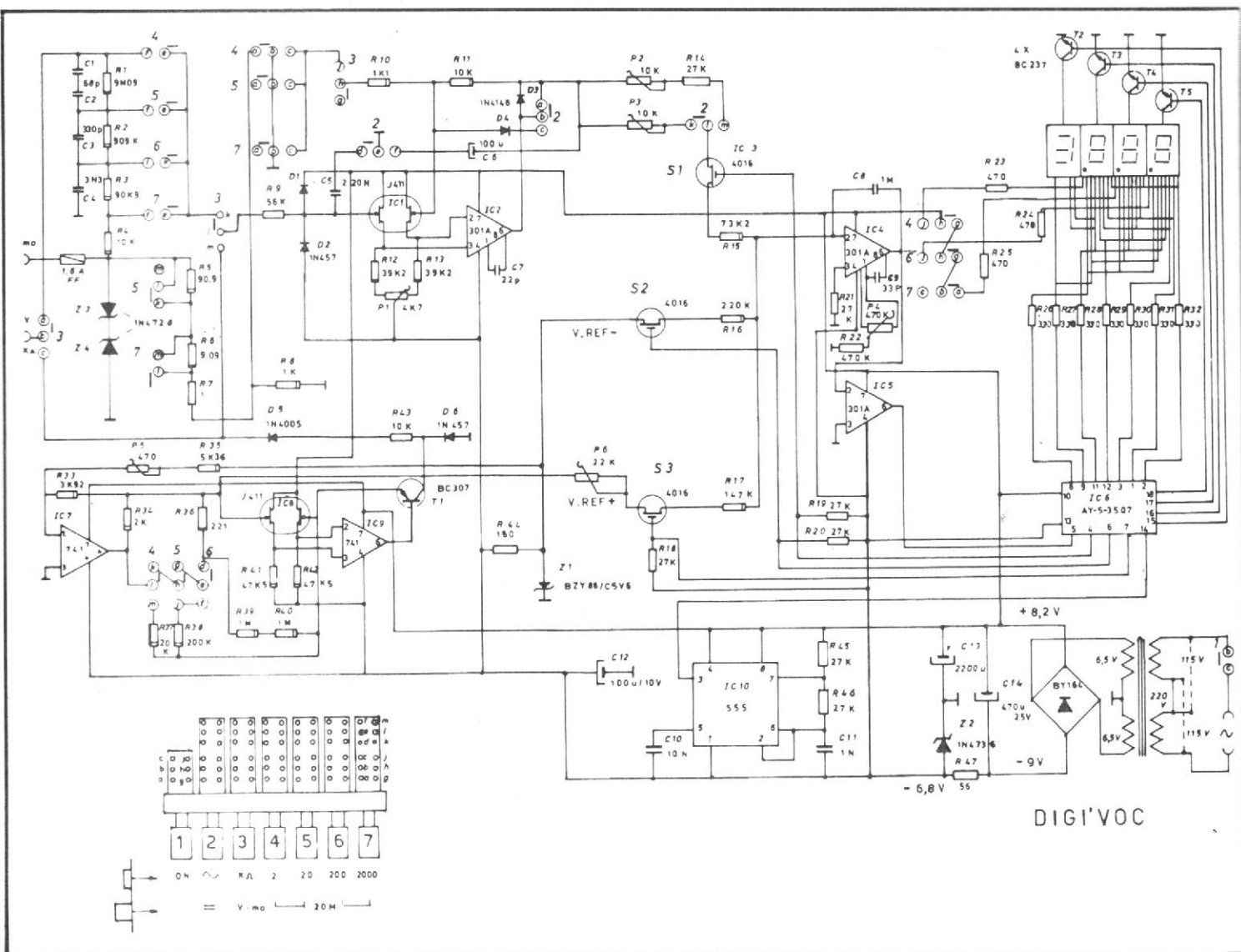
En position enfoncée la première touche indique le calibre 2 V - 2 k Ω - 2 mA, la seconde : 20 V - 20 k Ω - 20 mA, la troisième 200 V - 200 k Ω ou 200 mA enfin la quatrième touche indique le calibre 1 kV - 2 M Ω - 1 A.

Cet appareil est livré avec

deux cordons équipés d'une pointe de touche. Les entrées sont situées au-dessous des afficheurs ; au centre se trouve le commun (masse), à droite l'entrée voltmètre et ohmmètre à gauche, l'entrée milliampèremètre.

La protection contre les fausses manœuvres a été particulièrement étudiée : protection par diodes en position voltmètre, par fusible et diodes zéner en position ampèremètre et par diodes et résistances en position ohmmètre.

Il suffit d'enlever quatre vis à tête cruciforme pour avoir accès à l'intérieur de l'appareil, donc au fusible de protection et aux potentiomètres de réglages ; ces derniers ont été réglés en usine et n'ont prati-



quement pas à être retouchés cependant leur réglage est précisé dans la notice d'entretien fournie par le constructeur avec l'appareil.

Le circuit imprimé est particulièrement clair et comporte 10 circuits intégrés et 5 transistors.

L'appareil est livré en 220 volts son adaptation en 110 volts n'est pas des plus aisées puisqu'elle nécessite la mise en place d'un strap et donc, le démontage du circuit imprimé. Il faut dire qu'en France le 110 volts se raréfie cependant une commutation extérieure est toujours utile.

CARACTÉRISTIQUES

L'impédance d'entrée est de 10 M Ω quelle que soit l'échelle choisie.

Nombre de points de mesure : 2 000.

Polarité DC : automatique avec indication du signe.

Dépassement : commutation automatique par le commutateur de gamme.

Nombre de mesures par seconde : 5.

Affichage par 4 afficheurs LED 7 segments de 13 mm de hauteur.

Coefficient de température : $\pm 0,02\%$ / $^{\circ}\text{C}$.

Alimentation secteur alternatif : 110 - 220 V - 50/60 Hz.

Bande passante en alternatif : 10 Hz à 20 000 Hz ± 1 dB.

UTILISATION

La consommation de ce multimètre étant bien faible il n'y a pas d'objection à le laisser

en fonctionnement permanent. Il est conseillé, avant de l'utiliser de le brancher une quinzaine de minutes de façon à obtenir une précision de lecture maximale.

Mesure des tensions continues :

La tension maximale qu'on peut appliquer est de 1 000 V.

Seule la touche blanche du calibre choisi doit être enfoncée, le cordon masse doit être relié au commun du circuit à mesurer et le cordon provenant de la borne rouge, au point à mesurer. Si la tension est supérieure au calibre choisi, l'appareil indiquera 000 et les deux traits horizontaux du premier afficheur clignoteront. Si la tension est inférieure à 200 points il est souhaitable, pour avoir une meilleure précision de passer au calibre inférieur.

Mesure des tensions alternatives :

La tension maximale que l'on peut appliquer est de 700 V efficaces.

Les touches $\approx/\approx$ doit être dans la position correspondant au courant à mesurer le cordon de mesure doit être placé dans la borne verte.

Mesure des résistances :

La protection en ohmmètre contre l'application d'une tension continue ou alternative est effective sous limitation de temps jusqu'à - 100 V ou + 600 V en continu ou 200 V en alternatif.

La touche k Ω doit être enfoncée, la touche $\approx/\approx$ doit être retirée. La touche correspondant au calibre doit être enfoncée; lorsque les 4 touches de calibre sont retirées l'appareil est sur le calibre 20 M Ω .

DESCRIPTION TECHNIQUE

L'étage d'entrée comprend un atténuateur compensé pour les mesures en alternatif. L'impédance est de 10 M Ω shuntée par environ 50 pF. La résistance R_g de 56 k Ω forme avec C_5 de 220 nF un filtre passe-bas qui élimine les tensions parasites dans les mesures de courants continus ou de résistances, R_g sert également à limiter le courant dans les diodes de protection D_1 et D_2 qui limitent d'autre part la tension transmise au FET d'entrée.

L'amplificateur d'entrée est constitué par un étage à transistor à effet de champ double (IC_1). Ce montage possède d'excellentes qualités telles que : impédance d'entrée très élevée, courant de polarisation très faible et dérive en température négligeable dans la plupart des cas d'utilisation. Cet étage a un gain égal à 1 et sert d'adaptation pour l'amplificateur opérationnel (IC_2). Ce

Tableau des mesures DIGI'VOC			
TENSIONS	PRÉCISION		PROTECTION
	DC	AC	
2 V	0,3 % $\pm$ 1 digit	0,5 % $\pm$ 2 digits	100 V
20 V	1 % $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 000 V
200 V	% $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 000 V
1 000 V	1 % $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 000 V
COURANTS			
2 mA	1 % $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 A
20 mA	1 % $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 A
200 mA	1 % $\pm$ 1 digit	2 % $\pm$ 2 digits	1 A
1 A	5 % $\pm$ 1 digit	5 % $\pm$ 2 digits	1 A
RÉSISTANCES			
2 k Ω	1 % $\pm$ 2 digits	100 μ A	200 V AC/DC
20 k Ω	1 % $\pm$ 2 digits	10 μ A	200 V AC/DC
200 k Ω	1 % $\pm$ 2 digits	10 μ A	200 V AC/DC
2 M Ω	2 % $\pm$ 2 digits	0,1 μ A	200 V AC/DC
20 M Ω	3 % $\pm$ 2 digits	0,1 μ A	200 V AC/DC

dernier est utilisé avec un gain de 10 pour l'ohmmètre et avec un gain de 1 pour les autres mesures.

La mesure des résistances

fait appel à la méthode qui consiste à faire passer un courant connu dans la résistance inconnue et à mesurer la tension à ses bornes. Les courants de mesure sont fournis par un générateur de courant constant constitué par les circuits intégrés IC_7 , IC_8 , IC_9 et le transistor T_1 .

La mesure des tensions et courants alternatifs nécessite un redressement linéaire, celui-là est obtenu par l'insertion des diodes D_3 et D_4 dans le circuit de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel. Le montage assure un redressement à grande linéarité de mesure et une bande passante d'au moins 20 kHz.

Le convertisseur analogique - numérique est du type tension - temps. C'est un montage à double rampe dont les qualités en ce qui concerne la linéarité, la stabilité et la précision sont bien connues. La précision ne dépend que d'un seul paramètre, à savoir, la tension de référence qui est rendue très stable par l'utilisation d'une diode Zener à faible coefficient de température. La tension de référence négative est prise directement aux bornes de la diode Zener tandis

que la tension de référence positive est fournie par l'amplificateur opérationnel IC_7 . Un circuit intégré C-MOS (IC_3) contient les trois interrupteurs électroniques nécessaires pour appliquer à l'entrée de l'intégrateur (IC_4) suivi du comparateur (IC_5) soit la tension d'entrée à mesurer, soit suivant le cas la tension de référence + ou -. La commande des interrupteurs électroniques - en synchronisation avec le compteur et en fonction de la polarité de la tension appliquée est faite à partir du circuit intégré LSI-MOS du type AY-5-3507. La mesure s'effectue en deux séquences : voir figure 1 et 2. Pendant la séquence d'intégration, l'interrupteur S_1 est fermé et les interrupteurs S_2 et S_3 ouverts, les condensateurs C_8 se charge jusqu'à ce que le compteur soit rempli (1 999 points) : instant t_2 . A cet instant, l'impulsion suivante de l'horloge remet le compteur à zéro, le signal d'entrée est déconnecté de l'intégrateur (interrupteur S_1 s'ouvre) et est remplacé par la tension de référence de polarité opposée (interrupteur S_2 ou S_3 suivant la polarité). Au cours de la

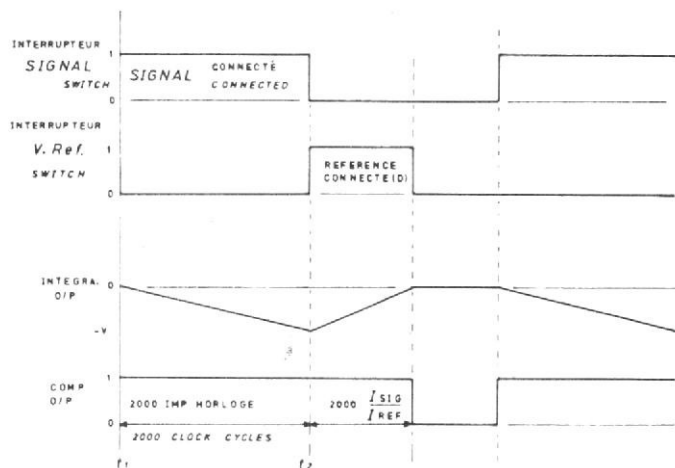


FIG 1

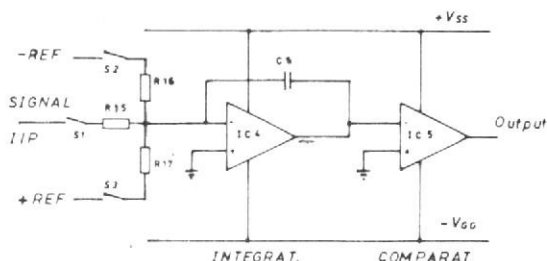
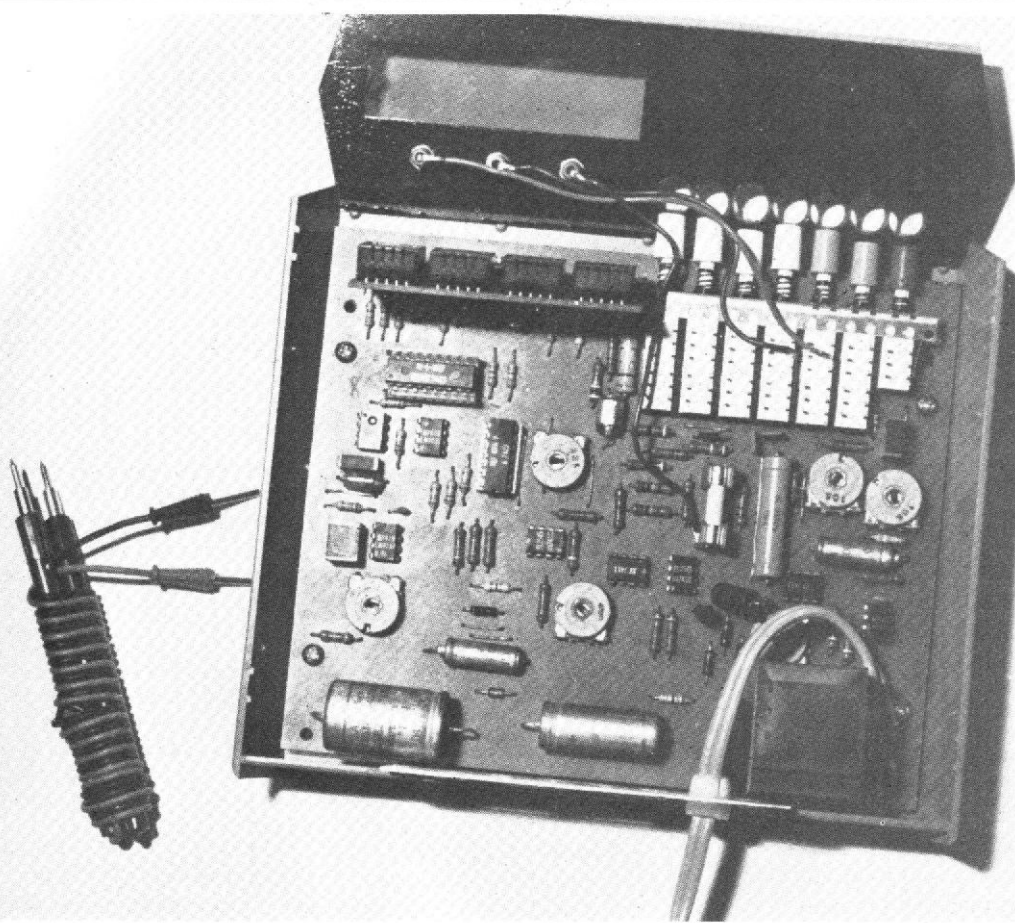


FIG 2



séquence de mesure, le condensateur C_8 se décharge linéairement vers la tension de référence tandis que le second cycle de comptage s'effectue. Lorsque la tension intégrée passe par zéro, le comparateur IC_5 provoque l'arrêt du compteur. La valeur affichée est proportionnelle à la séquence de mesure.

Le circuit de comptage et d'affichage est un circuit intégré LSI-MOS contient tous les circuits de comptage et de contrôle. Il fournit d'une part les signaux séquentiels pour commander les cathodes des quatre afficheurs et les signaux de commande des 7 segments. En outre il produit les signaux de commande pour le signe - ainsi que pour l'indication de dépassement. L'affichage s'effectue par quatre LED 7 segments de grande dimension. La position de la virgule est commandée à partir du clavier assurant une interprétation correcte et facile des résultats affichés.

NOUVEAU

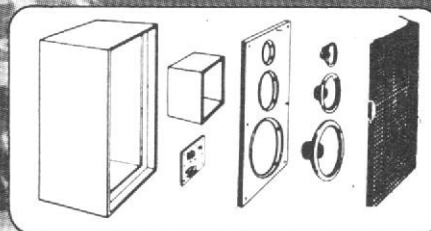
50.000 de nos Kits ont été vendus en 1 an... Encouragé par le succès

ROSELSON

complète sa gamme par des séries de H.P. et de KITS HI-FI...

Les Haut-parleurs - série NW - Woofers de 8 à 60 W. avec cône à suspension extra-souple.
Les Kits pour baffles clos - avec ou sans coffret.

Ci-dessous : Kit SK8L : 60 W. -
25 Litres - 8 ohms - 45 à 20.000 Hz
Dôme hémisphérique pour médiums et aigus.



L'ébénisterie en KIT :
Montage rapide,
facile, sans vis.
Bois découpé.
Laine de verre.
Colle.
Accessoires.
Placage noyer.
Mousse acoustique
noire.

LE TOUT VOUS PERMETTRA DE REALISER VOUS MEME UNE ENCEINTE ROBUSTE, ELEGANTE, d'un FINI PROFESSIONNEL et de HAUTE QUALITE.

TERA-LEC

Documentation, liste des revendeurs :

51, rue de Gergovie - 75014 PARIS - Tél. 734-09-00 542 0900

UNE MINI~CENTRALE de sécurité pour automobile

(Suite voir N° 1575)

UNE AUTRE APPLICATION DES BASCULES : LES MÉMOIRES

Nous avons vu au chapitre de bascules bistables que celles-ci avaient la propriété de « mémoriser » les états logi-

ques de leurs sorties sous certaines conditions. Une bascule constitue donc, par définition, une cellule élémentaire de « mémoire » capable de « stocker » un bit (ou information logique 0 ou 1).

