

6,50f
556 PAGES
ANNÉE - N° 1521 DU 15 OCTOBRE 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

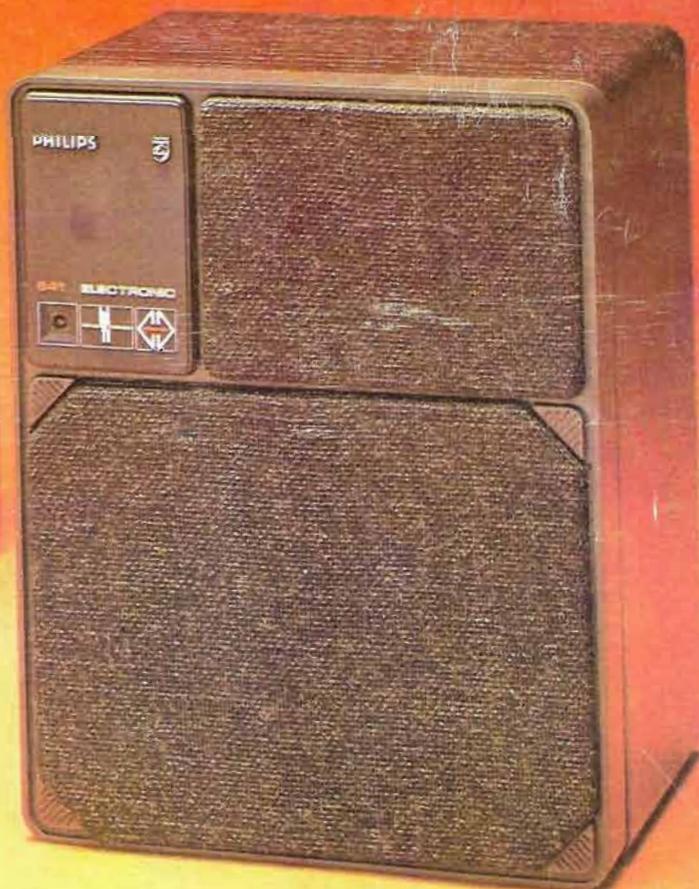
SON

TÉLÉVISION

RADIO

ÉLECTRONIQUE

■ **RÉALISEZ** : UN MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE LE MX 38 ■ UN COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE PHARES-CODES ■ UN GÉNÉRATEUR SIMPLE POUR TESTS HI-FI ■ **BANC D'ESSAIS** : PLATINE PHILIPS GA209 ■ AMPLI-TUNER PIONEER SX770 ■ CHAÎNE COMPACTE B et O1800.



PHILIPS

sommaire détaillé page 3

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1 000 LIRES
ALGÉRIE : 6,50 DINARS
TUNISIE : 6,50 MIL
ESPAGNE : 125 PESETAS

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

- (1) **LE HAUT-PARLEUR.** Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.
- (2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE.** Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.
- (3) **H.P. - QUESTIONS ET RÉPONSES.** L'Electricité et l'électronique dans la vie de tous les jours expliquées et commentées.
- (4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.** Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
14 numéros HAUT-PARLEUR dont 2 numéros spécialisés :
Haut-Parleur Panorama Hi-Fi.
Haut-Parleur Spécial Sono.
12 numéros H.P. «ÉLECTRONIQUE PRATIQUE»
dont 1 numéro spécial radiocommande
11 numéros HAUT-PARLEUR :
«ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE»
12 numéros HAUT-PARLEUR :
«QUESTIONS ET RÉPONSES»

FRANCE 125 F
ÉTRANGER 190 F

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120.000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
Tél. : 202.58.30

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

B.F. - Technique générale

● La foire internationale Radio T.V.-Hifi de Berlin.....	176
● Le Salon de la musique et de la Hifi de Milan.....	188
● Le casque stéréo Quadri Koss Phase 2+2.....	192
● La platine tourne-disque Philips GA209.....	215
● Le tuner ampli Pioneer SX7730.....	220
● La chaîne compacte B et O 1800.....	231
● Les tuners amplificateurs Sanyo DCX2000L et 4000L.....	238
● Hifi Spoken.....	267

B.F. - Réalisations

● Un crêtemètre à diodes électroluminescentes.....	335
--	-----

Radio - T.V. - Technique générale

● Canal son T.V. à volume télécommandé.....	247
● Transformations et simplification de la télévision en relief.....	274

Electronique - Technique générale

● Ces minis qui imitent les grands : S comme Sharp ou comme Sanyo.....	183
● Orgue jouet façon synthétiseur professionnel.....	207
● Les nouveaux types de condensateurs au tantale et à film plastique.....	278
● Qu'est-ce que l'adaptation en puissance.....	284
● Code des couleurs pour condensateurs et résistances.....	288
● Emploi des bobinages commerciaux dans les montages électroniques.....	293
● La protection des contacts des relais.....	340
● Télécommunications optiques : Des sources mieux adaptées.....	342

Electronique - Réalisations

● Régulation thermique de précision par lecture photoélectrique d'un thermomètre.....	315
● Régulateur de vitesse pour moteur à induction.....	318
● Montages électroniques expérimentaux.....	320

Mesure - Service

● Utilisation pratique d'un oscillo : Contrôle d'une platine de décodage couleur.....	194
● Le labo de l'amateur : La mesure des fréquences.....	201
● L'audioscope Heathkit AD1013.....	225
● Un multimètre numérique économique : Le MX38.....	251
● Retour sur le TBF1 : Amélioration de la forme des signaux rectangulaires.....	262
● Un générateur simple pour tests Hifi.....	329

Electronique et Automobile

● L'autoradio Eiwatone EC720AL.....	243
● Commutateur électronique de commande automatique phares/codes.....	326

Photo - Ciné

● Nouveautés et conseils pratiques.....	
---	--

Journal des O.M.

● Un transverter 28-144 MHz.....	369
● Réalisation d'un étage de puissance VHF.....	372
● Le transceiver Ten-Tec Triton II.....	375

Divers

● Informations nouveautés.....	167
● Sélection de chaînes Hifi.....	356
● Notre courrier technique.....	358
● Notre enquête : Lecteur qui êtes-vous ?.....	380
● Petites annonces.....	328
● Encart B et O.....	263-264 265-266

Copyright - 1975
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 3e trimestre 75
 No éditeur : 243
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 23 643

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
140 000
EXEMPLAIRES

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

LE PROCHAIN SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Le prochain Salon international des composants électroniques se tiendra à Paris du lundi 5 au samedi 10 avril 1976, au Parc des Expositions de la porte de Versailles.

Les spécialistes de l'électronique mondiale porteront une attention particulière aux tendances qui se dégageront de ce Salon - le premier de l'année - où l'on espère que s'affirmera la reprise annoncée pour 1976.

Outre les composants électroniques, le Salon présentera deux sections spécialisées groupant, d'une part, les matériaux spécialement élaborés, pour l'électronique, et d'autre part, les équipements, produits spécifiques et méthodes de mise en œuvre des composants électroniques.

Les nouvelles réalisations de l'industrie seront mises en valeur, notamment dans le domaine des circuits hybrides et dans celui des composants opto-électroniques.

Un colloque international traitera les 7 et 8 avril des techniques de dépôts, de câblage, de soudage et d'encapsulation des circuits hybrides.

Placé sous le patronage de la Fédération nationale des Industries électroniques (F.N.I.E.) et des Syndicats de composants, le Salon international des composants électroniques est organisé par la S.D.S.A. 20, rue Hamelin F. 75116 Paris.

LES ATELIERS DE RECHERCHE ET DE CREATION

Les Ateliers de Recherche et de Création, 3, rue du Docteur-Calmette à Clichy, offrent, sous la forme de plusieurs ateliers communiquant entre eux, un complexe audio-visuel et électro-mécanique. Toute personne ayant ou non des connaissances en électronique, photo, prise de son, petite mécanique, etc., peut venir y travailler.

Chacun définit ce qu'il veut entreprendre : montage de diapositives sonorisées, construction de chaîne Hi-Fi, recherche musique électronique, télécommande maquettes.

Des moniteurs compétents sauront guider pas à pas les débutants, accueillir les

vétérans et assurer la réussite des projets, même ambitieux.

Cotisations variables : de 10 à 40 F par mois, selon les Ateliers.

Pour tous renseignements : A.R.S. 270-03-18 l'après-midi.

LA SOCIETE ELECTRONIQUE COTTE S.A.

Le Tribunal de Commerce de Paris a rendu le 7 juillet 1975 un jugement de règlement judiciaire au bénéfice de la Société de gérance Electronique Cotte S.A. sous la présidence de M. Max Péres, président-directeur général.

Electronique Cotte S.A. reprend toutes les activités de la Société Henri Cotte et Cie - fabrications métalliques et électroniques professionnelles, fournitures de magnétophones spéciaux pour la Marine nationale et administrations, magnétophones Hencot et leur exportation vers les Etats-Unis.

M. Cotte assure la direction commerciale et technique. Les licences d'importation pour le matériel Sansui ont été attribuées à la Société Cotte S.A. le 1^{er} août.

L'USINE SESCOSEM DE SAINT-EGREVE

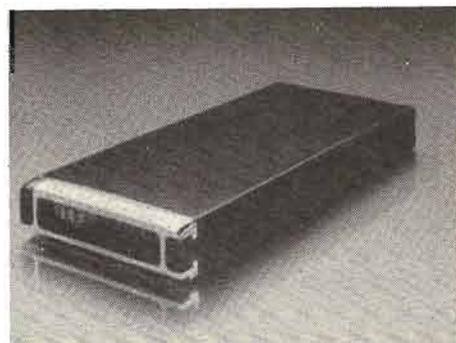
Présenté à la presse le 10 septembre, le centre de haute intégration de l'usine de Saint-Egrève, en fonctionnement depuis quelques mois, va permettre à Sescosem de s'attaquer aux mémoires et aux microprocesseurs.

La définition des circuits intégrés complexes à haute intégration est réalisée de façon particulièrement souple avec ses clients, qui peuvent utiliser chez eux un terminal d'ordinateur relié à l'unité centrale de l'usine, et bénéficier ainsi de son centre de calcul. Une vingtaine de terminaux sont déjà en service, dans les sociétés d'électronique hors du groupe Thomson et dans les administrations.

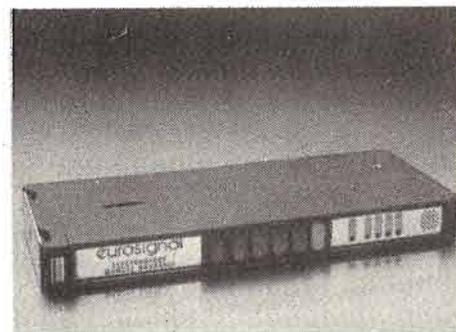
Les nouveaux moyens mis en œuvre situent le potentiel de savoir faire de cette firme à 80 % de celui de ces concurrents américains et l'emploi des mêmes filières. Les axes d'effort sont orientés vers les transistors de puissance et thyristors, les circuits intégrés linéaires et logiques, avec pour objectif le marché grand public européen, où Sescosem détient déjà la part la plus importante.

EUROSIGNAL AU SICOB

Près d'un millier de récepteurs de recherche de personnes à partir d'un poste téléphonique vont être mis en service à la fin 1975. Nous avons détaillé dans le H.-P. n° 1495 ce très intéressant procédé. La mise en service cette année d'une zone atteignant une centaine de km autour de Paris jusqu'à la frontière belge sera suivie d'une couverture progressive de tout le territoire y compris la Corse, 99 % de couverture sera assurée fin 1978.



Deux récepteurs seront simultanément exploités ; fabriqués par Thomson et l'Electronique Marcel Dassault. Chaque récepteur pourra recevoir 4 canaux au maximum ; un système de location est institué ; les taxes sont de 35 F par mois et par canal, plus la location entretien de l'appareil, 170 F hors taxes par mois pour 4 canaux.



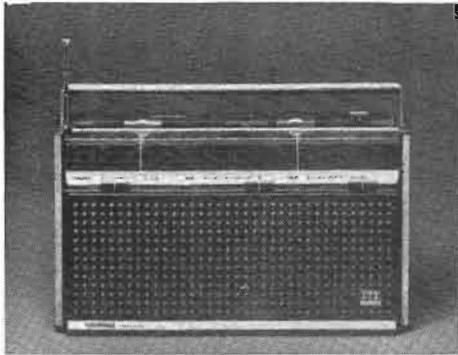
L'encombrement très réduit, format machine à calculer de poche permet un transport facile ; pour l'emploi sur véhicule, un support chargeur sera vendu, à un prix voisin de 400 F HT.

Des tarifs dégressifs sont prévus pour les sociétés utilisant un grand nombre de récepteurs.

L'administration fournit toutes les informations sur Eurosignal, il suffit d'appeler le 346-12-55, poste 4276, ou le 265-85-16.

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

ITT SHAUB-LORENZ



Le dernier-né dans le haut de gamme des transistors de cette firme le Touring Electronic 105.

7 gammes d'ondes (PO - GO - OC1 - OC2 - OC3 - OC4 - FM).

2 touches préréglables en FM.

Recherche des stations AM/FM séparées, par curseurs équipés de molettes débrayables pour l'accord précis.

Puissance nominale de sortie: 4 W.

Alimentation piles/secteur.

Cet appareil est équipé de deux haut-parleurs « de concert », 1 H.-P. pour les sons graves et 1 pour les sons aigus.

Le Touring Electronic 105 possède deux blocs de réception indépendants.

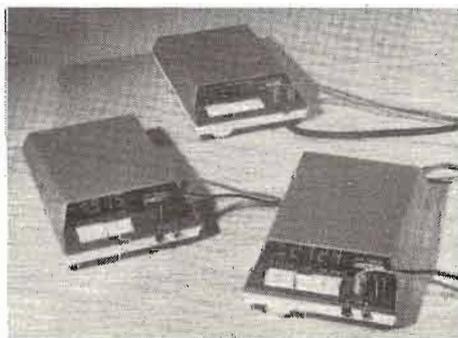
1) Un récepteur de stations lointaines possédant un filtrage de stations proches supprimant les sifflements perçus lors de la recherche des stations en ondes courtes.

2) Un récepteur de sons équipé de deux filtres céramiques d'un type nouveau permettant d'obtenir en FM une haute sélectivité.

Dimensions : L 380 x H 215 x P 87 mm.

Poids : 4 kg avec piles.

ITT METRIX



Division Instrumentation Métrix membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT présente cinq multimètres numériques de la série 700.

Ces instruments se caractérisent par une commutation automatique des calibres, une impédance d'entrée élevée, un zéro stable en toutes circonstances grâce à un amplificateur d'entrée à faible dérive et à un courant d'entrée inférieur à 50 ρ A. Tous les calibres sont protégés.

Le MX719 A secteur et le MX720 A à piles.

L'affichage est assuré par 3 digits LED de 8 mm et les mesures s'étendent de ± 1 mV à ± 1000 V DC de 1 mV à 700 V AC et de 1 Ω à 15 M Ω .

Le MX729 A secteur avec 3 1/2 digits de 13 mm. Le MX724 A secteur avec 4 digits de 13 mm. Le MX725 A à piles avec 4 digits LED de 8 mm.

Les deux modèles 10 000 points : le MX724 A et le MX725 disposent, en plus de la commutation automatique des calibres, d'une commutation manuelle.

C.E.C.



La firme japonaise C.E.C. vient d'introduire sur le marché français une nouvelle platine Hi-Fi la BD7000.

Entraînement par courroie asservie électriquement.

Le moteur est à courant continu régulé. Le plateau de 30 cm pèse 2 kg.

Pleurage < à 0,04 %.

Le bras est équipé de la cellule ortofon F20E.

L'anti skating est réglable magnétiquement. L'arrêt automatique est commutable. Un stroboscope électronique, contrôle la vitesse de défilement.

Cette platine est livrée dans un coffret muni d'un couvercle amovible anti-poussière.

Dimensions : 455 x 350 mm.

Hauteur du couvercle 155 mm.

Coloris : noyer, blanc, palissandre, anthracite.

RANK ARENA



Cette firme vient de créer un combiné le Music Center AS3632 réservé au grand public.

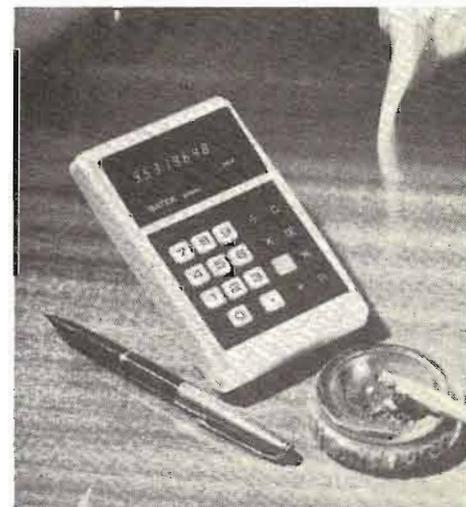
Cet ensemble comprend un ampli/préampli, un tuner PO, GO, OC, FM, une platine Garrard 6300 automatique équipée d'une cellule magnétique M6 et d'un enregistreur à cassette pour utilisation de bandes FeO et CrO2.

Les enceintes acoustiques sont du type Arena YX9007 à 2 voies.

Puissance de sortie : 2 x 12 W.

Présentation : blanc-noir.

SATEK



Trois machines à calculer viennent de faire leur apparition chez Satek.

La 800 PK a 8 chiffres, une virgule flottante, facteur constant et touche de pourcentage très pratique pour le calcul des remises, TVA, etc.

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

Fonctionne avec 4 piles rondes de 1,5 V ou sur secteur avec adaptateur.
Dimensions : 140 x 86 x 27 mm.
Poids : 250 g.



La Satek 801 ESR est une véritable règle à calcul de poche. Son clavier permet d'effectuer 26 fonctions mathématiques. Dimensions, poids et alimentation identiques à ceux de la 800 PK.



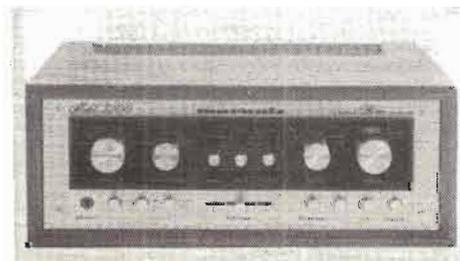
L'imprimante 112 PM.

Capacité de 12 chiffres. Silencieuse : le moteur s'arrête automatiquement entre les calculs. Cette calculatrice possède de nombreuses touches, entre autres : mémoire, pourcentage, compteur d'articles, facteur constant, sous totalisation ou de non addition.

Dimensions : 275 x 330 x 120 mm.

Poids : 6,2 kg.

MARANTZ



Marantz présente une nouvelle chaîne professionnelle stéréo préampli/ampli de puissance. Les modèles 3200 et 140.

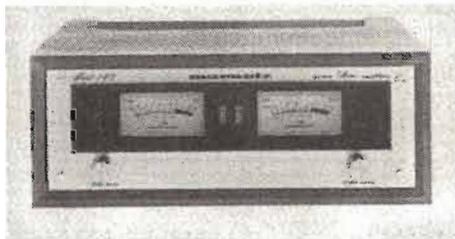
Le préampli : **Modèle 3200.**

Taux de distorsion harmonique : < 0,05 %.

Dynamique : > à 100 dB.

Courbes de réponses : 20 Hz à 20 kHz $\pm 0,5$ dB ; 10 Hz à 70 kHz ± 1 dB.

Le jeu des entrées/sorties compte 2 prises phono et 2 prises magnétophones. Triple contrôle des tonalités, basses, médium, aigues.



L'amplificateur : **Modèle 140.**

C'est l'associé du 3200. Il peut délivrer 75 W par canal sur 8 Ω .

Courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz.

Distorsion harmonique : < à 0,1 %.

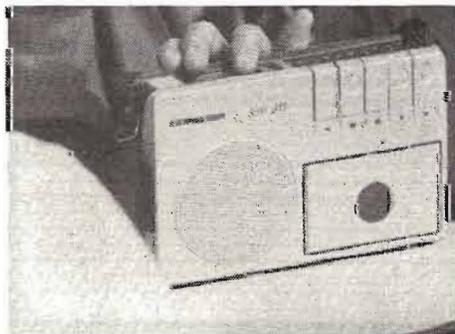
Deux vumètres permettent de contrôler les niveaux de sortie, tandis que des indicateurs « Peak overboard » par canal réagissent à toutes surcharges. Un contrôle de gain, droite et gauche, permet de faire varier les niveaux de sortie.

C'est un avantage sérieux en utilisation professionnelle : que ce soit en double amplificateur ou en système 4 canaux dont l'amplification est modulaire.

Il en résulte que l'ensemble Marantz 3200 + 140 devient un compact aux grandes performances.

Les dimensions sont identiques pour les deux appareils : 245 x 430 x 497 mm.

SCHNEIDER RADIO TELEVISION



Propose pour la rentrée 4 nouveautés :

— 2 magnétophones : le SM411 et SM350.

— 1 radio portable : la SR520.

— 1 auto-radio : la SV131.

SM411.

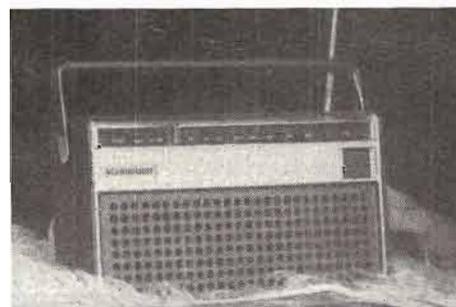
De style « Reporter », il est conçu pour fonctionner verticalement. Sa bretelle réglable est pratique pour effectuer des interviews, des enquêtes sur le vif. C'est un poids plume de 1,2 kg. Possibilité de brancher un microphone extérieur avec télécommande marche-arrêt.

Cet appareil à cassette possède un microphone incorporé qui en fait également un magnétophone de table.

Coloris Alu et noir ou entièrement noir.

Dimensions : 243 x 195 x 65 mm.

Alimentation : piles/secteur.



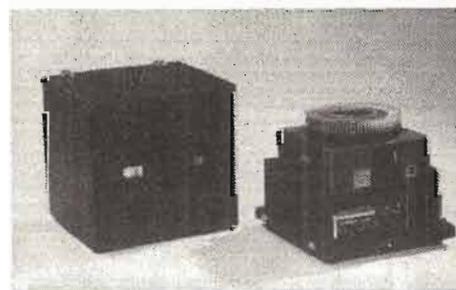
La SR520.

Schneider vient de créer une radio portable d'allure nette et dépouillée avec un cadran linéaire horizontal.

Ce poste possède trois gammes OC, PO et FM et une antenne télescopique orientale. Il est muni d'une poignée en plastique repliable.

Livré avec écouteur. Dimensions : 236 x 123 x 54 mm.

SIMDA



Simda 2015.

Dans son programme d'audio-visuelle, Simda regroupe dans une mallette un lecteur de mini-cassette d'une puissance de 8 W équipé d'un synchronisateur de diapositives et raccordé à un projecteur Kodak d'une capacité de 80 vues. Une enceinte acoustique avec son câble de liaison est incorporée dans son couvercle. L'ensemble est facilement transportable et la mise en œuvre instantanée.

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

SONY



TC 510-2.

La nouvelle platine magnétophone portable est munie d'une bretelle. Elle se compose de 3 têtes, 2 pistes stéréo.

Caractéristiques techniques :
Deux vitesses : 9,5 cm/s et 19 cm/s.
Deux pistes enregistrement et reproduction.

Bandes passantes : 20 à 32 000 Hz
(19 cm/s NAB); 30 à 27 000 Hz \pm 3 dB
(19 cm/s); 20 à 23 000 Hz (9,5 cm/s).
Pleurage et scintillement : 0,05 % (19 cm/s
NAB); 0,08 % (9,5 cm/s).

Rapport signal/bruit : 64 dB (FeCr).

Têtes : 2 « F + F ».

Moteur : DC servo.

Alimentation 12 V (batterie UM 1 x 8).

Dimensions : 333 x 136 x 296 mm.

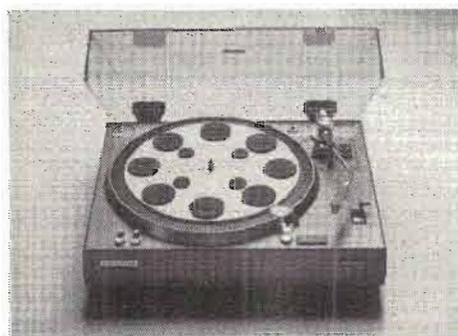


Table de lecture à entraînement direct type PS4750.

Caractéristiques techniques :
Entraînement du plateau direct par l'axe du moteur.

Pleurage et scintillement : 0,05 % (DIN).

Rapport signal/bruit : 70 dB (DIN B).
Moteur alimenté en courant alternatif
110/220 V, 50/60 Hz.

Monté sur socle avec couvercle plexi.
Dimensions : 477 x 175 x 420 mm.



Platine magnéto TC-880-2.

Du type professionnel cette platine est équipée de têtes « F + F » et à entraînement à double cabestans. Elle possède en outre un compteur optique de pointe de programme.

Caractéristiques :

Système d'enregistrement : 2 pistes, 2 canaux enregistrement et reproduction, 4 pistes, 2 canaux reproduction.

Vitesses de défilement : 19 cm/s et 38 cm/s.

Bobines : 26,7 cm maxi.

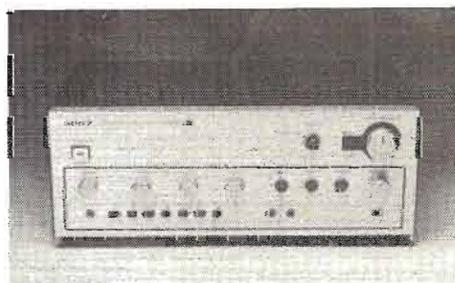
Bande passante : FeCr, 25-30 000 Hz \pm 2 dB (19 cm/s); 20 à 40 000 Hz \pm 2 dB (38 cm/s).

Pleurage et scintillement : \pm 0,03 % DIN (38 cm/s) et \pm 0,04 % DIN (19 cm/s).

Rapport signal/bruit : 65 dB (FeCr).

Têtes : « F + F ».

4 moteurs dont 3 (servo).



TA - 5650.

C'est un des derniers nés de Sony. Amplificateur/préamplificateur intégré équipé des nouveaux transistors à effet de champ à structure verticale (FET).
Puissance efficace 2 x 50 W (8 Ω , 20 Hz à 20 kHz).

Bande passante : 5 Hz à 40 kHz.

Distorsion harmonique : 0,1 %.

Distorsion d'intermodulation : 0,1 %.

Réponse en fréquences : 2 Hz à 100 000 Hz \pm 0/- 2 dB.

Alimentation 110/240 V, 50/60 Hz.

Dimensions : 460 x 168 x 323 mm.



TC-204SD.

Nouvelle platine à cassette stéréo à chargement frontal, équipée d'un système Dolby ainsi que d'un sélecteur de bande à 3 positions (FeCr, Cro, normal) et de deux vumètres.

Caractéristiques :

Système d'enregistrement : 4 pistes/2 canaux enregistrement/reproduction stéréo.

Vitesse de défilement : 4,8 cm/s.

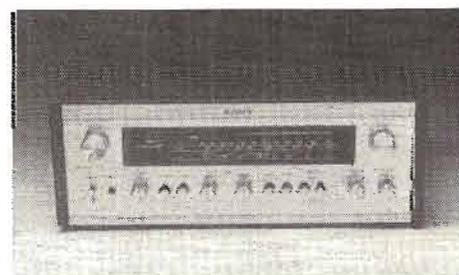
Bandes passantes : avec Cro, 40 Hz-15 kHz (DIN); avec bande normale, 40 Hz-12 kHz (DIN).

Pleurage et scintillement $<$ \pm 0,2 % (DIN).

Rapport signal/bruit : (Dolby coupé) bande FeCr ou Cro : 55 dB; bande normale : 53 dB.

Nombre de têtes : 2 (Ferrite et Ferrite).

Dimensions : 427 x 149 x 325 mm.



STR-7025 L.

C'est un ampli/tuner stéréo F.M. POGO à hautes performances.

Caractéristiques :

Ampli/tuner FM.

Sensibilité : 2,2 μ F, 1,7 μ V (S/B = 26 dB).

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

Bande passante : 30-15 000 Hz + 0/- 2 dB.
 Rapport signal/bruit : 68 dB.
 Séparation des canaux : > 35 dB (400 Hz).
 Distorsion harmonique : stéréo 0,8 %,
 mono 0,3 % (à 400 Hz).

Ampli/tuner AM.

Sensibilité : 100 μ V (antenne extérieure à 1 000 Hz).

Distorsion harmonique : 0,8 %.

Amplificateur.

Puissance efficace : 2 x 24 W RMS (4 Ω) à 1 kHz.

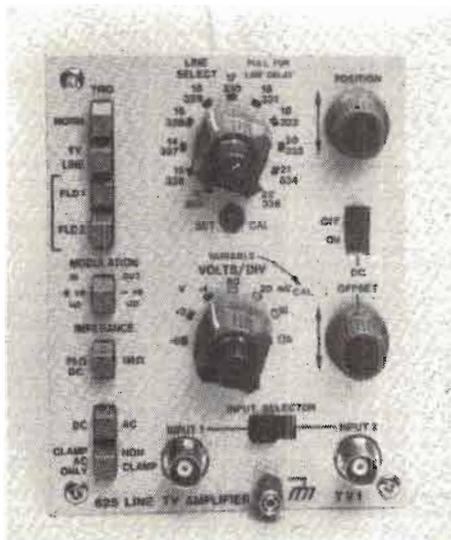
Distorsion harmonique : < 0,2 %.

Bande passante : 10 Hz-25 kHz.

Alimentation : 110/240 V, 50/60 Hz.

Dimensions : 427 x 149 x 345 mm.

TEKTRONIX



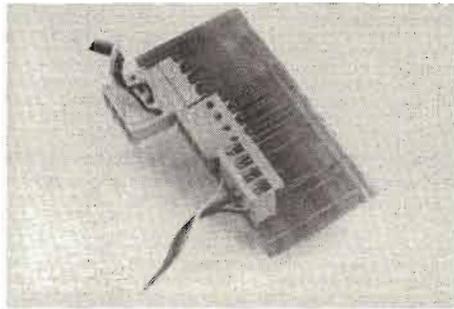
Télééquipement lance le TV1.

C'est un tiroir moniteur TV à 625 lignes conçu pour la visualisation des signaux de télévision à 625 lignes. Compatibles avec les séries d'oscilloscopes Telequipment D63, D75 ou D83, il possède un amplificateur à large bande, des circuits d'alignement au niveau du noir ainsi qu'un dispositif de séparation synchro-vidéo.

Sa courbe de réponse est pratiquement linéaire à $\pm 0,5$ dB jusqu'à 10 MHz. Un sélecteur ligne ou trame permet la visualisation des lignes tests.

TRELEC

Réglette pour circuit imprimé TRB508 tronçnable de 1 à 15 plots au pas de 5,08 en plusieurs versions :



- sortie droite sur circuit imprimé.
- sortie coudée sur circuit imprimé.
- sortie permettant le raccord sur un connecteur au pas de 5,08, référence TRA508.

Diamètre maximum de serrage : 5 mm². Etrier de serrage et vis imperdable.

ITT OCEANIC



KA2000

Ce nouveau combiné stéréophonique est d'une esthétique agréable : coffret en bois, finition aluminium satiné et noir, capot plexi fumé. Deux enceintes acoustiques livrées avec l'appareil s'adapte très bien à tous les intérieurs.

Caractéristiques techniques.

Ampli :

Puissance : 2 x 2,5 W.

Les commandes : volume, grave, aigu et balance s'effectuent par des potentiomètres à glissière.

Tuner :

3 gammes d'ondes : PO-GO-FM.

La recherche des stations se fait sur un grand cadran et à l'aide d'une commande unique.

Platine :

Changeur de disques BSRC123 à 3 vitesses.

Enceintes :

Types Echo 2000.

Puissance admissible 5 W.

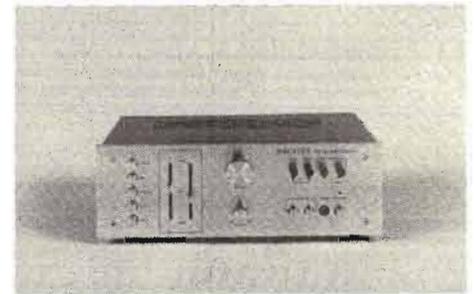
Dimensions : L 220 x H 380 x P 133 mm.
 Dimensions du combiné : L 555 x H 207 x P 367 mm.

Disponible en septembre/octobre 75.

SCOTT

Scott vient de compléter sa gamme d'appareils Hi-Fi par trois nouveaux modèles d'amplis.

- Le A416 2 x 18 W eff 8 Ω .
- Le A426 2 x 28 W eff 8 Ω .
- Le A 436 2 x 38 W eff 8 Ω .



Scott A 416.

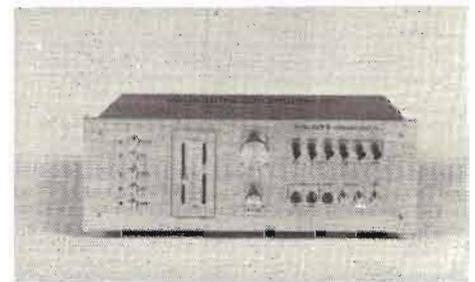
Bande passante à 18 W : 40-20 000 Hz.
 Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %.
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %.
 Rapport signal/bruit : phono, 65 dB ;
 aux. : 80 dB.

Tension de sortie : phono : 2,2 mV ;
 micro : 10 mV ; aux. et tuner : 200 mV.

Impédance de sortie : 4,8, 16 Ω .

Alimentation : 100 à 240 V (50-60 Hz).

Dimensions : 350 x 125 x 285 mm.



Scott A 426.

Bande passante à 28 W : 40-20 000 Hz.
 Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %.
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %.

Rapport signal/bruit : phono : 65 dB ;
 aux. : 80 dB.

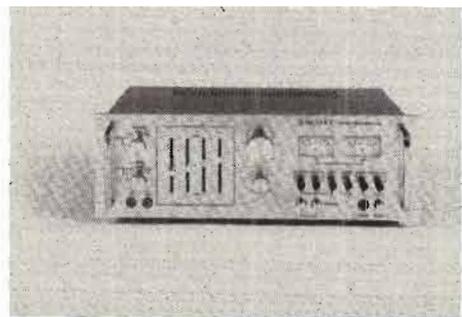
Tension de sortie : phono : 2,5 mV ;
 micro : 10 mV ; tuner et aux. : 200 mV.

Impédance de sortie : 4,8 et 16 Ω .

Alimentation 100 à 240 V (50-60 Hz).

Dimensions : 400 x 142 x 325 mm.

INFORMATIONS – NOUVEAUTES

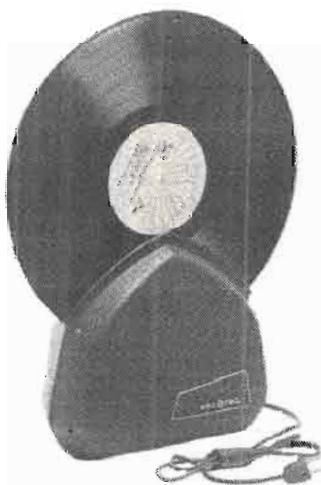


Scott A 436.

Bande passante à 38 W : 40 à 20 000 Hz.

Les autres caractéristiques ainsi que les dimensions sont identiques à l'ampli A 426.

DEPOUSSIÈREUR VACOREC



La Société IRAD nous fait savoir qu'elle vient de commercialiser un nouveau nettoyeur de disques tous diamètres.

Le disque placé dans l'ouverture de l'appareil entre deux brosses est entraîné par l'axe protégé d'un moteur 220 V. Le disque en tournant se nettoie automatiquement. Un aspirateur retient les poussières.

Des lamelles métalliques se trouvant à proximité de la surface du disque annule l'effet d'électricité statique toujours néfaste à une audition en haute-fidélité. Durée du dépeussierage intégral : environ 30 s.

LE SIÈGE SONORE MOD'PLASTIA INTERNATIONAL



Le premier fabricant français de siège baquet pour l'automobile et l'aviation, va présenter au prochain salon de l'auto des sièges sonores.

L'automobiliste et son passager pourront s'ils le désirent écouter deux programmes de musique différents sans se gêner, ce qui était impossible jusqu'à ce jour.

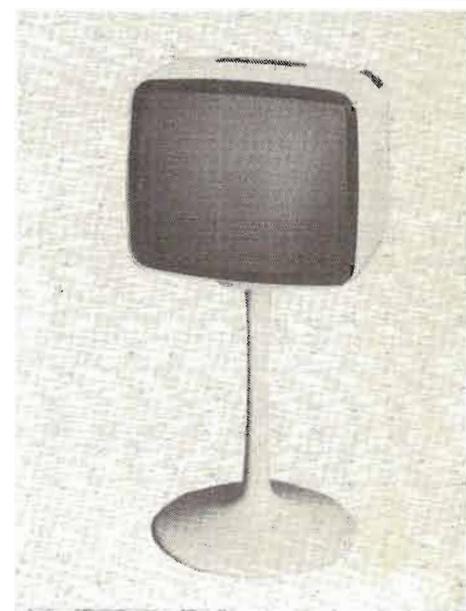
L'émission radio et le programme cassettes seront transmis par l'entremise de deux amplis séparés aux haut-parleurs incorporés dans les têtes des sièges avant.

A l'étude : mise en route de la radio-cassette par simple contact conducteur ou passager avec leur siège, et mise hors circuit en sortant du véhicule.