Si nous prenons le schéma de la bascule RS de la figure 26, nous pouvons constater

que cette bascule a la faculté de recopier sur ses sorties les états logiques de ses entrées (figure 26a) puis de conserver ces états en mémoire quand les entrées passaient toutes deux au niveau 1 (figure 26c).

L'emploi de cellules mémoire élémentaires de ce type s'avère cependant peu

A titre d'exemple, nous donnons sur la figure 59 le brochage et le schéma d'un compteur-décompteur classique : le SFC 4193 de Sescosem. Signalons que ces circuits existent pour réaliser le comptage-décomptage par 10, c'est le cas du SFC 4192.

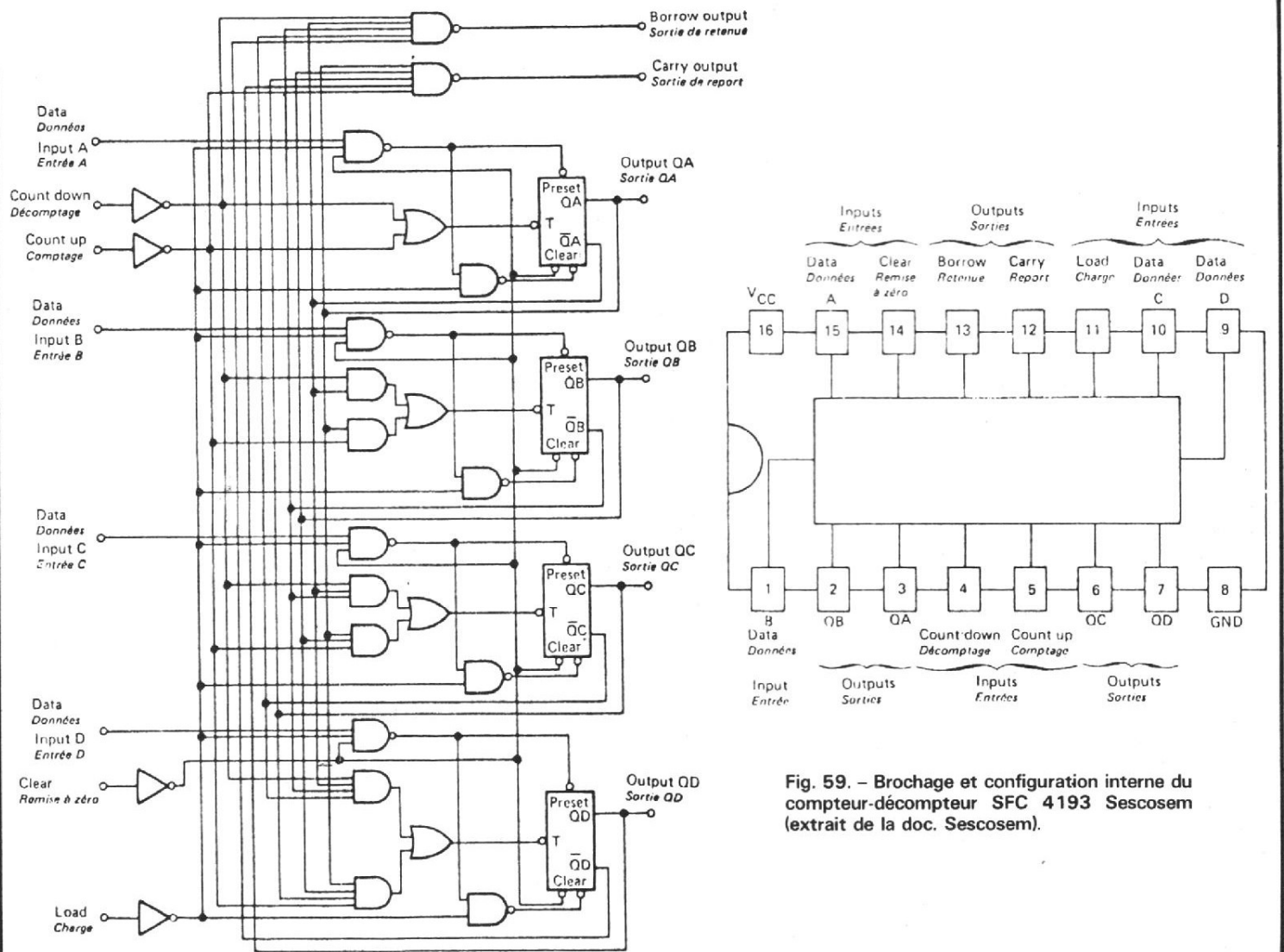


Fig. 59. - Brochage et configuration interne du compteur-décompteur SFC 4193 Sescosem (extrait de la doc. Sescosem).

pratique en raison du nombre élevé de connexions de sortie qui deviendrait vite prohibitif pour réaliser une mémoire de grande capacité. Il faut en effet, pour 1 bit, une connexion d'entrée et une de sortie, en plus des connexions d'alimentation soit pour 4 bits 11 connexions. On trouvera cependant des « mémoires » de ce type, par exemple le SFC 475 appelé quadruple bistable de stockage dont le brochage est rappelé sur la figure 59bis et qui sera en particulier utilisé pour mémoriser les états des sorties d'un compteur à l'issue du comptage pour conserver l'affichage du résultat pendant la séquence de comptage suivante.

Si le nombre d'informations appelées encore « données » est important, on sera amené à envisager un autre type de structure pour assembler les bascules. Cette structure dite « matricielle » est basée sur un principe tel que, si nous considérons un ensemble de lignes

horizontales et de colonnes verticales, le point d'intersection d'une ligne X_n et d'une colonne Y_n parfaitement défini par « l'adresse » X_nY_n . C'est tout simplement le principe de la bataille navale.

Nous allons voir le fonctionnement de ce type de mémoire avec le schéma de la figure 60 qui montre l'organisation d'une mémoire à 8 bits permettant la lecture et l'écriture des informations.

Cette mémoire est composée de huit éléments identiques comprenant chacun une bascule RS (B) et deux portes NAND (E et L) à trois entrées.

Chaque porte NAND (E) reçoit sur ses entrées une ligne X_1 ou X_2 , une colonne Y_1 à Y_4 , et une ligne notée L/E dont nous verrons le rôle plus loin.

Chaque porte NAND (L) reçoit sur ses entrées une ligne X_1 ou X_2 , une colonne Y_1 à Y_4 , et la sortie Q de la bascule (B) qui lui est associée.

Les portes (E) et (L) d'un même ensemble reçoivent la même information d'adresse X_nY_n .

Les huit sorties des portes (L) sont envoyées sur la porte NAND (L9) à huit entrées.

Prenons un exemple pour analyser le fonctionnement du système : nous allons raisonner sur l'ensemble constitué par les portes E6 et L6 et par la bascule B6.

Nous voyons que : l'entrée S6 est au niveau logique 0 uniquement pour L/E = 1, $X_2 = 1$ et $Y_3 = 1$ sinon $S_6 = 1$. Si cette configuration intervient après qu'une remise à zéro des bascules ait été effectuée, $S_6 = 0$ aura entraîné $Q_6 = 1$. Dès que un des paramètres L/E, X_2 ou Y_3 passe au niveau logique 0 avec $RAZ = 1$, on a $S_6 = R_6 = 1$ et on conserve $Q_6 = 1$ (cas de la figure 26c). On a donc « écrit » un 1 sur la cellule mémoire N° 6. Nous voyons que l'adresse de la cellule mémoire N° 6 est $X_2 = 1$

et $Y_3 = 1$ ce que nous pourrions écrire :

X1	X2	Y1	Y2	Y3	Y4
0	1	0	0	1	0

Par exemple, avec la même notation, l'adresse de la cellule N° 3 sera :

X1	X2	Y1	Y2	Y3	Y4
1	0	0	1	0	0

Toujours avec $X_2 = 1$ et $Y_3 = 1$, nous voyons également que :

- si $Q_6 = 0$, la sortie de la porte L6 sera au niveau logique 1

- si $Q_6 = 1$, la sortie de cette porte sera au niveau logique 0.

Si nous n'avons pas la condition d'adresse X_2Y_3 , la sortie de L6 sera en permanence au niveau logique 1. La condition d'adresse ne permettant de commander qu'une seule cellule mémoire à la fois, nous avons donc sept sorties des portes (L) au niveau logique 1, la huitième sortie reflétant le complément

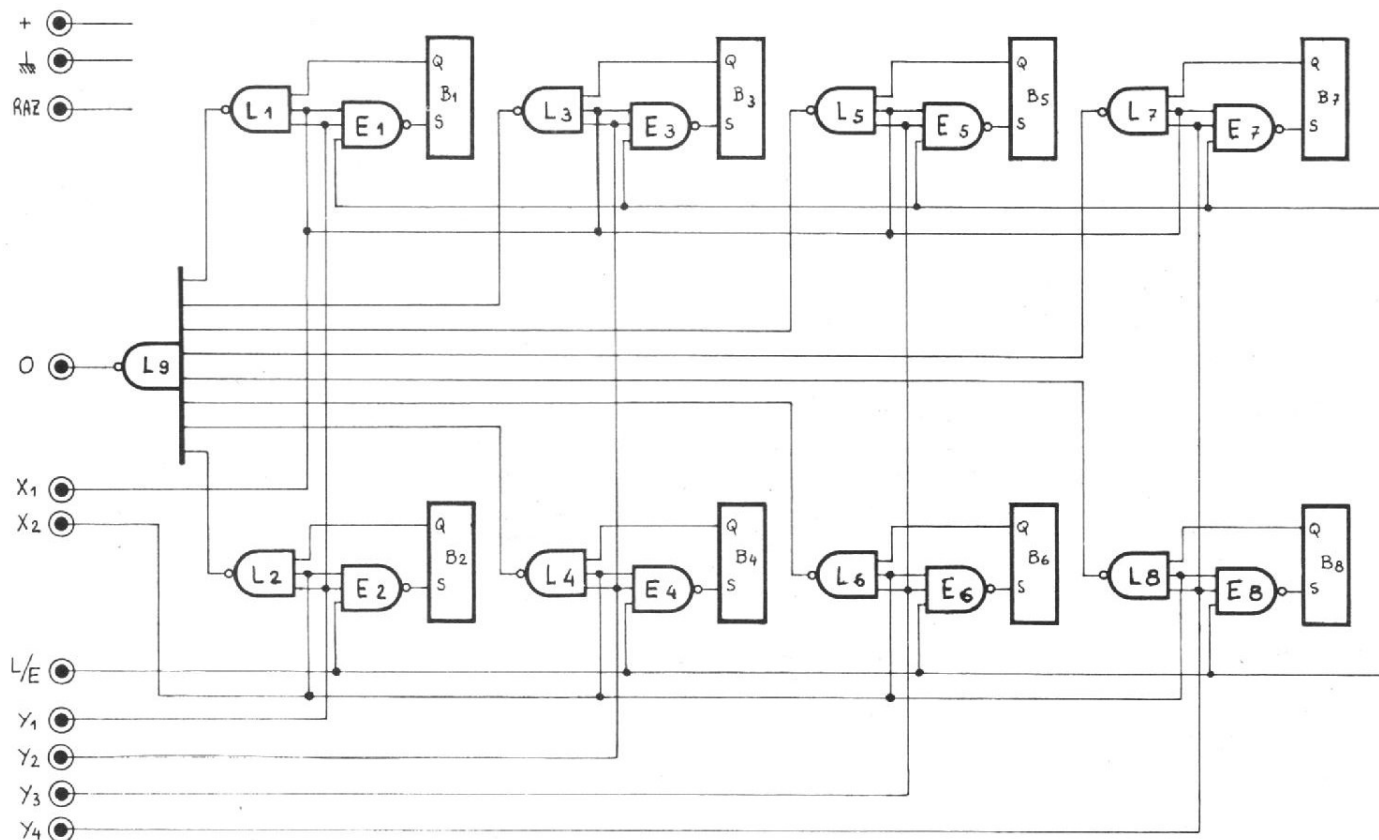


Fig. 60. - Organisation « matricielle » d'une mémoire à 8 bits.

de la sortie Q de la bascule correspondant à l'adresse.

Les huit sorties des portes (L) étant reliées aux entrées de la porte L9, si la cellule mémoire N° 6 est adressée comme dans l'exemple précédent, nous aurons :

— quand $Q_6 = 0$, la sortie de L6 est au niveau logique 1 ce qui mettra les huit entrées de la porte L9 au niveau logique 1 et par conséquent sa sortie au niveau logique 0 ;

— quand $Q_6 = 1$, la sortie de L6 est au niveau logique 0 ce qui entraîne la porte L9 à avoir 7 niveaux logiques 1, correspondants aux sorties des portes L1 à L5 et L7 et L8, et un niveau logique 0 correspondant à L6. La sortie L9 sera donc au niveau logique 1.

La sortie de la porte L9 reflètera donc l'état de la sortie Q de la cellule mémoire correspondant à l'adresse de celle-ci.

L'opération d'écriture devra être précédée d'une remise à zéro de l'ensemble des bascules, nous verrons plus loin comment éliminer cette nécessité de RAZ.

On voit sur la figure 60 que, pour 8 bits, il nous faudra 8 broches d'alimentation et de commande alors qu'il en fallait 11 dans le cas précédent.

Il est possible de réduire encore le nombre de broches nécessaires à une mémoire du type de celle de la figure 60 en utilisant un codage binaire des informations d'adresse et en effectuant le décodage avec un circuit comme celui de la figure 61 dont la table de vérité est donnée sur la figure 62.

On voit qu'avec ce procédé, l'adresse de la cellule mémoire N° 6 qui était : $X_1 X_2 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 = 010010$ devient $X Y_a Y_b = 001$ comme le montre la partie encadrée de la table de la figure 62. De même, l'adresse codée de la cellule N° 3 qui était 100100 devient 110.

Avec ce procédé de codage des adresses, le nombre de broches passe de 8 à 5 ce qui nous permettrait d'envisager de loger dans un boîtier à 14

passages standard une mémoire à 1024 bits. La technologie MOS qui offre une grande densité d'intégration pour une consommation faible permettra de réaliser ce type de mémoire.

Nous avons dit plus haut que l'inscription des données dans la mémoire de la figure 60 nécessitait une remise à zéro préalable pour ne pas conserver de 1 là où nous voulons inscrire un 0 si la cellule mémoire était déjà au niveau logique 1. En remplaçant l'ensemble des portes (E) et (L) par le circuit de la figure 63 pour commander chaque bascule (B), nous pourrions introduire des 0 ou des 1 dans les cellules mémoire sans passer par une RAZ préalable. Le fonctionnement de la figure 63 est indiqué sur la table de vérité de la figure 64.

La commande notée L/E correspond à une commande d'autorisation d'écriture quand elle est placée au niveau logique 1. On la trouvera souvent nommée R/W (R pour Read = lecture et W pour Write = écriture). Elle pourra, dans certains cas, interdire la lecture en phase d'écriture ce qui n'est pas le cas dans notre exemple de la figure 60 où la lecture peut être effectuée en permanence même pendant l'écriture ce qui peut permettre un « contrôle » de celle-ci.

Nous dirons également un mot à propos des sorties dites « à trois états ». Il s'agit de circuits dont les sorties ont la particularité de prendre, outre les états logiques 0 ou 1 pour fournir l'information contenue à l'adresse indiquée, mais également un état tel que les sorties présentent une impédance très élevée grâce à une commande d'inhibition. Il est ainsi possible de connecter en parallèle plusieurs sorties de ce type sous une condition : si on branche ainsi quatre sorties par exemple, on devra en avoir trois au troisième état la quatrième fournissant les informations. Ce procédé est très intéressant car il permet de simplifier le câblage et aug-

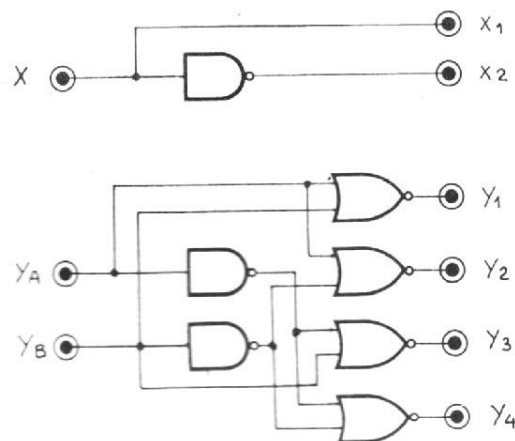


Fig. 61. - Circuit de « décodage » des adresses du circuit de la figure 60.

X	X ₁	X ₂
0	0	1
1	1	0

Y _A	Y _B	Y ₁	Y ₂	Y ₃	Y ₄
0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Fig. 62. - Table de vérité du décodeur de la figure 61, les parties encadrées correspondent à l'adresse de la cellule mémoire N° 6.

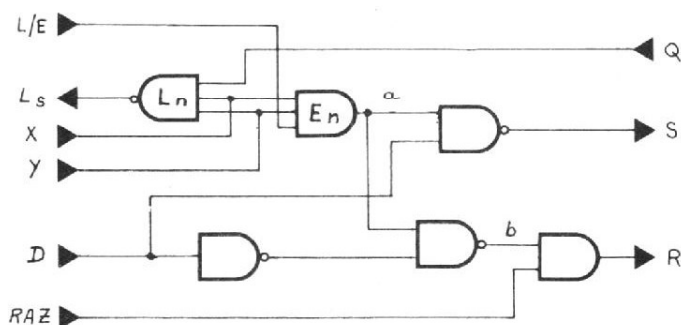


Fig. 63. - Variante du circuit de lecture-écriture de la figure 60 permettant d'écrire des 0 ou des 1 sans mise à zéro préalable.

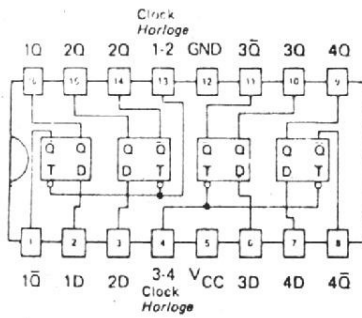


Fig. 64 bis a

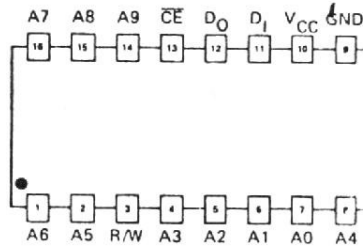


Fig. 64 bis c

D_1 : Data input
Entrée d'information
 $A0-A9$: Address inputs
Entrées d'adressage
 R/W : Read/write input
Entrée lecture/écriture
 $\overline{CE}$: Chip enable input
Entrée d'inhibition
 D_0 : Data output
Sortie d'information
 V_{CC} : Power supply (+5 V)
Tension d'alimentation (+5 V)

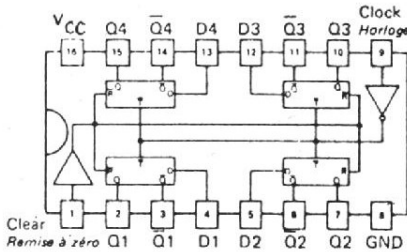


Fig. 64 bis b

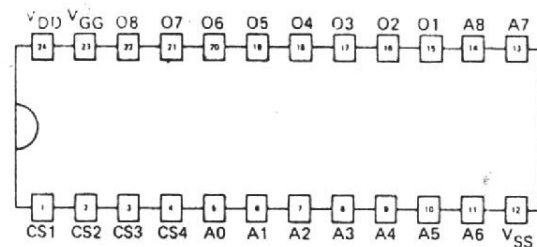


Fig. 64 bis f

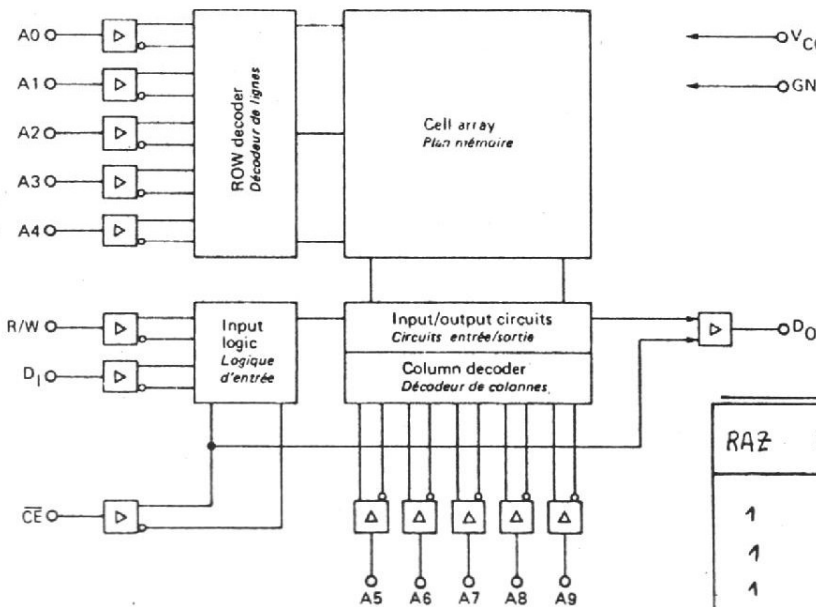


Fig. 64 bis d

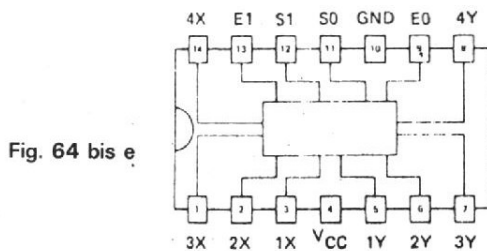


Fig. 64 bis e

Fig 64 bis. - Brochages a) SFC 475 quadruple bistable de stockage.
b) SFC 4175 bascules type D avec RAZ.
c) SFF 80102 mémoire RAM statique 1024 bits.
d) Organisation de la mémoire SFF 80102.
e) SFC 481 mémoire à lecture-écriture 16 bits.
f) SFF 70712 mémoire ROM code sinus.
(extraits du catalogue Sescossem).

Fig. 64. - Table de vérité du circuit de la figure 63. Les parties encadrées montrent que l'écriture de 0 ou de 1 ne sera possible que si l'adresse XY est correcte.

RAZ	L/E	X	Y	a	D	b	S	R
1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0	1	1	1
1	0	0	1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	0	0	1	1	1
1	1	0	1	0	0	1	1	1
1	1	1	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	1	1
1	1	1	0	0	1	1	1	1
1	1	0	1	0	1	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	0	1
0	X	X	X	X	X	X	X	0

mente considérablement la capacité des systèmes.

Enfin, nous donnerons la signification de quelques termes relatifs aux mémoires :

— **Mémoires RAM** (Random Access Memory) ou mémoires à accès aléatoire : ce sont des mémoires dont l'adressage est réalisé par des commandes parallèles (éventuellement codées) comme dans notre exemple de la figure 60. On peut ainsi accéder à n'importe quel point de la mémoire sans être obligé de suivre un quelconque processus préalable. On les appelle également mémoires vives car on peut modifier les informations qu'elles contiennent.

— **Mémoires ROM** (Read Only Memory) ou mémoires mortes ou encore mémoires à lecture seule : il s'agit de mémoires dont le contenu est inscrit au cours du processus de fabrication, pour contenir un code par exemple. L'utilisateur n'a pas la possibilité de modifier ce contenu.

— **Mémoires PROM et REPRM** : ce sont des mémoires qui sont fabriquées vierges de tout contenu et qui comportent des connexions internes telles que, par un pro-

cessus particulier, l'utilisateur modifie ces connexions pour inscrire dans la mémoire un programme particulier. Une fois ce programme inscrit, la mémoire PROM se comporte comme une mémoire morte (ROM). Par opposition avec la mémoire PROM, la mémoire REPRM est reprogrammable après une première inscription de données par effacement de celles-ci par exemple en exposant le CI aux rayons ultra-violet.

— **Mémoires CAM** (Content Adressable Memory) ou mémoire à contenu adressable : de génération plus récente, c'est un type de mémoire dont l'adresse est constituée par une partie du contenu de la mémoire pour retrouver la totalité de ce contenu.

Nous précisons également que nous rencontrerons des mémoires dites statiques où les informations restent écrites après inscription sans qu'il soit nécessaire de procéder à une opération de régénération alors que les mémoires dynamiques, le plus souvent basées sur les propriétés de capacité de structure des CI MOS, nécessitent un « rafraî-

chissement » périodique pour compenser la décharge de ces capacités. Enfin, une mémoire sera « volatile » quand la lecture détruira les informations contenues et elle sera « non volatile » dans le cas contraire.

Nous donnons sur la figure 64 bis quelques broches et un exemple d'organisation de mémoire extraits du catalogue Sescosem.

UNE AUTRE APPLICATION DES BASCULES : LES REGISTRES

Un registre est un circuit qui s'apparente beaucoup à une mémoire car il est capable de mémoriser des informations logiques. Il possède en plus la propriété de permettre la « circulation » de ces informations comme nous allons le voir ci-dessous.

Considérons le schéma de la figure 65 qui est constitué par quatre bascules du type D (comme celle de la figure 35).

Le diagramme de la figure 66 va nous permettre d'expliquer son fonctionne-

ment que nous trouverons sous une autre forme sur la table de la figure 67.

Nous supposons qu'au départ, toutes les bascules ont été remises à zéro et on aura $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$.

— Le cycle d'horloge 1 va amener Q_1 à prendre le même état que celui présent sur l'entrée D de la bascule 1 c'est-à-dire 1. Q_2 prendra la valeur qu'avait Q_1 et restera à 0, et on aura de la même manière Q_3 et Q_4 au niveau 0.

— Le cycle d'horloge 2 amènera la sortie Q_1 à prendre la valeur présente sur l'entrée c'est-à-dire 0, Q_2 prendra la valeur qu'avait Q_1 c'est-à-dire 1, Q_3 et Q_4 resteront au niveau 0 en prenant les niveaux précédents de Q_2 et de Q_3 .

— Les cycles d'horloge suivants entraîneront un décalage des niveaux logiques des sorties Q_1 vers Q_2 , Q_2 vers Q_3 , et Q_3 vers Q_4 .

— Au quatrième cycle d'horloge, Q_4 aura pris la valeur présente initialement sur l'entrée.

Nous avons là un registre à décalage à 4 bits à entrée série puisque nous introduisons les données les unes après les

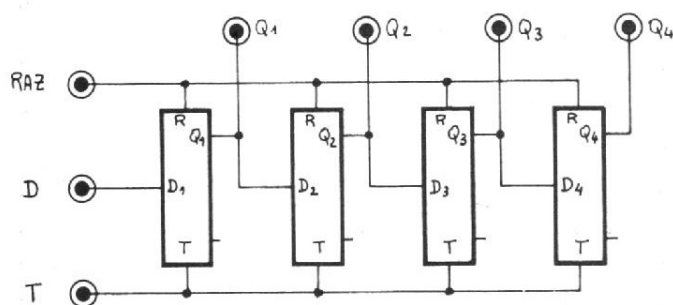


Fig. 65. — Schéma de principe d'un registre à décalage utilisant des bascules type D.

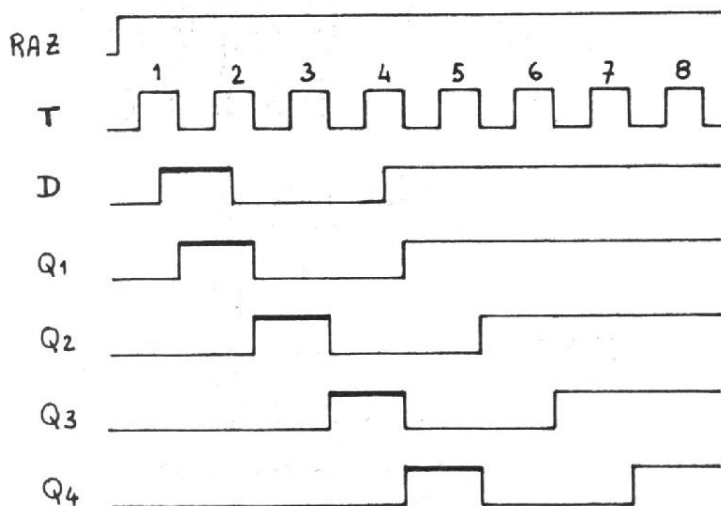


Fig. 66. — Diagramme des états illustrant le fonctionnement du circuit de la figure 65.

autres. Il est également à sortie parallèle puisque nous retrouvons les données décalées d'un cran sur Q1, Q2, Q3 et Q4 et il est aussi à sortie série puisque nous retrouvons sur la sortie Q4 les mêmes données qu'à l'entrée, décalées de quatre cycles d'horloge et dans le même ordre qu'à l'entrée. Ce type de registre pourra nous permettre de réaliser une conversion série-parallèle de données.

Il faut pouvoir également réaliser la conversion parallèle-série ce que nous obtenons avec le circuit de la figure 68. On y retrouve les mêmes éléments que sur la figure 65, les entrées R et S des bascules type D étant toutefois commandées différemment. Les portes NAND qui commandent les entrées R et S ont un rôle qui s'apparente un peu au système de prépositionnement des compteurs-décompteurs. Les portes X et Y reçoivent toutes les deux l'état de la commande L, l'autre entrée de chaque porte recevant l'entrée E ou son complément. La table de la figure 69 montre le fonctionnement de ces portes. On voit que, quand L = 0, l'ensemble se comporte comme le circuit de la figure 65, R et S étant égaux à 1. Par contre, quand L = 1, on aura R = 0 pour E = 0, S restant égal à 1 et on aura S = 0 pour E = 1, R restant égal à 1. La sortie Q de la bascule prendra donc, soit la valeur 0, soit la valeur 1. Après l'introduction des états logiques dans les bascules, L revenant au niveau 0 entraînera R et S au niveau 1. Les informations seront « mémorisées » dans les bascules et il sera alors possible de les décaler comme nous l'avons vu plus haut.

Certains circuits permettent d'inverser le sens du décalage à l'aide d'une commande particulière ou en effectuant des connexions précises.

Ces registres seront utilisés en particulier pour la transmission de données. En effet, si on désire transmettre une information parallèle de 8 bits, la première solution consiste à

NT	0	1	2	3	4	5	6	7	8
D	X	0	1	0	0	1	1	1	1
Q ₁	0	0	0	1	0	0	1	1	1
Q ₂	0	0	0	0	1	0	0	1	1
Q ₃	0	0	0	0	0	1	0	0	1
Q ₄	0	0	0	0	0	0	1	0	0

Fig. 67. - Table des états du circuit de la figure 65.

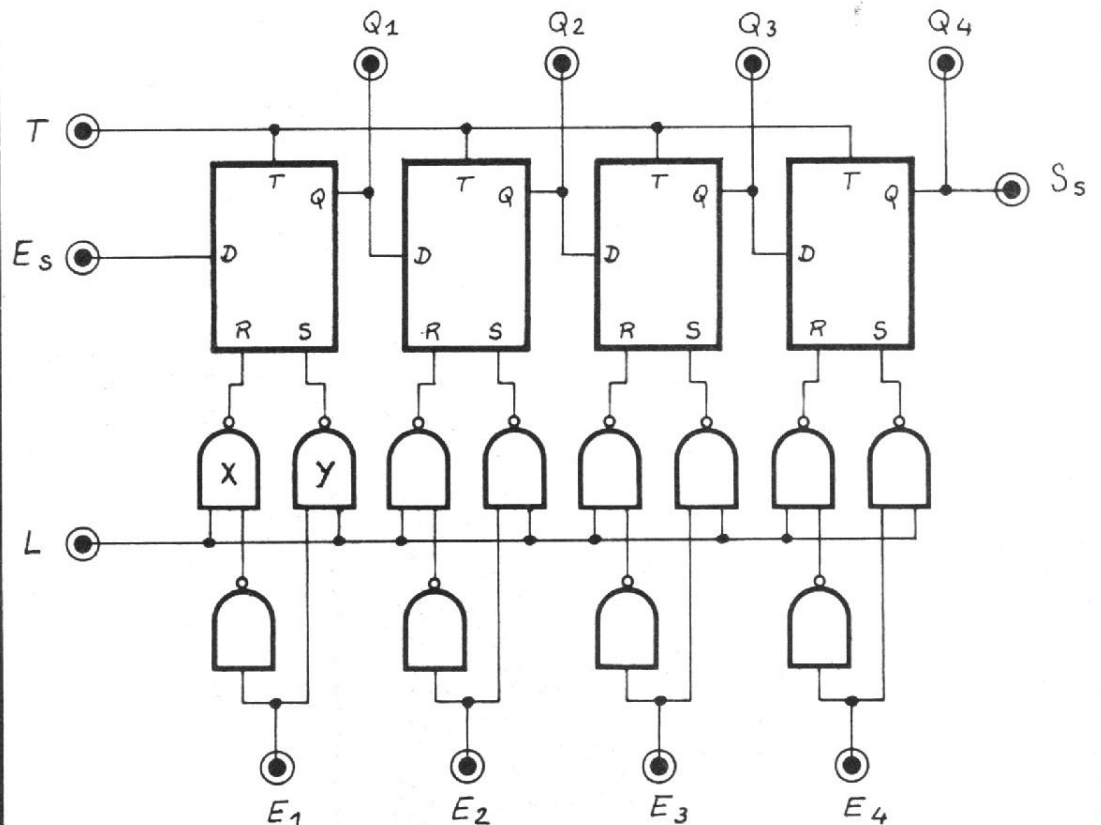


Fig. 68. - Schéma d'un registre à décalage à droite à 4 bits, à entrées série (Es), parallèles (E1 à E4), à sorties parallèles (Q1 à Q4) et à sortie série (Ss).

L	E ₁	R	S	Q ₁
0	0	1	1	X
0	1	1	1	X
1	0	0	1	0
1	1	1	0	1

Fig. 69. - Table de vérité de l'ensemble des portes X et Y du circuit de la figure 68. Les parties encadrées montrent que, quand L, qui « valide » les entrées parallèles, est égal à 1, la sortie Q1 prend la même valeur que l'entrée E1.

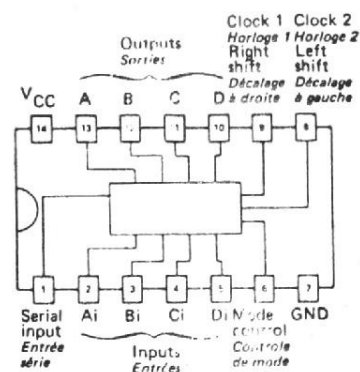
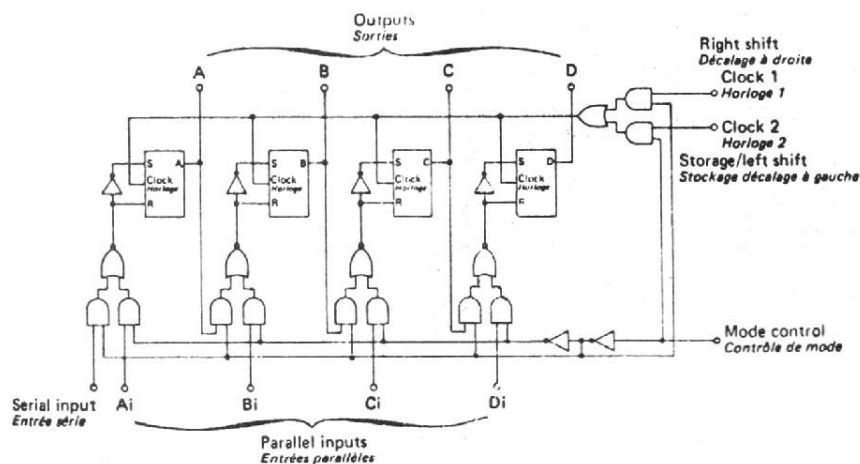


Fig. 70. - Brochage et organisation interne du registre à décalage SFC 495 de Sescossem (extrait du catalogue Sescossem).

réaliser une interconnexion avec 8 fils. Avec l'utilisation des registres, nous pourrions introduire ces 8 données sur les entrées parallèles d'un registre à 8 bits, et, avec 8 impulsions d'horloge, récupérer les données sous forme série. A l'aide d'un seul fil de transmission, nous enverrions les données série sur un autre

registre en commandant son entrée série, et après 8 impulsions synchrones de celles du premier registre, nous retrouverons l'information parallèle sur les sorties du second registre.

La figure 70 indique le brochage et l'organisation d'un registre à décalage classique : le SFC 495.

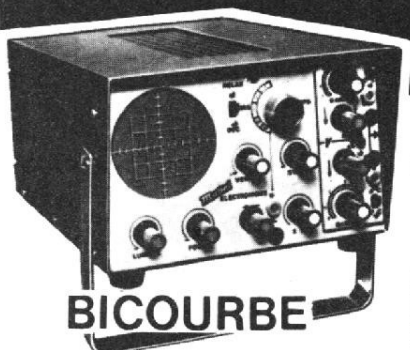
L'APPLICATION DE CES CIRCUITS À LA MINI-CENTRALE DE SÉCURITÉ POUR AUTOMOBILES

Nous ne donnerons pas cette fois-ci d'exemple précis d'application des circuits que nous avons examinés dans cet

article car, en la matière, tout est permis en fonction de l'imagination de chacun. Notre centrale de sécurité comprendra quelques-uns d'entre eux, mais nous vous demandons d'avoir la patience d'attendre le dernier chapitre : réalisation pratique. (à suivre)

B. DOUTREMEPUICH

CONSTRUISEZ LE VOUS-MÊME



ME 103
TOUT TRANSISTORS
DU CONTINU À 4 MHz
Sensibilité: 50mV par division
Base de temps déclenchée de 20ms à 0,1µs
gratuit!
DOCUMENTATION GÉNÉRALE
OSCILLOSCOPES ET APPAREILS DE MESURES SUR DEMANDE

PRIX EN KIT :

1 150 f. T.T.C.