Cette même société commercialisé depuis des années, le fauteuil Solo qui permet dans une pièce commune à Madame d'écouter son émission radio favorite, à Monsieur d'assister à un reportage sportif à la télévision et à l'enfant d'apprendre ses leçons sans être gêner.

Un ensemble radio FM-cassette est inclu dans le pied du fauteuil. Le haut-parleur inversé de 10 cm se trouvant dans la tête du siège est absolument invisible. La puissance du poste est de 2 W nettement suffisant pour une écoute agréable. Alimentation mixte piles 9 V ou secteur 110/220 V.

BRANDT



Un nouveau téléviseur Noir et Blanc de forme « Design » 51 cm 110° vient de naître chez ce constructeur.

De couleur blanche avec poignée encastable et pied tulipe en option.

Commutation électronique par clavier à 8 touches pour tous les programmes français, luxembourgeois et belges au standard français.

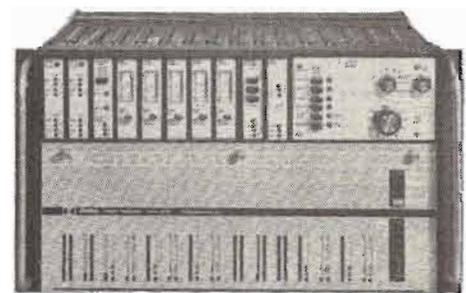
Puissance sonore : 2,5 W.

Antennes télescopiques.

Prises H.P. et modulation son.

H. 388 x L. 457 x P. 333 mm.

DOLBY FAIT DU CINÉMA



Le nouveau film de Ken Russel, Tommy, présenté au Festival de Cannes 1975 est projeté actuellement à Paris grâce à un équipement spécial conçu par Dolby pour les projecteurs de cinéma ; le film

INFORMATIONS – NOUVEAUTES

comporte une double piste sonore particulière restituant une vraie stéréophonie sans bruit de fond appréciable. Grâce à Dolby, la Haute-fidélité vient de faire son entrée au cinéma.

Dolby Laboratoires INC, représentés en France par Schaeffer, Riesser et Cie.

BELL et HOWELL



Après la Filmosonic XL 1230 présentée au Salon de l'audiovisuel, Bell et Howell annonce pour le mois d'octobre la sortie d'une nouvelle caméra sonore de la même gamme mais plus sophistiquée : la XL 1235.

Cette nouvelle caméra comportera tous les avantages de la Filmosonic XL 1230 avec en plus :

- Un zoom électrique,
- un système simple permettant de réaliser des fondus,
- une prise pour écouteur permettant de vérifier l'enregistrement sonore au fur et à mesure des prises de vues,
- une lumière rouge frontale indiquant au sujet qu'il est filmé,
- un commutateur de contraste.

Les Filmosonic XL 1230 et 1235 représentent les deux premiers modèles de cette nouvelle gamme de caméras sonores.

Bell et Howell annonce la sortie imminente d'un ensemble magnéscope portable NATIONAL, modèle NV 3085, à

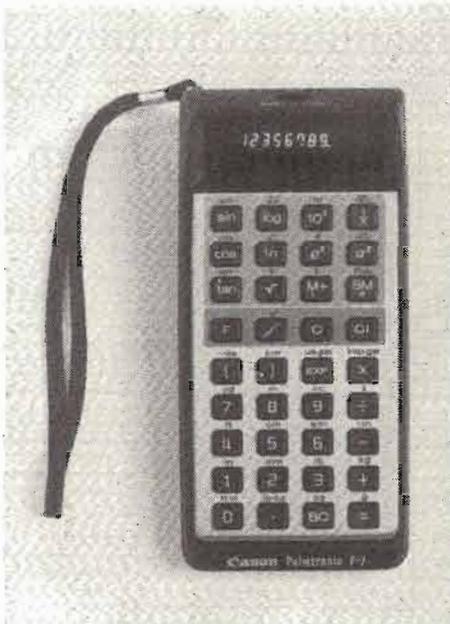
bande haute énergie, ce qui améliore considérablement le rapport signal/bruit ainsi que la définition des copies de bande.

Par ailleurs, un soin particulier a été apporté à la présentation de l'appareil dont la forme sera nettement plus esthétique.

Bell et Howell va commercialiser prochainement une nouvelle caméra couleur NATIONAL WV 2300 E/KT en Secam pour application audio-visuelles à 2 tubes vidicon et haute définition.

Très légère, 4 kg, cette caméra est déjà disponible en PAL.

CANON



Distribué par la S.A. Daniel Paillot, cette société offre à sa clientèle une nouvelle calculatrice de poche à fonction mathématique microprogrammée : la Canon Palmtronic.

Avec une capacité de 12 caractères pouvant effectuer des calculs trigonométriques, logarithmes, puissances, racines exponentielles, etc., et bien entendu additions, soustractions, multiplications et calculs mixtes.

Cette calculatrice possède deux registres de mémoire ainsi qu'un sélecteur d'angle : radians, degrés, grades.

Trois possibilités d'alimentation :

- 1) Par 4 piles bâton de 1,5 V,
- 2) Par accu rechargeable,
- 3) Par courant secteur en passant par le chargeur d'accu.

Dimensions : 175 x 86 x 48 mm.
Poids : 370 g.

Les utilisateurs seront en particulier les étudiants, les scientifiques, les bureaux d'études.

CANOLA L 804



Se situant entre les calculatrices de poche et celles de bureau, la L 804 possède une capacité de 8 chiffres avec touche pourcentage et virgule flottante.

Cette calculatrice permet d'effectuer les opérations traditionnelles, élévation aux puissances, calcul de pourcentage, de majoration et de rabais.

Deux types d'alimentation :

- 1) 4 piles bâton de 1,5 V,
- 2) Sur secteur avec adaptateur Canon AD-1.

Dimensions : 131 x 153 x 44 mm.
Poids : 390 g.

(Distribué par la S.A. Daniel Paillot)

AKAI

AKAI va lancer sur le marché français une nouvelle gamme de trois platines magnétophones de hautes performances. Ce sont les modèles suivants :

GX 630D 4 pistes disponible en octobre,
GX 630DB 4 pistes + Dolby également en octobre,
GX 630 D Pro 2 pistes disponible en novembre.

INFORMATIONS - NOUVEAUTES



La construction et les avantages sont communs aux trois modèles.

Les touches de fonction sont à relais et télécommandables.

Les entrées sont mixables entre ligne et micro.

La série GX 630 est équipée de trois têtes GX permettant le monitoring.

L'entraînement du cabestan est direct et son moteur est asservi. Chaque plateau porte bobine possède son propre moteur.

Caractéristiques techniques :

Vitesses : GX 630D et DB : 9,5 et 19 cm/s ($\pm 0,07\%$) - GX 630 Pro 19 et 38 cm/s ($\pm 0,07\%$).

Distorsion : $< 0,5\%$ (1 000 Hz).

Bande passante : ± 3 dB.

GX 630D et DB : 30 à 25 000 Hz (19 cm/s).

GX 630 D Pro : 25 à 28 000 Hz (38 cm/s).
Rapport signal bruit : > 60 dB (GX 630 D Pro).

Vitesse de rembobinage : 120 sec pour 800 m.

Diamètres bobines : Maxi : 27 cm.

Dimensions : 464 x 441 x 240 mm.

Poids : 19 kg.

(Distribué par la S.A. Daniel Paillot)



Platine à cassette CS 34 D : Nouvelle venue, cette platine haute-fidélité remplace la CS 33 D.

La CS 34 D est une platine de magnétophone à cassette Dolby.

Elle possède un limiteur permettant l'enregistrement automatique, ainsi qu'un sélecteur de bande au chrome ou low-noise.

Le cabestan quitte automatiquement le contact de la bande en fin de cassette.

Les potentiomètres de réglage sont du type linéaire. Deux Vu-mètres et un compteur à trois chiffres complètent cette platine.

Ses caractéristiques techniques :

4 Pistes - stéréo.

Fluctuations : $< 0,13\%$.

Bande passante : ± 3 dB - 40 à 13 000 Hz (L.N.) - 40 à 15 000 Hz (CrO₂).

Signal/bruit : > 52 dB avec Dolby + 10 dB à 5 kHz.

Dimensions : 378 x 110 x 225 mm.



« Tout en façade » le GXC 710 D. C'est la nouvelle platine à cassette d'allure « design et pro » que vient de commercialiser AKAI en France.

Elle inaugure une série qui complètera la gamme classique « à plat ».

La GXC 710 D possède le Dolby et un sélecteur de bandes (F_eC_r, CrO₂, L.N.).

Le compteur à trois chiffres est à mémoire et permet ainsi l'arrêt automatique sur un point précis en rembobinage rapide.

Arrêt automatique en fin de bande, le niveau de chaque voie est ajustable séparément. Deux Vu-mètres. Le niveau de sortie vers l'ampli est ajustable.

Caractéristiques techniques :

Nombre de pistes : 2 x 2 stéréo.

Vitesse : 4,75 cm/s.

Pleurage : $< 0,08\%$ RMS.

Bande passante : + 3 dB - 30 à 14 000 Hz L.N. - 30 à 16 000 Hz sur CrO₂ - 30 à 17 000 Hz sur F_eC_r.

Distorsion : $< 1,5\%$ (1 000 Hz).

Rapport signal/bruit : 50 dB (+ 10 dB avec Dolby) au-dessus de 5 kHz.

Taux d'effacement : 70 dB.

Temps de rembobinage : 80 sec. avec C 60.

39 transistors, 48 diodes, 2 FET.

Dimensions : 440 x 142 x 304.

Poids : 8,8 kg.

EUMIG



La légèreté est peut-être la qualité première de la nouvelle caméra sonore EUMIG Sound 30 XL : 1 150 grammes. Facile à manier par son poids mais aussi par son emploi simple et étendu.

Le diaphragme se règle automatiquement d'après le film. Le zoom est à commande électrique ou manuelle. Pour filmer sonore, il suffit d'introduire la cassette, de raccorder le micro livré avec l'appareil et d'appuyer sur le déclencheur.

Le viseur est du type reflex et l'on peut apercevoir dans ce dernier : le contrôle de défilement du film, l'indication de sous-exposition, l'indication du dernier mètre de film, le signal de fin de film, le réglage du son (normal/low) et le filtre de conversion.

L'objectif est un Eumig Vario-Vierriion. I = 1,3/8,5 - 24 mm.

Sensibilité du film : jusqu'à 23 DIN (160 ASA).

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

BIBLIOGRAPHIES

INTRODUCTION A LA MICRO-INFORMATIQUE. DU MICROPROCESSEUR AU MICRO-ORDINATEUR.

Par H. Lilen

L'autre montre au lecteur ce que sont les circuits intégrés, puis les microprocesseurs ; comment ceux-ci sont réalisés, leur fonctionnement ainsi que leurs applications dans les micro-ordinateurs.

Ce livre comportant de nombreuses photos et schémas s'adresse aussi bien à l'électronicien qui n'a pas encore abordé l'informatique qu'à l'informaticien qui ignore les subtilités de l'électronique.

Editeur Editions Radio. En vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

LES FONCTIONS DE L'ELECTRONIQUE

par Bogdan Grabowski

Ingénieur à l'Ecole supérieure des Télécommunications, professeur à l'ENSTA et au CIEFOP.

Collection « Dunod technique », carré vert, série CieFop. Editions Dunod-1974.

Tome 1. Diodes et dipôles, 192 pages, 16 x 25, 191 figures.

Tome 2. Tripôles actifs, 168 pages, 16 x 25, 153 figures.

C'est une nouvelle façon de présenter l'électronique, correspondant mieux aux problèmes actuels posés aux spécialistes, que nous propose l'auteur de cet ouvrage, récemment publié par les Editions Dunod dans la nouvelle collection « Dunod Technique ».

En effet, jusqu'à présent, l'enseignement de l'électronique s'est uniquement attaché à la description des composants des ensembles fonctionnels. Or ces éléments varient d'année en année ; les formes sous lesquelles ils se présentent se différencient constamment. Cette situation peut rendre particulièrement délicat l'enseignement de l'électronique et remettre en cause de façon permanente les propriétés et les règles énoncées.

Pour pallier cet inconvénient, B. Grabowski a cherché à caractériser de façon plus fondamentale les dispositifs sans entrer dans les détails technologiques.

A partir de l'analyse du comportement de ces dispositifs à deux et à trois bornes, il présente les bases générales de l'électronique en mettant en évidence les différents types de fonction électronique.

Toutefois, afin de ne pas dérouter le lecteur par cette nouvelle approche, il aborde ces propriétés générales en étudiant, au départ, un dispositif concret, choisi par son usage très répandu.

Ainsi l'étude approfondie de la diode fonction bipolaire en régime statique et dynamique permet d'établir d'intéressantes corrélations entre ses propriétés physiques et électroniques. De même, l'examen du fonctionnement du transistor bipolaire ou du transistor à effet de champ permet d'aborder les phénomènes physiques responsables de l'effet amplificateur.

Les méthodes graphiques, largement utilisées dans ce livre, permettent au lecteur de déterminer facilement les limites et les imperfections des dispositifs utilisés. De plus, les pages relatives au calcul d'erreurs l'aideront à mieux interpréter les résultats et à mieux choisir son schéma de montage.

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

LES GADGETS ELECTRONIQUES ET LEUR REALISATION

par Bernard Fighiera

L'énorme succès remporté par les trois premières éditions de ce livre a incité l'auteur à revoir et corriger à l'appui de nombreuses lettres qu'il a reçues les points noirs ou passages difficiles auxquels pouvaient se heurter les amateurs débutants.

Une des meilleures méthodes d'initiation consiste à réaliser soi-même quelques montages simples et amusants tout en essayant de comprendre le rôle des divers éléments constitutifs. A cette fin les premières pages de l'ouvrage sont réservées à quelques notions techniques relatives aux composants électroniques, le lecteur n'aura donc nul besoin de chercher ces notions dans d'autres livres.

L'auteur est un jeune qui s'adresse à d'autres jeunes et qui se met, en conséquence, à leur portée. Le sujet lui-même reste du domaine de la jeunesse qui cherche dans l'électronique un moyen d'évasion.

Les lecteurs trouveront donc dans cet ouvrage la description complète et détaillée de vingt-cinq gadgets inattendus et passionnants.

En d'autres termes, l'électronique et ses applications dans les loisirs. En vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

D'AUTRES MONTAGES SIMPLES D'INITIATION

par B. Fighiera

Une fois de plus, l'intention de l'auteur, avec cet ouvrage, est de rendre l'électronique accessible à tous. Pour ce faire, une des meilleures méthodes d'initiation consiste bien à plonger d'emblée l'amateur dans une réalisation pratique.

Dans ces conditions, il est opportun de fournir à ces débutants un maximum de renseignements ou détails, car tout paraît simple à un amateur chevronné et de nombreux détails pratiques peuvent lui échapper.

Par l'expérience de ses précédents ouvrages, l'auteur démontre la marche à suivre la plus séduisante pour l'amateur. C'est la raison pour laquelle, les premières pages de cet ouvrage sont consacrées à la connaissance des principaux composants et à leur façon de les assembler.

Seulement pour faire vivre ces composants, il fallait un support de montage.

La direction de Vero Electronics, conscient de ce problème est venue collaborer avec l'auteur en insérant une plaquette de circuit imprimé dans l'ouvrage.

Le lecteur pourra ainsi se livrer à la mise en place des différents composants conformément aux dessins pratiques que comporte le présent ouvrage, et cela sans procéder à toutes les phases d'exécution d'un véritable circuit imprimé.

Tous les montages proposés dans ce livre comportent comme support la même plaquette M. Board offerte dans ce livre.

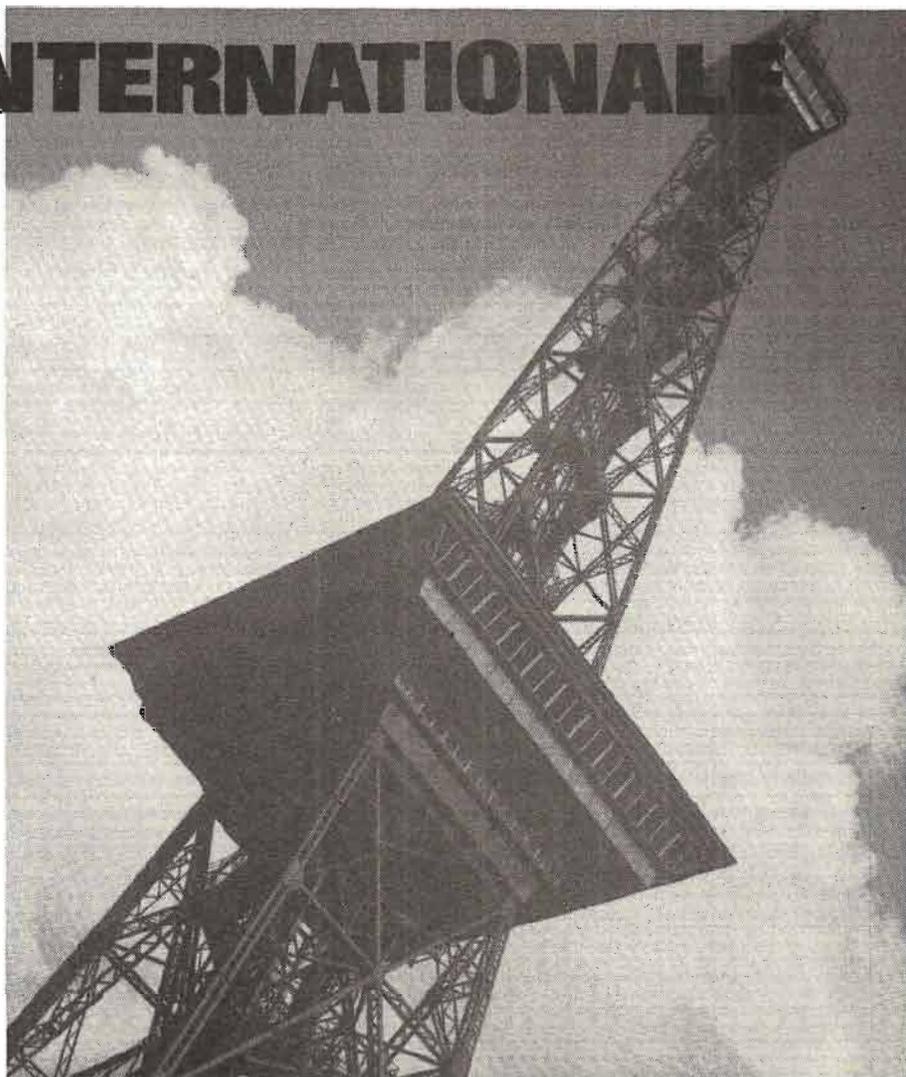
Il ne reste plus qu'aux futurs lecteurs de prendre connaissance du support et d'exécuter ne serait-ce que celle de l'oiseau électronique qui constitue le premier projet de montage de cet ouvrage.

LA FOIRE INTERNATIONALE

RADIO

TELEVISION

HAUTE- FIDELITE



DE BERLIN

LA Foire Internationale de Berlin qui s'est tenue du 29 août au 7 septembre 1975 a été orientée pour inciter à l'achat l'ensemble des visiteurs, de façon à tenter quelque peu d'atténuer la crise économique qui prend une tournure excessivement préoccupante en République Fédérale Allemande.

A cet effet, des centres d'accueil délivrent aux visiteurs des feuillets leur permettant de rencontrer sur les stands des personnes mises à la disposition pour les renseigner très exactement sur leurs problèmes ou difficultés rencontrées dans l'exploitation de leur chaîne, tuner ou téléviseur. 14 types de feuillets permettaient de couvrir l'ensemble de l'électronique

des loisirs, de la T.V. à la musique électronique. Nous avons pu remarquer l'intérêt de cette opération à l'affluence des visiteurs autour des personnes délivrant les informations sur les stands, et au sérieux des explications fournies.

Deux stands français, Thomson et Pyral sur les quelques 325 exposants. Les nouveautés sont très nombreuses, les gammes renouvées sur tous les stands témoignent du désir de proposer malgré la crise des produits plus adaptés, dotés de gadgets inédits, de lignes résolument nouvelles. Il est à noter que les seuls industriels non touchés par la crise, les fabricants de disques qui ont progressé de + 10 % par rapport au bilan précédent, étaient absents.

TÉLÉVISION

En télévision, les tubes à grille PIL sont employés par tous les constructeurs, les appareils sont dotés de boîtiers de télécommande à ultra-sons, munis de touch control, certains boîtiers sont équipés d'une minuterie programmation mettant le téléviseur en route ou l'éteignant. Enfin, l'affichage digital de l'heure, à l'aide de 4 digits est reproduit sur les tubes cathodiques.

La véritable nouveauté consiste à transmettre sans fil le son du téléviseur à un casque ou un écouteur à l'aide d'une liaison par rayonnement infrarouge. Ce dispositif simple, qui est d'ailleurs exploitable sur une chaîne

HIFI, un magnétophone ou un récepteur quelconque, permet d'écouter de façon individuelle ou collective sans perturber ses voisins. L'ensemble des fabricants de téléviseurs propose ce dispositif, disponible selon les marques d'ici à fin 1975, l'extension aux chaînes HIFI sera disponible en fin d'année.

Deux systèmes de transmission par rayons infrarouges sont en présence. Celui d'AKG, adopté par Körting, ITT et Saba utilise un casque de facture classique. La seconde réalisation, proposée par Sennheiser, est employée par Grundig, Nordmende, Blaupunkt, Siemens, AEG, aboutit à un écouteur, casque léger, avec boîtier électronique intégré ou séparé.

Les deux systèmes sont



Photo 1. - Téléviseur Körting équipé de transmission du son par infrarouges (système AKG).



Photo 2. - Récepteur de son infrarouges et boîtier de télécommande (système Sennheiser).

d'un principe de fonctionnement analogue.

Le signal basse-fréquence son est amplifié après détection sur le téléviseur. Il est ensuite mélangé en modulation d'amplitude à une porteuse de fréquence voisine de 100 kHz. Un jeu de diodes électroluminescentes est alimenté à l'aide d'une tension sur laquelle on superpose le 100 kHz modulé ; il rayonne avec un angle d'ouverture du faisceau de 90 à 150° le signal qui peut être reçu jusqu'à une dizaine de mètres par le récepteur.

La réception est excellente, sur les deux systèmes, AKG et Sennheiser, exempte de parasites. Lorsqu'une personne traverse le faisceau infrarouge ou que l'on place la main en écran devant la diode du récepteur, le souffle augmente de façon très

importante, mais la compréhension reste assurée.

Nous avons vu et écouté une réalisation destinée à une chaîne HI-FI, l'audition est parfaite en stéréo, l'ouverture du pinceau rayonnant est assurée sur 180°.

AUDIOVISUEL

Des diverses formules proposées, deux sont commercialisées. Le VCR et le Vidéo disque Teldec. Nous avons pu voir ce dernier en vente dans plusieurs magasins, et nous en faire démontrer le fonctionnement. La qualité de l'image couleur est bonne, le lecteur est vendu 1500 D.M. (2 600 F) le disque 10 DM (18-20 F). Le Teldec est donc accessible pour une somme raisonnable.

Les différentes firmes qui distribuent le VCR ont leurs

ventes freinées ou même arrêtées à cause des conditions économiques. Pour compliquer un peu plus encore la situation, un autre format de cassette, plus réduit est proposé par Sanyo et Toshiba. Il emploie la bande 1/2 pouce, et permet de réduire de façon notable l'appareil en version mobile.

Du VLP Philips et de son homologue Thomson, peu de nouvelles, sinon que leur normalisation est en cours, et qu'un appareil commun sera peut-être mis sur le marché fin 1977. Il semble que cette formule, qui permet d'obtenir une excellente qualité d'image, sera lourdement pénalisée par son prix élevé même pour une production en grande série.

Le MDR, Magnetic Disc Recording nous semble être le système audio-visuel qui

reste d'un prix estimé abordable, tout en permettant l'enregistrement et la lecture par l'utilisateur, avec un disque dont la duplication est facile pour une grande diffusion de programmes.

Nous avons rencontré le professeur Rabe, père du système MDR, et vu l'image dans les studios de la SFB. Une production industrielle est prévue pour le début 1976, l'appareil étant en réalité une chaîne compacte aux possibilités multiples, propre à séduire les utilisateurs. La chaîne MDR L 522 groupe une platine tourne-disques magnétique, dont la vitesse est de 150 t/mn, un amplificateur stéréo 2 x 20 W permet l'audition et un tuner FM/TV commutable complète la chaîne.

Deux modes de fonctionnement sont donc possibles,



Photo 3. - Chaîne compacte MDR (disque magnétique vidéo + disques classiques).

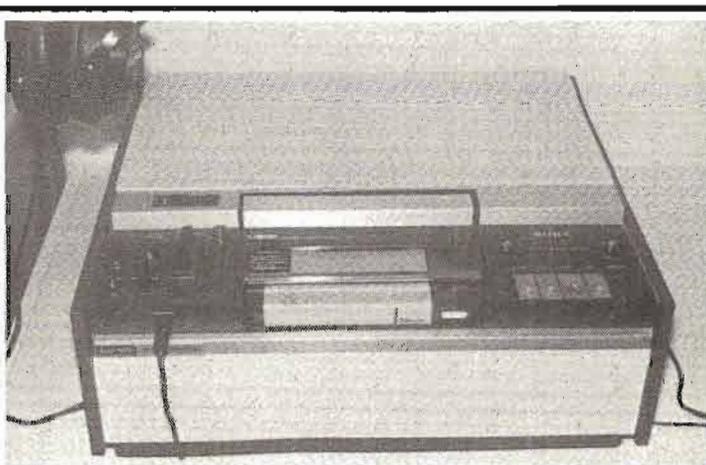


Photo 4. - VCR Sony.



Photo 5. - Le docteur Rabe, père du MDR.

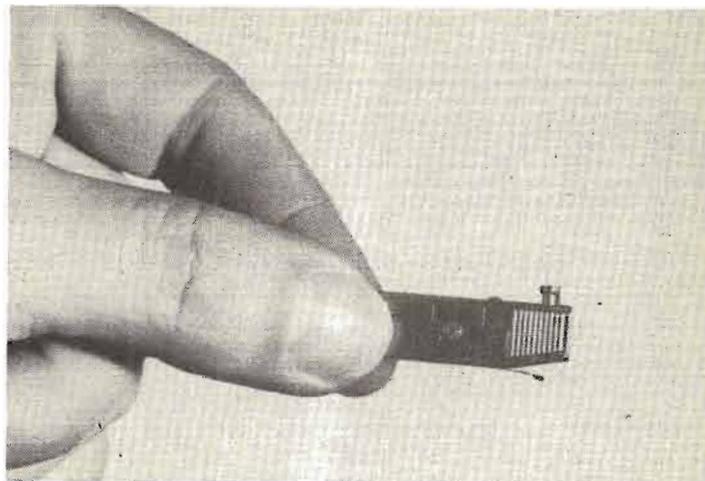


Photo 6. - Cellule de lecture du disque souple Vidéo Teldec.

en chaîne stéréo classique, à partir de disques 33 t/mn ou de la FM; et en disque magnétique sur lequel on peut exploiter l'image et le son vers un téléviseur couleur, l'adaptation modulaire permettant l'emploi PAL/SECAM/NTSC. Le disque pourra être acquis enregistré, l'utilisateur aura la possibilité d'enregistrer un canal TV sur le tuner FM/TV ou encore le son FM, dans ce dernier cas l'enregistrement sera d'une durée de 1 h 30 en stéréo, l'image couleur durant 15 à 20 mn par face, avec le monitoring image. Le prix estimé de cette chaîne serait inférieur à 4 000 F, le disque valant 45-55 F.

La production est prévue en Allemagne au départ, puis en France, et nous avons pu examiner les 3 prototypes présents sur le stand.

La tête de lecture du disque magnétique est en ferrite, sa largeur est de 28μ . La fabrication sera assurée par la firme Metz, mis à part le bras et la double tête, mis au point par la firme BIEG près de Fribourg. Ce dernier ensemble est le plus délicat, et une maîtrise parfaite de la technique est nécessaire pour obtenir un fonctionnement sans défaut.

RADIO-CASSETTES

Extrême diversité dans cette catégorie, nous avons rencontré des appareils dotés de 2, 3, 4, 5 et plus encore de gammes, les plus évolués travaillant en stéréo avec deux groupes de haut-parleurs.

C'est dans cette catégorie d'appareils que la richesse en gadgets est la plus étoffée.

Tous les modèles permettent le pseudo-monitoring, et sont dotés de correction automatique de niveau d'enregistrement, ils sont dotés de la commutation automatique pour cassettes normales ou à bande au bioxyde de chrome, certains sont dotés de DNL, voire de Dolby B. La présentation est résolument militaire, peut-être à cause de la fiabilité des appareils de cette catégorie. Quelques appareils japonais sont d'ailleurs tropicalisés et susceptibles de fonctionner dans des conditions d'emploi très dures.

MAGNÉTOPHONES

Nouveaux appareils de haut de gamme chez Grundig et chez Uher, qui vont attaquer le quasi monopole de Revox en ce domaine. Mais la nouveauté est ici rencon-

trée chez Hitachi, qui présente un enregistreur digital PCM, de catégorie professionnelle. On transforme les signaux basse fréquence en impulsions à l'aide d'un convertisseur analogique digital, puis on enregistre celles-ci.

A la lecture, les impulsions sont traitées par un second convertisseur digital analogique et le signal original est reconstitué. Cette technique PCM (Pulse code Modulation) impulsions codées, est très largement utilisée dans l'industrie électronique et aéronautique depuis près de 20 ans, elle offre l'avantage d'éliminer pratiquement le pleurage et le scintillement, tout en procurant un taux de distorsion harmonique très réduit. La difficulté était d'obtenir un rapport signal sur bruit supérieur à celui des appareils classiques et les

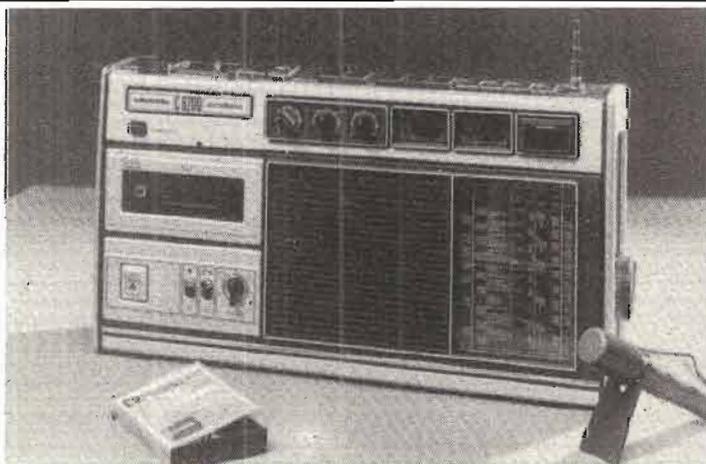


Photo 7. - Nouveau radio-cassette Grundig C6200.

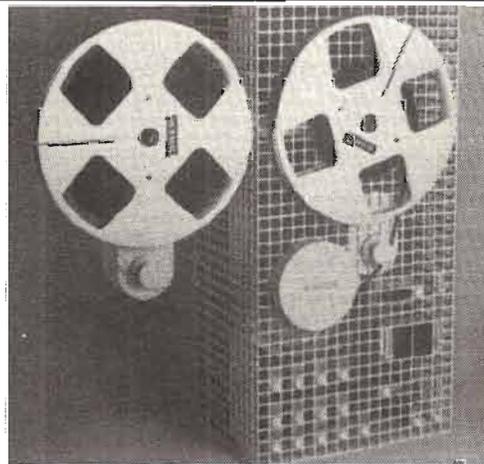


Photo 8. - Magnétophone « Nouvelles lignes » Uher.

enregistreurs d'instrumentations professionnels se limitaient à 55 dB, valeur ne justifiant pas l'emploi de cette technique pour le son, nous n'avions jusqu'à présent rencontré aucun appareil destiné au son.

L'appareil enregistreur PCM Hitachi est à 14 pistes, le pleurage et le scintillement ne sont plus mesurables, le taux de distorsion harmonique est de 0,03 % autant dire qu'elle ne signifie plus rien, et le rapport signal/bruit est supérieur à 70 dB.

Le code est à 12 bits, découpant le signal à 35 700 Hz, la vitesse de défilement est de 38 cm/sec, ce qui permet l'enregistrement et la reproduction d'une bande de fréquences de 20 Hz (± 0 dB) à 15 kHz (± 3 dB). Le support est d'une largeur 1/2 pouce. Cette valeur peut paraître très faible aux habitués de la HIFI, comptant allègrement maintenant 10 Hz à 100 kHz pour les amplificateurs et 20 Hz à 18 kHz pour les magnétophones mais il est bon de rappeler que les professionnels du son coupent brutalement le haut de la bande passante vers 12 kHz. Sur un disque il n'y a donc plus de signaux au-dessus de cette fréquence.

Cet enregistreur n'a donc plus de distorsion harmonique, ni pleurage ou scintillement, et son rapport signal/bruit est assez exceptionnel.

D'autre part, et c'est là

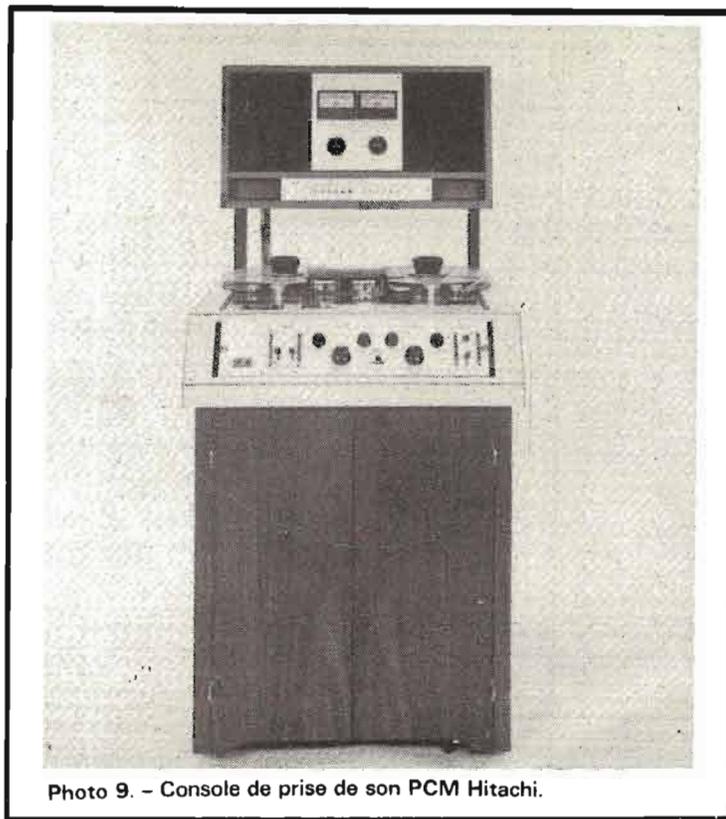


Photo 9. - Console de prise de son PCM Hitachi.

l'intérêt de la chose, un appareil destiné aux amateurs sera produit en 1976, suivi d'une gamme complète en PCM. Cette nouvelle technique sera très appréciée, elle permettra d'obtenir des résultats excellents par n'importe quel utilisateur, dont les enregistrements seront en tous points comparables à ceux obtenus par les professionnels.

RADIO REVEILS

On ne peut plus compter ceux-ci, et on s'étonne de rencontrer de simples récepteurs

non équipés d'une horloge ou d'un magnéto cassette. Les affichages sont de taille variée, du grand format au plus petit.

Certains appareils sont même dotés en outre de véritables programmeurs qui déclenchent séquentiellement une série d'opérations indépendamment du récepteur : sonnerie, carillon électronique, mise en route d'un instrument électroménager (cuisinière, four, machine à laver, téléviseur si celui-ci n'est pas muni de programmeur, chaîne HIFI) etc.).

HIFI

Ici, énormément de chaînes intégrées. Tous les constructeurs ont généralisé ce type d'installation, qui offre à l'utilisateur un ensemble homogène et limite la place occupée par la chaîne. Tous les constructeurs japonais ont ces appareils figurant en bonne place dans leur gamme.

Généralisation des systèmes ambiophoniques et de reproduction à 4 canaux, mais l'accent n'est pas mis sur ces produits. Ici encore, l'absence de normalisation freine les ventes et malgré la compatibilité offerte en 4D - SQ - QS et autres QQ, l'utilisateur doit payer cette facture supplémentaire.

D'autre part, on songe sérieusement à vendre la stéréo simple ; il n'y a que 20 % des foyers allemands équipés, le marché potentiel est énorme. Les études de marché des constructeurs allemands donnent pour le marché français une couverture de l'ordre de 10 %. Le marché vient donc juste de s'ouvrir pour nous, et il est bon de préciser quelques points pour ces chiffres.

Les 20 % et 10 % de foyers équipés ont acheté des appareils répondant à la norme DIN 45 500, c'est-à-dire partant d'ensembles voisins de 2 x 6 W jusqu'aux plus prestigieux.

Ces critères nous ont sem-



Photo 10. - Ampli-tuner Saba équipé pour la transmission du son par infrarouges.



Photo 11. - Diffuseur d'infrarouges et casque récepteur pour chaîne Hi-Fi.