Monbel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES
DEPARTEMENTS:

MESURE 607.88.25
COMPOSANTS 607.83.21

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier pratique et technique

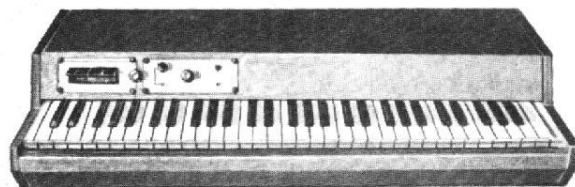
BON A DECOUPER
Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____ HP 2
ADRESSE _____

NOUVEAUTÉ « MAGNETIC FRANCE »

PIANO
CLAVECIN-ORGUE

« MF 50 »
5 OCTAVES



COMPLET EN KIT : 2 500 F

EN
MODULES
SEPARES

- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation .. 850 F
- Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano 1 320 F
- Boîte de timbre avec clés 195 F
- Valise gainée 400 F
- Boîte de timbre supplémentaire avec clés pour orgue avec effet « STEREO » 240 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers nus	Pédaliers	H.P. tournants
3 octaves 260 F	1 octave 320 F	« SPACESOUND »
4 octaves 340 F		H.P. basses 38 cm 600 F
5 octaves 440 F		H.P. aigus, 50 watts
		2 trompettes 770 F

DOCUMENTATION SPECIALE SUR DEMANDE

MAGNETIC - FRANCE

175, rue du Temple - Paris (3^e)
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
Tél : 272-10-74
EXPEDITIONS : 10 % à la commande, le solde contre remboursement

CREDIT

Nous consulter
C.C.P. 1 875-41 Paris
Métro : Temple - République
FERME LE LUNDI

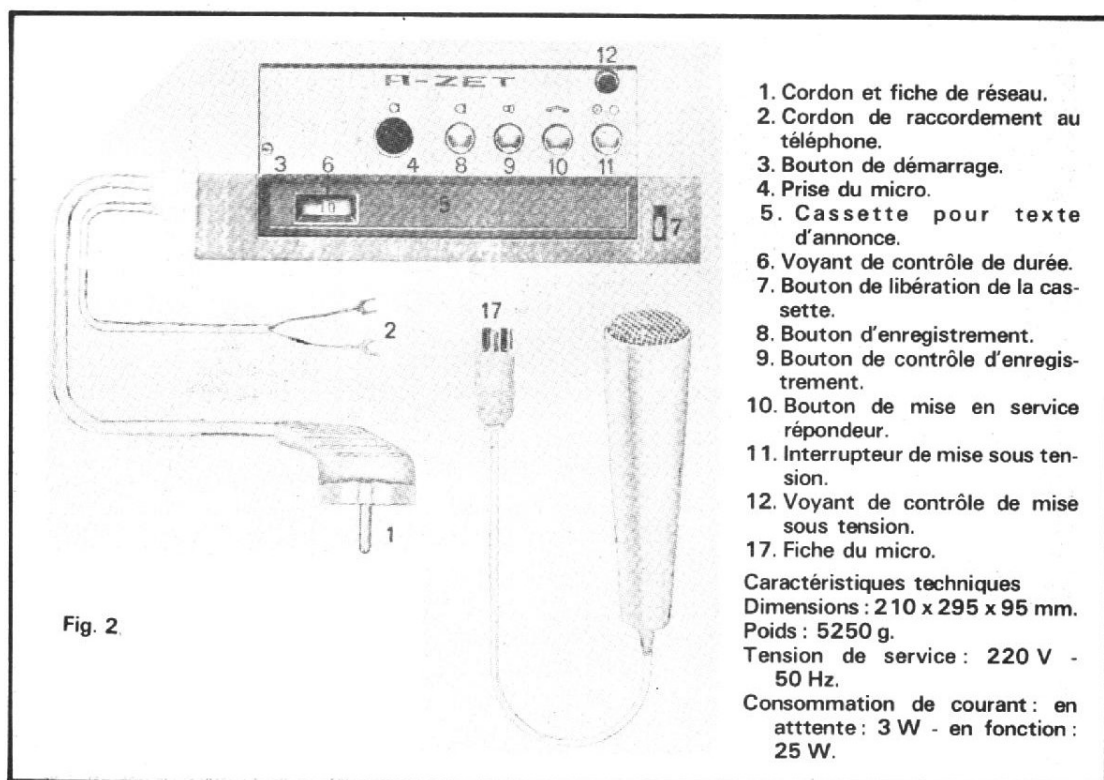


LE REPONDEUR TELEPHONIQUE A-ZET

LE répondeur A-ZET est un modèle simplifié (par rapport au répondeur téléphonique Alibicord dont la description a été publiée dans notre N° 1577). A tout appel d'un correspondant il diffuse un texte annonce préalablement enregistré par l'abonné absent, mais ne peut, par contre, enregistrer un message dicté par le demandeur.

I - PRÉSENTATION ET CARACTÉRISTIQUES DE L'A-ZET

Le répondeur A-ZET se présente sous la forme d'un boîtier parallélépipédique de 21 cm de largeur, 29,5 cm de profondeur et 9,5 cm de hauteur, pesant 5 250 g. Il peut



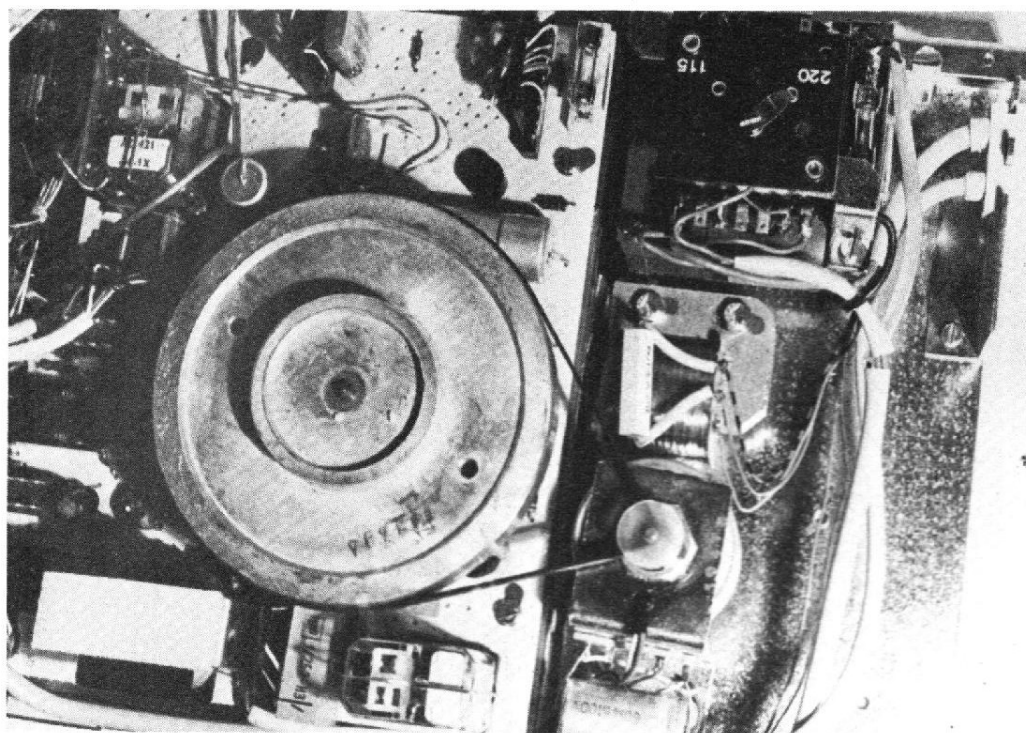


Fig. 3

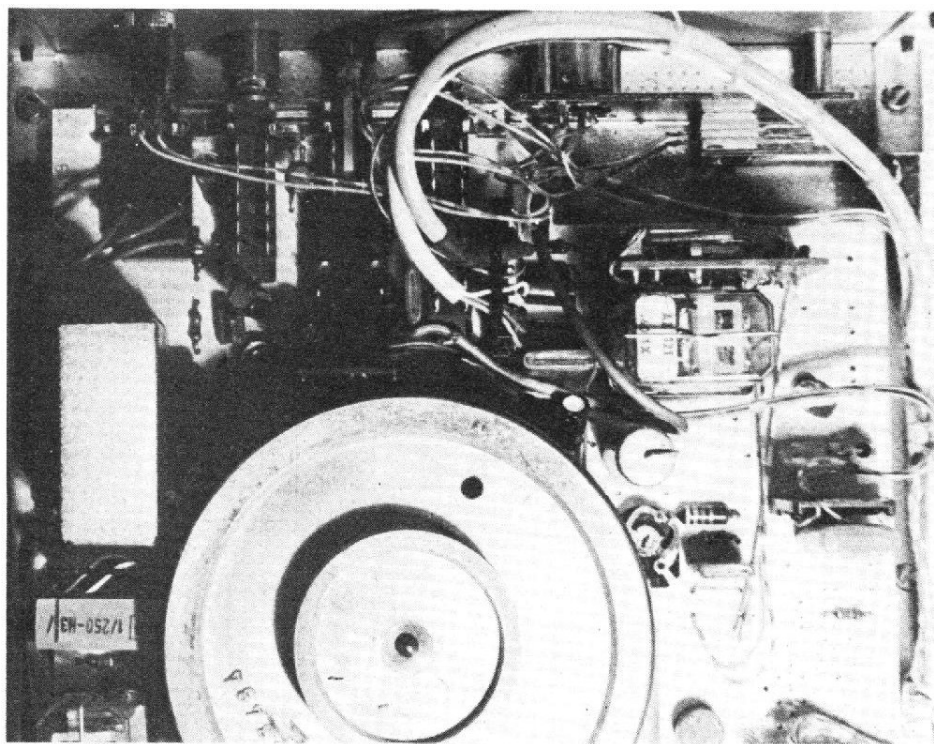


Fig. 4

être branché sur des réseaux de 110 ou 220 volts. Toutes les commandes sont regroupées sur la face avant (voir figure 1, photo de titre).

En position de veille, la consommation ne dépasse pas 3 watts. Elle s'élève à 25 watts en fonctionnement, c'est-à-dire lorsque le texte annonce est diffusé sur la ligne, après appel d'un correspondant. Différentes cassettes sont disponibles. Elles permettent respectivement de diffuser des annonces de 30 secondes, 60 secondes ou 180 secondes. Leur présentation est identique à celle des cassettes annonce de l'Alibicord 3, précédemment étudié (voir H.P. N° 1577).

II - UTILISATION DU RÉPONDEUR A-ZET

Cette utilisation, très simple, comporte trois étapes : le raccordement au secteur et à la ligne téléphonique, l'enregistrement et le contrôle d'un texte annonce, et enfin la mise en état de veille du répondeur. Pour les différentes explications, on se reportera à la figure 2.

1) Raccordement du répondeur A-ZET :

Le raccordement au secteur s'effectue par une prise standard (référence 1 sur la figure 2). La seule précaution consiste à adapter le primaire du transformateur à la tension du réseau. Pour cela, il faut démonter le boîtier afin d'accéder au répartiteur situé, comme le montre la photographie de la figure 3, sur le transformateur d'alimentation.

Le raccordement à la ligne téléphonique se fait par deux cosses (référence 2), mais ne peut être légalement effectué que par l'administration des P.T.T.

2) Enregistrement d'un texte d'annonce :

La fiche du micro (17) est introduite dans la prise (4). On

pousse alors l'interrupteur (11) de mise en service, ce qui allume le voyant de contrôle. Il faut ensuite enfoncer le bouton de dictée (8), puis le bouton de démarrage (3), noté « start » sur la face avant du répondeur.

Dans la fenêtre de visée (6) de la cassette, s'inscrit, à l'arrêt, le chiffre zéro. Dès qu'on presse le bouton de démarrage, la bande commence à défiler. Les nombres qui apparaissent décomptent le temps disponible pour l'enregistrement de l'annonce, par exemple de 60 à 1 pour une cassette de 60 secondes.

3) Contrôle du texte d'annonce :

Assez curieusement, l'audition de contrôle s'opère en utilisant, comme écouteur, le micro qui a servi à dicter l'annonce. Pour réaliser ce contrôle, on enfonce la touche (9), puis le bouton de démarrage (3).

4) Mise en position de veille :

Nous supposons le répondeur préalablement hors service, en présence de l'abonné. Pour le placer en état de veille, il suffit d'enfoncer la touche (11) de mise sous tension, puis le bouton d'enclenchement (10).

Dès ce moment, chaque fois qu'un demandeur compose le numéro de l'abonné, le répondeur « décroche » automatiquement, et diffuse sur la ligne le texte d'annonce contenu dans la cassette.

Remarquons que, pendant cette séquence de diffusion automatique, l'abonné peut intervenir à tout instant : il lui suffit de décrocher son combiné.

III - CIRCUITS DU RÉPONDEUR A-ZET

Nous n'analyserons pas le détail de ces circuits, qui

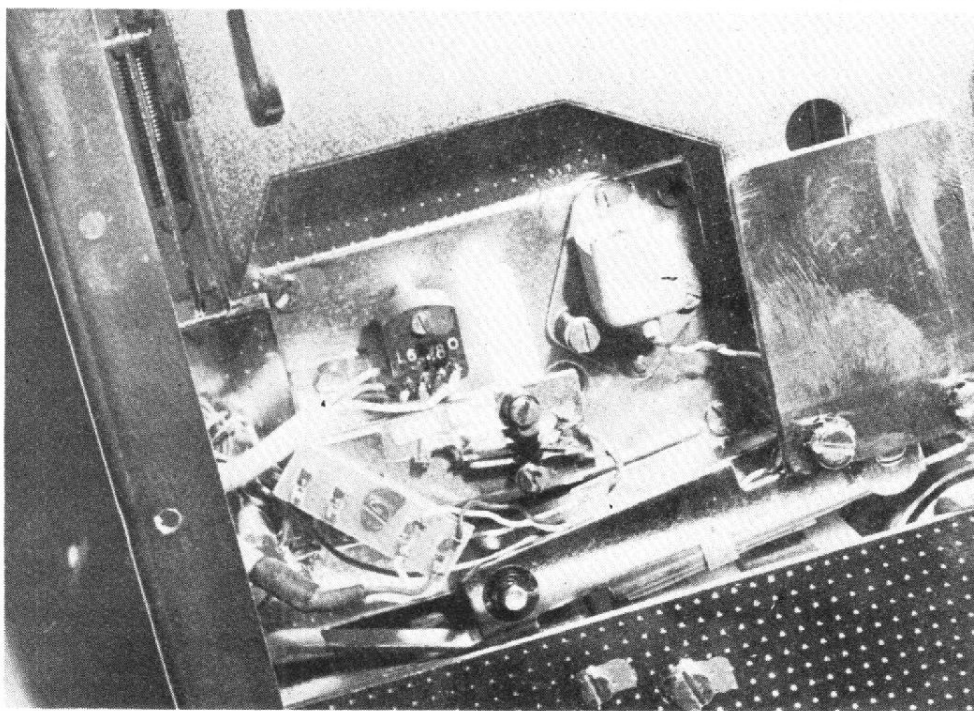


Fig. 5

s'apparentent de très près à ceux de la partie « annonce » du répondeur Alibicord 3, déjà étudiés.

La photographie de la figure 3 montre l'axe du moteur, et le système d'entraînement par courroie, attaquant un volant régulateur. On peut distinguer, sur cette même photographie, l'électroaimant qui commande le

départ et l'arrêt de la cassette.

La photographie de la figure 4 montre, derrière la façade, une partie des circuits imprimés, ainsi que les différents commutateurs. On trouvera enfin, à la figure 5, une vue des têtes d'enregistrement-lecture, et de prémagnétisation.

R.R.

NOS CONCLUSIONS

Tout comme l'Alibicord 3 décrit dans notre N° 1577, le répondeur A-ZET se caractérise par le soin apporté à sa fabrication. Nous avons, cette fois, apprécié la compacité de l'appareil, et la possibilité d'y poser le récepteur téléphonique.

Le jeu de cassettes disponibles, avec des durées de 30 à 180 secondes, nous semble couvrir parfaitement les besoins de tous les utilisateurs souhaitant diffuser une annonce, sans enregistrer les messages des correspondants.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 10.07 - Suite à une demande précédente faite par M. BROCARD, M. Jean-Claude AUGST (67 Ostwald) nous communique les équivalences du transistor japonais 2 SC 871.

2 SC 871 : BC 109, BC 169, BC 239, BC 173, BC 184, BC 209.

Nous remercions vivement notre correspondant pour son aimable communication.

RR - 10.08 - M. A. VILE-SECA, 1220 Avanchet Parc (Suisse), nous demande :

1) Les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés DM 8200 N et MSI 930659.

2) Des renseignements d'ordre classique sur les circuits intégrés logiques.

1) Nous n'avons trouvé aucun renseignement se rapportant aux circuits intégrés cités.

2) Concernant les abréviations, nous vous suggérons de vous reporter à notre numéro 1168, p. 93.

Nous vous conseillons également la lecture des ouvrages :

- Logique - Informatique.
- Initiation Pratique à l'Emploi des Circuits Intégrés Digitaux.

RR - 10.09 - M. François PICARD 76, Bihorel, nous demande s'il existe un moyen pour supprimer les sifflements en PO et GO sur un radio-récepteur, sifflements provoqués par le fonctionnement d'un téléviseur voisin.

C'est un défaut dont l'origine est bien connue : il s'agit du rayonnement des harmoniques de la fréquence « lignes » (harmoniques de 20,475 kHz en 819 lignes ; harmoniques de 15,625 kHz en 625 lignes). Notez que sur les téléviseurs bien conçus, toutes dispositions sont prises pour éviter ce rayonnement.

Les précautions à prendre sont les suivantes :

a) composant de blocage (résistance ou autre) sur les circuits de récupération, de puissance « lignes » et de THT (à voir selon le schéma du téléviseur) ;

b) blindage du transformateur « lignes et THT » ;

c) blindage général de l'appareil par une feuille d'aluminium placée à l'intérieur du coffret du téléviseur ;

d) dispositif de blocage et condensateurs by-pass à l'arrivée des fils du secteur (pour éviter les fuites par ce dernier).

RR - 10.10. - M. Pierre ESCANDELL, 33 Castillon-la-Bataille :

1) Déploie les parasites provoqués par un jeu de lumière et demande comment les supprimer ;

2) Se plaint du mauvais fonctionnement d'un gradateur ;

3) Désire connaître les caractéristiques et l'emploi des diodes OA 85 et OA 70.

1) Le déparasitage des jeux de lumière a déjà fait l'objet de divers articles dans notre revue. Consultez par exemple nos numéros 1291 (p. 65), 1334 (p. 232), 1338 (p. 232) et 1511 (p. 189).

2) Nous ne pouvons pas vous répondre ainsi concernant votre gradateur de

lumière ; il faudrait au moins nous en communiquer le schéma.

3) Les diodes OA 70 et OA 85 ne sont pas des diodes de redressement ; ce sont des diodes de signal.

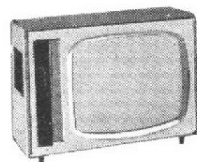
OA 70 : détecteur vidéo ; tension inverse max. = 30 V ; intensité directe max. = 8 mA.

OA 85 : usages généraux ; tension inverse max. = 115 V ; intensité directe max. = 50 mA.

RR - 10.11. - M. GUILLEMINAULT, 91 Marcoussis. Suite à une demande faite, précédemment, cet aimable lecteur nous fait savoir que l'immatriculation BZX 85 se

A MARSEILLE

**VENTE DE TÉLÉVISEURS
OCCASIONS**



**59 cm - 3 chaînes
à partir de 300 F**

EXPÉDITION DANS TOUTE LA FRANCE DU MATÉRIEL SUIVANT SPÉCIALEMENT SÉLECTIONNÉ :

3 CHAINES MULTICANAUX - 59 cm 350 F

POUR TOUTE COMMANDE ENVOYEZ CHEQUE OU CCP + 55 F de port

COMPTOIR ÉLECTRONIQUE PHOCÉEN

30, COURS JOSEPH-THIERRY MARSEILLE 1^{er}

TÉL. 62.66.57

rapporte à toute une série de diodes zener (Sescosem) dont les tensions de zener s'échelonnent de 2,7 à 62 V, cette tension devant être indiquée à la suite.

Exemple : BZX 85 C 8 V 2 (tension de zener = 8,2 V).

Nous savions tout cela bien entendu, mais nous remercions tout de même notre correspondant pour son aimable communication. En fait, notre lecteur ne semblant pas avoir l'immatriculation **complète** de sa diode zener, celle-ci demeure secrète quant à ses caractéristiques... Il reste évidemment la possibilité de la tester sous tension croissante et de déterminer ainsi expérimentalement sa tension de zener, ce qui permettrait ensuite de connaître toutes les autres caractéristiques.

RR - 10.12. - M. Emmanuel BOUCHIS, 95 Taverny.

Nous vous avons répondu directement et notre lettre nous a été retournée avec les mentions habituelles des P.T.T. (inconnu - n'habite pas à l'adresse indiquée, etc.). Vous nous entreteniez de la reproduction par photogravure et photocopie... Pour que nous puissions vous répondre utilement, il faudrait nous indiquer dans quelle revue (numéro et page) a été publié l'article auquel vous faites allusion.

RR - 10.13. - M. Gérard LOMBARDO, 06 Roquefort-les-Pins, nous demandent le schéma d'un jeu de lumière psychédélique à quatre canaux.

De nombreux schémas de ce genre ont déjà été publiés. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter par exemple à notre numéro 1495, page 326. Si vous ne le possédez pas, demandez-le nous en joignant 7 F en timbres, par exemple.

RR - 10.14. - M. Roger DUCHEMIN, 64 Pau, nous demande le schéma d'un récepteur à réaliser soi-même permettant l'écoute du trafic VHF aviation.

Nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage « Electronique et Aviation » dans lequel trois montages sont proposés (deux montages simples et un plus élaboré). Toutes indications sont également données pour la construction d'une éventuelle antenne extérieure (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR - 10.15. - M. André CELLIER, 70 Luxeuil-les-Bains, possède un radio-récepteur Satellit 1000 Grundig et désire être conseillé sur l'antenne extérieure à utiliser afin d'en tirer le maximum en réception OC.

Il n'y a pas de longueur optimale d'antenne à prévoir ou à préconiser pour l'utilisation OC d'un récepteur Grundig Satellit 1000 ou pour tout autre récepteur à transistors d'ailleurs. Cela dépend essentiellement des conditions de réception au lieu considéré.

En tout cas, il convient d'être extrêmement prudent quant à la longueur du fil. N'utilisez que le minimum de longueur requis... sinon gare à la transmodulation, défaut caractéristique de tous les récepteurs à transistors (même ceux comportant un étage HF à transistor MOS) et que nous avons maintes fois développé dans nos colonnes.

RR - 10.16-F. - M. Bernard ANQUETIL, 76 Breaudé, nous demande conseil pour la mise au point d'une alimentation stabilisée réglable dont il nous soumet le schéma.

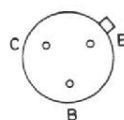


Fig. RR - 10.16

1) Le brochage du transistor 2N3053 indiqué sur votre lettre est inexact ; nous vous donnons le brochage correct sur la figure RR - 10.16. Les autres brochages indiqués sont bons.

2) L'erreur de branchement du transistor 2N3053 est évidemment une raison bien suffisante pour provoquer un mauvais fonctionnement de l'alimentation. De plus, nous remarquons un condensateur de sortie de 2 500 μ F type 25 V ; or, ce condensateur peut être soumis à une tension à vide atteignant 63 V. Ce condensateur électrochimique a certainement été détérioré et c'est la raison pour laquelle il chauffe. Il doit être remplacé et il faut monter un condensateur de même capacité, mais capable de supporter au moins 63 V, ce qui correspond à la tension de crête ($45 \times \sqrt{2}$) lorsque l'alimentation ne débite pas.

3) A ce propos, il n'est pas recommandé de procéder à la mise au point d'une telle alimentation en la laissant fonc-

tionner à vide. Il faut la faire débiter, soit sur une grosse résistance bobinée de 50 Ω /50 W, soit sur l'amplificateur BF auquel elle est destinée.

RR - 10.17-F. - Suite à une précédente demande, M. Serge LOUVET à Bruxelles, nous a fait parvenir des renseignements concernant le circuit intégré SN72311 P. Nous remercions vivement notre correspondant pour son aimable communication.

SN 72311 : comparateur différentiel avec « strobe ». Alimentation ± 15 V (± 18 V max.) ; tension différentielle d'entrées max. = ± 30 V ; dissipation totale max. = 500 mW ; courant de polarisation d'entrées max. = 300 nA ; courant d'offset d'entrées max. = 70 nA ; tension de l'émetteur de sortie par rapport à $-V_{CC} = 40$ V max. ; circuit intégré capable de commander un relais, une ampoule, ou tout autre circuit 50 V/50 mA.

Brochage selon quatre présentations possibles indiquées sur la figure RR-10.17. Le circuit intégré comportant le suffixe P correspond au brochage n° 3. Nous avons :

B = balance

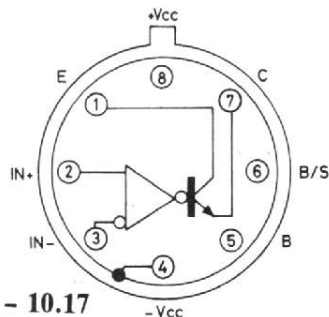
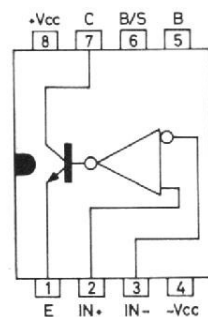
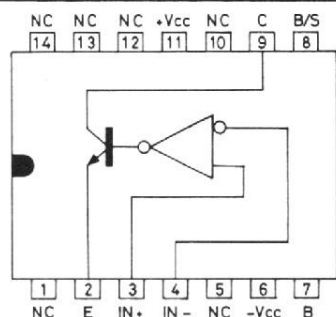
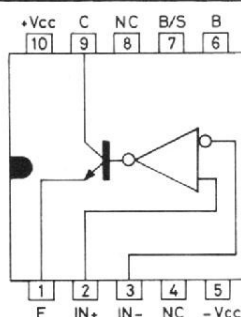


Fig. RR - 10.17

B/S = balance/strobe
 C = sortie collecteur
 E = sortie émetteur
 IN⁺ = entrée non inversée
 IN⁻ = entrée inversée
 NC = non connecté
 $\left. \begin{array}{l} + V_{CC} \\ - V_{CC} \end{array} \right\} = \text{alimentation}$

RR - 10.18. - M. Joseph FERRERO, 54 Nancy, nous demande :

1) des renseignements sur l'adaptation d'impédance des haut-parleurs à la sortie d'un amplificateur BF sans transformateur ;

2) des conseils pour l'installation d'un filtre BF passe-bande sur un petit récepteur de trafic OC ;

3) s'il existe un procédé pour supprimer une barre verticale noire (ou grisâtre) affectant l'image d'un téléviseur.

1) Dans un amplificateur BF, l'impédance du haut-parleur à utiliser est fonction des caractéristiques des transistors employés à l'étage final et de leurs conditions de fonctionnement.

Il est absolument évident que plus l'impédance du haut-parleur est faible, plus la capacité de liaison doit être élevée... Mais ce n'est pas cette capacité de liaison qui modifie l'impédance de charge requise pour tel ou tel montage.

2) Il n'est pas possible de réaliser un filtre BF suffisamment sélectif et aux pentes abruptes en l'intercalant entre la sortie du récepteur et le haut-parleur (comme vous le suggérez).

C'est dans le récepteur même qu'il faut intervenir, et en principe après la détection, avant le premier étage BF.

Vous avez un montage de ce genre, c'est-à-dire filtre très sélectif BF, et à plusieurs largeurs de bande passante commutables, qui est décrit à partir de la page 137 de notre ouvrage L'Emission et la Réception d'amateur - 8^e édition (Librairie Parisienne de la

Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

3) La barre noire verticale que vous observerez peut être due à deux causes :

a) Echo ; c'est l'écho de blanking « lignes » qui apparaît sur l'image. Peu de remède ; si ce n'est l'orientation optimale de l'antenne pour minimiser l'écho... sans réduire trop l'image (ou utilisation d'une antenne « troika »).

b) Mauvais fonctionnement du retour de lignes (inexistant ou fonctionnant mal).

Pour plus de détails (qu'il n'est évidemment pas possible de donner dans le cadre de cette rubrique), veuillez vous reporter à notre ouvrage « Dépannage, Mise au point, Amélioration des téléviseurs » (6^e édition) dans lequel ces phénomènes sont largement expliqués, ainsi que les remèdes proposés.

RR - 10.19 : M. Jean-Claude SERAYET, 01 Bourg-en-Bresse, nous demande quelques précisions concernant la chambre d'écho de BST décrite dans le Haut-Parleur numéro 1401, page 242.

La chambre d'écho BST décrite dans le Haut-Parleur n° 1401 est très classique. Elle fonctionne selon le principe de la bande magnétique en boucle fermée, mais décalée du temps d'écho, puis effacement, afin que la bande magnétique bouclée serve sans fin.

RR - 10.20. - M. André SELORON, 38 Bourgoin-Jallieu nous demande :

1) Quel diamètre de fil émaillé doit-on employer pour la réalisation des inductances d'un filtre à trois voies pour haut-parleurs dans le cas d'un amplificateur de 80 W ;

2) Comment réaliser les bobinages pour le filtre ci-dessus, bobinages de 0,8 mH et 1,6 mH.

1) Pour une puissance de l'ordre de 80 W BF, il faut utiliser du fil de cuivre émaillé de 12 à 16/10^e de mm de diamètre pour la confection des bobines des filtres de voies des haut-parleurs. En effet, selon la « musique », toute cette puissance peut parfois se retrouver concentrée sur une seule voie.

2) Pour une bobine de 0,8 mH, il faut environ 220 tours ; pour une bobine de 1,6 mH, il faut environ 275 tours. Enroulement sur un tube de carton de 25 mm de diamètre ; fil enroulé en spires jointives et en couches successives entre deux joues espacées de 30 mm collées sur le tube ; ceci pour chacune des bobines, bien entendu.

RR - 10.21. - M. René LEBOUCHAU, 67 Strasbourg, nous fait part de son point de vue suite à notre article sur la propagation des ondes courtes publié dans le Haut-Parleur n° 1572, et s'étonne que nous ne parlions pas de la puissance mise en jeu par les émetteurs.

La puissance d'émission ne modifie pas directement les conditions de portée qui restent fonction des données indiquées dans l'article, mais agit uniquement sur la valeur (l'importance) du champ électro-magnétique exprimé en mV/m (ou en μ V/m) au lieu de la réception.

Il y a bien sûr des impondérables, tels que les phénomènes de propagation, taches solaires, etc.

RR - 10.22. - M. André SAUTIER, 37 Tours, nous fait part d'une remarque au sujet de notre article sur les enceintes acoustiques dites

« miniaturisées » publié dans le Haut-Parleur n° 1478.

En ce qui concerne les enceintes acoustiques miniaturisées décrites dans le n° 1478, les différences de dimensions que vous constatez proviennent du fait que dans le premier cas, il s'agit de dimensions « générales » (dites passe-partout) valables pour des haut-parleurs à suspension très souple de « toutes marques » ; au contraire, dans le second cas, les dimensions ont été déterminées par Audax pour les types de haut-parleurs précisément fabriqués par cette firme.

RR - 10.23. - M. Léon LEROY, 65 Tarbes, nous demande :

1) Ce qu'est un expenseur de gain ;

2) Comment incorporer un correcteur physiologique au

AVANT TRANSFORMATIONS VENTE DE MATERIEL D'EXPOSITION (MATÉRIEL GARANTI)

PLATINES PU

• GARRARD	
Zero 100 SB (sans cellule)	780 F
• Lenco	
L 80 (avec cellule)	690 F

AMPLIS

• DUAL	
CT 15. 2x15 watts	850 F
• LEAK	
2100. 2x35 watts	1 750 F
2200. 2x50 watts	2 200 F
• SANSUI	
AU 9900. 2x90 watts	4 880 F
AU 11000. 2x120 watts	6 000 F
AU 20000. 2x180 watts	7 500 F

• NIKKO	
TRM 210. 2x18 watts	810 F
TRM 500. 2x22 watts	1 150 F
TRM 600. 2x34 watts	1 360 F
TRM 800. 2x65 watts	2 150 F

• WELTEC	
SA 800 U. 2x20 watts	790 F

AMPLIS-TUNERS

• NIKKO	
STA 5050. 2x22 watts	1 620 F
STA 7070. 2x34 watts	1 890 F
STA 8080. 2x45 watts	2 200 F

• SANSUI	
TU 661 L. 2x27 watts	2 450 F

• GECO	
GAT 240. 2x40 watts	1 900 F

ENCEINTES

• KEF	
Chorale. 30 watts	495 F
Cadenza. 40 watts	800 F

• HEXAGONE	
Progression I. 25 watts	350 F

• SANSUI	
LM 220. 45 watts	1 070 F
LM 330. 60 watts	1 400 F

A C E R

42, rue de Chabrol
 PARIS (10^e) - Tél. : 770-28-31

préamplificateur de l'ensemble décrit dans le Haut-Parleur 1478, page 199.

1) Un expanseur de gain est l'inverse d'un compresseur de modulation ; il peut être utile sur un amplificateur BF lorsque celui-ci est précédé par exemple, d'un magnétophone sur lequel on a fait agir un compresseur d'enregistrement.

2) Pour l'adjonction d'un correcteur physiologique (schéma page 200, n° 1478) il faudrait remplacer le potentiomètre P1 de volume de 47 k Ω log. par un potentiomètre de mêmes caractéristiques, mais possédant (en plus) une prise fixe auxiliaire sensiblement à mi-valeur (la cosse de cette prise auxiliaire étant reliée à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur de 22 nF en série avec une résistance de 22 k Ω).

Dans le cas de l'utilisation d'un potentiomètre ordinaire, c'est-à-dire du potentiomètre existant, vous pourriez vous reporter au schéma proposé dans la réponse RR-5.71-F publié à la page 359 du n° 1521.

Notez que l'emploi d'un correcteur physiologique est assez facultatif lorsqu'on possède par ailleurs des réglages séparés « graves » et « aigus » qui permettent un bien meilleur ajustage de l'audition pour le plaisir de l'oreille.

RR - 10.24. - M. Michel FAVERGEON, 21 Dijon, nous demande des précisions concernant le relais M.S. équipant l'alarme antivol décrite dans le Haut-Parleur n° 1211, page 120.

Nous n'avons malheureusement pas d'autres précisions en ce qui concerne le relais M.S. employé dans le montage d'alarme antivol cité. Nous pensons cependant que tout relais 12 V avec bobine de

résistance de l'ordre de 300 Ω peut convenir.

De toute manière, les établissements Perlor 25, rue Hérold, 75001 Paris, doivent pouvoir vous fournir ce relais, puisque ce sont eux les réalisateurs de ce montage. Il est important que les contacts de travail du relais puissent tenir 6 A (c'est ce qui est capital ici) puisqu'ils ferment le circuit d'un klaxon, organe dont la consommation est généralement importante.

RR - 10.25-F. - M. Pierre FLILLOL, 11 Carcassonne, nous demande le brochage du transistor UJT type 2N4870.

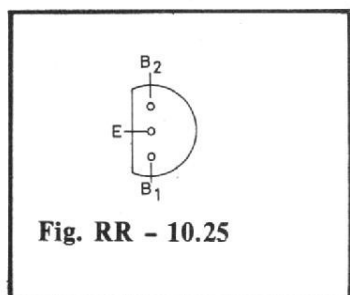


Fig. RR - 10.25

Le brochage du transistor UJT type 2N4870 est représenté sur la figure RR-10.25.

RR - 10.26. - M. Sylvestre CASTELIN, 41 Blois, nous demande conseil pour l'installation et la mise au point d'un convertisseur OC sur un auto-radio.

Il est évidemment impossible, vous devez le comprendre, de se prononcer d'une façon catégorique, à distance, sur la cause précise d'un mauvais fonctionnement faute de pouvoir examiner les appareils. Nous ne pouvons formuler que des suggestions de vérification. Nous vous demandons donc de vérifier les points suivants :

a) L'antenne doit être branchée à l'entrée du convertisseur et la sortie du convertisseur doit être reliée à l'entrée « antenne » du récepteur à l'aide d'une portion de câble

coaxial (blindage relié à la masse). En réception normale PO - GO, l'antenne se trouve automatiquement commutée à l'entrée du récepteur par le commutateur du convertisseur OC. Enfin, en OC sur chaque bande sélectionnée par le convertisseur, la réception se fait par le balayage de la bande PO du récepteur normal (recherche des stations).

b) Vérifier la bonne mise à la masse du convertisseur.

c) Vérifier que le convertisseur est bien correctement alimenté (mesure des tensions).

d) Vérifier le bon fonctionnement du transistor BF 195 oscillateur du convertisseur.