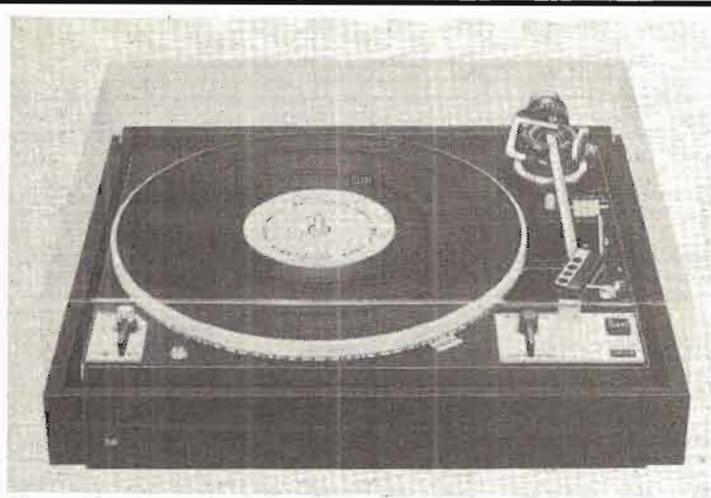


Photo 12. - Nouvelle platine Dual 1249.

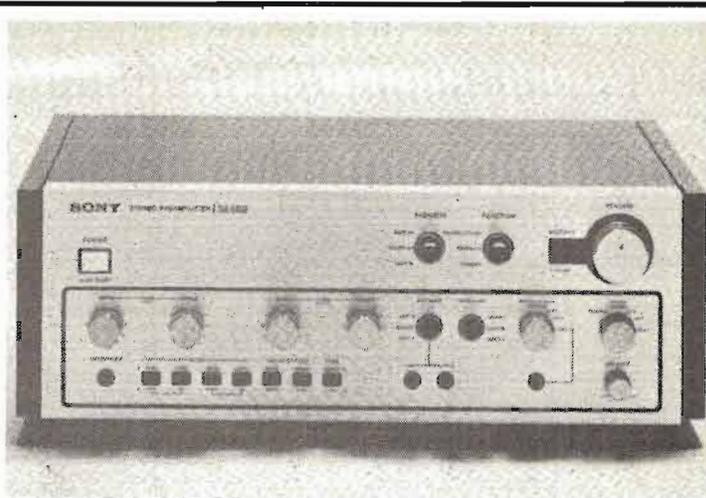


Photo 13. - Préampli Sony.

blé sains, beaucoup plus sains que la classification électro-phones/Festival du Son. En effet, des ensembles bas de gamme sont produits actuellement, d'un prix de base voisin de 1 000 - 1 200 F et dont les caractéristiques globales sont près de celles baptisées HIFI, puissance et gadgets mis à part. Les progrès technologiques et la baisse des prix des composants, employés en très grande série, ont permis ces améliorations.

L'ensemble du marché sera donc couvert en majorité de produits non acceptés au Festival du Son, mais qui représenteront un chiffre d'affaire très nettement supérieur aux appareils dont le prix est au-dessus de 4 000 F.

On note donc une ouverture des gammes vers le bas, ce qui est logique, chez les grandes firmes européennes.

Nous avons remarqué particulièrement cet effort chez Thomson, dont la nouvelle gamme très variée comporte des produits peu onéreux, ce constructeur ayant décidé d'occuper sur le marché du son la place correspondante à sa taille, à côté des secteurs télévision et électro-ménager qu'il a déjà acquis. Nous avons eu la surprise de découvrir à côté de petites chaînes d'un prix inférieur à 1 500 F, des enceintes de bonne qualité à 3 voies, d'une présentation soignée et acceptant 40 watts de puissance, qui seront commercialisées dès septembre en France à des prix voisins de 450 F.

Le « design » des chaînes reste dans les lignes précédemment déterminées. Longues et basses, scandinaves, ligne allemande, aspect japonais.

Les performances ont été optimisées, depuis déjà 2 ans il semble que les amplificateurs aient atteint leur régime de croisière côté technique et technologie employées. L'effort porte sur la télécommande à ultrasons, les boutons touch control, la généralisation de stations pré-régées en AM aussi bien qu'en FM, et la possibilité de la transmission du son par infrarouge comme en télévision pour l'écoute sans fil de liaison, avec un casque.

Notre conclusion pour la HIFI est que la rationalisation des diverses productions européennes s'effectue, avec la fabrication en Extrême-Orient, d'appareils définis par l'ensemble des grands constructeurs, AEG, Blaupunkt, Siemens, Thomson, ITT, chacun d'entre eux personnalisant la présentation de l'appa-

reil vendu sous son label, et coopérant à la définition technique des gammes ainsi créées.

NOUVEAUTÉS

Il ne nous a pas été possible de remarquer 800 nouveautés exposées, mais nous avons noté les plus particulières, et celles présentant un caractère d'intérêt général.

Siemens a généralisé sur ses téléviseurs les tubes PI de RCA.

Comme ceux-ci nécessitent le collage du bloc de déflexion, en cas de remplacement des bobines le tube doit être échangé. Après garantie ce constructeur offre un tarif intéressant et progressif si l'échange des bobines est nécessaire. Pour l'ensemble tube neuf + bobine, la dépense est de 10 % la pre-

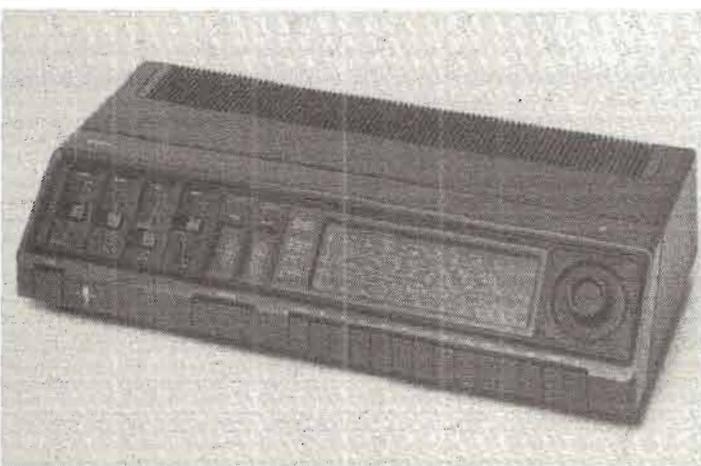


Photo 14. - Pré-amplificateur stéréo Philips 743TS, pour enceintes MFB.



Photo 15. - Enregistreur lecteur de cassettes Pioneer.



Photo 16. - Magnétophone professionnel de reportage Sony.



Photo 17. - Répondeur-enregistreur téléphonique Telefunken.

mière année, 20 % la seconde etc.

D'autre part, le châssis de toute la gamme de télévision est totalement isolé du réseau.

Dans le bas de gamme HIFI, nous avons noté une chaîne intégrée, RS 300 dotée d'une platine, ampli-tuner et magnéto-cassette.

Saba offre une chaîne équipée de la transmission du son par infrarouge (système AKG). Deux nouveaux magnétophones à bobines, type 574 et 674 remplacent les anciens modèles, dont ils gardent l'architecture générale avec des performances améliorées. Le très joli ampli-tuner HIFI 8280 en quadristéréo est aux lignes japonaises, saluons une nouvelle présentation qui s'écarte résolument des lignes quelque peu massives habituelles.

Sanyo : A côté du système

vidéo à cassette compacte que nous avons cité, une nouvelle gamme de chaînes compactes modulaires est née.

L'autoradio XZ 301 a un cadran muni de LED, et une exploration de gamme automatique à deux vitesses. Le nouveau bloc note sonore DCR 2000 utilise la cassette standard, il est doté de commandes assurant une mise en œuvre simple et très facile.

Blaupunkt : Deux autoradios, le Minden et le Ludwigshafen, avec possibilité de radioguidage. Un décodeur en veille constante, transmet de façon automatique l'information routière en ayant priorité sur les autres sources, stations ou lecture de cassette. Ces récepteurs sont en outre munis d'un antiparasite très efficace « ASU » pour la FM. D'autre part, un appuie-tête voiture doté de 2 H.P. est pro-

posé pour être monté sur les BMW et Mercedes, de façon à offrir une reproduction stéréo presque équivalente à celle obtenue en appartement.

Bosch : Tous les boîtiers amplificateurs d'antennes TV FM, boîtes de distribution sont dotés d'une protection contre tous parasites selon la nouvelle norme allemande. La protection est supérieure à 70 dB. D'autre part, des connecteurs, prises et distributeurs de signal TV à très faible atténuation sont proposés, leur emploi peut éviter d'utiliser un amplificateur à chaque dérivation (prise entrée sortie réf. SE 71).

Videuton : Enceinte 3 éléments logée dans un faux dictionnaire, prévue pour une puissance de 15 W nominale et d'un volume de 3,5 l. Bande passante 60 Hz - 22 kHz, encombrement 115 x

290 x 220 mm type D 93 « encyclopédie HIFI ».

Braun : Nouvelles présentations très typées de chaînes intégrées 400S - 308S, un casque léger HIFI de 180 g et le TGC 4501 magnétocassettes de haut de gamme.

Bundespost (PTT R.F.A.) : Démonstration du système de recherche de personnes « Erosignal » ; détaillé dans un précédent numéro de notre revue. Rappelons qu'il sera possible de joindre une personne se trouvant en n'importe quel point de l'Europe couvert par le système à partir d'un simple poste téléphonique, et de provoquer son appel ou une action convenue préalablement.

600 personnes sont abonnées à ce système en RFA, depuis avril 1974. Un récepteur commun est à l'étude, les

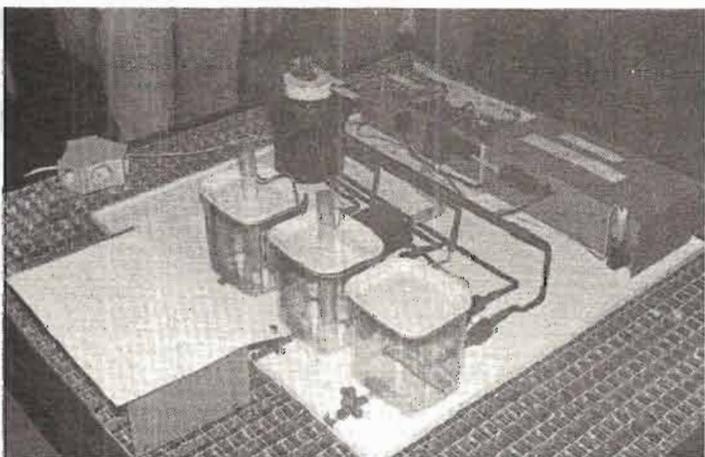


Photo 18. - Système de développement automatique de pellicules photo (réalisation club des jeunes).

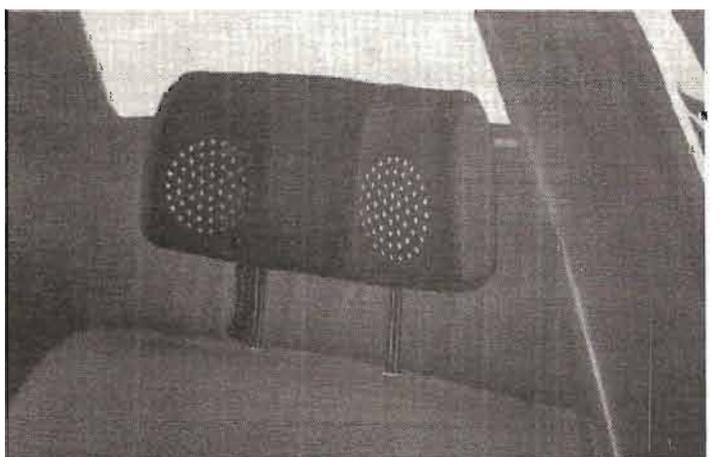


Photo 19. - Appuie-tête stéréo.

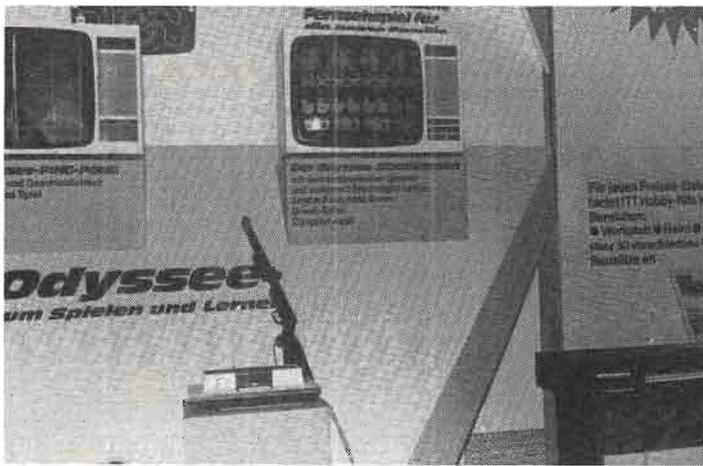


Photo 20. - Tir électronique avec le système Odyssee ITT.

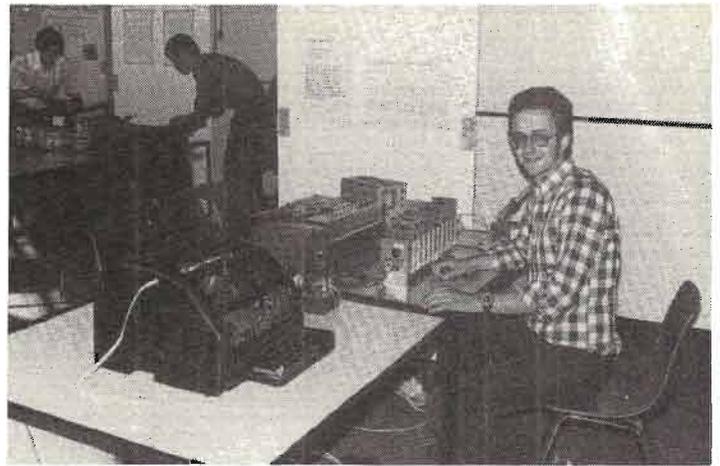


Photo 21. - Anton Franck DB2DC devant son convertisseur de signaux Morse.

firmes Thomson, Dassault, Bosch et AEG contribuent à sa réalisation.

D'autre part, la mise en place de taxiphones intégralement automatiques sera assurée à Berlin en juillet 1976. De la sorte, il sera possible de joindre le monde entier d'un hall de gare ou même d'un poste situé en pleine rue.

PK Électronique : Présentation de la plus belle gamme d'instruments d'espionnage électronique qu'il nous ait été donné de voir autrement qu'en photo. Il y a là de quoi faire rêver tous les James Bond de 7 à 77 ans : microphones émetteurs logés dans des cendriers, ampoules électriques, pastilles téléphoniques, boîtes d'allumettes, prises de courant paquets de cigarettes de toutes marques, briquets, livres, postes de radio, serviette stylos, etc. Les récepteurs sont aussi nombreux par leur forme variée, allant de la fausse montre au stylo et passant par la forme de tous les objets usuels. En outre, des jumelles infrarouge, caméras et caméras TV à tube intensificateurs de lumière, mettent l'indiscrétion à la portée de tous, sinon de toutes les bourses, avec aussi un micro contact dont le gain est de 80 dB et qui filtre le rumble gênant.

Un catalogue de 40 pages détaille cette magnifique gamme, dont tous les éléments, de l'enregistreur à

l'émetteur sont en vente libre, en RFA aussi bien qu'en France, l'usage seul en étant interdit.

ITT : Extension du jeu « Odyssee au tir aux pigeons », à l'aide d'une carabine à pompe munie d'une cellule. Ce jeu qui est déjà très largement répandu en France offre 14 versions différentes.

Les boîtes de constructions électroniques dont nous avons parlé voici quelques mois dans *Electronique Professionnelle*, sont accompagnées d'ouvrages très complets qui sont de véritables cours, offrant 100 expériences variées dans le cours de logique, diodes et transistors électroniques.

Sony : Un très beau récepteur de trafic, doté d'un synthétiseur de fréquence et d'un affichage digital de fréquence, le CRF 320 et prévu pour 1976 est muni de toutes les gammes AM et FM.

Sa catégorie de prix sera hélas aussi professionnelle que ses performances. Tout aussi performant, un magnétophone qui peut concurrencer le Nagra, le TC 510-2. Enfin renouvellement de la présentation des chaînes, avec amélioration des diverses caractéristiques ou possibilités.

AEG Telefunken : Mis à part les formes actuelles des chaînes, un intéressant répondeur téléphonique à cassette, et le Teldec en vente (1 500 appa-

reils vendus sur 6 000 fabriqués).

Uher : Deux magnifiques réalisations entre autres, le magnétophone « SG 630 logic » à grandes bobines de 270 mm, doté de tout le luxe électronique possible, 4 moteurs, rebobinage de 1 250 mm en 2 min. et un appareil sans référence grandes bobines dont la photo donne une idée de la forme assez spéciale.

Dual : Très belle platine à entraînement par courroie, type 1249 à deux vitesses, mouvement à partir d'un moteur synchrone 8 pôles, pleurage + scintillement $\approx 0,06\%$, rumble non pondéré > 44 dB.

Sharp : Intéressant tube à grille, le « Linytron » avec les trois canons en ligne horizontale. La grille est constituée de trous rectangulaires éliminant les zones d'ombre dues aux grilles à trous ronds.

Grundig : Magnétophone à bobines de haut de gamme, le TS 1000 attaque Revox. Doté de tout le confort électronique lui aussi, cet appareil possède même une vitesse de rebobinage variable allant jusqu'à 20 m seconde (1 200 m/mn) 4 têtes, toutes les possibilités sur les entrées, télécommande, etc.

Extension radio cassette, le C 6200 offre davantage de gammes et une puissance plus élevée.

Philips : Nouvelle version de l'enceinte 15 l MFB, com-

mercialisable en 76. Seule la présentation de la face avant est changée. Une troisième enceinte de volume important (50 l ?) est annoncée pour courant 1976. La présentation des radiocassettes est tout à fait différente, mais les diverses versions sont d'aspect très voisin.

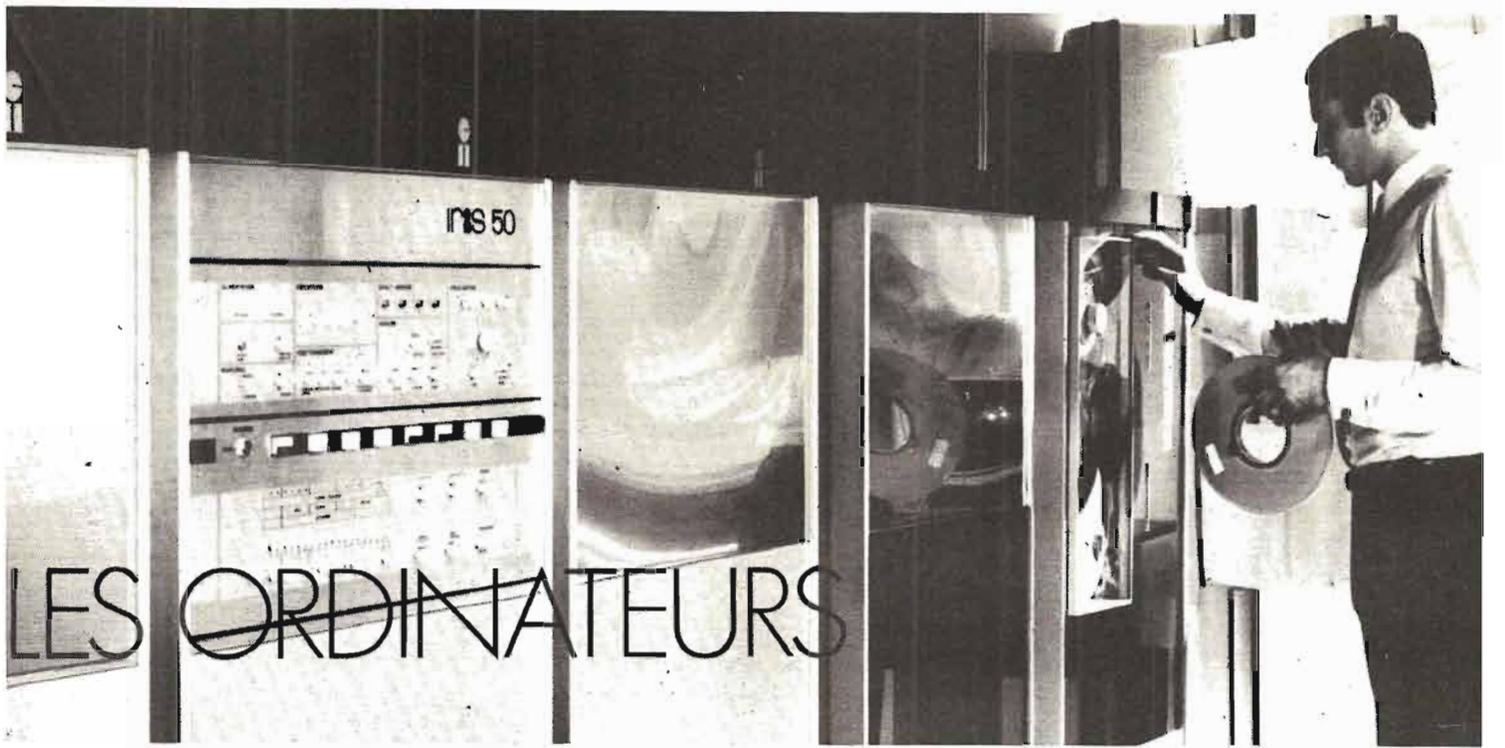
RADIOCLUBS ET JEUNES

Les réalisations primées cette année portaient sur la réalisation d'un appareil décodant le morse jusqu'à une vitesse de 120 mots minute, pour frapper les caractères sur une imprimante, ou encore les visualiser sur tube TV, sans limitation de vitesse dans ce cas. Félicitations à l'auteur, Anton Franck DB2DC.

L'accueil du stand des Radioamateurs a été cordial, nous avons reçu de cordiales salutations pour les OM français, que nous leur présentons ici.

Pour terminer ce très rapide survol de notre visite, nous avons été reçus par un Japonais charmant, s'exprimant de façon très aisée dans notre langue, M. Kazve Akai, « geschäftsführer » non de la firme Akai, mais de **Kenwood**.

J. BERCHATSKY



MARC FERRETTI

CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

S comme SHARP ou comme SANYO

SHARP Corporation fut fondé en 1912, lorsque son président Tokuji Hayakawa inventa le stylo à mine « toujours pointu ».

Sharp Corporation, aujourd'hui, c'est une société nipponne dont le chiffre d'affaires atteint 3 gigafrancs, employant 20 000 personnes dont 2 000 affectées au développement de produits nouveaux. C'est encore 7 000 000 de calculatrices électroniques vendues depuis 1964.

**PREMIER. PREMIER
PREMIER...**

Sharp Corporation est connu pour ses appareillages



Photo 32 : Le premier modèle pliable. Sa production mensuelle est de 50 000 unités (Cliché Sharp).

électroniques pour grand public. La liste des inventions, innovations, premières réussies par Sharp est longue : en 1925, le premier poste radio à cristal japonais est inventé ; 1926 est l'année de la première fabrication en chaîne de postes de radio ; 1929 est marqué par l'invention du premier tube radio japonais ; en 1931, Sharp se lance (le premier) dans la recherche sur la télévision... dont le premier récepteur est produit, au Japon en 1951. Le premier four à micro-ondes japonais date de 1962, la première calculatrice de 1964, la première calculatrice à circuit intégré de 1966. Le premier million de calculatrices ven-

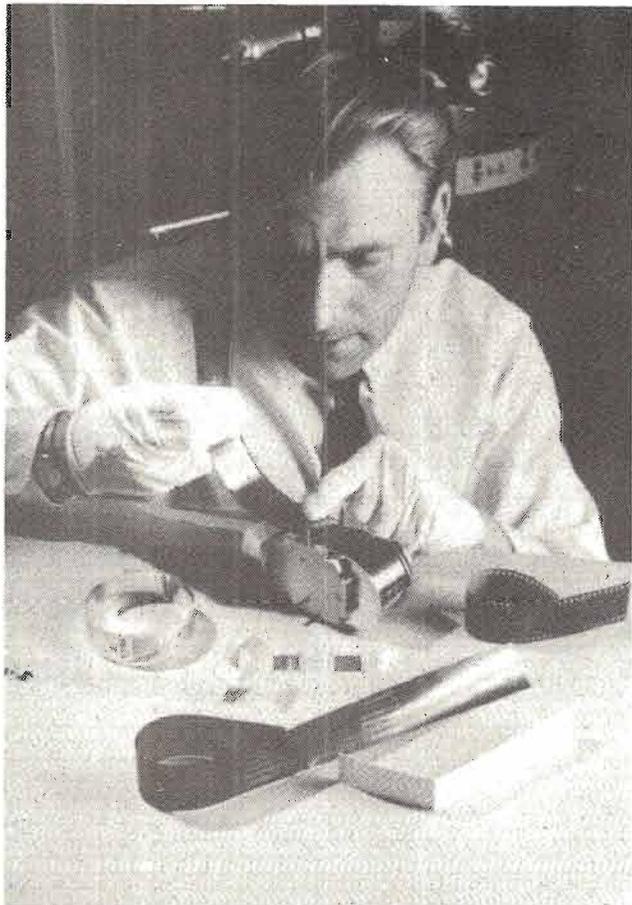


Photo 33 : Au cœur de l'Elsi 8009 se trouve un circuit flexible. L'idée n'est pas nouvelle jusqu'en 1968, Westinghouse réalisait déjà des transistors en couches minces sur substrat flexible (Mylar, films d'acétate de cellulose, polyimides, feuilles métalliques, voire même papier).



Photo 35 a.

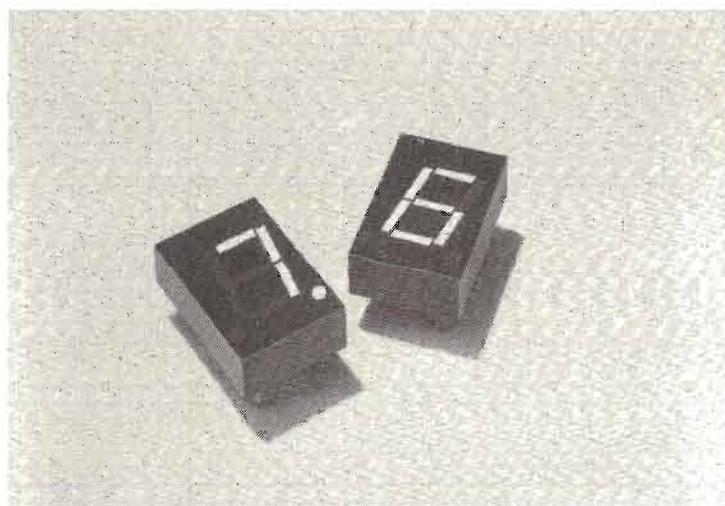


Photo 35 b.



Photo 34 : l'Elsi 8010 : également une nouveauté.

Photo 35 : « Innovations... informatique ».

a) Le « Quid Kid » : une retombée des calculatrices de poche dans l'industrie du jouet. A partir d'une de ses calculatrices de bas de gamme, Novus a conçu un jouet, destiné aux enfants de 5 à 9 ans afin de leur permettre de contrôler eux-mêmes leurs connaissances en arithmétique. Le « Quid Kid » est une calculatrice de poche, à cette différence près qu'aucune réponse n'est fournie à l'enfant qui pose le problème (addition, soustraction, multiplication, division) car il doit le poser puis proposer un résultat. Sur le clavier, une chouette est dessinée, avec deux yeux... l'œil vert de la chouette s'allume, le résultat est bon ; si l'œil rouge s'allume, le résultat est faux. Au cœur du Quid Kid se trouve le circuit intégré du Novus 850, auquel est ajouté un circuit électronique qui compare le résultat du calcul électronique à la réponse de l'enfant.

b) Cet affichage électro-luminescent s'adapte aux circuits MOS. Il est destiné aux applications « grand public » : montres ou pendules digitales, appareils de bureau, récepteurs de télévision (pour affichage de canaux) (Cliché Hewlett-Packard).

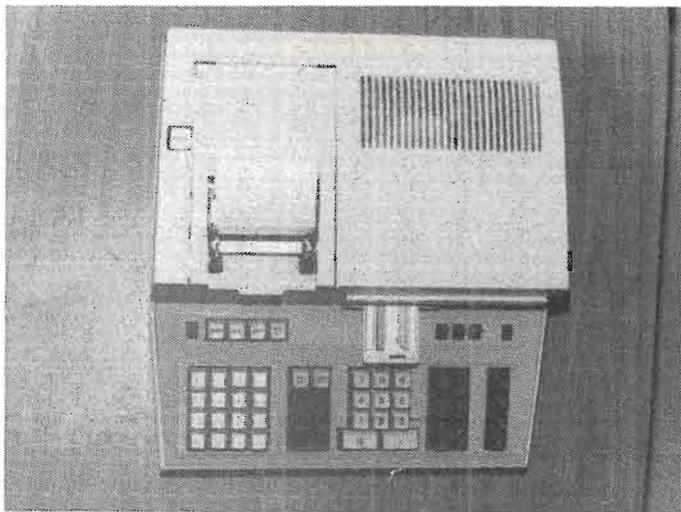


Photo 35c.

c) Compatibilité chez Compucorp qui dispose de micro-ordinateurs portables (série 300) et de micro-ordinateurs de bureau (série 400) et cela, grâce à l'unité standard d'enregistrement sur cassette magnétique (modèle 392). Ainsi les cassettes écrites à partir des micro-ordinateurs portables (modèles 325 et 326) pourront être directement traités sur les matériels du haut de gamme Compucorp tel que 481 (sur la photographie). Une telle compatibilité permet la collecte et le traitement décentralisé des données puis leur exploitation centralisée.



Photo 35d.

d) le CMC60 est un périphérique de saisie, contrôle, édition et transmission des données ; il s'organise autour d'un calculateur électronique modulaire supervisé par une console imprimante. L'originalité de ce système réside dans la capacité de son unité de disques magnétiques servant au stockage des programmes et à la mémorisation temporaire des données.

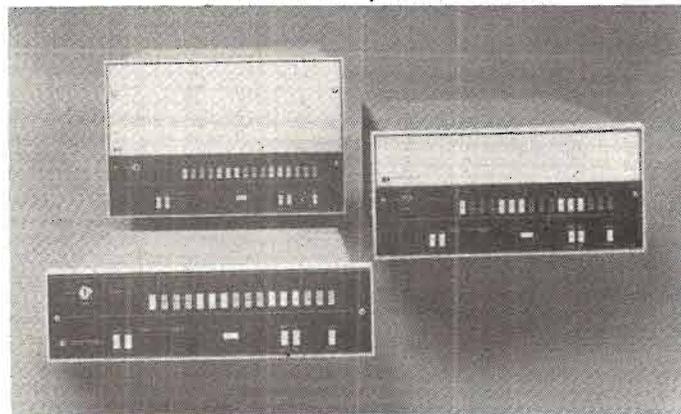


Photo 35e.

e) La gamme des mini-ordinateurs Hewlett-Packard s'étend : le modèle 21M30 est le plus puissant de la gamme en ce qui concerne la taille (128 k mots) de la mémoire centrale et le nombre de canaux d'entrées / sorties (14 canaux). Ce mini-ordinateur est entièrement micro-programmable.



Photo 35f.
f) Une filiale de Corning, la Scientific Micro System produit une famille de micro-ordinateurs ; l'unité centrale est intégrée sur une plaquette en semi-conducteur dont on voit ici une représentation à grande échelle.

dues par un même constructeur est franchi en 1971 : c'est Sharp Corporation qui bénéficie encore de cette première.

28 avril 1975 : Sharp présente la première calculatrice de poche pliable, le modèle Elsi Mate EI-8009. Les circuits de calcul sont déposés sur un film de résine de polyamide, flexible : l'idée, en soi, n'est pas nouvelle puisqu'elle a été développée dès 1968 par Westinghouse. Comme dans bon nombre de ses autres calculatrices, Sharp a introduit dans l'EI-8009, un affichage à cristaux liquides ; l'avantage essentiel des cristaux liquides provient du fait qu'ils n'absorbent pratiquement aucun courant : la seule énergie qu'on doit leur fournir, sert à modifier l'orientation des molécules de ces substances ; celles-ci, contrairement aux diodes électro-luminescentes, n'émettent pas de lumière (ce qui explique leur faible consommation d'énergie) ; les molécules de cristaux liquides ne font que diffuser la lumière qui les traverse et qui peut être produite par n'importe quelle source lumineuse. Par exemple, la consommation d'énergie de l'EI-8009 n'est que de 0,02 W/h ; la calculatrice peut fonctionner 35 heures avec deux piles à oxyde d'argent.

Quant au poids de cette calculatrice, il n'est que de 115 g

en finition « cuir » et 127 g en finition « métal ». C'est, sans doute, l'une des calculatrices les plus légères commercialisées à ce jour.

**BIEN D'AUTRES
MODELES
SONT DISPONIBLES**

Autre nouveau modèle chez Sharp, l'EI-8010 ne pèse que 100 g, et son épaisseur ne dépasse pas 9 mm. Il affiche, comme l'EI-8009, 8 chiffres au moyen de cristaux liquides. La batterie rechargeable au nickel-cadmium de l'EI-8010 possède son propre chargeur incorporé : la batterie peut être rechargée en la branchant directement sur le courant domestique ; après avoir été rechargée pendant 15 heures, l'EI-8010 dispose d'une autonomie de 9 heures.

Sharp s'est spécialisé dans la calculatrice « 4 opérations - affichage à 8 chiffres par cristaux liquides ». Les deux modèles 8009 et 8010 en sont deux exemples ; l'EI-8010 dispose, en outre, d'une touche de pourcentage.

Sharp a développé en outre une technologie dite « COS » (pour Calculator-on-Substrate) : tous les organes, y compris les registres de calcul, d'affichage et d'introduction de données sont intégrés sur

Calculs	Exemples	Opérations
Addition et soustraction	$1.23 + 456 - 458 + 3 = 2.23$	$1.23 \oplus 456 \ominus 458 \oplus 3 \rightarrow (2.23)$
Multiplication	$123 \times 456 = 56088$	$123 \otimes 456 \rightarrow (56088.)$
Division	$5 \div 9 = 0.55555 \dots$	$5 \oslash 9 \rightarrow (0.555555)$
Multiplication et division en chaîne	$1.1 \times 2.2 \times 3.3 \div 4.4 = 1.815$	$1.1 \otimes 2.2 \otimes 3.3 \oslash 4.4 \rightarrow (1.815)$
Multiplication et division par une constante	$5 \times 9 = 45$	$5 \otimes 9 \rightarrow (45.)$
	$5 \times 6 = 30$	$6 \otimes \rightarrow (30.)$
	$5 \times 7 = 35$	$7 \otimes \rightarrow (35.)$
Calculs complexes	$5 \div 9 = 0.555555 \dots$	$5 \oslash 9 \rightarrow (0.555555)$
	$6 \div 9 = 0.666666 \dots$	$6 \oslash \rightarrow (0.666666)$
	$18 \div 9 = 2$	$18 \oslash \rightarrow (2.)$
Calcul des taxes et de l'escompte	$(100 \times 25 + 50) \div 5 - 600 = -90$	$100 \otimes 25 \oplus 50 \oslash 5 \ominus 600 \rightarrow (90.-)$
Calcul de puissances	$5525 - (5525 \times 0.25) = 4143.75$	$5525 \otimes .25 \ominus \rightarrow (4143.75)$
	$5525 + (5525 \times 0.25) = 6906.25$	$5525 \otimes .25 \oplus \rightarrow (6906.25)$
Produit \pm Produit	$2^2 = 4$	$2 \otimes \rightarrow (4.)$
	$2^3 = 8$	$\otimes \rightarrow (8.)$
	$2^4 = 16$	$\otimes \rightarrow (16.)$
Produit \pm Produit	$(46.9 \times 3.51) + (83.4 \times 7.2) - (65.3 \times 4.73) = 456.230$	$46.9 \otimes 3.51 \oplus 83.4 \otimes 7.2 \ominus 65.3 \otimes 4.73 \rightarrow 456.230$

Fig. 37. - Les possibilités de l'EL-805M.

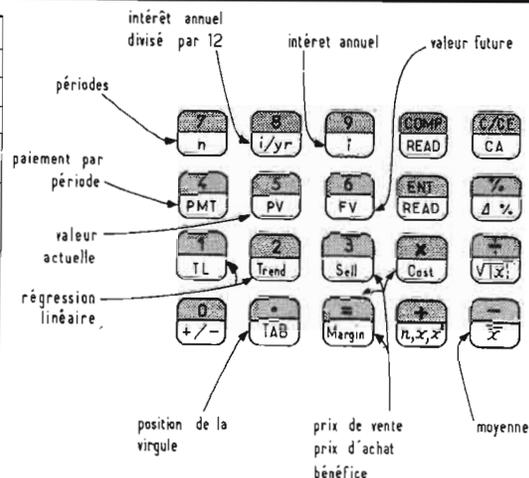


Fig. 38. - Le clavier de l'ELSI-8200 de Sharp. Le mois passé, nous vous avons présenté la calculatrice financière Citizen-830 FR. Comparez-la à l'ELSI-8200 de Sharp : seul le design du clavier change ! Sinon les possibilités de calculs sont les mêmes et les capacités d'affichage (8 chiffres) sont identiques.

une seule plaque de verre. La calculatrice EI-805 et ses diverses variantes (EI-805S, EI-805M) sont construits suivant la technologie COS. Avec toujours « 4 opérations - 8 chiffres affichés », ces calculatrices sont alimentées par une seule pile sèche et leur autonomie atteint 100 heures de fonctionnement. Le modèle 805 M dispose d'une mémoire qui sert aussi de registre d'addition : grâce à ce registre, on peut calculer des sommes ou des différences de produits ou de divisions en appuyant sur la touche : (M +).

Signalons également deux modèles « quatre-opérations » : l'EI-8002 et l'EI-122 dans lesquels l'affichage n'est plus à cristaux liquides, mais à

tubes électroniques « Itron » (fabriqués en particulier par la firme japonaise ISE Electronic Corps). Très lisibles, ces tubes consomment davantage d'énergie que les affichages à cristaux liquides (0,3 à 0,5 W) et l'autonomie des calculatrices n'est plus que de 10 à 13 heures. Le modèle EI-122 affiche 6 chiffres seulement, mais calcule avec 12 chiffres qui peuvent tous être visualisés en deux séquences de 6 chiffres grâce à une touche spéciale.

Si vous désirez disposer d'une calculatrice un peu plus performante, voyez le modèle EI-8000R qui possède une touche de pourcentage et de racine carré, ou le modèle EI-8100, qui, en outre, possède

une mémoire servant de registre d'addition.

Le modèle 8200 est nouveau sur le marché. C'est une machine à calculer financière qui réalise les mêmes opérations que d'autres calculatrices financières depuis peu sur le marché. Son prix était de 820 F (HT) au mois de mai dernier.

AUTRE GRAND : SANYO

Sanyo est un autre grand constructeur japonais, qui produit du matériel électronique grand public : chaînes stéréo, postes radio et télévision, fours à micro-ondes, climatiseur, et calculatrices de poche et de bureau.

Chez Sanyo, vous trouverez trois classes de calculatrices électroniques de poche : tout d'abord, en bas de gamme, des modèles à piles et affichant 8 chiffres (modèle CX8012) ou disposant d'une mémoire (CX8105).

A mi-gamme, le modèle CX8191 fonctionne sur batteries rechargeables.

Enfin, un haut de la gamme, Sanyo dispose de deux modèles « 8 chiffres, 1 mémoire », capable d'effectuer tous les calculs scientifiques, maintenant classiques : calculs trigonométriques et logarithmiques, exponentielles, racines carrées... Ce sont les CZ8101 et CZ8102.

Les modèles Sanyo sont, relativement chers ; mais

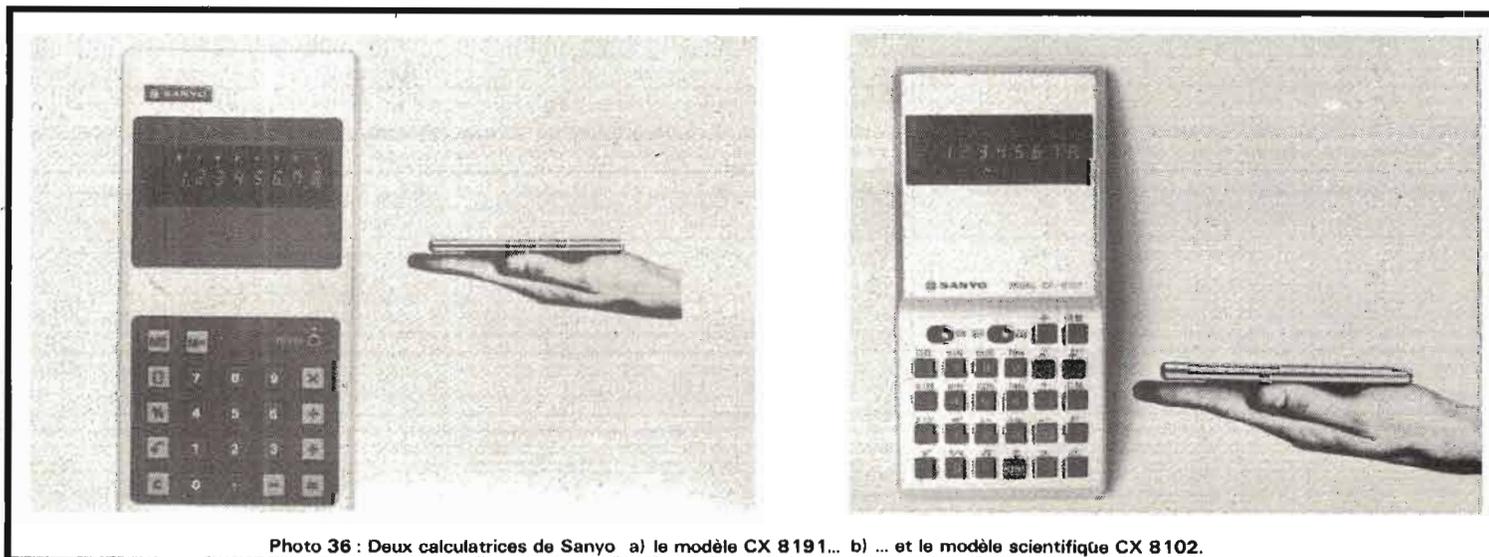


Photo 36 : Deux calculatrices de Sanyo a) le modèle CX 8191... b) ... et le modèle scientifique CX 8102.

PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

n'oubliez pas que, dans le prix de vente figure un certain nombre de paramètres que tous les fabricants ou les revendeurs ne sont pas à même d'offrir : le service après-vente, en particulier doit être rapide. Un autre paramètre est le design des calculatrices : sans conteste, la présentation des calculatrices Sanyo est excellente.

Enfin, un dernier paramètre important est le facteur « temps » : lors du Sicob 1975, de nouveaux modèles ont fait leur apparition ; leur prix est bien moins élevé que ceux jusqu'alors pratiqués.

Marc FERRETTI

Package : ensemble de programmes

Page : 1. Page (découpage logique de mémoire)

2. feuillet de papier

Pannel : tableau, panneau

Paper : papier

« paper tape » : bande de papier, bande perforée

« paper tape punch » : perforation de bande

« paper tape reader » : lecteur de bande

Parallel : parallèle

« Parallel access » : accès en parallèle

« Parallel adder » : additionneur parallèle

Parity : parité

« Parity bit » : bit de parité

« parity check » : contrôle de parité

to partition : segmenter (un programme)

Path : branche (d'organigramme)

Pattern : « pattern recognition », reconnaissance des formes

Peak : pointe, crête

to perforate : perforer (une bande)

« perforated tape » : bande perforée

Peripheral : périphérique (d'ordinateur)

Permanent : permanent

« permanent storage » : mémoire permanente

Phrase : expression (dans un programme)

to plot : tracer (une courbe)

Plotter : table traçante

Plug : fiche (de connexion)

Power : puissance

« power on » : mettre sous tension

« power off » : couper l'alimentation

Précision : degré de précision

to preset : initialiser (à zéro), affecter une valeur (à un compteur)

Print : impression

« print bar » : barre d'impression

« print chain » : chaîne d'impression

« print drum » : tambour d'impression

« print head » : tête d'impression

« print line » : ligne d'impression

« print wheel » : roue d'impression

Printed : imprimé

« printed circuit » : circuit imprimé

« printed circuit board » : plaque de circuit imprimé

« printed form » : document imprimé

Printer : imprimante

Printing : impression

« printing calculator » : machine à calculer imprimante

« printing format » : format d'impression

« printing rate » : printing speed » : vitesse d'impression

« printing width » : largeur de la ligne d'impression

Problem : problème

« problem-oriented language » : langage de programmation orienté vers un problème

Procédure : procédure, traitement

Process : procédé, processus, traitement

Processing : traitement

Processor : unité centrale

Production : production

« production program » : programme exécutable (mise au point entièrement achevée)

Program : programme

« program flowchart » : organigramme

« program language » : langage de programmation

« program library » : bibliothèque de programmes

« program line » : ligne d'un programme

« program package » : ensemble de programmes

Progress : déroulement d'un programme

to prohibit : interdire

Pulse : impulsion

Punch : 1. perforateur (machine)

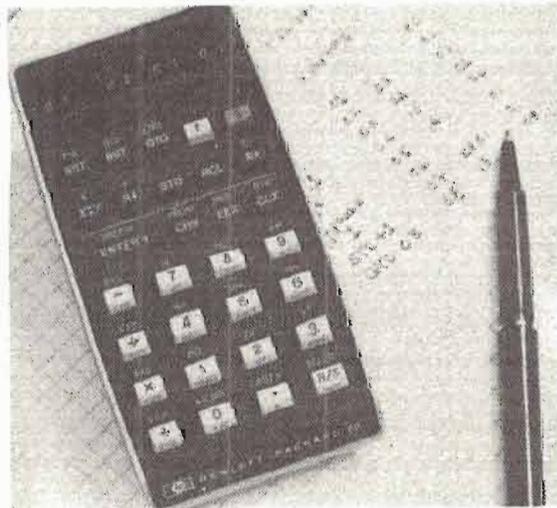
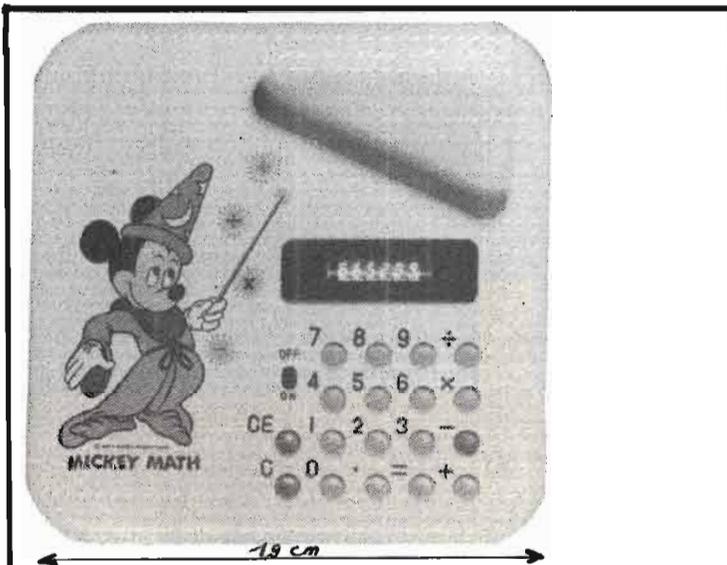
2. perforation (trou)

Punched : perforé

« punched card » : carte perforée

« punched tape » : ruban perforé

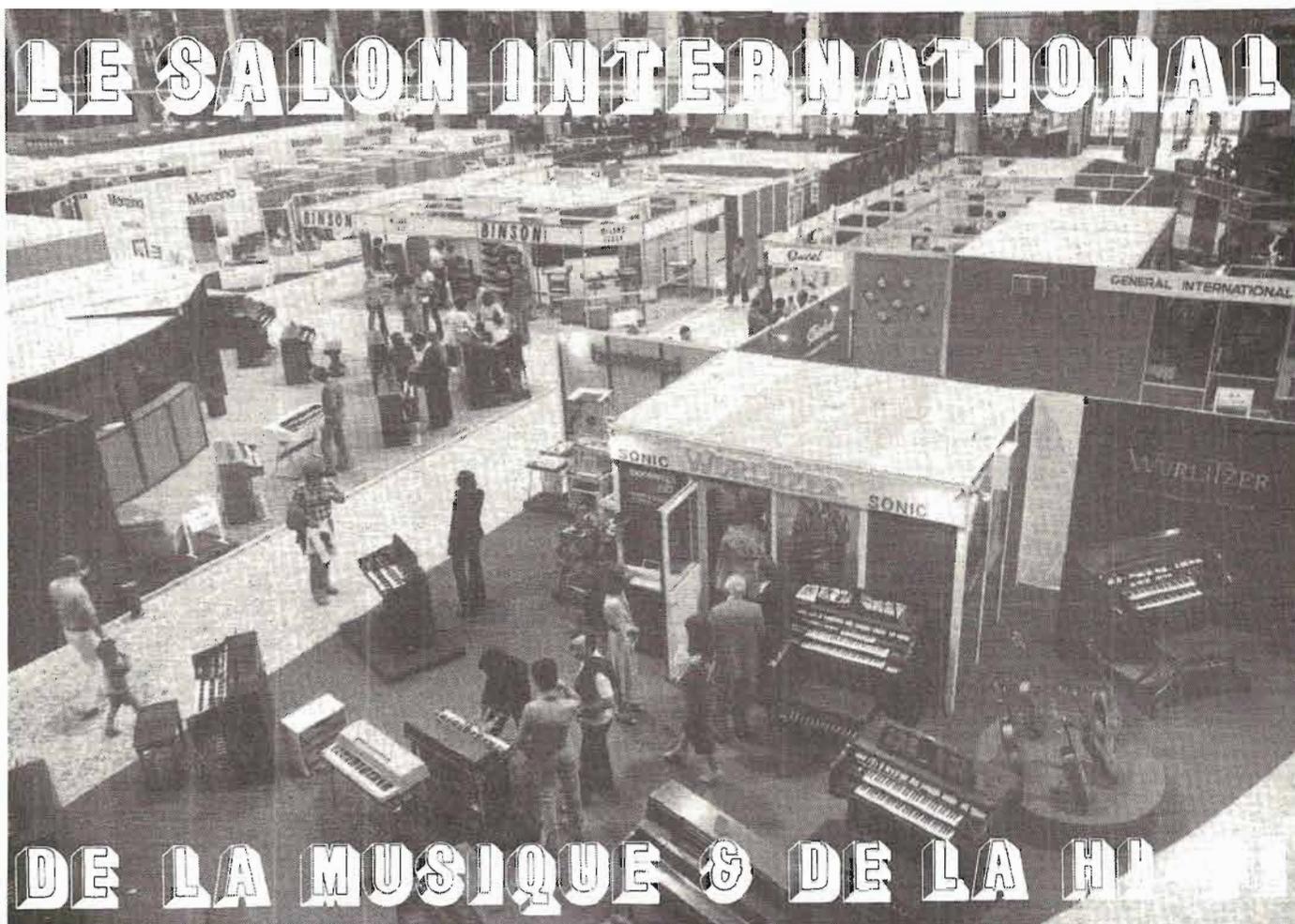
« punched tag » : étiquette perforée



Photos 35

g - Voici la « Mickey Math », une calculatrice 6 chiffres-4 opérations, pour les jeunes à partir de 8 ans. Elle est distribuée en exclusivité par BMB ; son prix (TTC) est voisin de 200 F.

h - Enfin, Hewlett-Packard annonce le HP-25, second modèle de sa nouvelle gamme de calculateurs scientifiques. Celui-ci est programmable et vaut 1194 F (TTC). Il dispose de toutes les fonctions scientifiques désormais classiques dans ce type d'appareil avec, en plus, des touches de fonctions statistiques. Il possède en outre 49 pas de programme, avec possibilité de calculs itératifs grâce aux touches de branchements conditionnels et inconditionnels.



DE MILAN

MILAN est la ville la plus industrielle de l'Italie, cette vocation industrielle (et aussi commerciale) ainsi d'ailleurs que sa situation géographique lui confèrent une ambiance, un climat peu agréable. C'est pourtant une ville pleine de richesses artistiques mais qu'il faut aller dénicher dans le dédale des rues ! Milan, c'est aussi la ville la plus pluvieuse de l'Italie ! Voilà pour le cadre.

Nous ne sommes pas allés à Milan pour une promenade touristique mais pour assister à l'une des 50 expositions qui se passent chaque année à Milan. Il s'agissait en effet du Salon International de la Musique et de la Haute-Fidélité, il se tient à l'entrée de

la saison commerciale, avantage décisif qu'il possède sur notre Festival du Son qui, lui, se situe plutôt en fin de saison ! Cette situation permet à tous les revendeurs de connaître les goûts de la clientèle et de savoir aussi ce qu'ils pourront lui offrir.

L'année dernière, déjà, le doute planait quant à l'avenir de l'industrie italienne de la musique et de la Haute-Fidélité. En fait, cette année, les exposants étaient encore plus nombreux, et pour l'année prochaine, les organisateurs ne se font pas de souci, le jour de la fermeture la moitié des exposants avaient retenu leur emplacement pour l'année suivante.

Initialement, le Salon de Milan était un salon réservé

à la musique, à la facture instrumentale. Le premier a eu lieu en 1967 et sa superficie était de 4 000 m²; nous en sommes maintenant au 9^e et, depuis 1971, il y a eu cinq salons de la Hi-Fi. La surface totale de l'exposition est passée à 25 000 mètres carrés, 11 000 pour les instruments de musique, 14 000 pour la Hi-Fi.

Cette année, les locaux de « la Piazza 6 febbraio » ont accueilli une nouvelle section, dont la vocation est encore, d'après ce que nous avons pu constater assez mal définie. Cette section regroupait des exposants travaillant dans le domaine de la télé et de la radiodiffusion, de la vidéo, de l'émission amateur et de l'électronique de loisirs. On

pouvait également y trouver des équipements professionnels pour la sonorisation, le public address, les studios d'enregistrement et les discothèques. Cette section faisait quelque peu double emploi avec la section musique car aujourd'hui, la musique fait de plus en plus appel à l'électronique, en particulier pour la sonorisation des orchestres et sans parler des instruments purement électroniques. On pouvait donc trouver dans ce salon du matériel de sonorisation réparti un peu partout sur la surface d'exposition, cette répartition étant surtout faite en fonction de l'application possible du matériel. Ainsi, on pouvait voir du matériel de discothèque aussi bien côté musique que côté

HiFi, et les éclairages psychédéliques qui l'année dernière étaient côté musique se sont retrouvés cette année au balcon audio/vidéo ; ces éclairages de discothèque étaient d'ailleurs les uniques représentants de la technique française électronique, en la « personne » de Collyns.

LE MATÉRIEL ITALIEN EN HIFI

En Italie, 90 % du marché des appareils haute fidélité est pris par l'industrie étrangère dont nous avons trouvé les stands habituels : Sony, Pioneer, Toshiba, Sansui, etc. pour le japonais tandis que l'Angleterre, les Etats-Unis et l'Allemagne assuraient une présence remarquée. Présence de la France avec une ou deux tables de lecture de la firme ERA.

Nous retrouvons donc ici une configuration très proche du marché français où les produits anglais trouvent une place moins évidente. Les constructeurs Italiens existent et sont sans doute aussi connus en France que les appareils français en Italie !

Le constructeur italien le plus connu est Galactron qui offre toujours des produits dont le dessin est unique et dont les performances sont toujours excellentes. Il s'agit d'un matériel semi-professionnel dont le prix de vente est aussi à la hauteur des performances. Nouvel appareil chez ce constructeur, particularité : des diodes électroluminescentes indiquent, sur un schéma synoptique, l'endroit où une distorsion risque de se produire. RCF, grand constructeur de hauts-parleurs de sonorisation de haute qualité et de forte puissance présentait cette année un ampli-préampli aux couleurs attrayantes qui ne seront pourtant pas du goût de tout le monde ; couleur marron avec boutons jaunes. Nous avons retrouvé sur cet appareil les prises de branchement situées à la partie supérieure

et que nous avons déjà vues, il y a trois ans, sur du matériel Onkyo, solution complexe, mécaniquement et qui avait été abandonnée par son constructeur. Cette particularité permet d'éviter de déplacer l'appareil pour modifier les branchements, d'un mélangeur de platines, d'un égaliseur, sa puissance de sortie est de deux fois 120 W sur 8 ohms.

Autre constructeur de matériel « pro », Revac, présent au dernier festival du son. Construction rationnelle et modulaire, présentation originale, appareils superposables.

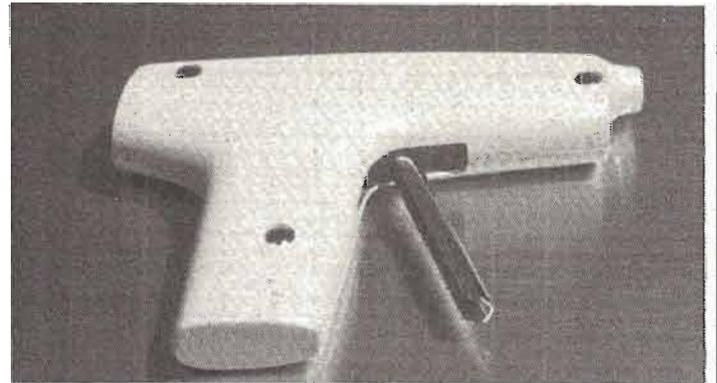
Les autres constructeurs italiens : Perser, Hirtel, Augusta, etc., exposaient une gamme d'appareils de toutes puissances, depuis le 2 fois 10 W jusqu'aux 2 x 100 W dont la présentation et la fabrication sont extrêmement soignées.

Les enceintes figurent également en grand nombre chez les constructeurs italiens chez qui pourtant les Américains assurent une présence certaine. Présentation de plusieurs modèles originaux chez Decibel avec des enceintes cylindriques, BT design : des enceintes en altuglas fumé au travers duquel on pouvait voir les spirales de couleur des fils distribuant les tensions aux hauts-parleurs. Enceinte originale également, présentée à titre de projet : chez Deltec Sound, 5 correcteurs de timbre : un pour le volume de la pièce, le second pour la hauteur de l'enceinte par rapport au sol, le troisième pour la nature de rideaux, le quatrième pour celle du tapis, et le dernier, le plus intéressant sans doute, pour la nature de la musique ! L'enceinte « computer » en quelque sorte.

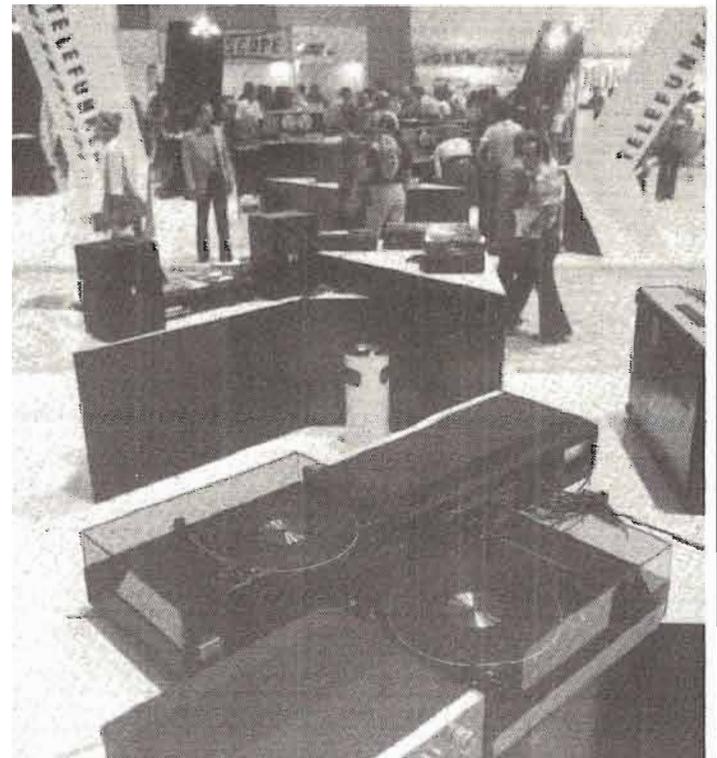
Milan avait aussi cette année ses casques sans fils, avec évidemment ceux de Sennheiser, AKG, qui utilisent le rayonnement infrarouge, et aussi celui de Pioneer, casque radio-récepteur



Chez TREP, un combiné table de mixage, amplificateur de puissance de 2 x 100 W sinus équipé de modules hybrides, valise gainée, se transporte facilement.



Pistolet antistatique d'origine britannique, spécial pour la protection des disques ; annule la charge électrostatique du disque.



Les grands constructeurs allemands font un sérieux effort d'implantation sur le sol italien ; ici, plusieurs des appareils de Telefunken.

muni d'une petite antenne et qui reçoit les ondes d'un réémetteur travaillant sur la fréquence de 76 MHz. Ce type de casque n'est pas importé en Allemagne ou en France, ce type d'émission n'étant pas autorisé.

Ce salon, était, pour la deuxième année, le siège de l'attribution du Gold SIM et du TOP FORM. Ce sont deux récompenses destinées à récompenser des produits dont le dessin a été particulièrement remarqué. L'un de ces prix, le Gold SIM, est attribué au suffrage universel du public, ce qui n'empêche pas les exposants de voter, le second prix est désigné par un jury de spécialistes, archi-

tectes et designers. Galactron et Bang et Olufsen, chacun dans leur catégorie, ont remporté le Gold SIM, comme d'ailleurs l'année dernière tandis que le jury du TOP FORM a décidé de ne pas décerner ce prix.

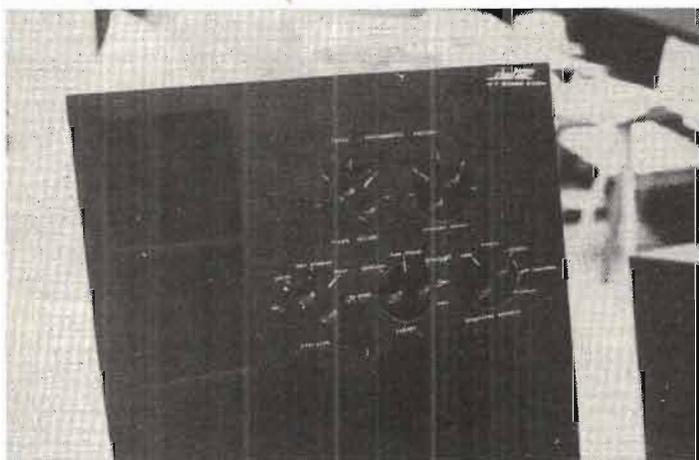
A signaler parmi les projets présentés, une table de lecture à bras tangentiel présentée par notre confrère Suono. La première table de lecture de haut de gamme de l'industrie italienne.

Les constructeurs italiens d'enceintes pour orchestre sont très nombreux, et à côté des plus connus comme les Américains JBL, Altec, Electrovoice ou Italien RCF, figuraient d'autres comme Revac,

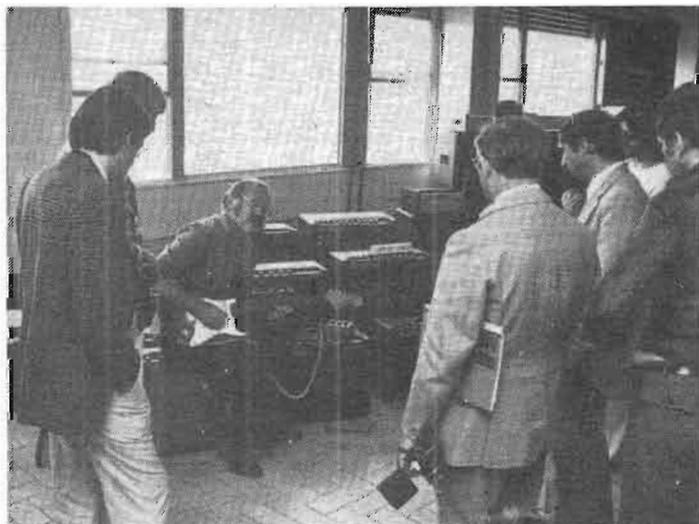
pour les enceintes de sono discothèque et, pour les instruments Binson, Cabotron, DBS, FBT, LEM, Lombardi, Mack, Meazzi, Montarbo, SempriniSisme, Sound Elettroacstica, Sound Project, Steelphon, Tekson, Trep, etc. Chez ce dernier constructeur, présence d'un ensemble compact de sono utilisant comme amplificateurs des modules Sanken montés en pont et autorisant une puissance de sortie de 2 fois 100 W. La table de mélange, à 10 voies d'entrée est incorporée. Présence également de correcteur de salle (égaliseurs) chez la plupart de ces constructeurs. Pas d'amplificateurs super-puissants dans ce

domaine, on préfère ici multiplier le nombre d'unités.

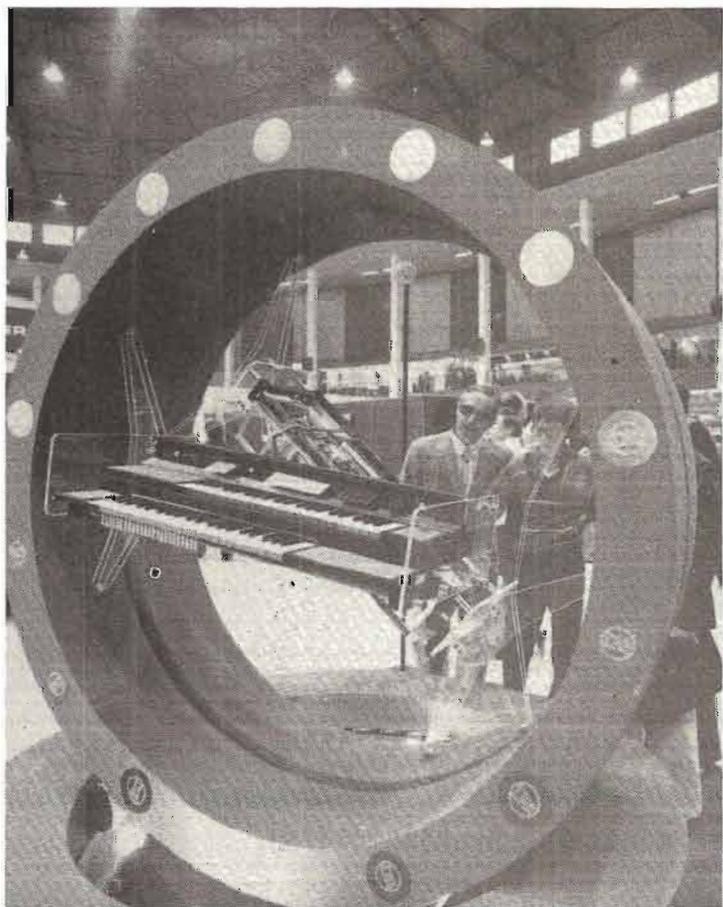
Un nouvel instrument de musique a fait ici son apparition, il sacrifie au dieu électronique et possède quelques ressemblances avec un de ses collègues d'outre-Rhin présenté à Berlin. Cette fois, il s'agit d'un instrument à vent, en métal et muni de toutes les clés de sélection des notes. Il se joue donc comme d'un instrument à anche. Cet instrument est branché à une valise bien capitonnée et dont une partie est réservée à un pupitre de commande ayant quelque rapport avec les synthétiseurs. Le souffle provoque l'apparition et la modulation en amplitude du son ;



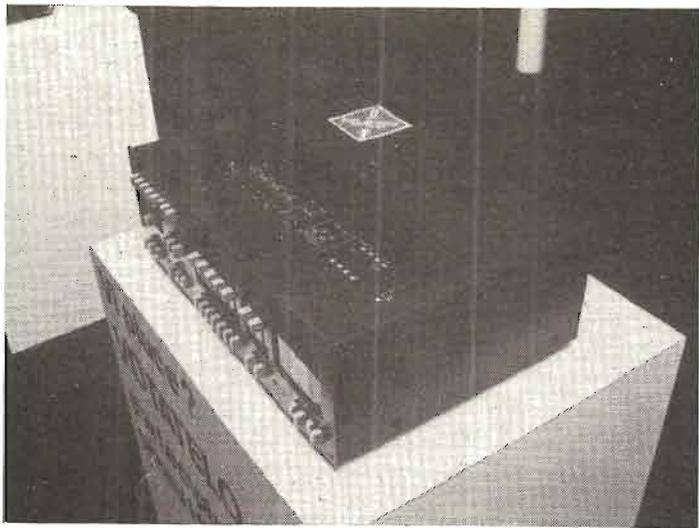
L'enceinte « computer » de Deltec, elle dispose de 5 commutateurs permettant de programmer l'enceinte en fonction de son environnement et de la musique qu'elle aura à diffuser.



Visite chez Calderoni Meazzi, en démonstration un truqueur de son ; Synthi M3, produit des harmoniques de divers rangs. Un son nouveau. L'appareil exige une certaine maîtrise.



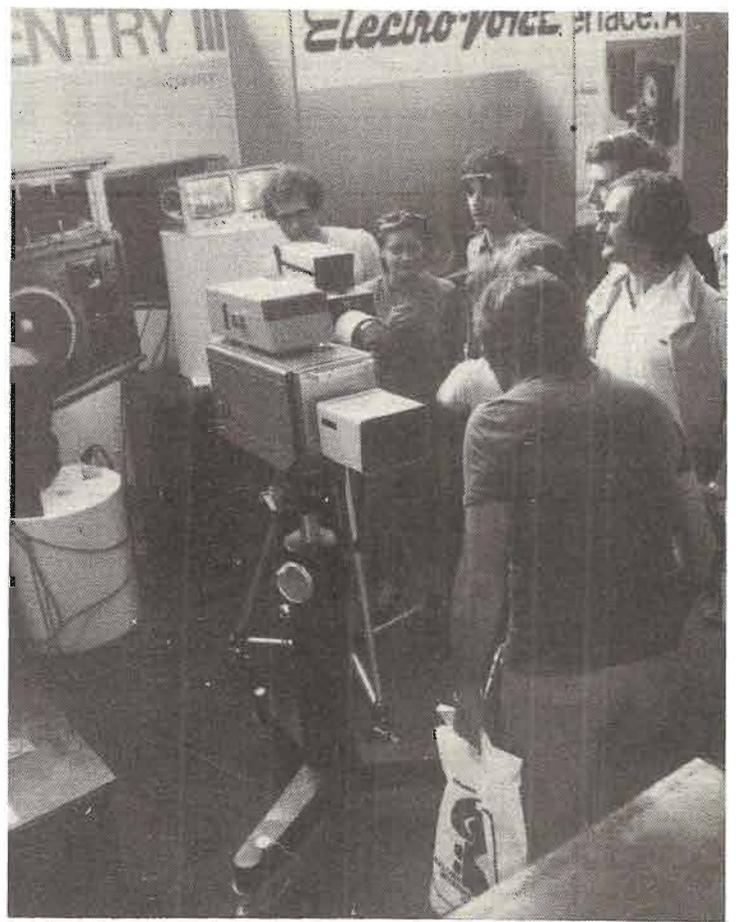
L'Italie est le royaume de l'orgue électronique, CRB montrait la qualité de leur construction, ici avec deux sous-ensembles animés.



Chez RCF : nouvel amplificateur de forte puissance et de qualité professionnelle. Esthétique sobre et réussie.



Autre échantillon de HiFi italienne : le MK 120 de Galactron. 2 fois 70 W sur 8 ohms, indication de surcharge sur chaque étage.



Vidéo également avec les inévitables caméras braquées sur la foule et qui suscitent toujours autant d'intérêt chez les visiteurs.

mais, si l'on pince les lèvres, un système électronique entre en service pour modifier le timbre de l'instrument. Les boutons complètent les modifications spectrales ainsi que les temps d'attaque et de descente. Ultime précision, cet instrument est construit aux Etats-Unis.

Les pédales de phasing, les modulateurs, les waa waa (ou wah wah) fourmillaient, sur tous les stands, chez MXR par exemple où étaient également présentées de semblables unités en modules enfichables. Les techniques du synthétiseur commencent à être appliquées aux autres instruments, à quand les accessoires pour batterie ? Déjà sont apparues des batteries électroniques ou plus précisément amplifiées, avec correcteur de timbre et diverses pos-

sibilités d'amortissement du son. L'électronique pénètre un peu partout, et de plus en plus ; le temps n'est pas loin où chaque orchestre devra être accompagné de son ingénieur du son.

Musique vraie, ou qui essaie de l'être, d'un côté ; celui de la HiFi, musique truquée de l'autre, avec une électronique instrumentale, voilà ce que nous offrait le Salon de Milan, avec en plus une certaine et très intéressante esthétique des produits électroniques. Les Italiens savent présenter leurs produits, c'est incontestable, les Japonais de Yamaha n'ont-ils d'ailleurs pas fait appel à un Italien pour dessiner leur nouvelle gamme, et les Allemands de Uher également. La présentation fait vendre, mais il faut aussi que la qualité suive, ces

deux paramètres ne vont pas l'un sans l'autre et si un client achète un mauvais produit sous une belle enveloppe, il ne manquera pas de faire part de ses déboires, et ce sera la mort de l'entreprise fautive ; les appareils que nous avons vus sont bien construits, les méthodes de fabrications sont intelligentes c'est le cas de la plupart des appareils HiFi présentés là-bas, seulement, les appareils japonais ou américains se présentent sur le marché avec une image de marque autre que celle des productions internes, et cette image de marque n'est pas toujours aussi justifiée que le succès commercial aurait pu le faire penser.

L'Italie est un marché important encore loin de la saturation, nous concluons donc en regrettant l'absence

de nos firmes nationales ; pourtant, l'année dernière, l'une des 50 foires de Milan avait accueilli un stand représentant les constructeurs français de haute fidélité, sans doute s'était-il trompé de Salon, tous les éventuels importateurs italiens sont à Milan, dans les premiers jours de septembre ; l'année prochaine, ce sera du 3 au 7 septembre, une date à retenir.

E.L.

LE CASQUE STEREO/QUADRI



KOSS Phase 2x2

ASSURÉMENT, c'est une grande nouveauté que nous présente Koss avec ce casque tétraphonique. Koss est l'une des rares firmes en HiFi qui ne fabrique que du casque. C'est grâce à une politique de qualité qu'elle est parvenue à prendre en ce domaine une place incontestée. Depuis le casque « pop » aux couleurs chatoyantes, au casque électrostatique le plus sophistiqué, la gamme est très étendue. Parmi les derniers nés : les casques à structure ouverte qui n'emprisonnent plus les oreilles dans un espace clos mais laissent passer les sons extérieurs, l'isolement n'est plus total, ce qui

peut constituer un inconvénient dans le cas d'une écoute en milieu bruyant mais est un avantage par l'aération qu'ils procurent.