Ce sont là les points principaux à vérifier. Quant aux parasites, il est absolument évident que les gammes OC sont beaucoup plus sensibles aux parasites d'allumage que les autres bandes. En conséquence, le véhicule doit être beaucoup plus énergiquement déparasité. Eventuellement, consultez l'ouvrage Technique nouvelle du dépannage des radio-récepteurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR - 10.27. - M. Roger CAMPARO, 64 Pau, nous demande conseil pour le déparasitage des contacts genre boutons-poussoirs.

Pour déparasiter des boutons-poussoirs, il suffit généralement de connecter un condensateur en parallèle sur les bornes. Mais d'habitude, dans de tels travaux, il faut rechercher la valeur optimale de la capacité du condensateur par essais successifs de diverses valeurs pour l'obtention de la plus grande efficacité.

Une solution également très énergique consiste à connecter un condensateur en série avec une résistance en parallèle aux bornes du contact ; pour la détermination des éléments RC, veuillez

vous reporter à notre article publié à la page 340 du Haut-Parleur numéro 1521.

RR - 10.28. - M. Roger TISSOT, 26 Valence, a construit un amplificateur BF stéréophonique. Sur chaque canal (droite et gauche), il utilise des filtres actifs (passe-bas, passe-bande, passe-haut) pour la séparation des voies « graves » - « médium », « aiguës ». Or, il se trouve que les tweeters de chaque enceinte sont périodiquement (et trop souvent) détruits : bobine mobile coupée, même en montant des tweeters d'une puissance supérieure à celle susceptible d'être délivrée par l'amplificateur.

Comme nous le disons chaque fois, dans de tels cas, il nous faudrait pouvoir examiner l'amplificateur et y procéder à des mesures systématiques pour pouvoir formuler un diagnostic certain. Dans le cas de destructions répétées des tweeters, voici les causes les plus fréquemment rencontrées :

1) Emploi de tweeters de mauvaise qualité ou de mauvaise fabrication, présentant une puissance admissible réelle nettement inférieure à la puissance annoncée. Avez-vous essayé des tweeters d'une autre marque ?

2) Phénomène de résonance électrique du circuit série formé par la bobine mobile du tweeter et le condensateur de liaison (pour une certaine fréquence). Essayez d'utiliser un condensateur de liaison d'une capacité différente.

3) Composante continue importante parcourant la bobine mobile du tweeter, soit du fait d'un mauvais équilibrage en courant continu de l'étage de sortie, soit du fait de fuites internes élevées dans le condensateur de liaison (selon le montage adopté pour le push-pull).

4) Mauvaise détermination des éléments RC du filtre passe-haut. Malgré le calcul des composants de ce filtre, il importe de vérifier au générateur BF vers quelles fréquences il commence à laisser passer les signaux. Si le filtre passe-haut admet inutilement le passage de fréquences insuffisamment élevées pour le tweeter considéré, non seulement elles ne seront pas reproduites, mais ces signaux risquent d'être très dangereux pour la vie de ce haut-parleur.

●
RR - 10.29. - M. René M., 69 Lyon, nous demande conseil au sujet du QRM-TVI.

Concernant le QRM-TVI, il est certain que vous n'étiez pas en règle (vis-à-vis de la législation) si vous n'aviez pas de filtre secteur. Mais il est tout aussi certain que ce n'est pas l'adjonction du filtre secteur réglementaire qui a dû apporter un remède. Le seul remède efficace est le filtre « coupe-bas » que l'on doit (ou devrait) placer à l'entrée du téléviseur ou à l'entrée de l'amplificateur de distribution dans le cas des antennes collectives.

●
RR - 10.30. - M. Georges BANCELLE, 31 Toulouse nous demande s'il est possible de recevoir convenable-

ment des émissions modulées en fréquence (vers 151 et 156 MHz) à l'aide d'un petit récepteur à super-réaction.

En principe, un récepteur à super-réaction permet de recevoir à peu près correctement, ou tout au moins d'une façon offrant une bonne compréhensibilité, une émission modulée en fréquence ou en phase en le réglant sur le « bord » de l'onde porteuse reçue (et non pas bien « centrée » comme pour la modulation en amplitude).

De toute façon, on ne peut pas monter un détecteur de rapport sur un récepteur à super-réaction; il faudrait concevoir un récepteur complet à changement de fréquence.

●
RR - 10.31. - M. Jean-Pierre AYMARD, 71 Châlon-sur-Saône demande des renseignements pour la remise en état d'un récepteur de trafic OC type RU 95 de la S.F.R.

Certaines des lampes anciennes qui vous manquent pourraient sans doute encore vous être fournies par la maison Radio Tubes, 40, boulevard du Temple 75011 Paris.

Pour la modification des connexions à effectuer éventuellement (en cas de type différent), il suffit de vous reporter aux brochages des deux tubes et d'opérer en consé-

quence lors du câblage du nouveau support.

Notez que le tube EB 4 peut se remplacer par deux diodes germanium type AA119 par exemple, ce qui est encore bien plus simple.

Enfin, le tube R129 peut se remplacer sans la moindre modification par le tube américain correspondant immatriculé 1851, beaucoup plus courant.

●
RR - 10.32. - M. André BERNON, 74 Evian, désire augmenter la sensibilité d'un jeu de lumière.

Le volume du transformateur d'isolement ne signifie rien; seul son rapport élévateur de transformation importe. Pour augmenter la sensibilité du jeu de lumière, c'est-à-dire pour pouvoir l'utiliser sur une puissance BF moindre, il vous faut donc employer un transformateur présentant un rapport élévateur plus important, et simultanément, remplacer les potentiomètres de 1 k Ω (en parallèle sur la sortie secondaire) par des types de plus grande valeur (par exemple 5 k Ω).

Une autre solution consiste à intercaler dans chaque voie un amplificateur à transistor; veuillez vous reporter par exemple aux montages décrits dans nos numéros 1283 (page 103) ou 1308 (page 151).

RR - 10.33. - M. Roger CHARBONNEL, 76 Le Havre, sollicite des précisions concernant le contrôleur de pose décrit dans le numéro 1396 page 160 du Haut-Parleur.

En ce qui concerne ce montage, nous vous rappelons que des compléments d'information (fournis par l'auteur) ont été publiés dans notre rubrique « Courrier Technique » et ont fait l'objet de la réponse RR-8.08, page 336 du numéro 1424. Nous pensons qu'ainsi votre lanterne sera éclairée vis-à-vis des commutations!

●
RR - 10.35. - M. Patrice Julliano, 20 Bastia, nous demande s'il existe des bâtons de ferrite de 50 mm de diamètre et de 500 mm de longueur.

Nous avons consulté tous les catalogues de fabricants de ferrite à notre disposition et nous n'en avons trouvé aucun produisant des barreaux aux dimensions indiquées. Quel en serait donc l'usage?

D'autre part, il est hors de question de chercher à constituer un tel organe par assemblage, collage ou autre, de plusieurs éléments; l'ensemble serait bien loin de présenter les caractéristiques et les qualités de la ferrite d'un élément considéré seul.

Avis très important

AUX AMATEURS DE RADIOCOMMANDE AYANT ACHETÉ ou QUI ACHÈTERONT

ce numéro spécial:

Nous avons omis de faire figurer nos 2 adresses dans l'annonce insérée dans ce numéro - Vous les trouverez ci-dessous:

Marie-Christine

2 magasins à votre service: même direction, même ambiance.

78100 SAINT-GERMAIN-EN-LAYE

2 et 4, rue de la Salle. Tél.: 963.16.57 et 14.01

78000 VERSAILLES

8, rue des 2-Portes (plein centre aux Halles) Tél.: 950.67.46

Magasins ouverts de 9h15 à 12h30 et de 14h15 à 19h30 tous les jours (sauf Lundi) et le Dimanche matin
EXCEPTIONNELLEMENT: ouverts les Lundis 13, 20 et 27 Décembre aux heures habituelles.

5,50 f
N° 1573 - NOVEMBRE 1976

LE HAUT-PARLEUR

SPECIAL RADIOCOMMANDE

BON A DÉCOUPER

HP 126

pour recevoir NOTRE NOUVEAU CATALOGUE 1977 (252 PAGES, GRAND FORMAT)

Joindre 23 F. pour frais (en mandat ou chèque).

Nom: Prénom:

Rue: N°

Ville:

Code Postal:

LE RÉCEPTEUR DE TRAFIC



SOMMERKAMP FRG 7

LES circuits du récepteur de trafic FRG-7 sont entièrement transistorisés. Les oscillateurs à synthétiseur de fréquence couvrent les gammes de fréquences entre 500 kHz et 29,9 MHz. L'accord continu est obtenu par un triple changement de fréquences à partir du circuit dit : « boucle Wadley » et d'un quartz 1 MHz.

La stabilité en fréquence du récepteur est surprenante. Son cadran d'accord est étalonné

de 10 en 10 kHz, une bonne précision est obtenue pour toute la gamme de fréquences. Un filtre céramique dans l'étage moyenne fréquence 455 kHz assure une très bonne sélectivité. L'étage d'entrée comporte un atténuateur HF à trois positions. En outre, ce circuit est équipé d'un contrôle automatique de gain (CAG) amplifié ainsi que d'un commutateur à trois positions sélectionnant trois différentes tonalités BF. Cette tonalité variable était désirée par les

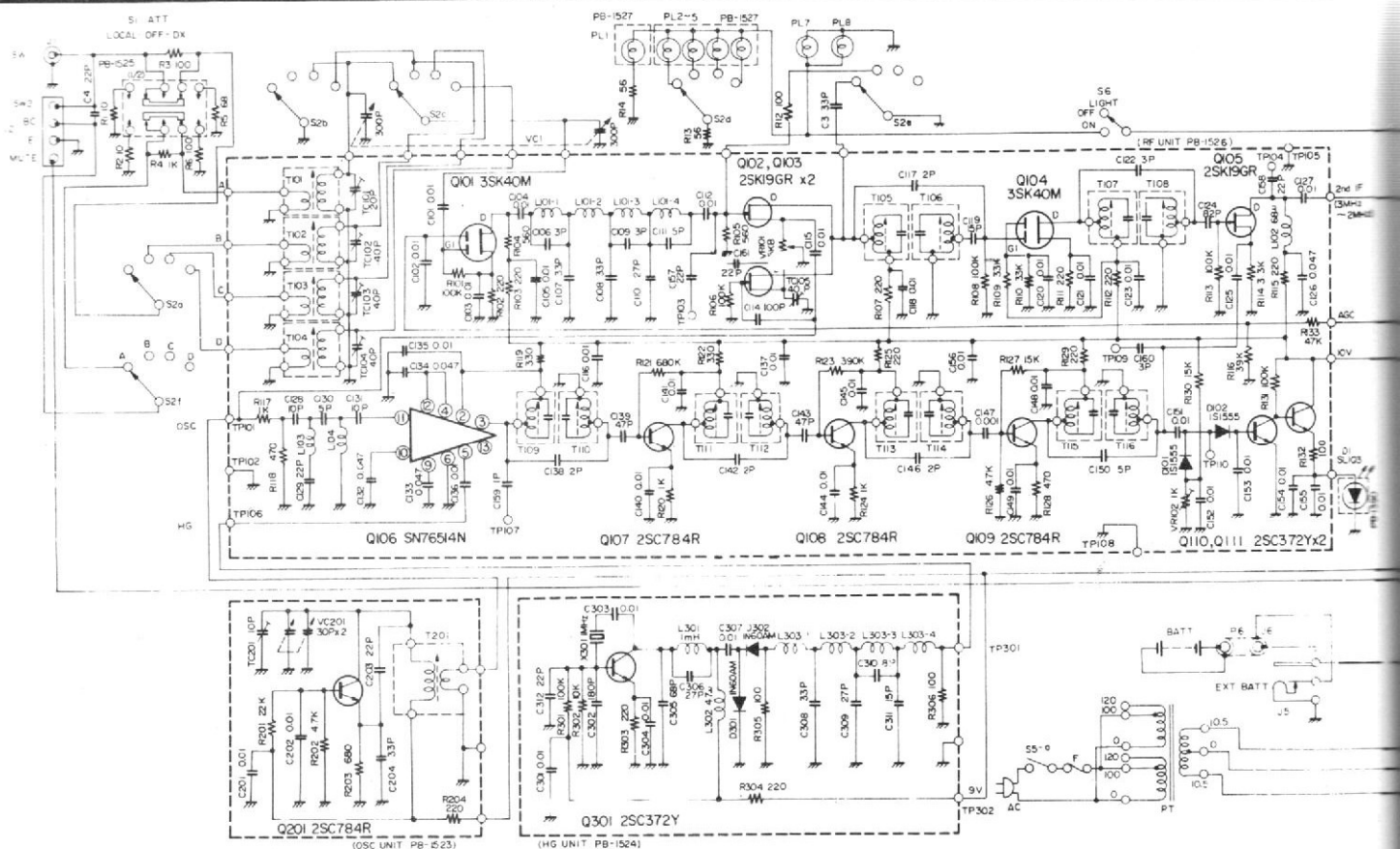
utilisateurs des bandes amateurs ainsi que par les écouteurs de stations de radio-diffusions et CB. Le coffret de larges dimensions avec son haut-parleur Hi-Fi garantissent une reproduction de bonne qualité.

Le FRG-7 peut être alimenté sur secteur 100/110/117/200/220/234 V alternatifs 50/60 Hz, par des piles incorporées ou par une tension de 12 V extérieure. En cas de panne de secteur, l'alimentation est commutée

automatiquement sur les piles du type UM-1 au nombre de huit. Un interrupteur coupe l'alimentation des lampes cadran.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Gamme de fréquences couvertes :
0,5 MHz à 29,9 MHz.



Types d'émissions reçues :
AM, BLU (bande latérale inférieure ou supérieure), CW.

Sensibilité :
BLU/CW : inférieure à $0,7 \mu\text{V}$ pour 10 dB de rapport S/B ;
AM : inférieure à $2,0 \mu\text{V}$ pour 10 dB de rapport S/B.

Sélectivité :
3 kHz à -6 dB, 7 kHz à -50 dB.

Stabilité en fréquence :
Glissement inférieur à 500 Hz après 30 mn de chauffage.

Impédances d'entrées antennes :

Haute impédance pour la gamme de 0,5 à 1,6 MHz.
Basse impédance 50 Ω asymétrique pour la gamme de 1,6 à 29,9 MHz.

Impédance du haut-parleur :
4 Ω .

Puissance de sortie B.F. :
2 W.

Alimentation :
Alternatifs
100/110/117/200/220/234 V,

50/60 Hz ou 12 V continus d'extérieur ou 12 V par 8 piles du type UM-1.

Dimensions :
340 x 153 x 285 mm.

Poids :
7 kg approx. sans les piles.

LISTE DES SEMI CONDUCTEURS

Circuits intégrés :
AN-214 : 1, SN76514 1

FET's :
3 SK-40 : 3, 2SK19 6

Transistors :
2SC372 : 8, 2SC784 4
2SD 313 : 1

Diodes :
1N60 AM : 9, 1S1555 2
VO 6 B : 3

Diodes zener :
WZ-110 : 1, BZ091 1

LES COMMANDES ET LEURS FONCTIONS

Ce récepteur de trafic toutes ondes a été construit pour être utilisé par des opérateurs n'ayant pas de connaissances spéciales. Tous les circuits internes ont été pré-réglés en usine. Quelques-uns, assez nouveaux, demandent davantage d'attention pour une exploitation facile de l'appareil.

FAÇADE AVANT :

(1) **Band** (bande).

Le commutateur de bandes à quatre positions permet de sélectionner la gamme de fréquence désirée.

(2) **ATT (NOR, DX, LOCAL)**, atténuateur.

Les signaux forts à l'entrée du récepteur peuvent être atténués. En position NOR, l'atténuateur est hors-circuit.

(3) **Tone (NOR, Narrow, Low)**, filtre BF, trois positions.

La bande passante BF est commutée de trois différentes façons. En position NOR, l'ampli BF passe les fréquences entre 250 Hz et 3 000 Hz, en position Narrow les fréquences de 400 Hz à 2 500 Hz et en position Low les fréquences de 250 Hz à 1 500 Hz.

(4) (5) **Tuning Dial**, bouton d'accord.

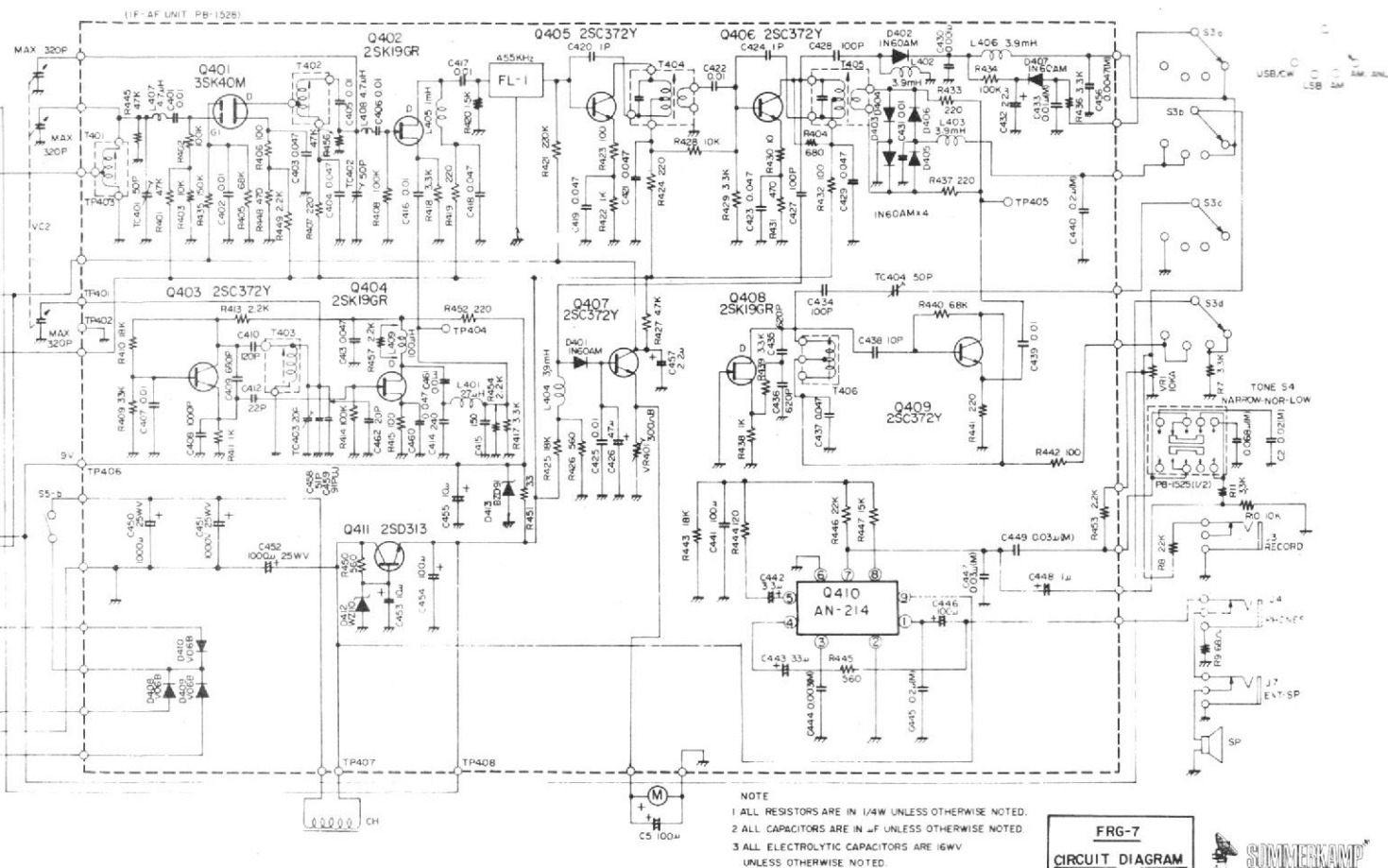
Le bouton d'accord Tuning affiche la fréquence en fonction de la position du commutateur Band et de l'accord MHz.