Au dernier Festival du Son, Koss présentait un casque tétraphonique avec comparateur instantané stéréo/quadri incorporé au casque. Depuis, cette idée a fait du chemin et, avec ce nouveau casque, nous sommes en présence d'une pièce particulièrement intéressante même s'il se présente sous un aspect quelque peu « gadgétique ».

D'un côté : un casque ; il a une forme un peu étrange, forme prolongée par l'avant de deux oreillettes secondaires. Ce casque est noir, en

matière plastique moulée ; l'arceau est matelassé et recouvert de simili cuir noir. La longueur de l'étrier est réglable par coulissement. Du fait de la forme dissymétrique, plus de repère gauche/droite à surveiller il faut simplement faire attention à ce que les deux protubérances soient disposées à l'avant du casque. Nous reviendrons sur la constitution du casque. Quatre fils partent de chaque écouteur, ils aboutissent à un boîtier muni de 8 boutons poussoirs dont les actions se combinent pour offrir 256 combinaisons, de quoi occuper vos longues soirées d'hiver.

Six fils sortent maintenant

de ce boîtier, ils sont enroulés en spirale, cette technique permet de s'éloigner de l'amplificateur sans que le câble s'entortille dans vos pieds. Six fils, cela veut dire deux paires de raccords stéréophoniques. Deux fiches jack 6,35 se raccordent l'une sur la sortie prévue pour les voies avant l'autre, pour les voies arrières de l'amplificateur.

Car nous y sommes, il s'agit réellement d'un casque tétraphonique qui, pour le prix d'une seule enceinte vous emmènera vous promener, grâce à tous ces boutons, dans un espace tétradimensionnel « dopé », car c'est ce que le constructeur vous propose.

LES TRANSDUCTEURS

Les transducteurs employés dans les casques s'apparentent aux haut-parleurs ; souvent même, ce sont des haut-parleurs à peine transformés. Chaque oreillette du casque Phase 2+2 comporte deux transducteurs. Le principal vient se placer à la hauteur du conduit de l'oreille. Il s'agit d'un transducteur de type électrodynamique, de 5 cm de diamètre, type Decilite, marque déposée par le constructeur et indiquant que la gamme de fréquences couverte est de dix octaves. Le second transducteur a un diamètre de 38 mm, et a un diaphragme à « haute vélocité », il est placé à l'avant du plus gros.

Ces deux types de transducteurs ont une structure particulièrement adaptée à leur tâche : les membranes très légères sont en mylar moulé et sont chargées sur l'arrière par une lame d'air de même forme. L'aimant est en ferrite ; pas de saladier comme dans un haut parleur traditionnel, la conception se rapproche davantage de celle des microphones pour lesquels la bobine mobile a un diamètre grand par rapport à celui de la membrane. Ces transducteurs sont montés directement sur le corps même du casque qui joue le rôle de saladier. Une grille en matière plastique perforée empêche l'introduction de corps étrangers qui pourraient nuire à la vie des transducteurs. Les oreillettes, assurant la fermeture acoustique de la cavité et le confort du mélomane, sont en mousse plastique à structure ouverte. Les vis donnant accès à l'intérieur des écouteurs sont dissimulées sous cette mousse, mais elles restent néanmoins accessibles à la pointe cruciforme d'un tournevis.

Le boîtier de commutation gardera son mystère, en fait, nous l'avons ouvert pensant trouver des condensateurs, des selfs et un tas d'autres

composants réactifs. Or, il n'y a que des résistances et des inverseurs... Le tout est soudé sur un circuit imprimé en verre époxy, donc de haute qualité et de plus à double face et trous métallisés. Les commutateurs comprennent au minimum chacun six contacts et le relevé d'un tel schéma est une opération de grande envergure ; comme ces commutateurs autorisent 256 combinaisons où il se passe chaque fois quelque chose de différent, ils sont difficiles à définir. Nous nous contenterons donc de prendre cet appareil comme une boîte noire, la « black box » des électroniciens, avec des bornes de sortie et des bornes d'entrée. Le côté visuel a été très soigné, décidément les Américains sont très forts dans ce domaine, chaque commutateur a sa position repérée par un petit point qui passe de la couleur du bouton à l'orange lorsque le commutateur est en service. Le coffret est très soigné, comme d'ailleurs le reste du casque, les deux côtés du coffret sont matelassés !

Les indications de fonctionnement sont indiquées sur le dessus du coffret, en anglais bien entendu, alors si vous savez ce que veut dire Binauralator ou quad field, tant mieux pour vous.

ECOUTE

Bien que ce casque possède 8 boutons, il n'y a qu'un nombre réduit de possibilités d'écoute étant donné que l'un de ces boutons est un comparateur tétra/Phase 2+2.

Indépendamment de ses possibilités spatiales, ce casque se distingue par une exceptionnelle clarté de reproduction, et cela dans l'ensemble de la gamme, n'importe quel type de musique pourra donc être assimilé par ce casque. Signalons que le casque constitue, pour les pièces de petites dimensions, le meilleur moyen d'écouter de la musique avec une qualité excellente et pour un prix net-

tement inférieur à celui d'une paire d'enceintes. Ce casque ne fait pas exception.

Si tous les commutateurs du casque sont à l'arrêt, la reproduction est normale, le casque peut être utilisé en stéréo, en mono ou en tétra ; en tétra, si vous avez la chance de posséder les disques, et le décodeur qui leur convient, vous placerez un commutateur en position 4pi, si il s'agit de mono ou de stéréo, vous le placerez en position 2pi, dans ce dernier cas, vous aurez pris soin de ne pas brancher le jack gris. La répartition des sons est alors fonction de la position d'un commutateur.

En réalité, les essais se feront à l'oreille, le constructeur donne une série de considérations sur la sphéricité du champ ; l'expansion de l'effet d'ambiance, l'écoute binaurale et la répartition du son dans les deux écouteurs. Les commutateurs sont des inverseurs de phase et des mélangeurs.

Avec un signal monophonique, il est possible d'observer le déplacement des sources dans l'espace situé entre les quatre transducteurs. Quant à l'écoute musicale, c'est une expérience à suivre, parfois, on peut constater une amélioration de qualité, parfois une sensation de présence accrue dans une certaine zone de fréquences, parfois même une impression de déséquilibre, le tout est difficile à définir et seule une écoute personnelle et adaptée au disque permettra de tirer des conclusions.

CONCLUSIONS

Ne serait-ce que par sa qualité intrinsèque, indépendante des possibilités de réglage, ce casque mérite, plus que beaucoup d'autres qu'on le prenne en considération. Le casque est au même titre que beaucoup d'autres appareils un des éléments essentiels d'une chaîne, et c'est même lui qui vraisemblablement sera le plus en mesure de vous offrir des sensations, par le niveau

sonore élevé qu'il offre, pour une distorsion réduite, par sa présence également ; seulement, les enregistrements des disques ne sont pas faits pour eux, sauf peut-être ceux réalisés à partir d'une tête artificielle. Ils sont encore très rares et de plus le procédé d'enregistrement n'est pas en général indiqué sur la pochette. S'il reste un peu de place chez vous et dans votre budget, si vous voulez vous lancer timidement dans la tétraphonie, alors ce casque est peut-être votre solution, mais n'abusez pas des petits boutons !

E.L.

Utilisation pratique d'un oscilloscope

Contrôle d'une platine de décodage "couleur"

SYNOPTIQUE D'UN DÉCODEUR SECAM CLASSIQUE

Le contrôle d'un décodeur de chrominance ne peut s'effectuer sans le concours d'un oscilloscope...

En effet, même s'il existe des méthodes globales permettant de **figurer** une mise au point déjà faite en partie, les mesures professionnelles font toujours état de l'emploi d'un oscilloscope.

Résumons le fonctionnement d'un décodeur SECAM : voir figure 1.

L'information de chrominance est prélevée dans les étages à vidéo-fréquence « A » par l'intermédiaire d'un circuit sélectif appelé « **circuit cloche** ». Centré sur une fréquence intermédiaire moyenne ($f_0 = 4,286$ MHz) cet accord a pour fonction de corriger une préaccentuation des fréquences extrêmes de la bande allouée à la chrominance, préaccentuation qui est évidemment effectuée à l'émission.

Un premier amplificateur F.I. « chroma » relève ensuite le niveau du signal (étage N° 1). La transmission étant faite à modulation de fré-

quence, un étage limiteur à diodes suit l'amplification (liaison BC).

Le deuxième étage F.I. « chroma » est associé sous la forme d'une bascule bistable avec l'étage de commande du « **portier** », système qui n'agit qu'en absence de couleur ou si une aberration chromatique vient à se produire. Alors, le phénomène de bascule bloque le deuxième étage F.I. Le portier (**color killer** dans la langue anglo-saxonne) reçoit une information qui résulte du traitement des lignes d'identification véhiculées par la composante **verte** de l'image colorée.

Certains systèmes utilisent parfois la ligne bleue (système EMO), ou le traitement se pratique ligne par ligne, ou au moyen d'un circuit intégré spécial (système GRUNDIG).

Des systèmes hybrides sont également employés dans de multiples circuits intégrés.

Le signal « chroma », lorsqu'il existe, est alors **directement** appliqué sur une des entrées « D » du **permutateur**. L'autre entrée « E » reçoit la séquence **retardée** de la durée d'une ligne au moyen de la ligne à retard « LAR ».

Le dosage P_1 permet de

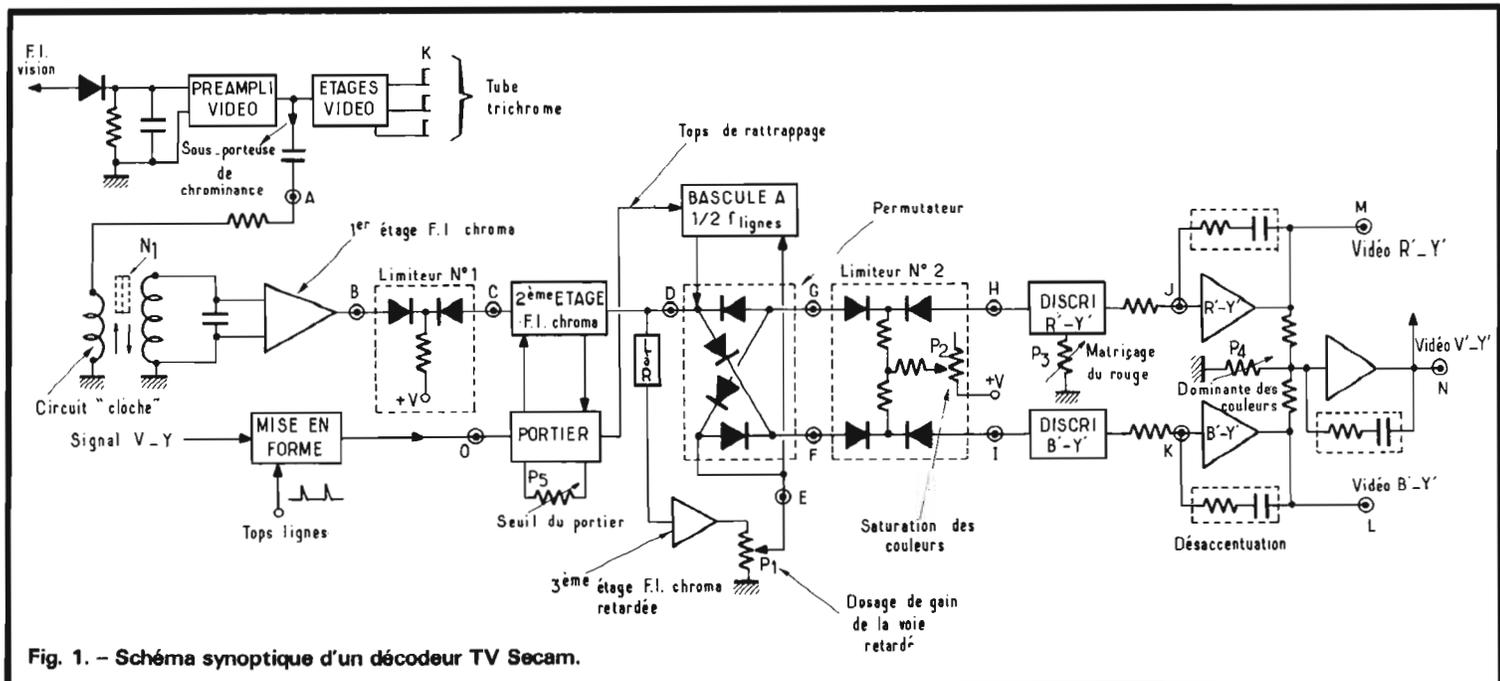


Fig. 1. - Schéma synoptique d'un décodeur TV Secam.

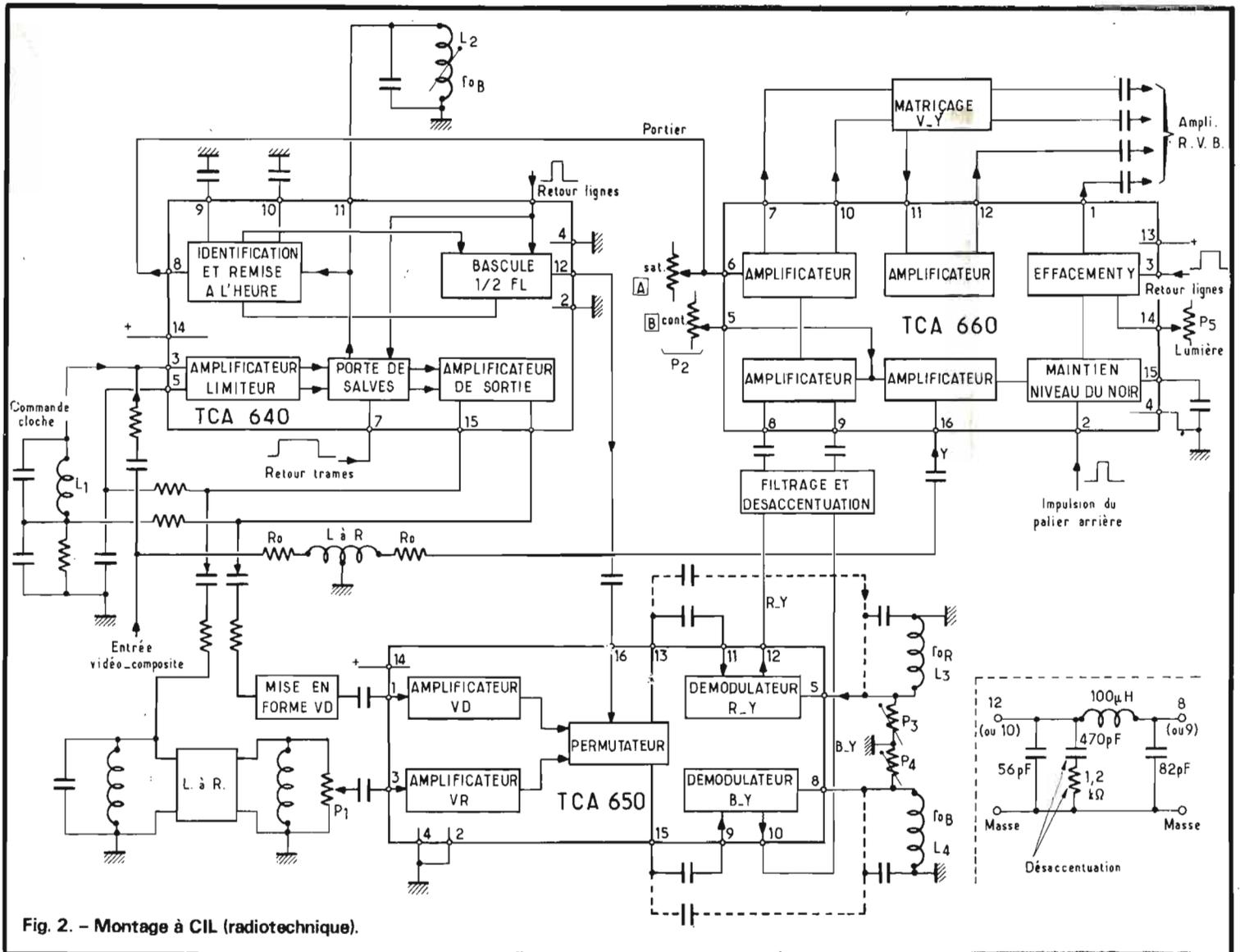


Fig. 2. - Montage à CIL (radiotechnique).

conférer à la voie retardée un gain **identique** à celui de la voie directe.

Le permutateur a pour fonction d'orienter toujours dans la même voie les composantes rouges et bleues qui s'alternent une ligne sur deux dans le procédé séquentiel de lignes « SECAM ». Cet aiguillage est assuré par blocage et déblocage des diodes, au moyen d'un signal carré à $1/2 f_{\text{lignes}}$ délivré par une bascule « branchée sur D et E ».

Si l'« aiguillage » n'est pas convenable, une certaine anarchie règne dans le matricage des couleurs ; les lignes d'identification sont perturbées et le portier fournit un top de rattrapage, qui avance la bascule d'un état et ramène tout en ordre.

Après le permutateur, des

limiteurs parachèvent la réjection d'amplitude tout en fixant la saturation des couleurs (dosage P_2).

Les vidéo-chrominances $R'-Y'$ et $B'-Y'$ sont extraites de la FI « chroma » au moyen de deux détecteurs de rapport.

Un réglage de niveau P_3 dans la voie $R'-Y'$ conditionne un des paramètres du matricage. La désaccentuation vidéo suit, sous forme d'une CR sélective, les discriminateurs « rouge » et « bleu ». Quant au matricage, il s'effectue au moyen d'un pont de résistances dont une, variable, réagit sur la dominante de couleur. Ce dernier réglage est généralement fixe ; toutefois, certains constructeurs le rendent accessible de l'extérieur afin de doter l'appareil

d'un gadget assez séduisant pour le téléspectateur.

Ne sont pas représentés dans cet exposé, les processus de « clamping » rendus nécessaires par la juxtaposition de la luminance et de la chrominance. Cette mise au point exige obligatoirement un oscilloscope si l'on veut faire les choses très correctement et, qui plus est, un modèle **bi-courbe** assez poussé.

De même, il existe des circuits d'alignement identiques au clamping qui permettent de « nettoyer » le signal de chrominance pendant les temps de retour « lignes » et « trames ». Ces circuits, qui évitent le décrochage de la couleur, se trouvent placés soit au niveau du portier soit au niveau des réglages de saturation.

SYNOPTIQUE D'UN DÉCODEUR A CIRCUITS INTÉGRÉS

En dehors de certains montages spéciaux que se réservent certaines firmes comme EMO ou Grundig (1), les montages à circuits intégrés ne varient guère d'implantation : seuls les étages sont regroupés. Par contre, on innove en matière de démodulation qui se fait souvent en quadrature.

Dans le montage décrit dans le schéma synoptique de la figure 2, on retrouve sensiblement les mêmes réglages que dans le montage classique de la figure 1. Les propriétés en sont les suivantes :

— Maintien du niveau du noir, effacement et réinsertion d'un niveau de noir artificiel

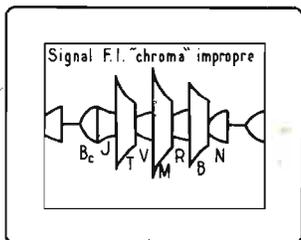


Fig. 3. - Dans un téléviseur dont le circuit cloche est mal centré, les places colorées de la mire de barres sont affectées de pointes.

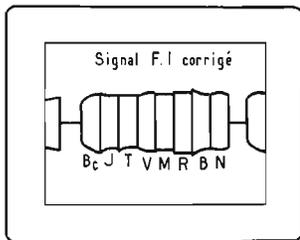


Fig. 4. - Bien centré le circuit cloche ramène toutes les plages colorées à la même amplitude (aux erreurs près de l'accord).

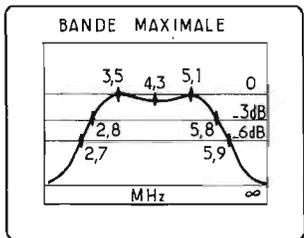


Fig. 6. - Réponse de la voie directe.

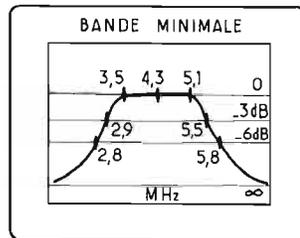


Fig. 7. - Réponse de la voie retardée.

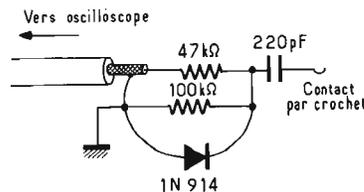


Fig. 5. - Sonde de détection à haute impédance vidéo.

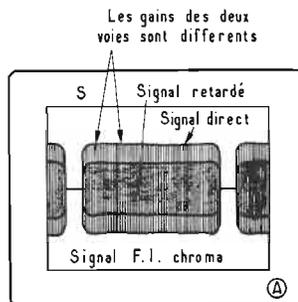


Fig. 8a. - Pour équilibrer les gains des voies directe et retardée, il faut faire superposer les deux traces en agissant sur le gain et la voie retardée.

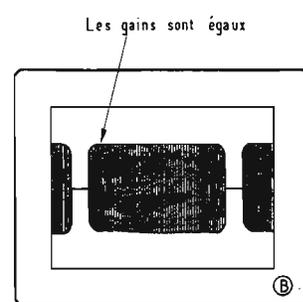


Fig. 8b. - Les 2 traces sont superposées par l'effet d'entrelacement du téléviseur.

sur le signal de luminance. — Réglages du contraste, de la saturation et de la lumière par niveau continu.

- Identification SECAM, soit lignes, soit trames.
- Réglages simples et indépendants.
- Démodulateurs en quadrature.

Bien que très souples, ces circuits présentent parfois, le défaut de ne pas permettre des prélèvements à l'intérieur des étages; ceci empêche, notamment, certaines mesures ou contrôles et complique le dépannage éventuel.

Nous verrons, en fait, que cela est remplacé par des **mesures-types à recopier sur l'oscilloscope**, relevées sur les sorties disponibles du C.I.L.!

Décrivons très brièvement le schéma de la figure 2.

Le TCA 660 comprend les commandes de contraste, de saturation, et de lumière et traite le signal de luminance; le TCA 650 amplifie le signal de chrominance, réalise la fonction permutateur et démodule les signaux R-Y et B-Y; le TCA 640 est avant

tout un amplificateur limiteur de chrominance associé aux systèmes d'identification et à une bascule à demi-fréquence ligne.

Certaines platines utilisent aussi un modèle TBA 850 assez voisin et dont le caractère quelque peu universel permet son implantation en divers emplacements du décodeur.

Dans le montage de la figure 2, l'information de chrominance prélevée dans le signal vidéo-composite, par le circuit cloche, est amplifiée et limitée par le TCA 640. Deux sorties à basse impédance permettent l'attaque, d'une part de la ligne à retard $64 \mu s$ et d'autre part d'un circuit de mise en forme avant nouvelle amplification dans le TCA 650. Une porte en série avec l'amplificateur limiteur du TCA 640 prélève les salves de couleur lignes et d'identification - trames dans le signal de chrominance et permet donc de « nettoyer » celui-ci pendant les temps de retour lignes et trames.

C'est le retour « trame » appliqué en 7 qui commande cette porte.

Notons que les sorties FI « chroma » directe (1) et retardée (15) sont séparées.

Un potentiomètre P_1 dose le gain de la voie retardée. Les amplificateurs VD et VR du TCA 650 n'ont pas forcément le même gain.

Par ailleurs, les salves de couleur sont utilisées par les circuits internes d'identification, de remise à l'heure de la bascule et du portier. Il est ainsi possible d'identifier, soit en lignes, soit en trames, selon l'accord du circuit utilisé pour la détection de la fréquence des salves.

Ici, le portier ne s'intéresse qu'à la salve du signal « bleu », située très bas en fréquence (3,99 MHz) donc n'étant pas sollicitée par d'autres composantes; cette salve quand elle existe,, c'est-à-dire en TV couleur, s'accorde sur le circuit accordé f_{OB} et crée une information de maintien du portier.

Après les amplificateurs de voie directe et retardée du TCA 650, les signaux passent par le permutateur puis sont envoyés au démodulateur en quadrature. Les signaux R-Y et B-Y démodulés sont alors appliqués aux circuits extérieurs de désaccentuation puis amplifiés dans le TCA 660.

Les désaccentuations sont fixes et mêlées, d'ailleurs avec

le filtrage destiné à supprimer la sous-porteuse (voir figure 2, en médaillon).

Les amplificateurs des voies chrominance sont commandés en gain par un double potentiomètre électronique réalisant les fonctions contraste et saturation. En sortie, les signaux R-Y et B-Y sont matricés afin d'obtenir V-Y qui est envoyé sur un amplificateur inverseur. Les trois signaux B-Y, R-Y et V-Y attaquent les amplificateurs de sortie vidéo extérieurs. Par ailleurs, le signal de luminance est appliqué, à travers la ligne à retard, à la commande interne de contraste.

Les étages de puissance sont généralement à transistors « haute-tension ».

Après passage dans le circuit de maintien du niveau du noir, le signal luminance est nettoyé pendant le temps de retour ligne.

Un niveau du noir artificiel et variable est alors réinséré et permet la commande de lumière.

Le signal Y est disponible à basse impédance pour le matricage R.V.B. qui est fait extérieurement.

La mise au point sera vue plus loin, après que les mises

(1) Un article du même auteur traitera ce sujet.

au point traditionnelles soient exposées.

Nous verrons qu'elles ne diffèrent guère des cas généraux ci-dessous.

ACCORD DU CIRCUIT CLOCHE

Pour effectuer cet accord, il convient de faire travailler le téléviseur sur une mire fixe, de préférence la mire de barres « couleur ».

Le téléviseur recevra donc une station émettant ce type de mires ou bien on branchera une mire électronique « couleur » sur l'entrée « antenne ».

Le signal vidéo relevé à l'oscilloscope **au moyen d'une sonde à haute impédance d'entrée**, doit montrer des pointes caractéristiques superposées à l'information de luminance, supportant, elle-même, l'enveloppe de chrominance (figure 3).

Ce réglage n'est pas possible facilement avec les micro-circuits de la série « TCA ». Il l'est avec ceux

de la série « TBA » qui sont d'une génération antérieure.

Nous verrons que cette mise au point n'est pas évidente avec les TCA 640. Celle-ci, bien réalisée, le résultat est toutefois excellent.

Le circuit-cloche ayant pour but de corriger les remontées dûes à la compensation faite dans l'autre sens à l'émission, le signal prélevé après le premier étage F.I. « chroma » ne sera correct que pour une position précise du noyau de l'inductance. Pour ce réglage optimal, le signal de chrominance n'est plus modulé en amplitude ; les pointes auront elles-mêmes disparues : voir l'oscillogramme de la figure 4.

En dehors de cet accord, les pointes réapparaîtront comme l'indiquent les signaux de la figure 3.

Pour cette mise au point il est indispensable de prélever le signal en B c'est-à-dire **avant** la première limitation d'amplitude car, après cet étage, toutes les pointes sont rabotées et aucun accord n'est possible (figure 1).

BANDE PASSANTE DES ÉTAGES F.I. « CHROMA »

La courbe de réponse des circuits accordés et filtres de bande se relève au moyen d'un vobulateur associé à l'oscilloscope.

Le mode d'emploi de cet appareil n'est pas différent de celui vu dans le précédent article (2); aussi, nous n'y reviendrons pas. Toutefois on prendra singulièrement garde à l'injection qui se fera en C (figure 1) au moyen d'une sonde amortisseuse et au prélèvement qui se pratiquera soit en D pour la voie directe soit en E pour celle retardée.

Dans ce cas, il convient de prendre une sonde détectrice à haute impédance d'entrée (figure 5). Les courbes de réponse seront modelées de telle sorte qu'elles englobent la bande de 2,7 à 5,9 MHz à -6 dB (figures 6 et 7).

(2) Voir l'association d'un vobulateur et d'un oscilloscope.

EQUILIBRAGE DES GAINS DES VOIES DIRECTE ET RETARDÉE

Le permutateur devant être attaqué par des signaux identiques en amplitude, quelles que soient les séquences, le gain de la voie retardée sera amené au même niveau que celui de la voie directe, afin de rattraper la perte d'amplification de la ligne à retard.

Le téléviseur est attaqué par une mire de barres « couleur » et l'oscilloscope prélève le signal « chroma » en F du schéma de la figure 1.

Si les gains des deux voies sont différents, une séquence de lignes colorées est plus faible que l'autre.

Comme l'oscilloscope ne peut se stabiliser que sur une fréquence stable et que l'image est normalement entrelacée, les deux séquences d'amplitudes différentes apparaissent superposées : figure 8A.

En réglant le potentiomètre

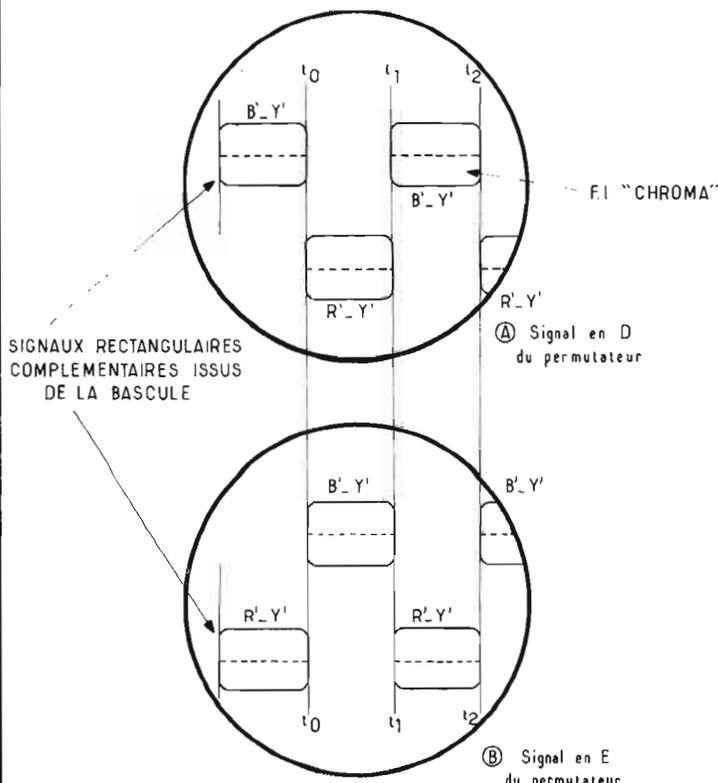


Fig. 9. - Mise en évidence de l'attaque du permutateur au moyen d'un oscilloscope bi-courbe.

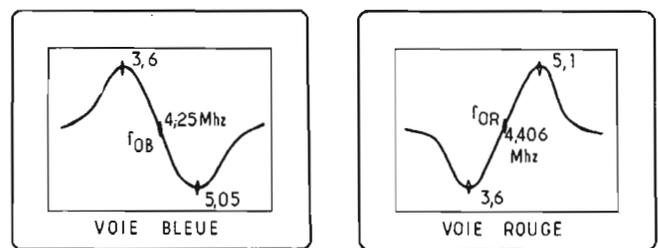


Fig. 10. - Courbes des détecteurs de rapport contrôlés au moyen d'un vobulateur vidéo associé à un oscilloscope (voir chap. IX et X).

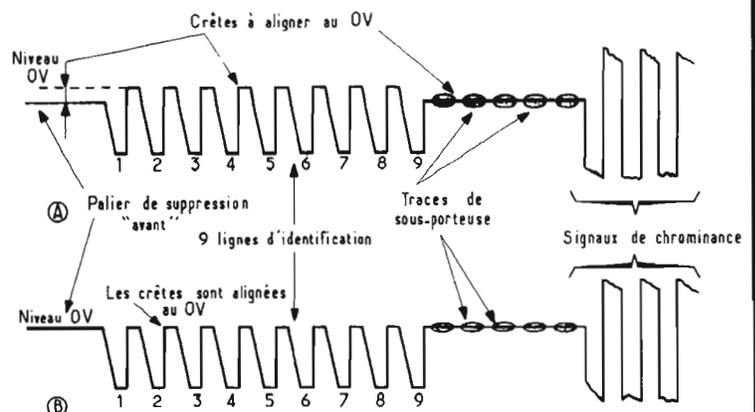


Fig. 11. - Mode de calage du zéro des discriminateurs par alignement au zéro de la séquence « retour trame ».

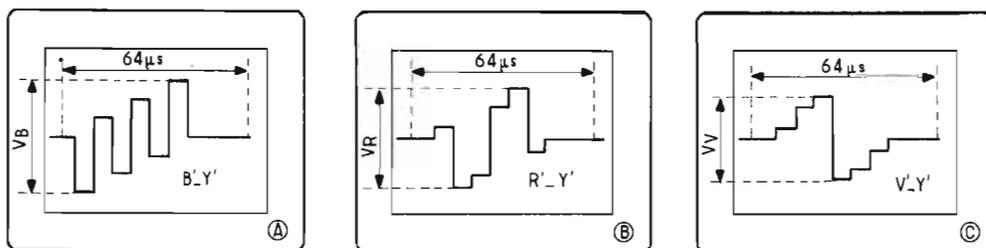


Fig. 12. - Observation des signaux de barres « couleur » sur chacune des sorties vidéo « chroma ».

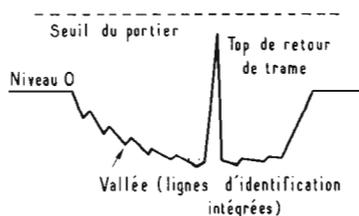


Fig. 13. - Signal appliqué au portier en TV couleurs.

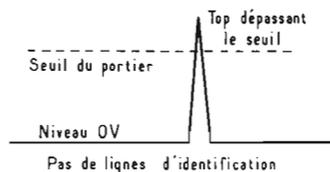


Fig. 14. - La « vallée » disparaît en TV noir et blanc.

P_1 , il est possible de ramener le signal le plus faible ou le plus fort au même niveau que l'autre : l'oscillogramme ne doit alors montrer qu'un seul signal, les deux amplitudes étant parfaitement superposées (figure 8B).

CONTRÔLE DU PERMUTATEUR

Le bon fonctionnement du permutateur se vérifie à l'oscilloscope en plaçant un oscilloscope bicourbe (association éventuelle d'un monotrace avec un commutateur électronique) aux entrées D et E de ce permutateur.

Les signaux de chrominance doivent apparaître identiques, superposés aux impulsions rectangulaires issues de la bascule à $1/2 f_i$ et complémentaires sur les deux voies : figure 9.

RÉGLAGE DES ZÉROS « DISCRIMINATEURS »

En plaçant un vobulateur avant les discriminateurs (bornes H et I), il doit apparaître sur l'écran de l'oscilloscope branché en K et en L des courbes en S opposées (figure 10) centrées sur f_{OB} et f_{OR} , les sous-porteuses de chrominance.

Comme il est difficile de

caler exactement les zéros sur ces fréquences, à moins d'utiliser une mire spécialement prévue à cet effet, on contrôle les signaux de chrominance appliqués sur les wehnelts du tube trichrome. L'oscilloscope est donc branché en M ou en L ; sa base de temps est ajustée de telle sorte qu'on observe le retour « trame » complet : figure 11A.

Le mode de réglage consiste à aligner les lignes qui encadrent les signaux d'identification : figure 11B. Ceci s'obtient en retouchant aux secondaires des transformateurs des discriminateurs (noyaux ou capacités).

RÉGLAGE DE SATURATION ET DE MARIÇAGE

La mise au point consiste à obtenir des signaux-types sur les wehnelts (sorties vidéo-« chroma » L, M et N).

On utilise toujours une mire de barres « couleur » branchée sur l'entrée « antenne » du téléviseur.

L'oscilloscope passe successivement sur les points L, M et N de telle sorte qu'on relève les signaux des figures 12A, B et C.

En commençant par la voie bleue on agit sur le réglage de saturation P_2 pour avoir une amplitude déterminée -

qui dépend du type de téléviseur : exemple, 100 à 150 V c à c sur L - lorsque le maximum de contraste est obtenu. Un réglage « talon » qui n'est pas figuré dans la figure 1 permet d'avoir une saturation minimale donnée - par exemple 30 à 40 V_c à c pour B'-Y' - lorsque le contraste passe au minimum.

Pour contrôler le signal de la voie rouge, l'oscilloscope est déplacé en M. On agit alors sur le potentiomètre P_3 afin d'aboutir à l'amplitude maximale prévue pour le téléviseur quand le contraste est maximum (exemple : 80 à 120 V).

Enfin, le réglage de matriçage P_4 permet éventuellement d'ajuster les proportions et l'amplitude du signal « vert » apparaissant en N.

CONTRÔLE DU PORTIER

Il se borne à vérifier que l'impulsion de retour de trame est bien calée au creux d'une vallée qui résulte de l'intégration des lignes d'identification (figure 13). Ce signal se relève en O à la cadence « trame », avec une synchronisation extérieure branchée sur la sortie « triage » image du téléviseur. De plus, l'expansion horizontale est poussée au maximum afin

d'étaler la vallée intégrée.

En réduisant le contraste il arrive un moment où l'amplitude du signal « chroma » devient insuffisante pour que l'image reste exploitable. Notamment, les limitations ne se font plus normalement.

Dans ce cas la vallée décroît aussi d'amplitude, remontant le top de retour « trame » au niveau de déclenchement du portier. Ce dernier bloque alors le 2^e étage F.I. « chroma » et il ne reste que l'impulsion de retour « trame » : figure 14.

Le réglage P_5 a pour fonction de fixer le seuil pour lequel le fonctionnement en TV couleur cesse d'exister et passe en noir et blanc.

Lorsque le portier ne se fait pas sur le signal « vert », la mise au point dépend de la marque du téléviseur et du circuit utilisés.

Ainsi, lorsque le portier se fait sur la salve « bleue », on règle le circuit accordé sur 3,99 MHz au moyen d'un générateur à quartz, pour l'approche, puis en cherchant un maximum de signal bleu sur un détail d'une mire électronique. Nous verrons un exemple de ce réglage dans le système à circuits intégrés suivant.

CONTRÔLE DES SYSTÈMES À CIL

Deux méthodes de contrôle sont imaginables selon qu'on vérifie ou qu'on met au point. La vérification qui résulte d'un dépannage ne peut se faire valablement que si l'on est muni de la brochure du téléviseur. Dans ce cas, on se branche sur les CIL et on recherche la forme des signaux sur ses broches : on doit obtenir des formes et des amplitudes identiques à celles de la notice. Nous donnons un exemple prélevé dans une brochure Philips relative à un châssis TVC 5 utilisant deux TBA 850 dont le premier regroupe les circuits d'entrée FI « chroma » et le portier tandis que le second traite le signal avant le permutateur et

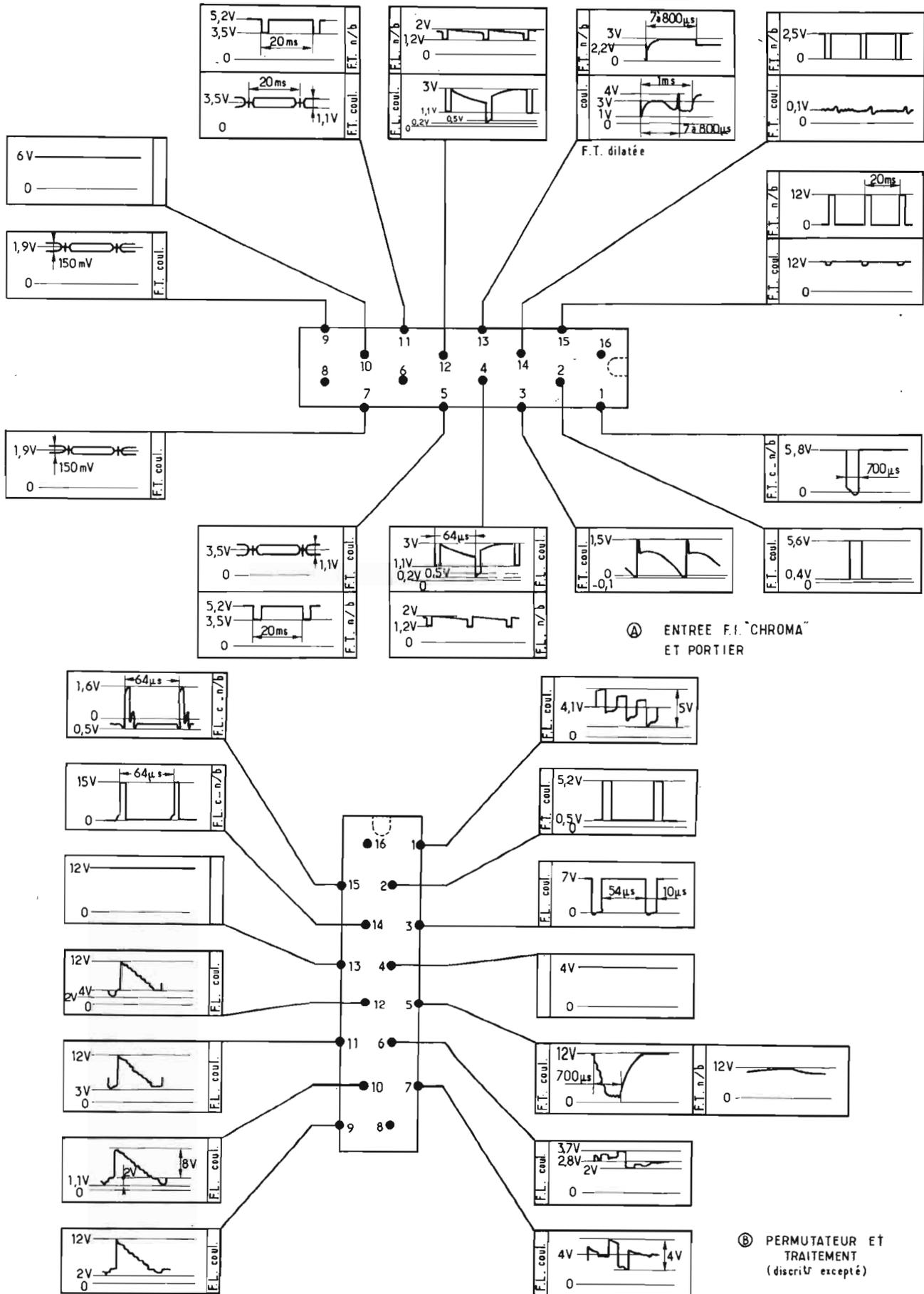


Fig. 15. - Oscillogrammes relevés sur les circuits intégrés TBA850 côté soudures d'une série TVC5 Radiotechnique, Philips et Radiola. Conditions de mesure : mire de barres O.R.T.F. Lumière, contraste, saturation, au maximum. Oscilloscope synchronisé extérieurement.

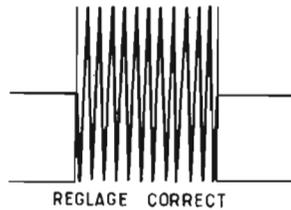
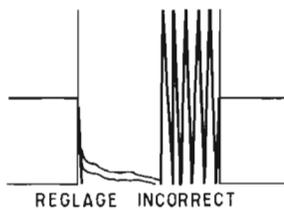


Fig. 16 et Fig. 17. - Observation de la salve couleur apparaissant en 13 du TCA640.

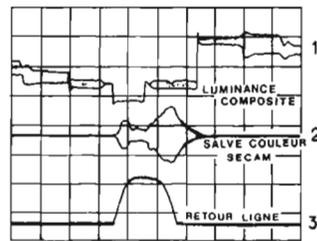


Fig. 18. - Réglage du bobinage L2 mettant en évidence la salve sur le bleu.

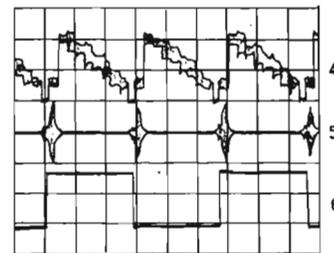


Fig. 19. - Contrôle des signaux complets 4 et 5 (identiques à 1 et 2) et signal d'inversion 6 du permutateur.

après les discriminateurs. Les schémas sont conformes au manuel d'utilisation du TBA 850.

L'intérêt d'un tel tableau réside dans la définition exacte des signaux ce qui facilite grandement la tâche du dépanneur.

MISE AU POINT DE LA SÉRIE TCA 640/650/660

Comme il n'est pas possible de suivre les signaux comme dans les systèmes à transistors, on a recours à des méthodes de synthèse associées au contrôle des signaux, quand ceux-ci sont accessibles...

Le raisonnement est délicat et ne peut se faire toujours lorsqu'on est amené à effectuer un contrôle rapide chez un client... Le temps presse...

La solution se situe encore dans la lecture de la notice du constructeur : **on la suit, alors, scrupuleusement.** Citons, ci-après, le mode de réglages préconisé par RTC à propos de sa « TCA ». **On se reportera à la figure 2 pour les commentaires suivants :**

1) Réglage du circuit « cloche »

Ce réglage est identique à celui exposé ci-dessus mais l'oscilloscope sera branché aux bornes de L_1 au moyen d'une sonde à haute impédance. Néanmoins celle-ci perturbe un peu le circuit et l'on doit y retoucher par ailleurs (voir réglage 7).

2) Réglage de l'équilibrage P_1

Il se fait en observant le signal présent sur la borne 13 du TCA 640. Ce signal (la salve) doit être symétrique. Une illustration d'un réglage correct ou incorrect est donnée figures 16 et 17; une alternative consiste à symétriser le signal de couleur sur l'une des sorties du TCA 640 (bornes 1 ou 15).

3) Réglage du circuit d'identification L_2

Il se fait en observant les salves de sous-porteuses couleur; on réglera L_2 **pour que la salve correspondant à la voie bleue soit maximale.** Dans cet état, à cette voie bleue correspond la position haute de la bascule pour un signal correctement identifié. Voir les figures 18 et 19.

Les réglages qui suivent sont très importants car ils conditionnent la valeur du zéro de démodulation.

4) Réglage du niveau voie retardée P_1

Il se fait en observant les signaux aux bornes 1 et 3 du TCA 650, **on égalisera leurs amplitudes à l'aide de P_1 .**

5) Réglage des zéros L_3, L_4 (circuits en quadrature)

Il se fait en observant les signaux démodulés sur les entrées 8 et 9 du TCA 650. On agit sur L_3 (rouge) et L_4 (bleu) afin d'aligner les paliers d'une manière classique (voir cas général ci-dessus).

6) Réglage des niveaux de démodulation P_3 et P_4

Il se fait en observant les signaux démodulés aux mêmes points. On réglera P_3 et P_4 afin d'obtenir 0,7 V c/c et 0,9 V c/c pour les signaux D'R et D'B respectivement.

Ce réglage pouvant perturber celui des zéros, on reviendra sur le réglage N° 5.

7) Ajustage du circuit cloche L_1

On réajustera le circuit cloche au besoin afin de parfaire les transitions sur les signaux démodulés D'R ou D'B. (Voir figure 19 sur le signal de mire).

8) Valeurs nominales

Le réglage terminé, nous avons à la sortie du circuit TCA 660 les valeurs nominales suivantes, pour une entrée Y' de 2 volts noir-blanc :

Signal	Tensions nominales		Valeurs maximales
Y	1 V N/B	contraste ou saturation	1,4 V N/B
D'R	1,4 V c/c		2,8 V c/c
D'V	0,8 V c/c		1,6 V c/c
D'B	1,8 V c/c		3,6 V c/c

Les autres réglages dépendent des artifices supplémentaires que les constructeurs veulent bien ajouter à leur réalisation.

Dans le montage de la figure 2, ne sont pas représentés les réglages relatifs au matricage. Ils seraient néanmoins semblables à ceux

exposés dans le cas ci-dessus. On doit aboutir, néanmoins, aux tensions exposées dans le paragraphe 8 ci-dessus.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

BIBLIOGRAPHIE

Documents Philips, Radio-technique et Hameg.

15. — LA MESURE DES FREQUENCES

LA fréquence d'un signal est un paramètre essentiel qui doit être connu, souvent avec précision, pour réaliser des mesures significatives, opérer des réglages corrects, effectuer un dépannage sérieux ou étalonner un appareil de mesure.

C'est à l'occasion de manipulations sur des montages tels que : amplificateurs BF ou HF, à large bande ou sélectifs, oscillateurs BF ou HF, filtres correcteurs, atténuateurs, etc. que l'amateur éprouvera le besoin de connaître la fréquence du signal correspondant, dans une plage qui pourra s'étendre de quelques Hertz à plusieurs dizaines ou centaines de MHz, soit dans un rapport qui peut dépasser 100 millions.

Il n'est guère, en effet, de circuit qui soit linéaire en fréquence sur une large plage : la présence inévitable d'éléments réactifs parasites dans chaque branche résistive d'un conducteur ou d'un semi-conducteur, par exemple, fait apparaître des variations de niveau allant de la simple atténuation régulière à la sur-oscillation ou à la résonance plus ou moins prononcée. La réalisation d'oscillateurs ou de montages sélectifs implique aussi que l'on connaisse avec le plus de précision possible la réponse du ou des circuits intéressés.

Il existe un grand nombre de méthodes de mesure de la fréquence qui diffèrent essentiellement suivant la gamme concernée, la précision recherchée, la rapidité et la facilité de la mesure. Nous rappellerons les méthodes les plus connues et nous décrivons la construction d'un fréquencesmètre digital aux performances poussées dont la réalisation nous paraît être à la portée de l'amateur moyen.

LA MÉTHODE DE COMPARAISON (figure 1)

C'est la méthode la plus simple qui consiste à comparer la fréquence à mesurer F_x à une fréquence de référence F_{ref} , stable et précise.

Le niveau de chaque signal est élevé au moyen d'amplificateurs séparateurs. Les deux signaux sont mélangés par un dispositif non linéaire (diode ou transistor). On sait que le résultat d'un tel

mélange donne 4 signaux aux fréquences différentes : F_x , F_{ref} , $(F_x + F_{ref})$ et $(F_x - F_{ref})$.

C'est ce dernier signal qui est sélectionné au moyen d'un filtre passe-bas, amplifié et détecté. La présence du signal différence est révélée par un galvanomètre ou mieux un écouteur ou un oscilloscope.

Lorsque les deux fréquences sont voisines, il se produit un battement dont la fréquence se réduit à zéro au battement nul ($F_x = F_{ref}$).

L'amplitude du battement et, donc, la sensibilité du montage sont fonction du niveau relatif des deux signaux : c'est pourquoi il est recommandé d'ajuster l'un d'eux à une valeur optimale.

De tels dispositifs de comparaison ont été décrits dans le chapitre 11 consacré à l'étalonnage des appareils de mesure (figures 6 et 7).

Cette méthode est évidemment très précise mais elle

suppose que l'on ait une idée de la valeur de F_x pour éviter d'obtenir des battements parasites sur une combinaison harmonique non désirée.

La source de référence à la fréquence F_x sera un oscillateur fixe (RC, à quartz, ...) ou un générateur étalonné.

On peut utiliser cette méthode dans une large plage allant de quelques Hz à plusieurs dizaines de MHz, si les oscillateurs ne dérivent pas. La difficulté réside dans l'interprétation d'un battement entre fréquences élevées.

L'ONDEMETRE À ABSORPTION (figure 2)

On désigne sous ce vocable un peu vieillot un dispositif qui comprend un circuit LC couplé inductivement au circuit à mesurer.

Lorsque le circuit LC se trouve accordé sur la fréquence du circuit extérieur, c'est-à-dire lorsque :

$$F_x = F_{ref} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{0,16}{\sqrt{LC}}$$

il se produit un maximum de transfert entre les deux circuits, ce que l'on peut mettre en évidence en disposant un amplificateur-détecteur aux bornes du circuit résonnant.

La mesure d'une fréquence inconnue se fait en recher-

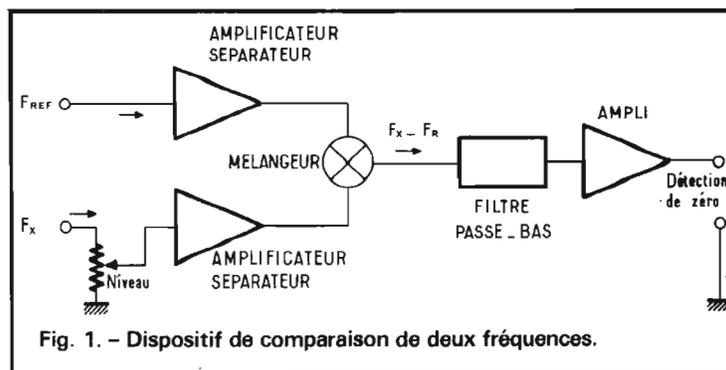


Fig. 1. — Dispositif de comparaison de deux fréquences.

chant la résonance par la manœuvre du condensateur variable gradué en fréquence. Pour couvrir une plage importante, on utilise un assortiment de self-inductances enfichables.

En transformant l'amplificateur-détecteur en oscillateur on réalise un grid-dip ou un base-dip bien connus. Ce type d'appareil, fort utile, sera plutôt acheté monté et réglé dans le commerce, pour éviter un étalonnage laborieux. Son utilisation se fera dans les cas suivants :

- recherche de fréquence dans un circuit actif,
- recherche de la fréquence propre d'un circuit passif LC,
- génération d'un signal à fréquence déterminée,
- recherche d'une présence d'oscillation.

Il y a intérêt, pour que cet appareil fonctionne dans de bonnes conditions, que le couplage entre les circuits soit aussi faible, ou lâche, que possible, ce qui est une contrainte qui peut apparaître gênante puisqu'un couplage trop serré fausse la mesure, alors qu'un couplage très lâche diminue la sensibilité.

Cet appareil est d'une précision très moyenne. Tout dépend du soin apporté à son étalonnage. Il permettra cependant de faire une détermination très rapide de la fréquence inconnue dans une plage allant de quelques centaines de kHz à plusieurs centaines de MHz. Il est particulièrement appréciable pour la mise au point de circuits VHF.

LE FRÉQUENCEMÈTRE À RÉSONANCE LC (figure 3)

Cet appareil fonctionne suivant le même principe que le précédent. On recherche une résonance de tension au moyen d'un circuit LC parallèle à un condensateur variable. Les inconvénients de l'ondemètre à absorption (obligation de créer un couplage magnétique, sensibilité faible et variant avec le couplage, réaction mutuelle des

circuits couplés, relative imprécision de la mesure) sont évités par l'utilisation d'un amplificateur à large bande qui augmente la sensibilité et permet ainsi de diminuer considérablement l'énergie prélevée sur le circuit à mesurer.

Le niveau d'entrée doit être ajusté pour une amplitude de lecture convenable ou pour éviter la saturation de l'amplificateur. Ce dernier devra couvrir une bande aussi large que possible en utilisant un ou plusieurs transistors VHF ou UHF si nécessaire. La sortie sera prélevée à travers un condensateur de faible valeur (quelques pF) afin d'isoler, le plus possible, le circuit accordé.

La résistance de détection, symbolisée par (r) sur le schéma sera la plus élevée possible tout en restant compatible avec la sensibilité. L'amplificateur séparateur sera à haute impédance d'entrée (FET) et à faible impédance de sortie : il alimentera un galvanomètre dont la déviation permettra de repérer la résonance.

La précision obtenue peut être assez bonne avec beaucoup de soin et du matériel de première qualité. La stabilité sera bien supérieure à

celle d'un grid-dip. Les self commutables permettront de couvrir une plage comprise facilement entre 150 kHz et 100 MHz. On pourra dilater certaines gammes comme celles qui entourent les valeurs des fréquences intermédiaires (455/480 kHz et 10,7 MHz) au moyen de condensateurs fixes en parallèle ou en série avec les inductances appropriées.

Avec un peu de soin et un amplificateur à très haute fréquence on pourra obtenir jusqu'à 200 MHz de résonance.

Cet appareil sera particulièrement précieux pour la recherche d'une fréquence très mal connue ou de ses harmoniques. Il permettra de bien « suivre » une dérive en fréquence.

Il est recommandé de disposer les circuits dans un blindage (coffret métallique) de dimensions suffisantes pour ne pas trop diminuer le coefficient de surtension du circuit accordé. Le condensateur variable sera démultiplié pour permettre l'exécution de mesures précises. L'alimentation se fera de préférence sur piles afin d'éviter une élévation de température ou un couplage parasite avec le secteur néfastes à la précision de la mesure.

L'étalonnage de ce fréquencemètre sera réalisé au moyen d'un générateur et d'un fréquencemètre bien calibré. On pourra utiliser une série de courbes (degrés = f (fréquence)) pour éviter d'avoir à réaliser une gravure complexe sur un cadran qui devra cependant porter des graduations en degrés.

LE FRÉQUENCEMÈTRE À FILTRES RC (figure 4)

Le fréquencemètre LC ne permet pas de descendre très bas en fréquence. Pour atteindre ce résultat tout en conservant une bonne sensibilité, il est préconisé d'utiliser un circuit RC, comme celui de la figure, qui est un double T classique dont la sélectivité est bien connue.

Contrairement au cas précédent, puisque ce filtre « coupe-fréquence » est placé en transmission, on observera un minimum de déviation du galvanomètre lorsque l'on passera sur la fréquence de résonance du filtre.

Le circuit d'attaque comporte un amplificateur passant au moins de 10 Hz à 200 kHz à ± 1 dB à faible impédance de sortie. De même, le circuit de détection

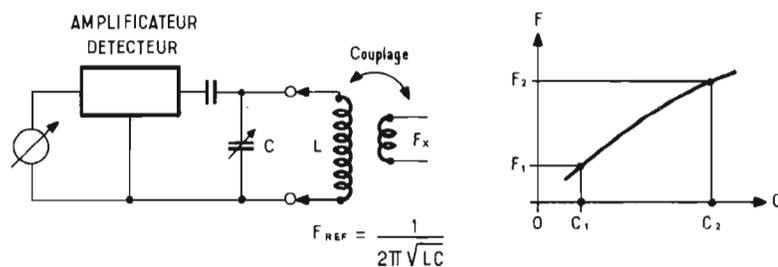


Fig. 2. - Fréquencemètre du type « ondemètre à absorption ».

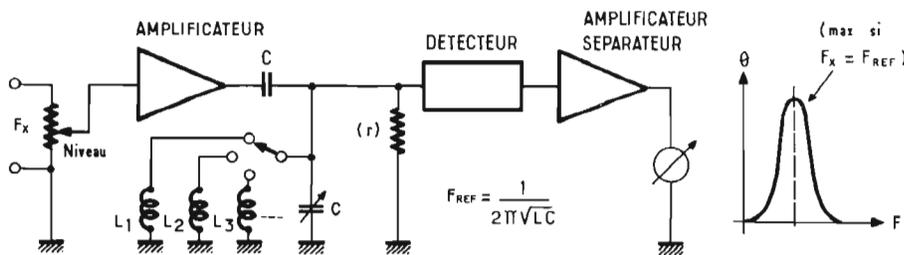


Fig. 3. - Fréquencemètre à résonance à circuit LC.

comprendra un amplificateur de même bande à très haute impédance d'entrée et à faible impédance de sortie pour alimenter un détecteur à diodes.

Le problème de la réalisation du circuit pourra effrayer certains amateurs : la variation de fréquence se fait au moyen de trois résistances variables linéaires dont deux sont égales à R et la troisième à R/2. Il suffira de prendre deux potentiomètres doubles deux potentiomètres doubles couplés mécaniquement par engrenages à rattrapage de jeu ou par poulies et câble. L'un des potentiomètres aura ses deux pistes montées en parallèle et ses curseurs réunis de façon à obtenir R/2. Les deux pistes de l'autre potentiomètre seront utilisées séparément. Le rapport F_{max}/F_{min} dans chaque gamme ne sera pas supérieur à 10. On utilisera des condensateurs fixes commutables dans un rapport de 10, par exemple, pour le changement de gamme.

Avec $R_{max} = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ (non polarisé), $0,1\text{ }\mu\text{F}$, 10 nF et 1 nF , on pourra obtenir quatre gammes de 20 Hz à 200 kHz. On utilisera, pour l'étalonnage l'une des méthodes préconisées dans le chapitre consacré à ce sujet.

LE FRÉQUENCÉMÈTRE BF A LECTURE DIRECTE (figure 5)

Si une précision extrême n'est pas recherchée, on peut construire un fréquencesmètre à lecture directe de la fréquence sur les graduations d'un micro-ampèremètre. Voici comment ce résultat peut être obtenu.

Le signal BF (max. 100 kHz) est appliqué à l'entrée d'un amplificateur à grand gain passant au moins la fréquence maximale. Le niveau sera tel que la sortie de l'amplificateur sera largement saturée et se présentera donc sous la forme d'un signal rectangulaire.

Le reste du montage com-

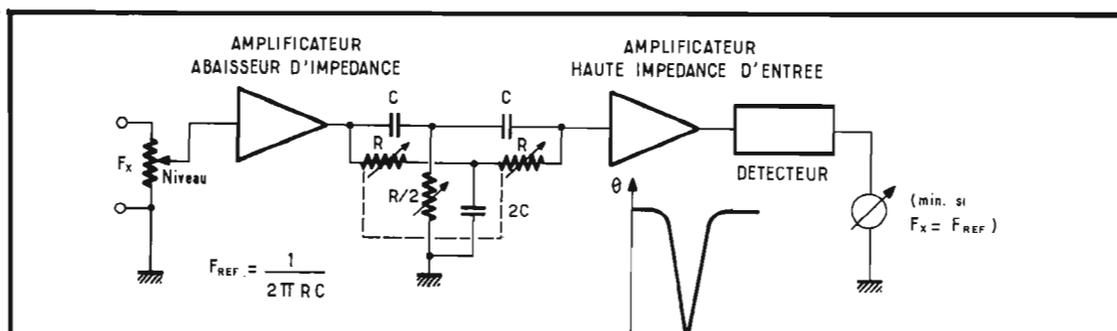


Fig. 4. - Fréquencesmètre à circuit RC.

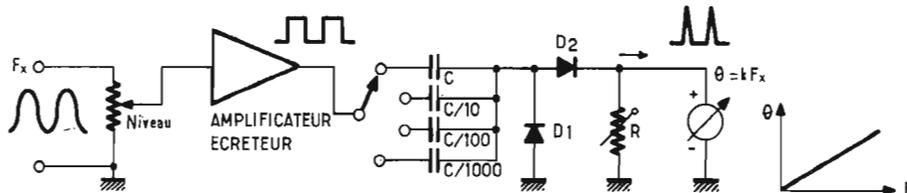
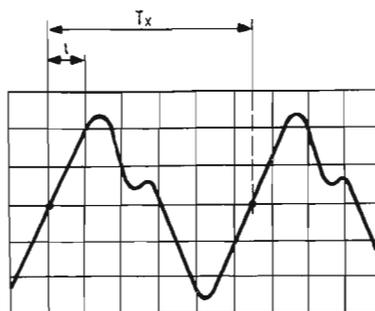


Fig. 5. - Fréquencesmètre à intégration d'impulsions à lecture directe.



$$F_x = \frac{1}{T_x}$$

Exemple :
Si $t = 1\text{ }\mu\text{s}$ / carreau
avec 5,5 carreaux
 $T_x = 5,5\text{ }\mu\text{s}$ et
 $F_x = \frac{1}{5,5 \cdot 10^{-6}}$
 $= 182\text{ kHz}$

Fig. 6. - Utilisation de la base de temps d'un oscilloscope déclenché pour mesurer la fréquence d'un signal.

prend un différentiateur (condensateur en série avec une résistance) dont la constante de temps est telle que seules les courtes impulsions de charge du condensateur interviennent. Un groupe de deux diodes dont l'une élimine la partie négative (D1) et dont l'autre (D2) transmet le courant de charge positif vers l'appareil de mesure (avec R en parallèle) constituant la résistance du différentiateur.

La déviation du microampèremètre est rigoureusement proportionnelle à la fréquence des impulsions positives ainsi intégrées par l'inertie mécanique de l'aiguille.

L'amplificateur d'attaque aura une faible impédance de sortie. Avec un galvanomètre de $100\text{ }\mu\text{A}$, une série de 4

condensateurs commutables de $0,1\text{ }\mu\text{F}$ à 100 pF , une résistance ajustable R de $4,7\text{ k}\Omega$ et deux diodes germanium genre OA 85 on pourra obtenir 4 gammes de 50 Hz à 50 kHz à pleine déviation. L'étalonnage sera facilement réalisé sur la première gamme à 50 Hz en réglant la résistance en shunt sur le galvanomètre.

Cet appareil est particulièrement simple et facile à réaliser et à étalonner. Nous ne saurions trop recommander la réalisation aux lecteurs qui pourront ainsi obtenir un auxiliaire très apprécié dans la mesure des fréquences basses. Il ne faut pas cependant lui demander une précision meilleure que 2 à 3 %, ni dépasser une fréquence maximale de 150 ou 200 kHz.

MÉTHODES FAISANT APPEL À UN OSCILLOSCOPE

Les heureux possesseurs d'un bon oscilloscope déclenché à base de temps bien étalonnée ne se poseront guère de problèmes pour mesurer une période donc une fréquence (qui est son inverse). La figure 6 démontre le principe élémentaire de cette méthode.

Sur une présentation très stable du signal on fera coïncider un des points de la trace avec une intersection de carreaux sur l'axe horizontal. La lecture du nombre de carreaux correspondant à une période se fera comme indiqué sur la figure. On multipliera ce nombre par l'unité

de la base de temps exprimée en temps/carreau pour obtenir la durée de la période. L'inverse de cette valeur donnera la fréquence.

Les avantages de cette méthode sont les suivants :
 — rapidité de mise en œuvre,
 — forme d'onde indifférente,
 — variation d'amplitude sans action sur la mesure,
 — connaissance de la période (très intéressant pour les fréquences basses),
 — mise en évidence d'une variation rapide ou lente de la fréquence.

Cependant, la précision de la mesure dépend essentiellement de celle de la base de temps. Elle n'est pas toujours rigoureuse sur les appareils courants : il sera donc préférable de la contrôler ou de la faire contrôler à partir de références stables.

La gamme de mesure correspond à la bande passante de l'amplificateur vertical qui peut aller de quelques MHz à quelques dizaines de MHz suivant la classe de l'appareil. Dans le cas où l'amplificateur vertical passe le continu on pourra faire des mesures assez précises en très basse fréquence.

Une autre façon d'utiliser un oscilloscope pour une mesure de fréquence est la formation de figures de Lissajous. Pour cela, on doit disposer d'un signal de référence dont on connaît parfaitement la fréquence, que l'on enverra sur l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope (base de temps hors circuit).

Le signal à mesurer sera envoyé sur l'amplificateur vertical.

On réglera le gain des deux amplificateurs de façon à obtenir une présentation qui ne déborde pas des limites de la partie visible de l'écran.

Lorsque les fréquences F_x et F_{REF} sont égales on obtiendra un oscillogramme correspondant à un cercle ou une ellipse. S'il existe un rapport harmonique de nombres entiers entre les deux fréquences, on observera d'autres présentations telles

que celles de la figure 7. On évitera d'interpréter, sous peine de confusion, des rapports de fréquences au-delà de 3 ou en deçà de 1/3.

S'agissant de comparer deux fréquences, cette méthode est l'une des plus précises qui existent puisqu'elle donne une valeur absolue de la différence des fréquences, bien inférieures au Hz. Elle ne peut guère s'appliquer qu'à des signaux à basse fréquence, inférieure à 100 kHz, surtout si la stabilité des fréquences comparées n'est pas exemplaire. Cette méthode permettra d'apprécier la dérive d'un oscillateur en comparant sa fréquence à celle d'un oscillateur à quartz, par exemple.

AUTRES MÉTHODES

Il existe encore des méthodes de mesure auxquelles l'amateur pourra éventuellement se référer.

L'utilisation d'un récepteur pourra permettre de dégrossir la calibration d'un générateur. Il existe des récepteurs de trafic très stables et précis mais rares et chers : ce n'est pas à cette catégorie d'appareils que nous songeons mais plutôt aux braves récepteurs domestiques dont chaque famille a au moins un exemplaire.

On pourra utiliser cet appa-

reil sur l'étalonnage de son cadran s'il est précis, ce qui est rarement le cas, ou mieux en faisant un battement audible entre la source à étalonner et la fréquence connue d'un émetteur reçu simultanément. Il suffit, en général, de disposer le récepteur à proximité de l'oscillateur.

On se méfiera de l'erreur que peut introduire l'interprétation du mauvais battement du récepteur superhétérodyne situé à deux fois la valeur de la fréquence intermédiaire, surtout sur la ou les gammes OC où il est difficile de différencier les deux battements.

Cette méthode donne une précision généralement suffisante si l'on se borne à recevoir simplement la fréquence inconnue modulée en AM. La précision peut être très bonne si l'on réalise un battement nul avec une source étalon comme l'émetteur de Droitwich en GO sur 200 kHz.

La plage couverte est limitée par les gammes de radio-diffusion. Elle peut s'étendre à plus de 100 MHz (en FM).

Parmi les autres méthodes citons en une qui fera sans doute sourire certains et pourtant... Il s'agit, en fait, de celle qui fait appel à un simple chronomètre ou à la trotteuse d'une montre-bracelet.

Cette méthode ne peut guère s'appliquer directement qu'aux fréquences inférieures à 5 Hz. Elle sera très précise

si on effectue un comptage à partir d'un oscillogramme, du clignotement d'une diode LED, etc. alimentée par le signal pendant un temps assez long.

Mais si l'on utilise un diviseur de fréquence, la méthode peut s'appliquer à des fréquences très supérieures, jusqu'à plusieurs MHz. Or, on sait très facilement réaliser de tels diviseurs par 10, 100, 1000, etc. au moyen de circuits intégrés logiques comme le SFC 490 par exemple.

LE FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL

La méthode de mesure de fréquence la plus moderne, la plus précise, la plus simple à mettre en œuvre et la plus facile à interpréter fait appel au fréquencemètre digital. Ce n'est pas, cependant la moins onéreuse, bien que certaines réalisations commerciales soient devenues abordables.

Le principe est identique à celui du chronomètre que nous citons au paragraphe précédent : il consiste à compter le nombre de périodes dans une unité de temps, c'est pourquoi l'appareil est souvent appelé compteur. L'électronique aidant, on pourra mesurer une fréquence par cette méthode en un temps très court jusqu'à des fréquences très élevées.

Le fréquencemètre-comp-

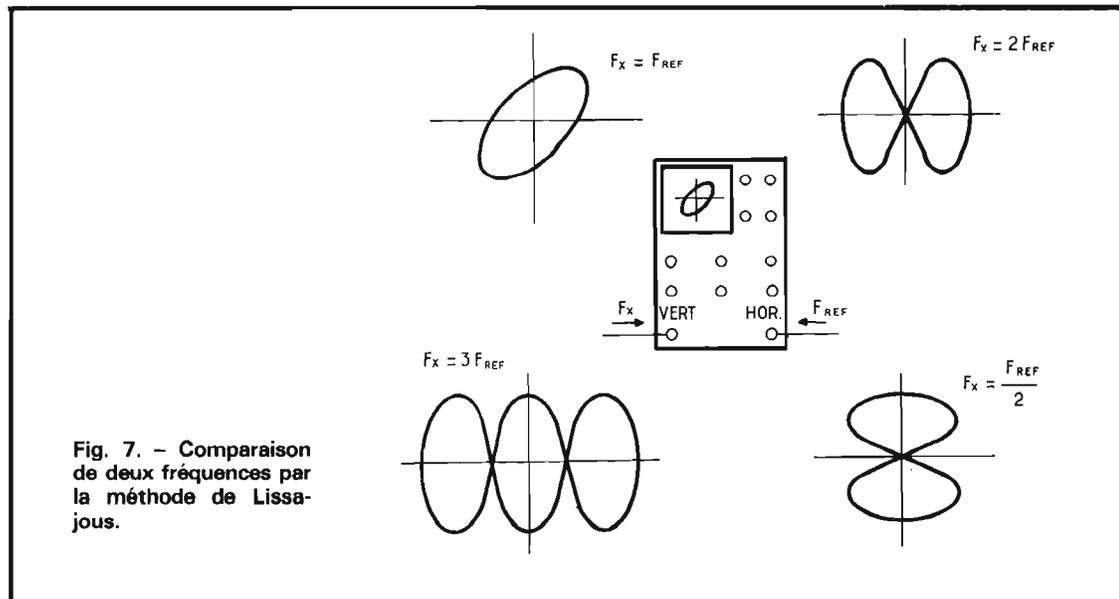


Fig. 7. - Comparaison de deux fréquences par la méthode de Lissajous.

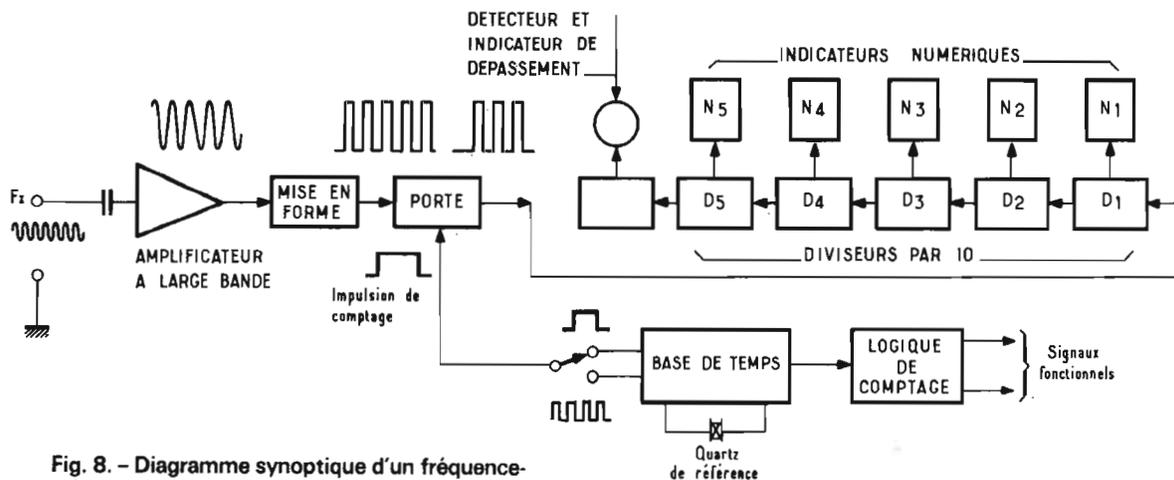


Fig. 8. - Diagramme synoptique d'un fréquence-mètre-compteur digital.

teur présente également l'avantage de visualiser la valeur numérique de la fréquence sur des indicateurs à tubes ionisés, à diodes électroluminescentes ou à cristaux liquides, de sorte que toute ambiguïté d'interprétation de lecture est éliminée.

Tous ces avantages se traduisent par une complexité relative qui est pondérée par l'utilisation assez large de circuits intégrés digitaux.

Le principe d'un tel appareil est présenté sur la figure 8. On peut distinguer trois parties principales :

- les circuits d'entrée et de sélection,
- les circuits de comptage et d'affichage,
- la base de temps et les circuits associés.