(6) **Volume**

Ce contrôle dose le niveau BF.

(7) **Mode.**

Le commutateur sélectionne quatre modes d'opération : USB-CW (BLU bande latérale supérieure) et CW (télégraphie), LSB (bande latérale inférieure), AM (modulation d'amplitude), et BLU (bande latérale inférieure).



lyon-rhône alpes...même prix qu'à paris!

TOUT POUR LA RADIO
Electronique



exposition
 permanente
 de kits



...et toujours 20 000 références en stock de:
 composants électroniques. pièces détachées. haut-parleurs. amplis etc...

66 COURS LAFAYETTE-LYON 69003 / PARKING / TEL. 60.26.23

rale inférieure), AM (modulation d'amplitude) et AM/ANL (modulation d'amplitude avec écarteur de parasites).

(8) Light, lampe cadran.

Commutateur qui coupe les lampes cadran afin d'économiser les piles.

(9) Power.

Interrupteur unique de mise en route alternatif et continu.

(19) Phones.

Pour le branchement d'un casque. En utilisant ce jack, le haut-parleur incorporé est automatiquement déconnecté.

(11) Record.

Permet de connecter un enregistreur à bande. Son niveau de sortie est fixé à 50 mV quel que soit la position du potentiomètre volume.

(12) Speaker.

Emplacement du haut-parleur incorporé.

(13) Dial Set.

Index pour la calibration du cadran d'accord.

(14) S-meter.

Le S-mètre indique le champ du signal reçu. Il est calibré en unités S. S-1 à S-9 et au-delà en dB.

(15) Lock.

Cette lampe s'allume dès que l'oscillateur synthétiseur de fréquence n'est plus sur accord.

(16) (17) MHz.

C'est le contrôle par lequel l'oscillateur local à synthétiseur de fréquence doit être accordé sur une harmonique de l'oscillateur quartz 1 MHz. Son cadran est calibré en MHz et doit être amené correctement sur le point de résonance.

(18) (19) Preselect.

Le circuit d'entrée du récepteur est accordé par ce bouton. Son cadran est calibré en MHz et indique la plage correcte d'accord pour une bande donnée.

FAÇADE ARRIÈRE :

(1) Ext SP.

Prise pour un haut-parleur extérieur. En l'utilisant, le haut-parleur incorporé est déconnecté.

(2) Ext DC.

Prise pour une source extérieure 12 V continu.

(3) Fuse.

Fusible de 0,15 A, pour l'alimentation secteur seulement.

(4) AC cord.

Cordeur secteur.

(5) SW 2.

Entrée coaxiale pour une antenne accordée.

(6) SW, BC, E, Mute.

Plaquette sur laquelle peuvent être connectées les antennes suivantes :

SW : entrée pour une antenne long fil, sert pour l'écoute des OC.

BC : entrée pour une antenne long fil, sert pour l'écoute des ondes moyennes.

E : prise de terre.

Mute : la prise Mute sert à couper la réception lorsque le récepteur est couplé à un émetteur. Pour une remise en service, il suffit de déconnecter la sortie Mute de la masse.

(7) (8) Cordon secteur.

Deux grands boutons sur la façade arrière servent à enrouler le cordon secteur. A gauche, le bloc porte-piles.

CONDITIONS D'ÉCOUTE :

Choix de la fréquence :

La fréquence d'écoute est

sélectionnée par une combinaison affichée sur le cadran MHz et le cadran principal d'accord. Le cadran MHz doit être réaccordé tous les 1 MHz tandis que le cadran principal d'accord permet la lecture de la fréquence de 10 en 10 kHz entre zéro et 990 kHz d'une même bande. Le tableau n° 2 donne les précisions voulues.

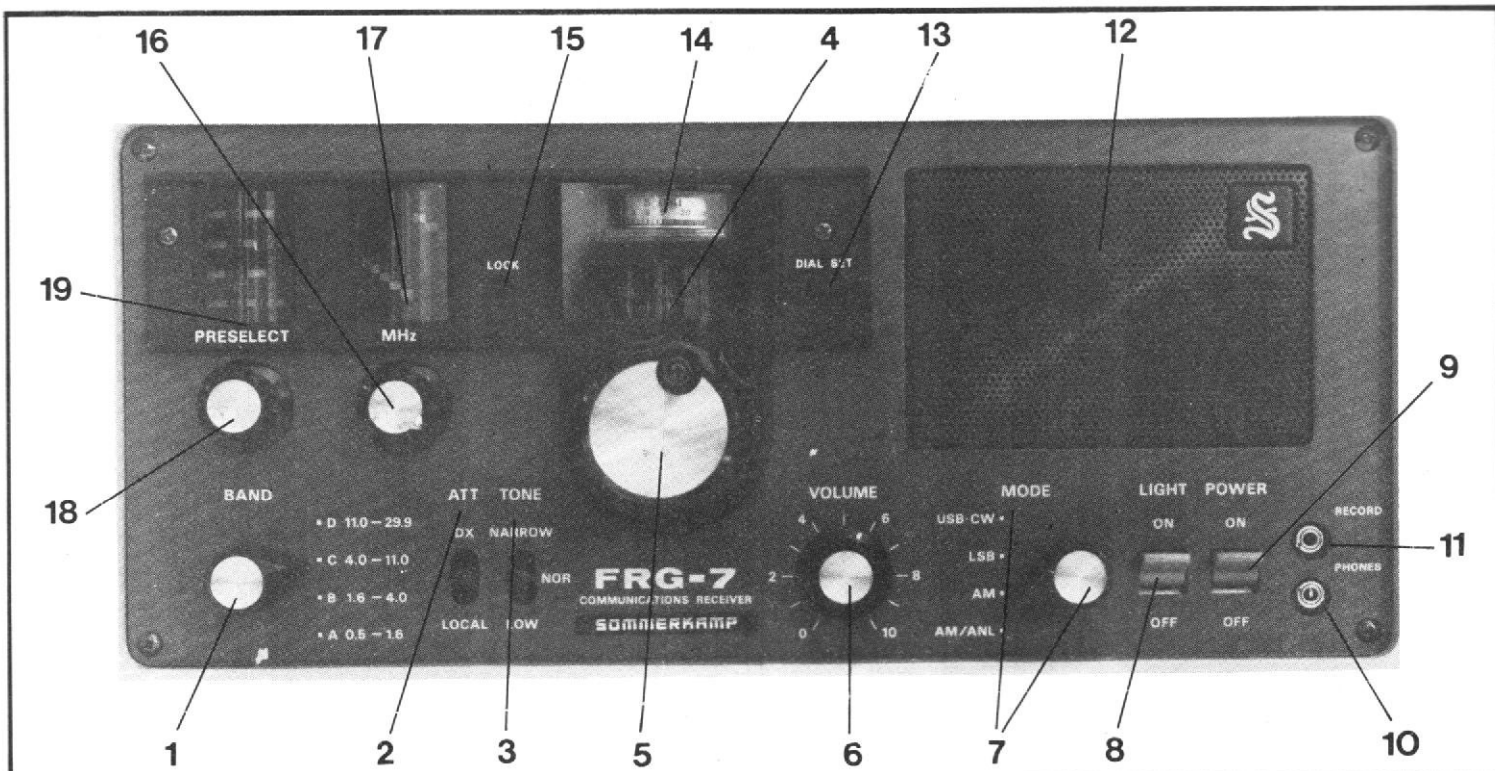
RÉCEPTION DES BANDES D'AMATEURS :

Emissions en BLU :

En général, les radio-amateurs utilisent la BLU en bande latérale inférieure pour le 3,5 et le 7,0 MHz et la bande

TABLEAU II

	Frequency	PRESELECT	MHz	Main Dial	BAND	MODE
Amateur	kHz 1,910	2.0 1.8	2 1 0	9 1 0	BI.6-4.0	USB-CW
	3,525	3.6 3.3	4 3 2	5 2 5	BI.6-4.0	LSB
	7,050	7 41mb 49r	8 7 6	0 5 0	C4.0-11.0	LSB
	14,175	15 19mb 13	15 14 13	1 7 5	D11.0-29.9	USB-CW
	21,225	23 13mb 20	22 21 20	2 2 5	D11.0-29.9	USB-CW
	28,850	30 11mb 26	29 28 27	8 5 0	D11.0-29.9	USB-CW
Medium Wave	590	0.6	1 0	5 9 0	A0.5-1.6	AM or AM/ANL
	980	1.0 0.8	1 0	9 8 0	A0.5-1.6	AM or AM/ANL
	1,170	1.2 1.0	2 1 0	1 7 0	A0.5-1.6	AM or AM/ANL
WWV/JJY	2,500	2.6 2.3	3 2 1	9 0 0	BI.6-4.0	AM or AM/ANL
	5,000	5 4	6 5 4	0	C4.0-11.0	AM or AM/ANL
	10,000	11 10 9	11 10	0	C4.0-11.0	AM or AM/ANL
	15,000	17 15	16 15 14	0	D11.0-29.9	AM or AM/ANL
Short Wave	3,925	4.0 3.6	4 3 2	9 2 5	BI.6-4.0	AM or AM/ANL
	5,980	6 49mb	6 5 4	9 8 0	C4.0-11.0	AM or AM/ANL
	9,715	10 9	9 8	7 1 5	C4.0-11.0	AM or AM/ANL
	11,705	12 11	12 11 10	7 0 5	D11.0-29.9	AM or AM/ANL
	15,120	17 15	16 15 14	1 2 0	D11.0-29.9	AM or AM/ANL
	17,880	20 17	18 17 16	8 8 0	D11.0-29.9	AM or AM/ANL
	21,550	23 20	22 21 20	5 5 0	D11.0-29.9	AM or AM/ANL



latérale supérieure sur les fréquences 14,0 21,0 et 28,0 MHz.

Mettez les contrôles et interrupteurs sur les positions suivantes :

Power (alimentation) ; Off (hors circuit).

Band (partie de la bande désirée).

ATT (atténuateur) ; Nor (position normale).

Tone (filtre BF) ; NOR (position normale).

Volume (régler au niveau désiré).

Mode (LSB pour les bandes 160,80 et 40 mètres) (USB pour les bandes 20,15 et 10 mètres).

Dial Set (au milieu).

Preselect (sur la fréquence désirée, à vérifier sur tableau n° 2).

MHz (sur la fréquence désirée, à vérifier sur tableau n° 2).

Main Dial (sur la fréquence désirée, à vérifier sur tableau n° 2).

Mettez le récepteur en marche. Ajustez le cadran MHz avec précision jusqu'à ce que la lampe Lock s'éteigne. Ensuite cherchez la station désirée par le cadran d'accord principal. Si la réception n'est pas nette, essayez l'autre bande latérale.

Si sur la réception d'un signal extrêmement fort vous avez de la distorsion, ajustez au maximum de déviation S-

mètre le Preselector. Mettez le commutateur ATT sur position Local pour éviter de saturer l'étage d'entrée. Ajustez le

bouton Volume au niveau désiré. La plupart des radioamateurs coupent volontairement les hautes et les basses de leur émission BLU. Ainsi, afin d'éviter des éventuelles interférences, dues aux stations proches, vous avez la possibilité d'utiliser la position « Narrow », ou la position « Low » sur le commutateur Tone.

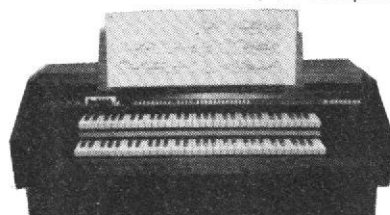
CW (réception télégraphie) :

La télégraphie est écoutée, commutateur Mode sur sa position USB/CW. La note désirée s'ajuste par le cadran d'accord principal.

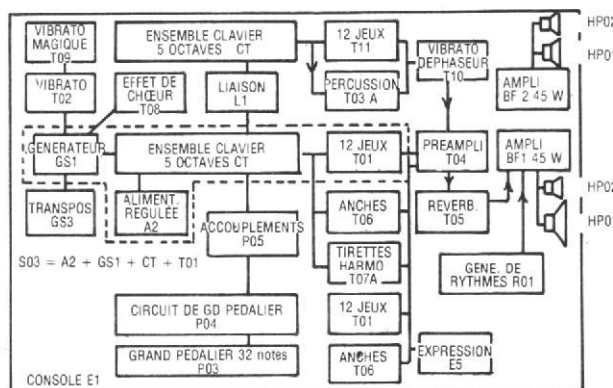
Réception des stations radio-diffusion :

La radio-diffusion est transmise en AM, donc mettez le commutateur Mode sur sa position AM. Certaines interférences proches peuvent être atténuées en position AM/ANL par le commutateur Mode.

avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés ARMEL. Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS. Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire. Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio : 56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE » Cl-joint 5 F en timbres.

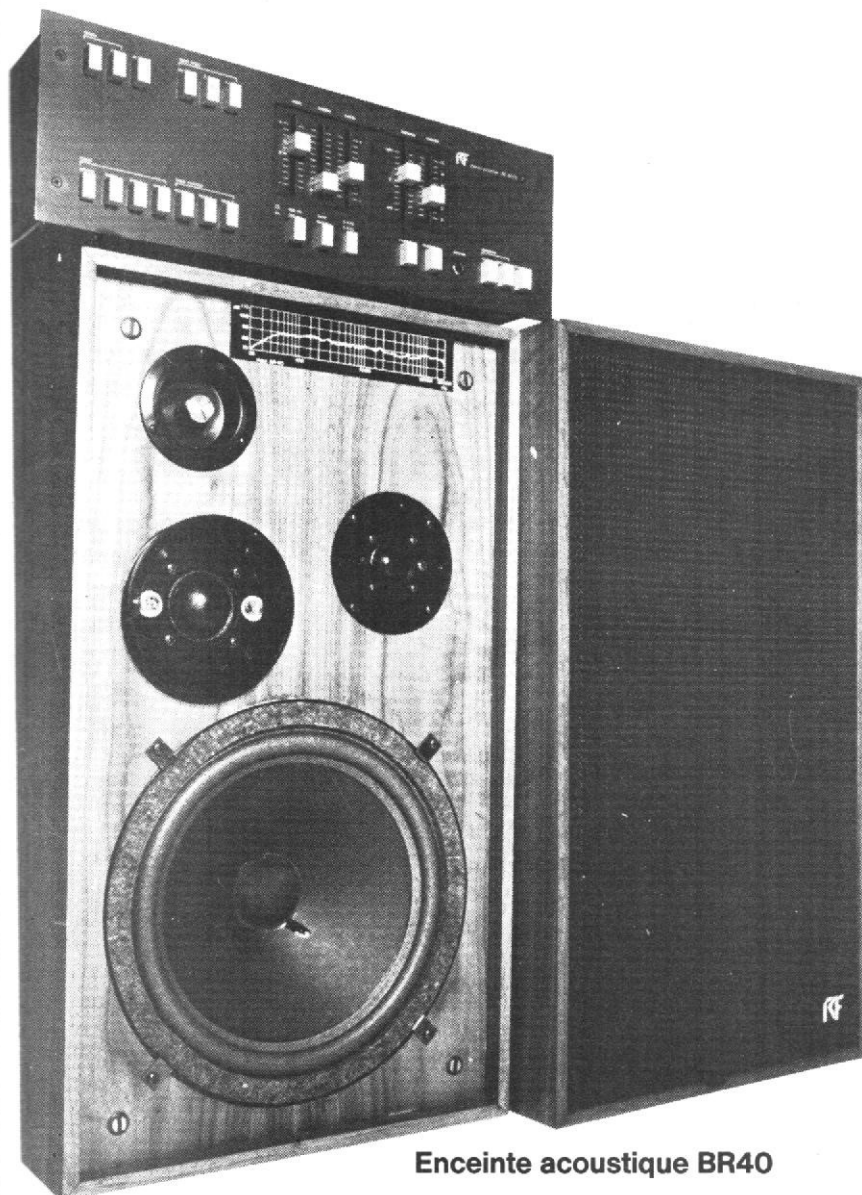
NOM :
Profession :
Adresse :
.....
Signature :

HP 15 DECEMBRE 76

H.L.



Haute Fidélité



Enceinte acoustique BR40

Ampli haute fidélité AF6070

Tout a commence avec le plaisir d'écouter la musique chez soi.

A l'époque des 78 tours il n'y avait pas tellement d'alternatives : un tourne-disque branché sur la radio.

Les choses se sont compliquées avec les microsillons, les amplificateurs à haute-fidélité, les enceintes acoustiques, la stéréophonie.

Aujourd'hui, pour écouter de la musique chez vous, vous êtes devenu très exigeant.

Vous exigez une puissance pour piloter les haut-parleurs fantastiques d'aujourd'hui.

Vous exigez des contrôles de tonalité très sophistiqués.

Vous exigez d'enregistrer à travers l'amplificateur.

Vous exigez la musique dans les autres pièces.

Vous exigez beaucoup.

AF6070

Dans la gamme 35 + 35 W, il maintient les fonctions principales du modèle AF6240 et ses multiples possibilités.

35 W + 35 W RMS sur 8 ohms • contrôle de la tonalité dans 3 bandes de fréquences • réglages des graves et des aigus commutables sur 2 fréquences • monitor et copie entre 2 magnétophones • filtre des aigus et filtre des graves à forte pente • sorties pour 1 casque et pour 2 paires d'enceintes acoustiques • possibilité de reproduction en "ambiance sound".