Pour la simplicité, nous n'avons pas représenté les commutations de gammes, de modes de fonctionnement, d'alimentation, etc.

Le signal d'entrée peut avoir une forme quelconque. Il devra avoir un niveau minimum (seuil de fonctionnement) et une fréquence compatible avec les possibilités de l'appareil.

Le circuit d'entrée comporte un amplificateur à haute impédance d'attaque et à très large bande (technique des

amplis vidéo). Il importe peu que sa caractéristique d'amplitude soit linéaire, l'essentiel est que le niveau de sortie atteigne un seuil qui permette de déclencher les circuits de mise en forme. Le signal de sortie du dispositif de mise en forme a l'allure d'une tension rectangulaire dont l'amplitude est constante et dont la fréquence correspond, naturellement, à celle du signal d'entrée.

Le signal ainsi rectangulaire est envoyé sur un dispositif appelé porte qui est tel que sa tension de sortie n'est présente qu'à la condition que la tension de commande soit appliquée en même temps que la tension d'entrée. Ce fonctionnement est familier aux lecteurs qui connaissent la principe des circuits NAND, par exemple.

Ainsi, comme on peut le voir sur la figure 8, les impulsions de signal sont sélectionnées pendant la durée bien connue d'une impulsion plus large, appelée créneau de comptage, en provenance de la base de temps. C'est ainsi que si trois impulsions sont sélectionnées par un créneau de comptage durant une seconde, cela signifie que la fréquence du signal d'entrée est de 3 périodes par seconde ou 3 Hz.

Les impulsions issues du

circuit de sélection sont envoyées sur le **dispositif de comptage et d'affichage**.

Ces derniers circuits comportent un certain nombre de diviseurs de fréquence par 10 montés en cascade. Chaque diviseur sort une information indiquant le nombre d'impulsions reçues sur son entrée et, de plus, une impulsion de sortie toutes les 10 impulsions d'entrée.

L'information nombre d'impulsions d'entrée est envoyée, après transformation, sur un indicateur numérique. Ainsi, par exemple, s'il existe trois impulsions sélectionnées, le chiffre 3 apparaîtra sur l'indicateur N1. Un système à mémoire non représenté, conservera cet affichage jusqu'au comptage suivant.

Bien sûr, le nombre d'impulsions sélectionnées peut être plus important. Par exemple, 12 345 par seconde soit 12 345 Hz ou 12,345 kHz. Dans ce cas, par le jeu des divisions successives, on obtiendra un affichage de 5 sur N1, 4 sur N2, 3 sur N3, 2 sur N4 et 1 sur N5.

Si le nombre de périodes par unité de temps excède la capacité de comptage (par exemple 5 décimales), l'impulsion sortant de D5 après que ce dernier circuit aura compté 10 fois, sera détectée par un

circuit spécial qui allumera un voyant indiquant que l'appareil est saturé (indicateur de dépassement). Les décimales visualisées seront cependant valables à l'exception du ou des nombres les plus significatifs (excédant 99 999 dans notre exemple).

La base de temps est l'âme de cet appareil. De sa précision dépend celle de la fréquence mesurée. Elle sera donc d'autant plus grande que le nombre de décimales affichées sera plus important.

On utilise un générateur de référence à quartz dont la fréquence stable et bien connue (par exemple 1 MHz ou 100 kHz) sera divisée autant de fois qu'il sera nécessaire pour obtenir le créneau de comptage de durée déterminée et des signaux fonctionnels depuis une « logique » de comptage. Ces signaux servent à remettre à zéro les diviseurs du circuit de comptage, à transférer les valeurs numériques sur les indicateurs, etc.

Il est essentiel que ces signaux soient en parfait synchronisme de phase avec l'oscillateur de référence.

Le fonctionnement d'un fréquence-mètre digital peut s'étendre à la mesure de Hz, de kHz ou de MHz. En conséquence, la durée de l'impul-

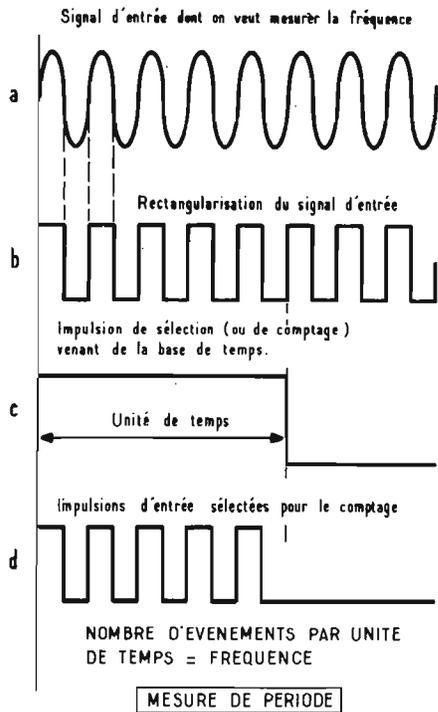


Fig. 9

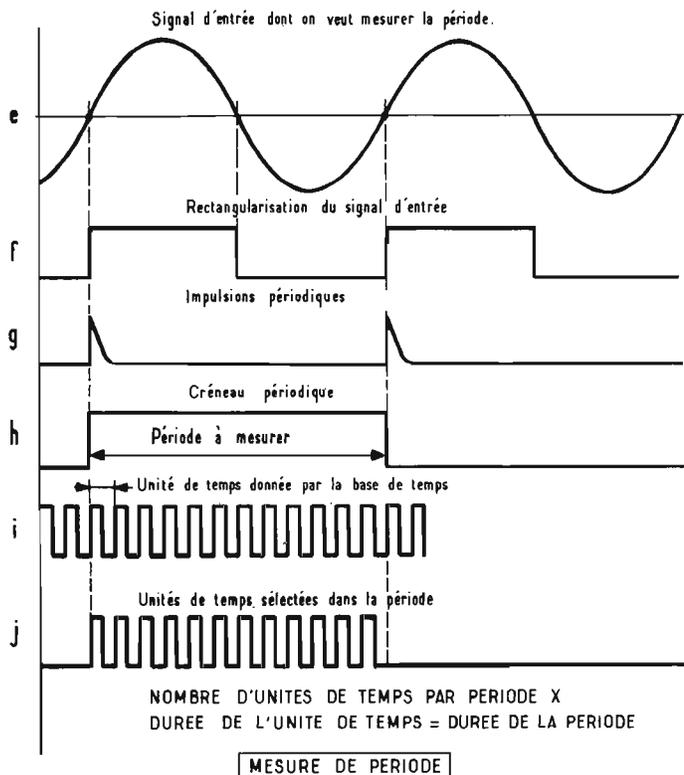


Fig. 10

sion de comptage peut être de 1 sec., 1 ms ou 1 μ s, ce qui s'obtient par divisions successives d'un même signal et commutation sur la position correspondant à la gamme de mesure désirée.

L'appareil peut être utilisé, comme on le verra ensuite, pour la mesure d'une période, auquel cas la valeur numérique affichée représentera la durée de la période en sec, ms ou μ s.

La figure 9 représente la forme des signaux dans le cas d'une mesure de fréquence.

En a) figure le signal d'entrée que nous supposons sinusoïdal.

En b) le même signal a été transformé en rectangulaire par le circuit de mise en forme.

En c), l'impulsion ou créneau de sélection issue de la base de temps qui n'est pas synchrone avec le signal b) comme pourrait le laisser supposer la figure.

En d) les impulsions d'entrée sélectionnées, soit 5 dans ce cas.

On trouvera sur la figure 10 les signaux correspondants à un fonctionnement en mesure de période.

Comme dans le cas précédent le signal d'entrée est rectangulaire (f). On extrait, par les fronts de montée ascendants des impulsions périodiques (g) qui servent à produire un créneau (h) dont la largeur correspond à la durée de la période du signal d'entrée.

On peut remarquer que le créneau de sélection est issu du signal et non, comme dans le cas précédent, de la base de temps. C'est cette dernière qui délivrera les impulsions d'horloge (i). La largeur de chaque période d'horloge correspond à l'unité de temps de référence.

Après sélection, comme le montre la figure (j), le compteur indiquera le nombre d'impulsions de référence, ou le nombre de périodes. Si, par exemple, la période de référence est de 1 ms et que l'on sélectionne 12 impulsions, la période du signal sera de

12 ms, ce qui correspond à une fréquence de 83,3 Hz.

Le montage d'un compteur fréquencemètre en compteur de périodes est un peu complexe. En fait cette fonction est surtout utilisée pour apprécier avec plus de précision une basse fréquence. En effet, on peut noter qu'au fur et à mesure que le nombre de digits diminue la précision du résultat d'une mesure de fréquence diminue également. C'est ainsi qu'avec 5 décades la mesure de 10 000 Hz à ± 1 Hz donne une précision de $\pm 10^{-4}$ alors que si l'on mesure 10 Hz on n'obtiendra que 10 % de précision. En utilisant la méthode de la période et en inversant le résultat, on retrouverait la même précision qu'avec 10 000 Hz.

(à suivre)

J.C.

LE POURQUOI ET LE COMMENT : expérimentez et découvrir

ORGUE ~ JOUET

FAÇON

SYNTHÉTISEUR PROFESSIONNEL

(Suite voir N° 1517)

QUELQUES RAPPELS PRATIQUES SUR LES SEMI-CONDUCTEURS

Avant d'aborder la description des circuits utiles pour notre mini-orgue, il n'est peut-être pas superflu de rappeler ici rapidement quelques faits pratiques concernant les semi-conducteurs utilisés, afin de faciliter une détection rapide de mauvais branchements ou de composants défectueux, quand l'expérimentateur se

heurte à des difficultés imprévues.

Le mini-orgue a été conçu spécialement pour un fonctionnement économique sur piles : les méthodes pratiques de repérage des connexions et de vérification du bon fonctionnement des semi-conducteurs ne nécessitent ici qu'une pile, une résistance et un galvanomètre (par exemple de $100 \mu A$ ou $1 mA$ pleine échelle) ou un ohmmètre.

Il est particulièrement

recommandé, quand on n'est pas absolument sûr d'un type de semi-conducteur employé, de le tester d'abord sommairement dans un circuit, cela peut éviter des surprises qui inmanquablement font perdre beaucoup de temps après coup.

La figure 7 se réfère à des diodes au silicium (d'ailleurs tous les semi-conducteurs utilisés dans le mini-orgue proposé seront au silicium !).

Une diode, dont la figure 7a

donne une idée de son aspect physique, possède une anode A et une cathode K : le côté qui porte un anneau doré ou un autre repère est généralement la cathode. Dans les schémas, la diode est toujours symbolisée comme l'indique la figure 3b. Quand l'anode est suffisamment positive par rapport à la cathode (de 0,5 à 0,7 V environ), la diode conduira ; mais attention : il faut toujours limiter ce courant dit « direct », par une

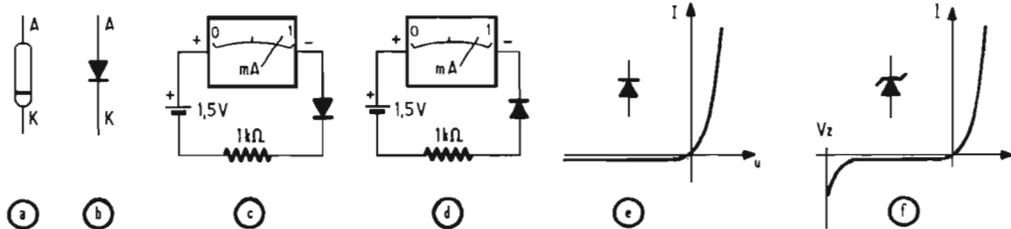


Fig. 7. - Eléments de base d'une diode « petits signaux » au Si.
a - Aspect physique : un repère distinct désigne souvent la cathode.
b - Symbole électrique d'une diode.
c - Une diode, branchée dans le sens direct, conduit.

d - Une diode, branchée en sens inverse, est bloquée.
e - Caractéristique $I = f(U)$ d'une diode ordinaire.
f - Caractéristique $I = f(U)$ d'une diode Zener.

résistance série de garde.

Comme le montre la figure 7e, le test peut s'effectuer avec une pile de 1,5 V et une résistance de 1 k Ω . En tenant compte de la chute de tension aux bornes du galvanomètre (qui est de l'ordre de 0,1 V quand l'aiguille est déviée à fond), et en supposant que la tension aux bornes de la diode est de 0,6 V, le courant qui circule dans le circuit sera de $(1,5 \text{ V} - 0,1 \text{ V} - 0,6 \text{ V}) / 1 \text{ k}\Omega = 0,8 \text{ mA}$; avec une sensibilité du galvanomètre de 1 mA, il y aura donc une bonne déviation.

Si la diode présente un court-circuit, l'aiguille dépassera 1 mA (facilement vérifiable en créant artificiellement un court-circuit; si l'aiguille ne dévie pas du tout, c'est que la diode est branchée en sens inverse ou qu'il y a rupture de contact à l'intérieur de la diode. Branchée en sens inverse, comme cela est représenté figure 7d, le courant est réduit au courant de fuite qui, pour une bonne diode est généralement bien inférieur à 1 μA). La diode est donc un conducteur en sens unique: cette caractéristique est illustrée par la courbe de la figure 7e. Quand on applique dans le schéma figure 7d, non pas 1,5 V mais une tension beaucoup plus forte (parfois il faut des centaines de volts!), la diode « claque », c'est-à-dire le courant commence brusquement à augmenter considérablement et le phénomène peut conduire à sa mort

si le courant à travers la jonction (et donc la puissance dissipée au niveau de cette jonction) n'est pas suffisamment limité par une résistance série de garde; mais la jonction peut même être détruite à de très fortes tensions inverses quand la dissipation est tout à fait faible. Heureusement il existe des diodes spécialement prévues pour un fonctionnement dans la zone où, à une certaine tension inverse U_Z , le courant varie très fortement pour de très faibles variations de U_Z : ce sont les diodes Zener, avec une caractéristique suivant la courbe de la figure 7f. Ces diodes Zener permettent de stabiliser une tension contre des variations de tension batterie et contre des variations du courant traversant la charge (ou l'utilisation); elles existent pour toute une gamme de valeurs standardisées de U_Z . Les différentes diodes Zener sont en outre caractérisées par la puissance maximale qu'elles peuvent dissiper: 0,1 watt, 0,5 W, 1 W, etc.; pour un type de 6,8 V, 0,5 W le courant Zener maximum est donc de $0,5/6,8 = 0,073 \text{ A} = 73 \text{ mA}$ mais le courant en sens direct, où la tension reste généralement en-dessous de 1 V, peut être beaucoup plus fort (elle est, dans ce cas, utilisée comme simple diode!).

Insistons encore sur le fait que les méthodes simples et rapides, utilisées ci-dessus pour tester des diodes et ci-après, pour tester des transis-

tors, ne demandent pas une grande précision de mesure ou de calcul: il s'agit d'ordres de grandeur!

La figure 8 concerne des transistors bipolaires tels que BC 108, BC 147, BC 172, BC 307, BC 409, etc. La disposition des trois sorties (émetteur, base, collecteur) de ces transistors est indiquée par la figure 8a qui représente une vue de dessous, donc vue de côté fil de sortie. Cependant, il faut faire attention quand on veut leur substituer des équivalents: il existe un certain nombre de transistors dont la base ne se trouve pas au centre mais à l'une des extrémités. En cas de doute consulter la notice correspondante si possible; si on se trouve dans l'impossibilité de se documenter sur un transistor inconnu que l'on a par hasard dans un tiroir (surplus, récupération, etc.), il est toujours possible de repérer rapidement sa base, de déterminer s'il s'agit d'un NPN ou d'un PNP et ensuite de faire un montage analogue à celui de la figure 10a (avec l'émetteur à la masse, le gain en courant β sera plus grand qu'avec le collecteur à la masse).

Les figures 8b et 8c montrent respectivement les symboles utilisés pour NPN et PNP. Mesurés avec un ohmmètre, c'est-à-dire avec un montage identique à celui des figures 7c ou d, les NPN et PNP se comportent comme des circuits de deux diodes en série, la base étant le point

milieu, représentés respectivement figure 8d et 8e. Avec une tension plus élevée et une résistance série limitant le courant, on pourra constater que les jonctions base-émetteur ont généralement une tension Zener de 8 à 10 volts et que la tension de claquage des jonctions base-collecteur est beaucoup plus élevée: de quelques dizaines de volts.

La tension émetteur d'un NPN fonctionnant normalement en amplificateur est de 0,5 à 0,7 V négative par rapport à la tension base et le collecteur est positif d'au moins 0,2 V (mais généralement de plusieurs volts) par rapport à l'émetteur. La situation est la même, sauf pour les polarités (qui doivent être inversées), pour les PNP.

La figure 9 se rapporte aux transistors à effet de champ à jonction. Le brochage d'un BSW 12 est représenté figure 9a (vue de dessous): la porte g (gate) est « assimilable » à la base d'un transistor bipolaire, la source s à l'émetteur et le drain d au collecteur; le 4^e fil, relié au boîtier, sert de blindage du semi-conducteur et n'a pas autant d'importance: on peut souvent le laisser « en l'air » et, d'ailleurs, de nombreux FET n'ont que trois fils (s, g et d).

D'autres dispositions des trois sorties principales ne sont pas rares et on a intérêt à se renseigner pour chaque cas spécial. Le FET à canal N (figure 9b) est « assimilable » au NPN, le FET à canal P

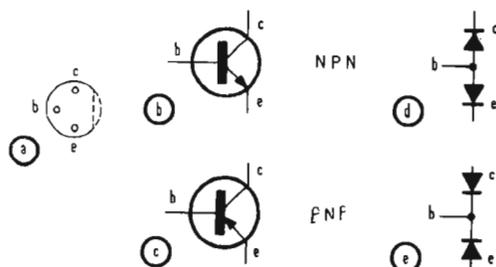


Fig. 8. — Eléments de base d'un transistor bipolaire « petits signaux » au Si.

- a - Branchement le plus courant, vu de dessous.
- b - Symbole électrique d'un transistor NPN.
- c - Symbole électrique d'un transistor PNP.
- d - Schéma simplifié d'un NPN, permettant un test rapide.
- e - Schéma simplifié d'un PNP, permettant un test rapide.

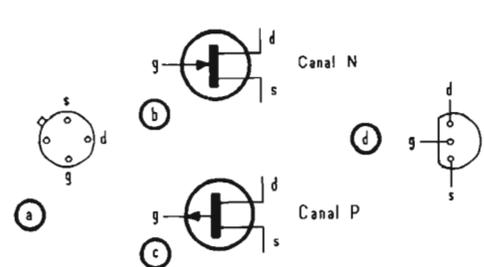


Fig. 9. — Eléments de base d'un transistor (unipolaire) à effet de champs à jonction.

- a - Branchement d'un BSW 12 par exemple, vu de dessous.
- b - Symbole électrique d'un JFET canal N (assimilable au NPN).
- c - Symbole électrique d'un JFET canal P (assimilable au PNP).

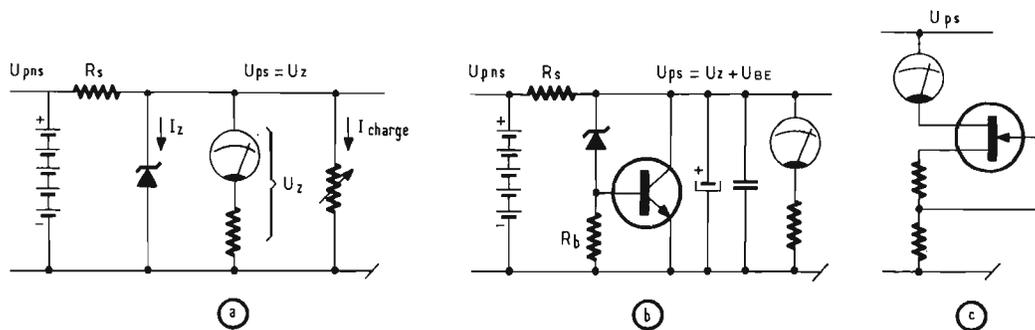


Fig. 10. – Circuits de stabilisation.

a - Stabilisateur de tension type « Shunt » à diode Zener : supporte les court-circuits.

b - Stabilisateur de tension type « Shunt » à Zener/NPN : supporte les court-circuits.

c - Stabilisateur de courant à JFET.

(figure 9c) au PNP, mais les tensions de polarisation différent de celles des transistors bipolaires.

La tension gate d'un FET canal N fonctionnant normalement en amplificateur est de quelques volts négatifs par rapport à la tension source, (diode polarisée en sens inverse, ce qui explique l'impédance d'entrée très élevée) et le drain est généralement positif de plusieurs volts par rapport à la source. La situation est la même, à l'exception des polarités (qui doivent être inversées), pour les FET canal P. Il est encore à noter que ces FET à jonction peuvent être testés avec un montage genre ohmmètre de la même façon que les transistors bipolaires; cependant, il est recommandé de ne pas essayer de déterminer des tensions Zener.

La figure 9d montre un BF 244 A vu de dessous. Ces quelques indications pratiques, mais sommaires, devraient suffire pour s'y retrouver en cas d'éventuels problèmes imprévus.

QUELQUES MONTAGES POUR EXPÉRIENCES EN COURANT CONTINU

Quand nous nous sommes référés à la figure 1b, nous avons vu que l'amplitude d'oscillation du relaxateur,

retenu également dans les grandes lignes pour notre orgue-jouet, est approximativement égale à la tension d'alimentation. Si, donc, cette tension varie par exemple de 6 %, l'amplitude variera autant. En supposant maintenant que le courant de décharge du condensateur, qui doit déterminer la fréquence, reste constant, la durée de décharge (linéaire) variera également de 6 %, soit d'un demi-ton environ; c'est déjà un peu gênant bien que l'on puisse éventuellement prévoir un potentiomètre permettant un rattrapage (ce genre de rattrapage est aussi prévu dans certains instruments classiques tels que le violon).

Mais notre mini-orgue comporte encore un transistor qui réalise la conversion exponentielle entre tension de commande et courant d'entrée du relaxateur. Cette conversion est beaucoup plus sensible aux variations de la tension d'alimentation dont est dérivée la tension de commande, en supposant qu'elle soit pour une fréquence donnée égale à 300 mV, de 30 mV. Or, nous avons vu (figure 6) qu'une variation de 18 mV double (ou divise par 2) le courant I_c ; ces 30 mV entraînent donc un glissement de fréquence d'un facteur $2^{30/18} \approx 3,2$ (plus d'une octave et demie). On peut même l'exprimer facilement en demi-tons (qui correspondent, nous le rappelons, à

1,5 mV environ): 30 mV correspondent à 20 demi-tons!

Ces exemples montrent clairement l'intérêt d'une alimentation stabilisée.

Nous commençons par la description de quelques circuits de stabilisation, de tension ou de courant, car les quelques simples petites expériences préliminaires qui vont être proposées en bénéficieront aussi: meilleure reproductibilité des mesures d'un jour à l'autre. Les premiers essais se feront en courant continu.

Le régulateur de tension de la figure 10a est du type « shunt » (c'est-à-dire parallèle et non pas série) car l'élément de régulation, la diode Zener, constitue un circuit en parallèle avec l'utilisation. Ce type de régulateur est très simple et a l'avantage de résister à d'éventuels court-circuits entre les bornes de sortie: la résistance série R_s limitera le courant batterie tandis que le courant à travers la diode Zener devient naturellement zéro.

Comment calculer les valeurs des composants? Choisir une valeur convenable pour la tension stabilisée (mettons environ 6 volts) et estimer entre quelles extrêmes pourra varier le courant d'utilisation (la charge).

Le courant Zener minimum, que l'on choisira de l'ordre de quelques mA afin d'être sûr de se trouver tou-

jours dans la zone à pente très raide de la courbe (où une variation de 1 mA correspond par exemple à une variation de 1 mV), correspondra au courant d'utilisation maximum: si le courant d'utilisation diminue de x mA, le courant Zener augmente de x mA, la somme des deux courants restant constante. Ce courant total traverse R_s et il doit être fourni même quand la tension batterie est tombée à la valeur minimum tolérée (mettons 8 V pour une tension nominale de 9 V). Exemple: I_z minimum = 5 mA (si maintenant $\Delta I_z = 1$ mA correspond à $\Delta U_z = 1$ mV on dit que l'impédance dynamique est égale à $1 \text{ mV}/1 \text{ mA} = 1 \Omega$). $I_{\text{charge}} \text{ minimum} = 0 \text{ mA}$, $I_{\text{charge}} \text{ maximum} = 10 \text{ mA}$, et $U_z = 6 \text{ V}$; on a donc $I_{R_s} = 15 \text{ mA}$ pour $U_{\text{batterie}} \text{ minimum} = 8 \text{ V}$. La valeur de R_s devient: $(8 \text{ V} - 6 \text{ V})/15 \text{ mA} = 133 \Omega$ et l'efficacité de la régulation contre les variations de la tension batterie s'exprime par le rapport $R_s/R_z \text{ dynamique} = 133/1 = 133$; on doit toujours faire en sorte que R_s soit élevée (de l'ordre de 100 fois ou davantage) par rapport à la résistance dynamique de la diode Zener correctement polarisée. A la tension nominale de la batterie on a $I_{R_s} = (9 \text{ V} - 6 \text{ V})/133 \Omega = 22,5 \text{ mA}$ dont 12,5 mA traversent maintenant la diode Zener quand le débit de la charge est à son maximum de

10 mA (et 22,5 mA pour un débit nul par l'utilisation. La puissance maximum dissipée dans la Zener est de $6 \text{ V} \times 22,5 \text{ mA} = 135 \text{ mW}$ (une Zener de 250 mW ou davantage suffit ; choisissez par exemple une BZY 88) ; la puissance dissipée dans R_s est au maximum $(9 \text{ V} - 6 \text{ V}) \times 22,5 \text{ mA} = 67,5 \text{ mW}$, donc une résistance d'un quart de watt suffit amplement.

Le montage de la figure 10b (qui supporte comme avant, les court-circuits) est une amélioration. Ici, c'est le courant à travers le transistor qui absorbe les variations du courant de charge de façon à maintenir constant le courant total fourni par la batterie et traversant R_s . On bénéficie du gain qu'apporte le transistor ce qui donne une impédance dynamique plus petite et donc une meilleure régulation. Ce montage est aussi intéressant pour le cas où on aurait besoin d'une diode Zener de très forte puissance (difficile à trouver). Ici, le transistor fournit la puissance tandis que la Zener ne fournit que le courant de base ($I_b = I_c/\beta$) plus un courant à travers R_b (égal à $U_{BE}/R_b \approx 0,7 \text{ V}/R_b = 700 \text{ mV}/R_b$). Puisqu'avec un transistor à gain élevé I_b peut être minime, on peut obtenir un courant Zener convenable, de 5 mA par exemple, par un choix approprié de R_b : avec $U_{BE} = 700 \text{ mV}$ et $R_b = 150 \Omega$, le courant Zener devient $700 \text{ mV}/150 \Omega = 4,7 \text{ mA}$ plus I_b .

La tension stabilisée devient ici $U_z + U_{BE} = U_z$

+ 700 mV. Pour les applications de forte puissance le transistor peut éventuellement être prévu pour des courants collecteur dépassant 500 mA (BD 135 par exemple) et des puissances de quelques watts. En dimensionnant bien le circuit, et en le compliquant éventuellement un peu pour améliorer encore ces performances, on pourra obtenir un bon fonctionnement pour des dizaines de watts (avec un 2N 3055 par exemple).

Aux bornes de la sortie on prévoit de préférence un condensateur d'assez forte valeur pour encore diminuer l'impédance dynamique interne du régulateur quand il faut faire face à des ondulations rapides du courant de charge : un condensateur chimique, de 10 à 100 μF suivant les besoins, supprime parfaitement les ondulations lentes (mais non pas d'éventuelles oscillations à très haute fréquence où le condensateur chimique présente une certaine inductance), tandis qu'un condensateur non-chimique de 0,1 μF , placé en parallèle, supprime efficacement d'éventuelles ondulations et transitions ultra-rapides.

Il est évident que ces deux condensateurs sont recommandés également dans le circuit plus simple de la figure 10a.

Nous avons déjà vu que la conversion exponentielle tension-courant est particulièrement sensible aux variations de la tension. Même une tension « stabilisée » ne l'est pas toujours parfaitement et les imperfections se répercutent

sur la tension de commande si celle-ci en était dérivée simplement par un pont diviseur résistif. Avec les précautions de stabilisation prises on a donc amélioré la situation sensiblement par rapport à une tension d'alimentation non stabilisée, mais on peut encore faire mieux : alimenter le fil résistif, sur lequel on prélèvera la tension de commande de fréquence, par une source de courant constant elle-même alimentée par la tension déjà assez bien régulée. Si on prend un fil résistif pas trop fragile mécaniquement, par exemple 42 Ω par mètre, et si on veut loger 7 octaves par mètre (environ 14 cm par octave), il faut chuter $7 \times 18 \text{ mV} = 126 \text{ mV}$ par mètre. Le courant à travers ce fil résistif devient alors $126 \text{ mV}/42 \Omega = 3 \text{ mA}$. En examinant les courbes d'un FET type BFW 12 (données plus loin, figure 12), on verra que $I_{DS} = 3 \text{ mA}$ typique pour $U_{GS} = 0 \text{ V}$, valable sur une grande plage de tension U_{DS} : de 1 à 2 V jusqu'à 15 volts. Les tolérances sur les FET sont généralement assez importantes : si l'exemplaire effectivement employé fournit un I_{DS} supérieur à 3 mA en court-circuitant gate et source, il suffit d'insérer entre gate et source une résistance de faible valeur, de l'ordre de quelques dizaines ou centaines d'ohms (à déterminer expérimentalement) pour ramener le courant à la valeur désirée. Si l'exemplaire choisi n'atteint pas ces 3 mA à $U_{GS} = 0 \text{ V}$, ou bien on essaie encore un autre exemplaire (ou un autre type) si pos-

sible, ou bien on prend un fil résistif de plus forte valeur résistive par mètre pour obtenir les 126 mV par mètre. On a intérêt à prévoir large : il est facile de diminuer le courant avec une petite résistance entre gate et source, mais il est impossible de l'augmenter.

Comme on part déjà d'une tension stabilisée, le courant sera pratiquement indépendant de la tension batterie et la reproductibilité du système sera presque parfaite.

Note : La source de I constant a un avantage certain quand le « clavier » est une électrode plate, entrée du relaxateur au-dessus duquel est tendu le fil résistif ; il n'y a pas « mélange » si l'on appuie à deux endroits à la fois : la note grave s'entend.

Il est intéressant et instructif de mesurer les performances que l'on peut obtenir (en traçant des courbes de la tension ou du courant en fonction des variations de la tension batterie et du courant d'utilisation) : avec un voltmètre comme indiqué figure 10a et 10b, avec un milliampèremètre comme indiqué figure 10c.

Examinons maintenant le comportement d'un transistor bipolaire (BC 107, 108, 109, 148, 149, etc.) : courant collecteur en fonction d'une commande par la base ; voir figure 11.

La figure 11a représente une commande par courant, c'est-à-dire l'impédance de la source, commandant la base par rapport à l'émetteur, est loin d'être non négligeable : ici, c'est la résistance R_b . Bien que R_b soit reliée à la tension

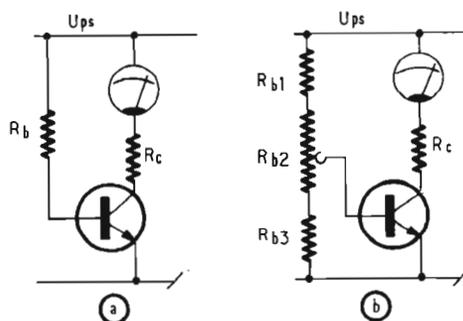


Fig. 11. - Transistor en émetteur-commun, commandé par la base.
a - Commande par le courant de base : $I_c = \beta I_b$ 39U_{DE}.
b - Commande par la tension de base : $I_c = K e$.
Ici on a la conversion exponentielle recherchée.

stabilisée positive U_{ps} , on peut dire que le transistor « voit » une impédance R_b entre base et émetteur (qui est à la masse) car il n'y a pas de variations de tension entre U_{ps} et la masse. Autrement dit, l'impédance dynamique entre U_{ps} et la masse est quasiment nulle, et toutes les variations de tension de base s'expriment aussi bien par rapport à la masse (l'émetteur) que par rapport à la tension U_{ps} à laquelle aboutit la résistance R_b pour des raisons de polarisation en courant continu (et non pas pour le besoin de variations de courant).

Entre le galvanomètre, qui doit être sur une gamme permettant une lecture aisée jusqu'à 1 à 2 mA, et le collecteur on insère une résistance R_c de l'ordre de 3,3 k Ω qui ne sert pas uniquement à limiter I_c à une valeur en dessous de 2 mA (sans danger pour le galvanomètre et le transistor) mais encore à diminuer la tension U_{CE} du transistor, et donc la puissance dissipée ainsi que l'échauffement du semi-conducteur (la température d'une jonction a une influence sur les caractéristiques), quand I_c se rapproche de 2 mA (sinon on dissiperait déjà $U_p \times 2 \text{ mA} = 6 \text{ V} \times 2 \text{ mA} = 12 \text{ mW}$ dans le transistor).

Ce montage permet de tracer la courbe de I_c en fonction de R_b , quand on substitue différentes valeurs pour R_b . Puisque U_{BE} ne variera que très peu et se situera aux alentours de 0,5 V, le courant à travers une valeur connue de R_b peut se calculer ainsi :

$$I_b = (U_{ps} - U_{BE}) / R_b \\ = (6 - 0,5) \text{ V} / R_b = 5,5 \text{ V} / R_b \\ \text{pour } R_b = 1,0 \text{ M}\Omega \text{ on aura } I_b \approx 5,5 \mu\text{A}. \text{ A partir de } I_c = f_1(R_b) \text{ on peut donc déduire } I_c = f_2(I_b).$$

Si on trouve par exemple que $I_c = 770 \mu\text{A}$ pour $R_b = 1 \text{ M}\Omega$ ($I_b \approx 5,5 \mu\text{A}$), on en déduira un gain en courant β de 140 environ. Généralement, β dépend quelque peu de la valeur de I_c et également de la température : β augmente quand la température augmente.

On verra que le β varie d'un exemplaire à un autre. On a intérêt à sélectionner pour l'expérience suivante les transistors avec le gain le plus élevé, de l'ordre de 200 à 300 par exemple. I_c varie pratiquement linéairement avec I_b . Cette loi linéaire n'est pas celle que nous recherchons.

La figure 11b représente une commande par tension, où I_c et la puissance maximale dissipée dans le transistor sont à nouveau limités par R_c de l'ordre de 3,3 k Ω . Il s'agit ici véritablement de notre convertisseur exponentiel tension (U_{BE}) — courant (I_c). Prenons pour R_{b2} un fil résistant de 1 mètre, à 42 Ω/m environ, parcouru par un courant de 3 mA afin de couvrir 7 octaves.

Avec $U_{ps} = 6$ volts on aura donc $(6 - 42 \cdot 3 \cdot 10^{-3}) \text{ V} / 3 \text{ mA} = 5,87 \text{ k}\Omega = R_{b1} + R_{b3}$.

Si U_{BE} doit être variable entre 450 mV et 576 mV, on trouve pour R_{b3} la valeur de $450 \text{ mV} / 3 \text{ mA} = 150 \Omega$; puisque d'un transistor à l'autre on trouve en réalité des valeurs qui peuvent être légèrement différentes, prenons pour R_{b3} une résistance variable (ou potentiomètre branché comme telle) de 250 ou 500 Ω maximum. Une valeur fixe de 5,6 k Ω pour R_{b1} ne permet pas de prévoir avec exactitude la longueur de fil résistant qu'occupera 1 octave (elle sera de l'ordre de 14 cm bien sûr et pratiquement entièrement déterminée par R_{b1} , la valeur de R_{b3} intervenant à peine). Si l'on veut figurer avec plus de précision la longueur de fil résistant par octave, il faut prendre pour R_{b1} une résistance fixe de 4,7 k Ω , par exemple, en série avec une 2,5 k Ω variable maximum.

Note : 1) Si l'on choisit plus de 42 Ω/m (en diminuant le courant en conséquence) la minceur et la fragilité du fil peuvent devenir gênantes : une valeur plus basse (augmenter le courant) ne pose pas de problèmes ; 2) Les fils en Constantan ou Nichrome sont trop difficiles à souder : le ser-

tissage donne une bonne connexion.

La base du transistor est donc attaquée par une source de tension, pas entièrement parfaite, mais presque. En effet la base « voit » une impédance de 170 Ω en moyenne environ. Or, pour un transistor avec un β de 300, il faut un I_b de 2 μA pour obtenir un I_c de 600 μA par exemple ; ces 2 μA modifient légèrement la valeur de tension sélectionnée sur le fil résistant, d'un montant d'environ $170 \Omega \times 2 \mu\text{A} = 340 \mu\text{V}$, soit « l'équivalent » de 23 % d'un demi-ton. Cela montre l'intérêt de l'emploi d'un transistor avec β élevé et d'un pont diviseur résistif à faible résistance. En prenant un fil résistant à plus faible résistance par mètre (et en diminuant en conséquence les valeurs de R_{b1} et R_{b3}), on peut améliorer la situation quelque peu, mais le courant dans ce pont augmente alors et on gagne très peu en ce qui concerne la précision de la loi exponentielle : pour un fonctionnement sur piles il est tout à fait suffisant de se contenter de 42 Ω/m parcouru de 3 mA.