BR40

Puissance 40 W RMS

impédance 8 ohms

gamme de fréquences 30 — 20000 Hz

système à trois voies

filtre séparateur à réglage.

Nous en fabriquons tous les composants qui sont vérifiés par un personnel hautement spécialisé.



Division Haute Fidélité

de

RCF

LA QUALITE PROFESSIONNELLE AU PRIX GRAND PUBLIC

RCF France Nord — Touraine Electronique :

17 ter, rue Thiers 92100 Boulogne S/Seine tel. 605.55.59

PLATINE Lenco L80. LA PRECISION D'UNE HORLOGE.



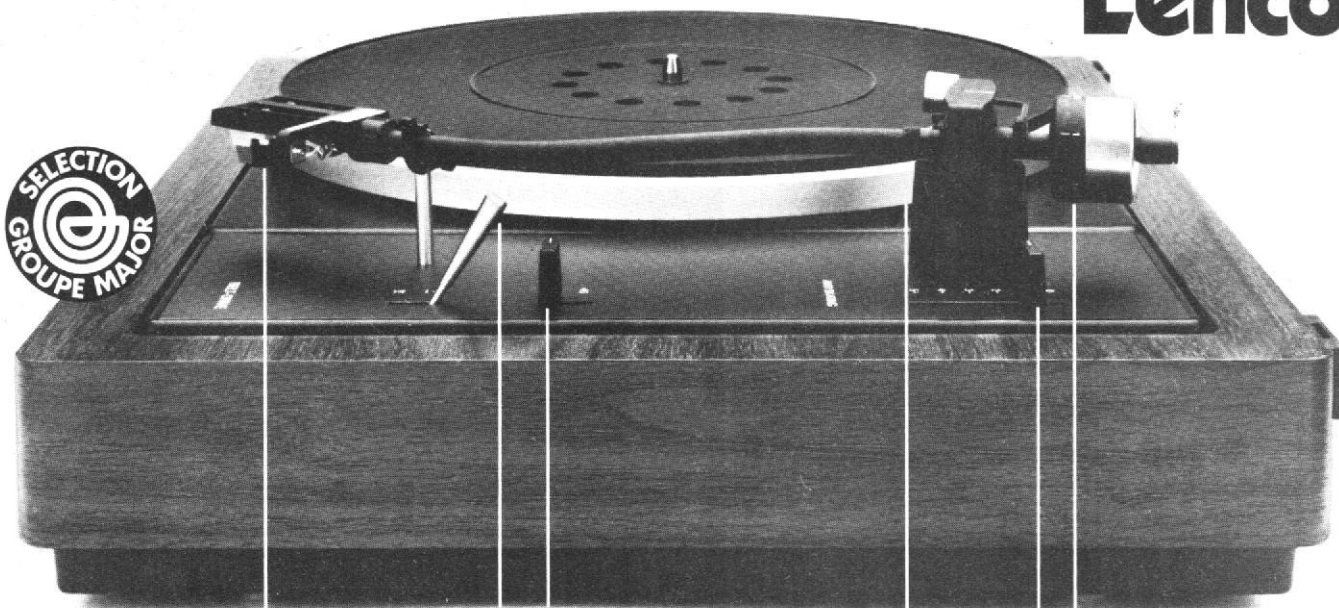
Trente ans déjà, que Lenco fabrique des platines. Depuis les premiers phonographes jusqu'aux platines actuelles, Lenco a su innover tout en gardant une précision jamais égalée. La Suisse a donc attribué à Lenco la

petite arbalète noire (souvenir du geste précis de Guillaume Tell) décernée à la société ayant fait preuve du sérieux et de la qualité de ses productions.

Cela dans un domaine cher au cœur des Suisses : la mécanique de précision.

Voici la nouvelle série Lenco, plus précise que jamais.

Lenco



Cellule magnétique :

Lenco M 100.
La coquille porte cellule accepte toutes les cellules normalisées actuelles.

Levier du relèvement bras :

Grâce au système d'amortissement hydraulique, la pointe de lecture descend doucement sur le disque.

Sélecteur de vitesse :

33 1/3 et 45 tours/minute très régulièrement : $\pm 0,08\%$ pleurage ou scintillement (DIN 45507), et sans bruit : -40 dB rumble (DIN 45539).

Le plateau est entraîné par un moteur synchrone à 16 pôles par l'intermédiaire d'une courroie plate.

Réglage de la force d'appui :
de 0 à 5 g par contrepoids.

Dispositif antiskating :

pour un parfait équilibre des deux voies, régler au chiffre de la force d'appui pour les aiguilles à pointe sphérique.

érie 80 Lenco. L 80 complète avec socle couvercle et cellule magnétique Lenco M 100. L 82 la même avec arrêt automatique. L 84 entièrement automatique sans change-

EN DEMONSTRATION CHEZ :

HIF

106, boulevard Brune
Porte de Chatillon
75014 Paris

MARINELLI

3-9, place St-Jean
77007 Melun

HIFI TÉLÉ MÉNAGER

103, rue du Fg-du-Temple
75010 Paris

TÉLÉ SIMART

43, rue Simart
75018 Paris

SÉRIEUX ET FRANÇAIS BARTHE



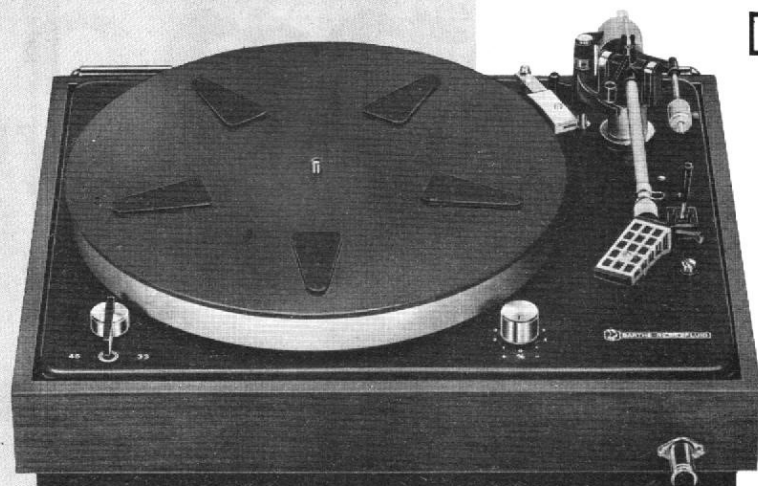
ROTOFLUID PROFESSIONNELLE III

Pivot à bain d'huile étanche.
Bras professionnel à couteaux et roulement à billes.
Pose amortie du bras par friction visqueuse.
Plateau lourd équilibré.



ROTOFLUID PROFESSIONNELLE III AA

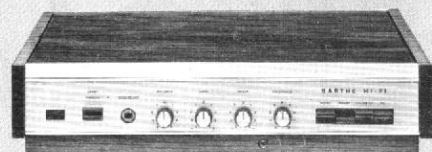
Identique à la Professionnelle III mais avec **arrêt automatique opto électronique** n'entraînant aucune contrainte mécanique du bras et de la pointe de lecture (l'action mécanique est déclenchée par un rayon lumineux).
Le système peut être maintenu ou mis hors circuit à volonté.



ROTOFLUID PROFESSIONNELLE RÉGIE

Double plateau permettant le repérage et le **démarrage instantané**.
Moteur alternatif piloté alimenté par un générateur de fréquences.
Changement de vitesses et régulateur électroniques.
Variateur de vitesse.
Utilisation : poste émetteur ;
discothèque ;
régie sonore.

NOTA. — Toutes ces platines peuvent comporter un couvercle plastique à charnières dégondables.



AMPLI HI-FI STÉRÉO 7450

Liste Revendeurs sur demande

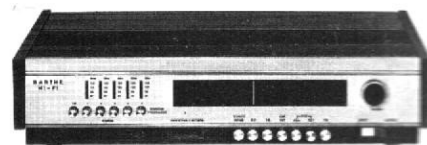
Démonstration :

E^{ts} H. BARTHE

53, rue de Fécamp, 75012 Paris
(parking au 57 - métro Michel-Bizot)

Usine :

Av. G.-Clemenceau, Z.I. MELUN VAUX-LE-PÉNIL



TUNER HI-FI AM FM STÉRÉO TR 75

NIKKO. LA PUISSANCE AVEC TOUS LES POUVOIRS.

La philosophie de Nikko ne se résume pas à un chiffre de puissance : Nikko conçoit des appareils équilibrés offrant un haut niveau de qualité. Avec une bonne réserve de puissance, le TRM 500 comporte toutes les possibilités que demande un amateur exigeant et lui confère tous les pouvoirs.

Comme tous les appareils Nikko, le TRM 500 est doté des sécurités électroniques conçues par Nikko.

L'histoire de Nikko ne se résume pas à une date :

1948. Apparition du transistor. Depuis 20 ans déjà, Nikko fabrique des contacteurs

disjoncteurs réputés pour leur fiabilité.

1963 Nikko étudie son premier amplificateur Haute-Fidélité.

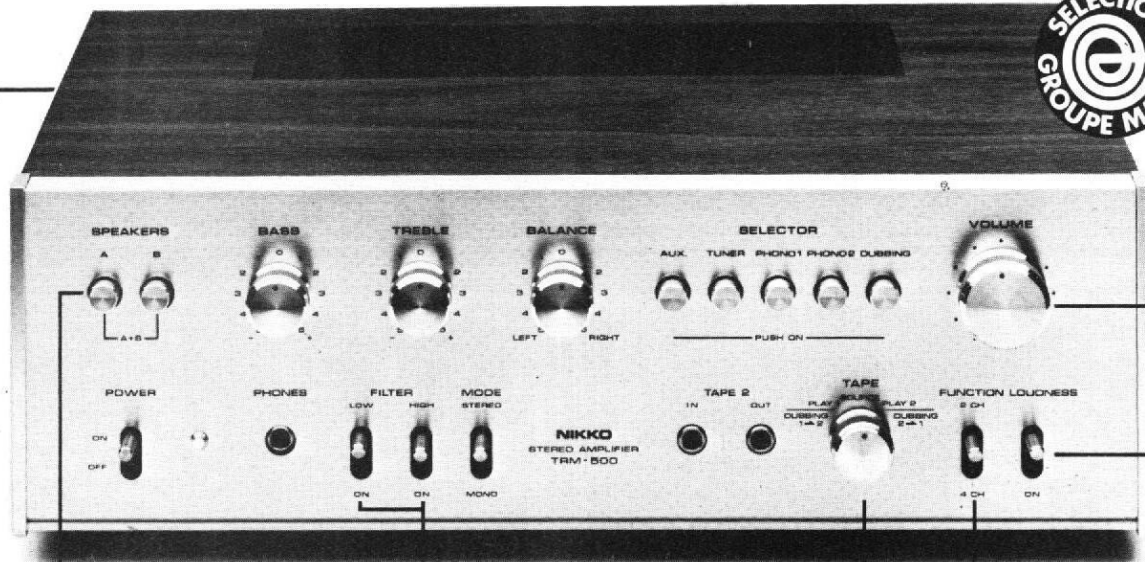
S'appuyant sur une technologie éprouvée, les amplis Nikko connaissent un rapide succès aux USA et en Europe.

1975 Nikko est enfin disponible en France.

Toutes les entrées du TRM 500
Phono 2 et Phono 1 pour platines à cellules magnétiques (2 mV/47 kΩ). Tuner et AUX pour radio AM/FM et micro ou télévision (150 mV/50 kΩ). Tape 1 et Tape 2 pour les entrées et sorties magnétophones (150 mV/50 kΩ).

Sécurité n'est pas un vain mot chez Nikko. Grâce aux trois disjoncteurs électroniques la sécurité joue avant l'accident : l'un déclenche sur toute surtension du courant d'alimentation, les deux autres protègent les transistors de puissance. En cas de fausse manœuvre, réarmez tout simplement.

À droite, c'est la pleine puissance : 2 fois 22 watts RMS puissance nominale de sortie les 2 canaux en fonction sous 8 Ω et ce sans distorsion appréciable (distorsion harmonique totale 0.8%).



Deux paires d'enceintes ? En enfonçant les deux poussoirs, le TRM 500 alimentera les quatre enceintes.

Disques rayés ou enregistrements anciens ? Les filtres grave et aigu réduiront ces bruits intempestifs.

Prêt pour la quadraphonie avec un simple adaptateur.

Quel magnétophone ? Le 1 ou le 2. Ecouter l'original sur le 1, le recopier sur le 2 ou le contraire, tout est possible.

En enfonçant cette touche, les fréquences extrêmes ressortent aux faibles niveaux d'écoute pour s'adapter à la physiologie de l'oreille.



NIKKO

EN DEMONSTRATION CHEZ :

HIFI 100

100, boulevard de Sébastopol
75003 Paris

ARGUS HIFI

28, rue d'Armaillé
75017 Paris

56, rue Rodier
75009 Paris

ACER

42 bis, rue de Chabrol
75010 Paris

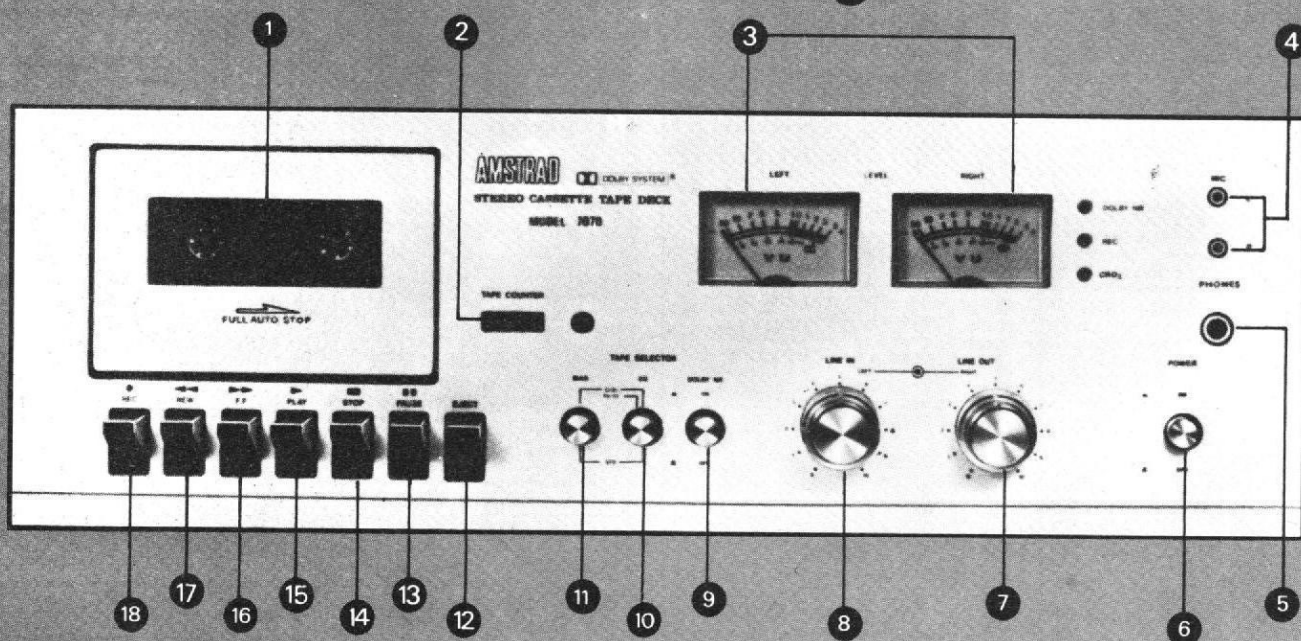
STUDIO HIFI (Giboury)

24, rue Carnot
78000 Versailles

AMSTRAD

DOLBY SYSTEM
7070

Platine à cassettes à chargement frontal



Amstrad vous présente la platine à cassettes Dolby 7070 à chargement frontal. Un coffret métallique noir anti-bruit et une face avant en aluminium brossé sur laquelle se trouvent toutes les commandes ainsi que le compartiment cassettes. Cet appareil peut être utilisé avec n'importe quel ampli ou chaîne Hi-Fi existant sur le marché, il a une sortie variable de 0 à 1000 mV et son design est tel qu'il vous permet d'empiler les autres éléments de votre chaîne dessus, tout en laissant libre accès aux commandes.

Autres spécifications :

- arrêt automatique sur toutes les fonctions
- courbe de réponse 25 Hz - 17000 Hz
- pleurage et scintillement 0,08 %
- possibilité pour bande chrome et ferrichrome
- dimensions : 420 mm x 145 mm x 255 mm.

Prix : **1390^F**

(à crédit 1^{er} versement 290 F et 59,20 F x 24 mois)

- 1 - Compartiment frontal pour le chargement de la cassette.
- 2 - Compteur de bande à 3 chiffres lumineux.
- 3 - Vu-mètres.
- 4 - Entrées micro.
- 5 - Prise jack pour casque stéréo.
- 6 - Volume.
- 7 - Volume de sortie, droite et gauche.
- 8 - Volume d'entrée, droite et gauche.
- 9 - Position dolby.
- 10 - Bouton pour chrome et ferrichrome.
- 11 - Bouton de compensation.
- 12 - Touche d'éjection.
- 13 - Touche de pause.
- 14 - Arrêt
- 15 - Marche.
- 16 - Avance rapide.
- 17 - Rembobinage.
- 18 - Touche d'enregistrement.

AMSTRAD

EUROP CONFORT

87 bd de Sébastopol

75002 Paris

Métro : Réaumur Sébastopol

Tél. : 236.38.76

PLATINE K7

AMSTRAD 7070

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM

ADRESSE

HP. 15 dec. 76

AUDITORIUM OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 H 30 A 13 H ET 14 H A 19 H 30 SAUF DIMANCHE

NOCTURNE JEUDI 23 DECEMBRE JUSQU'A 2 HEURES DU MATIN

la bande PEM
franchit le mur...
du son
de la qualité
"professionnelle"

Pour mettre totalement en valeur votre
chaîne, vous avez besoin d'elle.

Que vous choisissiez la bande PROFESSIONAL PEM 368 (longue durée) ou la bande PROFESSIONAL PEM 268 (double durée), vous aurez la certitude d'obtenir le meilleur des sons possible.

L'oxyde de fer à hautes performances contenu dans la couche magnétique garantit une excellente restitution des aigus, un bruit de fond très faible et un niveau de modulation très élevé. La couche magnétique, elle-même, est surfacée au maximum afin de préserver les têtes de votre appareil.



Les qualités mécaniques particulièrement remarquables sont dues au support en polyester préétiré et à la dorsale noire, conductrice qui élimine les charges d'électricité statique susceptibles d'attirer les poussières et qui assure un excellent bobinage, même à grande vitesse.

AGFA-GEVAERT - Département Bandes
Magnétiques - RUEIL-MALMAISON.