La base du transistor est donc reliée au fil résistant par un curseur ou stylet. Le montage indiqué permet de tracer I_c (qui sera plus tard proportionnel à la fréquence !) en fonction de la position choisie sur le fil résistant. La loi exponentielle est rapidement vérifiée : placer le curseur à l'extrémité du fil résistant côté R_{b1} et régler R_{b3} pour obtenir $I_c = 800 \mu\text{A}$. Ne plus toucher à R_{b3} . Noter sur quelle distance il faut déplacer le curseur pour obtenir $I_c = 400 \mu\text{A}$: ceci correspond à diminuer U_{BE} de 18 mV. Chercher ensuite l'endroit du curseur qui donne $I_c = 200 \mu\text{A}$. On observera que l'on parcourt une distance de 14 cm environ sur le fil résistant à chaque fois que l'on diminue I_c de moitié (= 1 octave) : on se rendra vite compte que l'un des objectifs poursuivis est atteint. En inversant toutes les polarités on peut faire les mêmes essais

avec un PNP.

Notons encore que la résistance R_{b1} aurait pu être remplacée par la source de courant à FET de la figure 10c, réglée à 3 mA : la stabilité du courant I_c , quand on varie légèrement $U_{batterie}$ ou U_{ps} (par exemple en plaçant une résistance de 3,3 k Ω entre U_{ps} et la masse), sera meilleure.

Ce montage nous permet de noter que l'autre objectif que nous nous étions fixé n'est pas encore atteint : en glissant le stylet sur le fil résistant, on verra l'aiguille du galvanomètre probablement brusquement tomber à zéro de temps à autre : ceci est dû à un contact pas toujours parfait. Si, donc, le courant collecteur avait commandé un relaxateur couplé à un haut-parleur, on aurait entendu de très désagréables craquements. Remédier à ce défaut, dont souffrent pratiquement tous les instruments électroniques de musique simples, est notre deuxième objectif.

La solution proposée va également pallier un autre défaut du montage de la figure 11b : en mettant un fer chaud à proximité du transistor (éviter de surchauffer !) on remarquera que I_c augmente un peu. Il faut donc compenser cet effet de température afin que la fréquence du relaxateur n'augmente pas quand la température ambiante augmente de quelques degrés.

L'emploi d'un FET à jonction, canal N, branché en source-suiveur, nous permet de transmettre, pratiquement sans dérive, la tension de commande disponible aux bornes d'un condensateur de 0,1 à 1 μF (avec courant de fuite négligeable, donc non chimique !) à la base du transistor qui effectue la conversion exponentielle en courant : ici, on exploite la très haute impédance d'entrée, liée à son très faible courant gate (la jonction d'un JFET est polarisée en sens inverse, contrairement à la polarisation d'un transistor bipolaire). L'emploi de ce même FET nous permet

simultanément de compenser l'effet de température en choisissant judicieusement son point de fonctionnement.

Pour bien comprendre ces phénomènes, il est absolument nécessaire de se référer à des caractéristiques-types.

Les réseaux de courbes de la figure 12 présentent l'essentiel de ce qui nous intéresse en ce qui concerne les JFET. En réalité, les courbes de deux FET (mais appartenant à la même « famille ») ont été portées simultanément sur une seule figure : l'un des FET a une très faible tension de pincement U_p (0,5 V typique) et une pente d'environ 2 mA/V, l'autre a une tension de pincement un peu plus élevée de -1,0 V typ. (toujours assez faible, malgré tout !) et une pente d'environ 3 mA/V. On remarquera la grande dispersion que l'on peut rencontrer entre exemplaires du même type.

La progression uniforme entre les courbes d'un réseau permettra au lecteur de repérer aisément le type de FET correspondant : le FET à $U_{p, typ} = 0,5$ V peut être un BFW 13, celui à $U_{p, typ} = -1,0$ V un BFW 12.

On verra un peu plus loin que seul un FET du type BFW 12 pourra nous convenir : méfiance donc à l'égard d'« équivalents », il faut bien comparer les caractéristiques (les courbes du haut de la figure donc) ! Un FET à considérer est aussi le BF 244A, en boîtier plastique.

Les réseaux de courbes de la figure 13 sont ceux, bien connus, du transistor bipolaire NPN : BC 107, 108, 109, 407, 408, 409, etc. Les bons équivalents sont nombreux.

Ces courbes du NPN illustrent de nouveau clairement la loi exponentielle : on voit aussi qu'elle n'est plus tellement bien respectée pour des courants collecteur de quelques mA ou davantage.

La combinaison JFET canal N + NPN, quant à son principe de base, est représentée figure 14a. Le condensateur faisant office de « mémoire » est connecté entre la gate et la

masse. Le curseur, ou stilet, est connecté également à la gate. En touchant momentanément avec le stilet une tension de commande, mettons + 200 mV, cette tension resterait aux bornes du condensateur indéfiniment s'il n'y avait pas le courant de fuite du condensateur et le courant de la gate, tous deux extrêmement faibles. Si la somme de ces deux courants de fuite est de 0,24 A et la valeur de la capacité $1 \mu\text{F}$, la tension dérive ainsi :

$$\Delta U = i/c. \Delta t = 0,2.10^{-9}/10^{-6}.$$

$$\Delta t = 0,2.10^{-3}\Delta t.$$

Avec $\Delta t = 7,5$ sec on trouve alors $\Delta U = 1,5$ mV, c'est-à-dire l'équivalent d'un demiton. Un tel résultat est souvent très acceptable : les durées d'évanouissement n'atteignent pas 7,5 secondes dans la pratique (c'est-à-dire 7,5 sec après que le stilet ait lâché le fil résistant).

La valeur de $1 \mu\text{F}$ est plus ou moins un maximum pratique pour un condensateur non-chimique, d'excellente qualité. On comprend donc aisément qu'il ne faut surtout pas dépasser de beaucoup ces 0,2 nA de courant de fuite, sinon le résultat devient décevant. Or, en soudant ce point de réunion de stilet, condensateur et gate sur un support en bakélite ou en verre-époxy dont la surface n'est pas suffisamment isolante, on remettra tout en cause : ce point de réunion doit absolument rester « en l'air » ou être soudé sur une cosse montée sur une colonnette en stéatite. Une précaution indispensable est donc de minimiser autant que faire se peut les courants de fuite entre ce point de réunion et la masse ; à cet égard il ne faut pas non plus oublier, si l'on utilise un câble souple blindé, avec blindage à la

masse, pour relier le stilet au condensateur, que le diélectrique de ce câble doit être d'excellente qualité. En faisant des essais progressifs systématiques, on pourra juger de la qualité de chaque isolant employé autour de ce point.

Pour mieux accentuer l'importance qu'il convient d'attacher à ce point, afin de ne pas compromettre une réussite (tout à fait réalisable comme l'ont prouvé nos propres essais), nous avons attiré l'attention dessus dans les schémas par un petit cercle. Des courants de fuite bien inférieurs à ces 0,2 nA sont tout à fait possibles.

Si, donc, cet aspect d'impédance élevée ne demande qu'un grand soin dans la réalisation, par contre l'aspect de la compensation en température demande une mise au point nécessitant un petit travail de patience si l'on recherche les

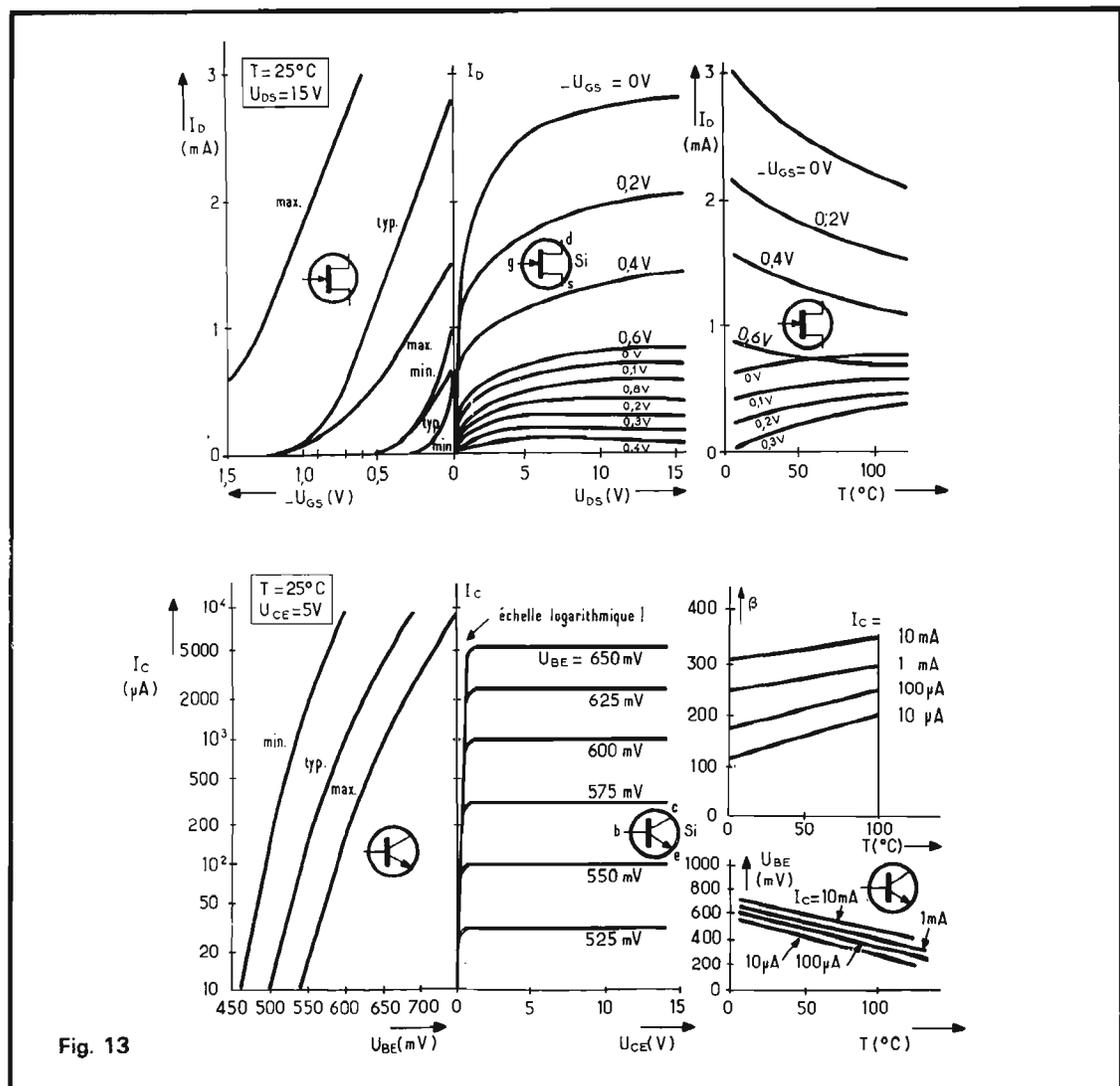


Fig. 13

performances optimales. Toutefois, des exigences moins sévères facilitent la mise au point et on obtient des résultats acceptables quand on respecte dans une certaine mesure les recommandations faites à ce propos.

A 25 °C on aura pour un U_G donné, un I_c donné. En maintenant la tension, tout en augmentant la température, le courant I_c (qui, nous le rappelons, va déterminer la fréquence) ne devrait pas bouger. Cependant, la figure 13 nous apprend que, pour un I_c donné, le U_{BE} diminue quand on augmente la température : ce coefficient de température est d'environ $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Pour compenser cet effet, il faudrait donc que le courant I_D traversant R_{SB} diminue aussi pour une tension croissante si U_G reste constant. Or, la figure 12 nous apprend que I_D varie en fonction de la température si U_{GS} reste constant (ce n'est pas tout à fait la même chose que U_G constant !) : le coefficient de température est négatif pour des courants I_D en-dessous de 0,7 à 0,8 mA environ, tandis qu'il est positif pour des courants I_D au-dessus de 0,7 à 0,8 mA ; il y a une zone où ce coefficient est pratiquement nul. Nous allons voir que les seuls FET qui vont pouvoir nous convenir ont une faible tension de pincement ; ils doivent fonctionner près de cette zone de transition !

Pour atteindre notre objectif, il faudra probablement adopter un I_D de 0,9 mA ou davantage. Toutefois, notons tout de suite qu'il y a une certaine dispersion entre les différents FET et que la valeur « optimale » de I_D que nous allons trouver n'est pas forcément universellement applicable : chaque calcul doit être vérifié dans la pratique si l'on recherche les meilleurs résultats.

Prenons, à titre d'essai, comme point de fonctionnement du FET à 25 °C : $-U_{GS} = 0,4 \text{ V}$; choisissons, plus ou moins arbitrairement, un $U_{BE} = 564 \text{ mV}$.

D'après la courbe, $I_D = 1,41 \text{ mA}$, donc R_{SB} doit être $564 \text{ mV}/1,41 \text{ mA} = 400 \Omega$.

On a évidemment $U_G = U_G = U_{BE} + U_{GS} = 564 \text{ mV} - 400 \text{ mV} = 164 \text{ mV}$.

Toujours pour $U_G = 164 \text{ mV}$, cherchons maintenant U_{BE} à 75 °C. Le calcul, moyennant des paramètres que l'on peut dériver de la figure 12, est un peu compliqué ; le résultat cependant se vérifie facilement. On trouve approximativement : $I_D = 1,32 \text{ mA}$ et, par interpolation linéaire entre les deux courbes pour $-U_{GS} = 0,4 \text{ V}$ et $0,2 \text{ V}$ respectivement, il s'ensuit que $-U_{GS} = 0,364 \text{ V}$. Puisque U_{BE} devient $1,32 \text{ mA} \times 400 \Omega = 528 \text{ mV}$, on a $U_G = U_{BE} + U_{GS} = 528 \text{ mV} - 364 \text{ mV} = 164 \text{ mV}$:

on n'est pas en contradiction avec l'hypothèse de départ et le résultat obtenu est donc juste.

Pour une augmentation de température de 75 °C - 25 °C = 50 °C, on trouve donc maintenant une diminution de U_{BE} égale à $564 \text{ mV} - 528 \text{ mV} = 36 \text{ mV}$: il n'y a pas compensation totale, car il aurait fallu obtenir une diminution de $50 \text{ }^\circ\text{C} \times 2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C} = 110 \text{ mV}$ (le triple !).

Nous voulions exploiter le fait que I_D diminue quand T augmente (à U_{GS} constant). Seulement, U_{GS} ne reste pas constant, mais il devient un peu moins négatif, ce qui fait que I_D ne diminue pas autant qu'on le souhaiterait. Ceci est dû au fait qu'il y a une résistance entre source et masse : la diminution de I_D diminue $U_s = U_{BE}$ car $U_s = I_D R_{SB}$ et U_G devient donc moins négatif par rapport à U_s , c'est-à-dire U_{GS} devient moins négatif ce qui fait remonter I_D un peu.

Voyons s'il est possible d'obtenir la diminution de $U_{BE} = U_s$ nécessaire à une compensation complète ($\Delta U_{BE} = -110 \text{ mV}/50 \text{ }^\circ\text{C}$) en choisissant des courants I_D plus forts, tout en maintenant U_{GS} négatif pour assurer la forte impédance d'entrée du FET.

Les différents points de fonctionnement se trouvent toujours en interpolant linéairement entre les courbes de la figure 12.

Avec $U_G = 164 \text{ mV}$ et $R_{SB} = 300 \Omega$ on avait $U_{BE} = 564 \text{ mV}$ à 25 °C et 528 mV à 75 °C.

Avec $U_G = 415 \text{ mV}$ et $R_{SB} = 300 \Omega$ on trouve $U_{BE} = 615 \text{ mV}$ à 25 °C et 570 mV à 75 °C.

Avec $U_G = 500 \text{ mV}$ et $R_{SB} = 250 \Omega$ on trouve $U_{BE} = 600 \text{ mV}$ à 25 °C et 555 mV à 75 °C.

Dans les deux derniers cas on a : $\Delta U_{BE} = -45 \text{ mV}/50 \text{ }^\circ\text{C}$, mais il faudrait toujours plus du double.

Le « gain » en tension de ce source-suiveur mérite également notre attention : il est d'environ 0,5, c'est-à-dire une variation de U_{BE} donnée (suivant la variation désirée de I_c et donc de la fréquence) nécessite une variation presque double de U_G . Une variation d'une octave, nécessitant un ΔU_{BE} de 18 mV, demanderait un ΔU_G d'environ 36 mV ! Ceci est dû au fait qu'on était amené à choisir pour R_{SB} une valeur faible et que I_D doit varier suffisamment. En effet, avec une pente ($\Delta I_D/\Delta U_{GS}$) de $3 \text{ mA}/\text{V}$, ou $3 \mu\text{A}/\text{mV}$, on voit que U_s monte de $400 \Omega \times 3 \mu\text{A} = 1,2 \text{ mV}$ pour un incrément de U_{GS} de 1 mV et donc pour un incrément de $U_G (= U_s + U_{GS})$ de $1,2 + 1 = 2,2 \text{ mV}$, si $R_{SB} = 400 \Omega$; le gain en tension $\Delta U_s/\Delta U_G$ est donc ici égal à $1,2/2,2 = 0,54$.

De la même façon on trouve un gain de $0,9 \text{ mV}/1,9 \text{ mV} = 0,46$ pour $R_{SB} = 300 \Omega$ et un gain de $0,75 \text{ mV}/1,75 \text{ mV} = 0,43$ pour 250Ω .

Avec le montage de la figure 14a il faut donc développer aux bornes du fil résistant de 1 m de long, pour couvrir 7 octaves, non plus 126 mV mais une d.d.p. d'environ 250 mV ; par exemple en doublant le courant ou en prenant un fil qui présente deux fois plus de résistance

par mètre.

Puisque le FET ne compense que 35 à 45 mV, par 50 °C (suivant la valeur de R_{SB}), la tension aux bornes de la résistance de faible valeur R_{th} au pied du pont diviseur doit avoir un coefficient de température d'environ $-7,0 \text{ mV}/50 \text{ }^\circ\text{C} = -1,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ pour compenser le reste.

Mettons maintenant que la fréquence la plus basse (cursur vers R_{th}) s'obtient pour un U_{BE} de 480 mV à 25 °C ; à titre d'exemple !

Avec $R_{SB} = 400 \Omega$ on a alors $I_D = 1,2 \text{ mA}$ et $U_{GS} = -470 \text{ mV}$, donc $U_G = +10 \text{ mV}$. Le CT de $-1,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ s'applique à $+10 \text{ mV}$ et le CT de R_{th} doit être de $-1,4/10 = -14 \text{ } \%/^\circ\text{C}$.

De la même façon, toujours pour une fréquence minimum à $U_{BE} = 480 \text{ mV}$ (25 °C), on trouve : avec $R_{SB} = 300 \Omega$: $I_D = 1,6 \text{ mA}$, $U_{GS} = -330 \text{ mV}$, $U_G = +150 \text{ mV}$ et $\text{CT} = -1,4/150 = -0,93 \text{ } \%/^\circ\text{C}$; et avec $R_{SB} = 250 \Omega$: $I_D = 1,92 \text{ mA}$, $U_{GS} = -200 \text{ mV}$, $U_G = +280 \text{ mV}$ et $\text{CT} = -1,4/280 = -0,5 \text{ } \%/^\circ\text{C}$.

Une résistance au carbone a normalement un coefficient de température qui se situe entre $-0,21$ et $-0,29 \text{ } \%/^\circ\text{C}$: avec ces résistances tout à fait courantes on ne peut donc satisfaire à aucune des trois conditions ci-dessus. Mais en diminuant encore un peu la valeur de R_{SB} on aurait pu trouver une valeur de CT de l'ordre de $-0,25 \text{ } \%/^\circ\text{C}$, compatible avec celle que présente une résistance au carbone.

Ceci montre clairement que l'on a vite fait de compromettre le succès d'un essai quand on utilise des résistances courantes de façon trop inconsidérée ! Si l'on veut « créer » une résistance ayant un CT de $-0,25$ à $-3 \text{ } \%/^\circ\text{C}$, il faudra faire appel à une CTN (NTC en anglais) ; cette catégorie de résistances a un CT qui se situe usuellement entre -3 et $-6 \text{ } \%/^\circ\text{C}$.

Supposons qu'on ait besoin d'une résistance de 50Ω avec

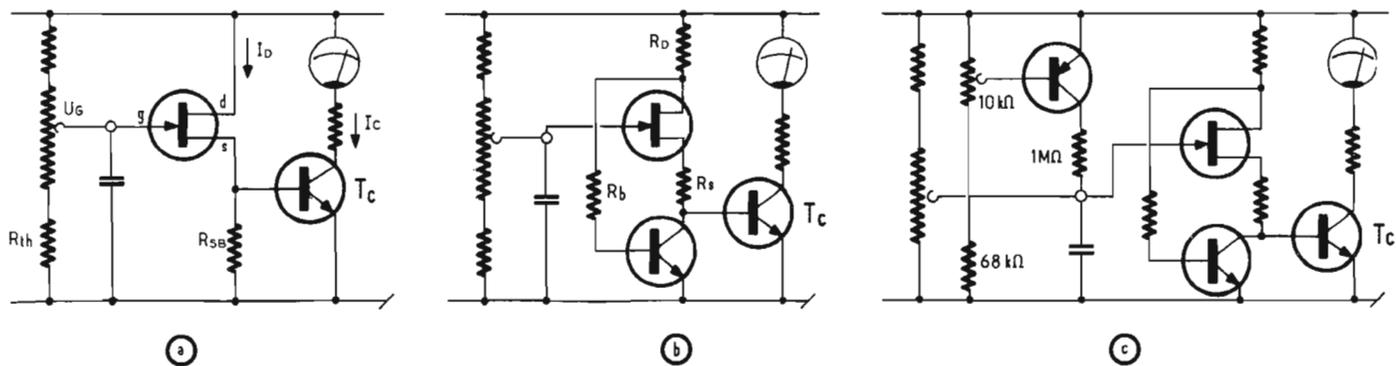


Fig. 14. - Circuits de mémorisation du signal de commande combinée avec la conversion exponentielle.
 a - Compensation incomplète du coefficient de température.

b - Bonne compensation du coefficient de température.
 c - Compensation d'une éventuelle petite dérive.

un CT de -1% . Il est possible de la composer en mettant en parallèle deux résistances : une à couche de carbone avec un CT de $-0,25\%/^{\circ}\text{C}$, l'autre une CTN avec un CT de -4% par exemple. La première aura une valeur $(1 - 0,25) p = 0,75 p$, la deuxième $(4 - 1) p = 3 p$; le rapport des deux valeurs nominales (à 25°C) est alors de 1 sur 4. La résistance au carbone sera de $62,5 \Omega$, la CTN de 250Ω .

Que l'on expérimente le montage de la figure 14a ou celui de la figure 14b, il est important d'éviter des différences de température entre les éléments qui affectent de façon sensible le comportement en température de l'ensemble : les placer près les uns des autres.

La meilleure façon de se faire une idée du degré de perfectionnisme que l'on a obtenu ou de savoir dans quel sens il faut œuvrer pour améliorer un résultat jugé encore non satisfaisant, est de mesurer un circuit entier dans une enceinte dont on peut varier lentement et contrôler la température : thermos avec des glaçons etc. Il suffit d'avoir de bons résultats pour des températures ambiantes allant de 18 à 28°C .

Le montage de la figure 14b se distingue du précédent par le fait que le gain du source-suiveur est cette fois-ci très proche de 1. Ceci est obtenu en alimentant le FET par une source de courant constant, constitué par le NPN supplé-

mentaire : pour un courant I_D constant, U_{GS} est constant également et U_S suit donc fidèlement U_G d'où le gain d'unité.

Un autre avantage de ce courant constant est que la compensation des effets de température peut être complète sans faire appel à des CTN.

En faisant un peu d'interpolation linéaire entre les couches de la figure 12, on peut par exemple trouver les deux points de fonctionnement suivants :

Avec $I_D = 2,4 \text{ mA}$ et $U_G = 400 \text{ mV}$ on a $U_{GS} = -100 \text{ mV}$ et donc $U_S = 500 \text{ mV}$ à 25°C ; avec $I_D = 2,4 \text{ mA}$ et $U_G = 400 \text{ mV}$ on a $U_{GS} = 0 \text{ mV}$ et donc $U_S = 400 \text{ mV}$ à 75°C .

Pour $U_S = U_{BE}$ on trouve donc un CT de $-100 \text{ mV}/50^{\circ}\text{C}$, ce qui est pratiquement identique au CT de $-110 \text{ mV}/50^{\circ}\text{C}$ pour un U_{BE} à I_C constant.

En réalité on n'a pas besoin de sélectionner un I_D si élevé, puisque le courant I_D croît si T augmente : ceci est dû au fait que, le I_b étant constant, I_C augmente si β augmente. Or, comme le montre la figure 13, β croît si T augmente.

Il se trouve que le courant I_D optimal, du point de vue de la compensation en température, se trouve au voisinage de 1 mA . A titre d'exemple, donnons les résultats d'un de nos essais (tension batterie $6,5 \text{ volts}$) : valeur des élé-

ments : $R_D = 1 \text{ k}\Omega$; $R_b = 1 \text{ M}\Omega$; $R_s = \text{court-circuit}$; FET = BFW 12 ; résultats des mesures :

$U_G = 0 \text{ V} \quad I_C (25^{\circ}\text{C}) = 14,5 \mu\text{A}$ et $I_C (40^{\circ}\text{C}) = 15,5 \mu\text{A}$.

U_G accru $\quad I_C (25^{\circ}\text{C}) = 38,0 \mu\text{A}$ et $I_C (40^{\circ}\text{C}) = 41,0 \mu\text{A}$

et en poursuivant ainsi, on trouve encore : $162 \mu\text{A} / 165 \mu\text{A}$; $315 \mu\text{A} / 320 \mu\text{A}$ et $820 \mu\text{A} / 785 \mu\text{A}$.

Dans l'ordre on trouve respectivement $0,45\%$; $0,49\%$; $0,08\%$; $0,10\%$ et $-0,29\%$ par degré centigrade pour les variations de I_C en fonction de la température pour les différentes valeurs appropriées du paramètre U_G .

La valeur de I_D variait entre $860 \mu\text{A}$ et $900 \mu\text{A}$ à 25°C et entre 920 et $940 \mu\text{A}$ à 40°C .

Sans compensation U_{BE} aurait varié de $2,2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ pour le constant, ou encore, I_C aurait varié de $9\%/^{\circ}\text{C}$ pour U_{BE} constant (loi exponentielle).

Avec le montage de la figure 14b on peut donc obtenir une amélioration du comportement en température d'un facteur 20 ou davantage. L'emploi de CTN ou CTP devient alors superflu.

Pour faire les essais d'optimisation il est recommandé de choisir pour R_D une valeur de l'ordre de $1 \text{ k}\Omega$ et ensuite de chercher expérimentalement la meilleure valeur pour $R_b = I_D$ sera aux alentours de

1 mA et la tension aux bornes de R_D sera donc de l'ordre de 1 volt .

Si pour $U_G = 0 \text{ V}$ le courant I_C est trop fort pour correspondre à la fréquence la plus basse que l'on veut encore pouvoir jouer, il convient de prendre pour R_s une valeur appropriée : avec $I_D = 1 \text{ mA}$, une valeur de 18Ω fait baisser la fréquence d'une octave, 36Ω correspond alors à 2 octaves, etc.

Si on choisit un I_C de $200 \mu\text{A}$ par exemple, en touchant avec le stylet le fil résistif au bon endroit, il est possible qu'après avoir retiré le stylet le courant I_C diminue très lentement et ceci malgré les soins apportés à la réalisation du circuit.

La figure 14c montre comment on peut éliminer quasiment cette dérive avec un PNP. Le potentiomètre d'ajustage de $10 \text{ k}\Omega$ permet de compenser cette dérive avec précision.

Si, par malchance, la dérive sans compensation était dans l'autre sens, il faudrait envisager plutôt un NPN, émetteur à la masse, la base de nouveau commandée par un potentiomètre dont une extrémité à la masse et en substituant $10 \text{ k}\Omega$ à la place de $1 \text{ M}\Omega$.

J.J. ARIANE

(à suivre)

LA PLATINE TOURNE-DISQUE



PHILIPS GA 209

LORS de sa mise sur le marché, au Festival du Son 1974, la platine GA 209 S a immédiatement retenu l'attention de tous les spécialistes HIFI par sa classe exceptionnelle. Outre des performances la classant parmi les toutes premières platines, elle est équipée et même suréquipée d'automatismes électroniques rendant à volonté son fonctionnement automatique ou manuel.

Toutes les fonctions sont mises en œuvre électroniquement : démarrage, sélection de la vitesse, sélection du diamètre du disque, mouvements du bras, trois moteurs

assurant les déplacements mécaniques nécessaires. L'utilisateur, quel qu'il soit, quel que soit son âge, a simplement le disque à déposer sur le plateau et la lecture en est assurée.

Originalité supplémentaire, un pèse bras parfaitement lisible d'un réglage simple, permet à tout moment de connaître et d'ajuster la pression de la pointe de lecture, c'en est fini des multiples étalonnages du contrepoids principal ou annexe et des fastidieuses recherches d'équilibre.

Enfin, la cellule de lecture magnétique GP 412 équipant cette platine est elle aussi

assez exceptionnelle, car elle délivre un niveau de signal deux fois supérieur aux cellules de qualité comparable, ce qui permet d'obtenir un rapport signal/bruit nettement amélioré sur l'ensemble de la chaîne, phénomène mis en évidence sur la GA 209 possédant par ailleurs un excellent rapport signal/bruit.

CARACTÉRISTIQUES

Platine 2 vitesses sans changeur, à fonctionnement automatique ou manuel, 33 tours 1/3 - 45 tours/minute.

Ajustage de la vitesse : $\pm 3\%$.

Pleurage + scintillement : $\leq 0,08\%$.

Rapport signal/bruit : pondéré, 65 dB ; non pondéré, 43 dB.

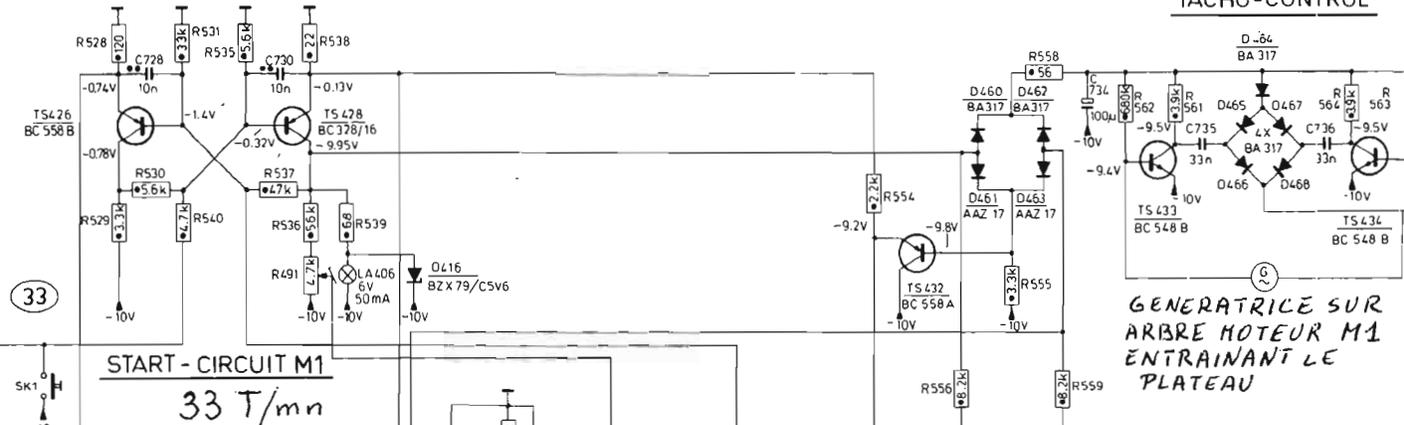
Entraînement : par moteur continu asservi électroniquement à travers une courroie de liaison entre moteur et plateau.

Lift : commande par touch control, actionnant un moteur à courant continu qui abaisse ou relève le bras à l'aide d'un câble sous gaine, le mouvement étant amorti de façon hydraulique classique.

Positionnement du bras commandé par un moteur à courant continu actionnant des

REGULATION DE

TACHO-CONTROL



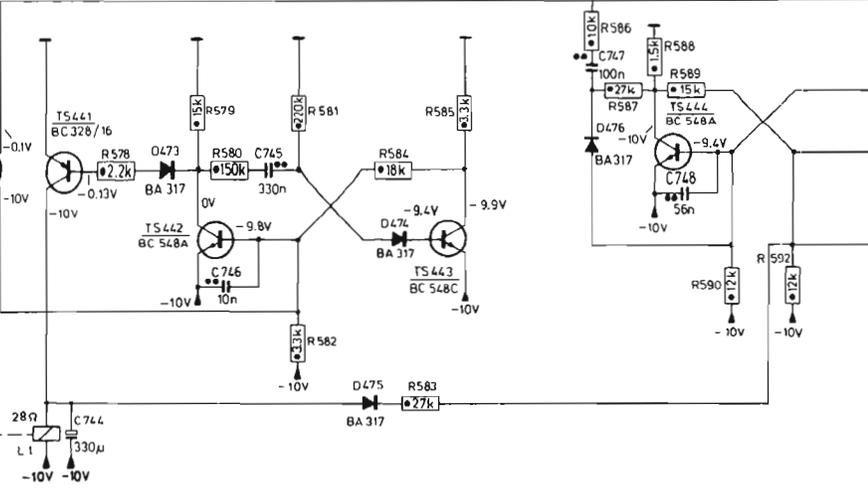
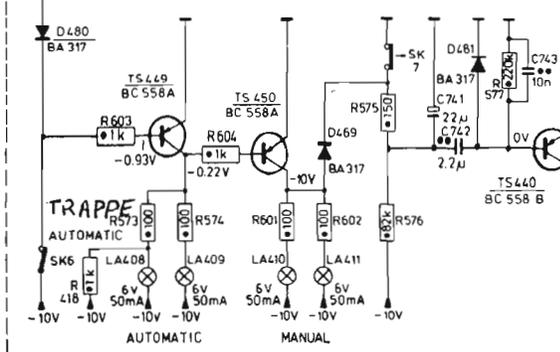
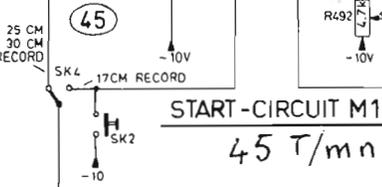
START - CIRCUIT M1
33 T/mn

START - CIRCUIT M1
45 T/mn

STOP - CIRCUIT M1

AUTOMATIC START-CIRCUIT M1

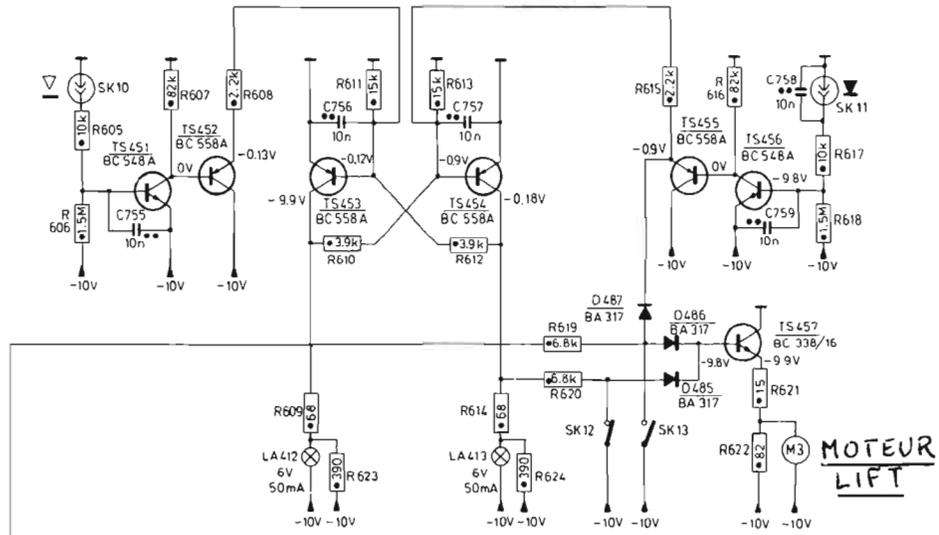
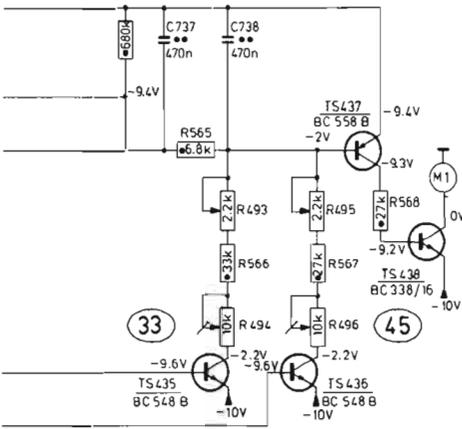
AUTOMATIC



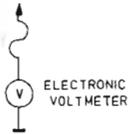
- $\frac{1}{8} w \pm 5\%$
- $\frac{1}{4} w \pm 5\%$
- POLYESTER FLAT FOIL

VITESSE

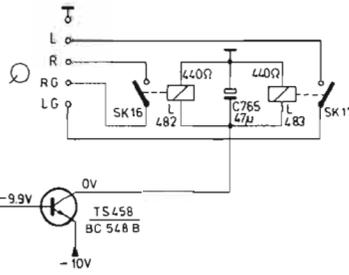
LIFT-CIRCUIT



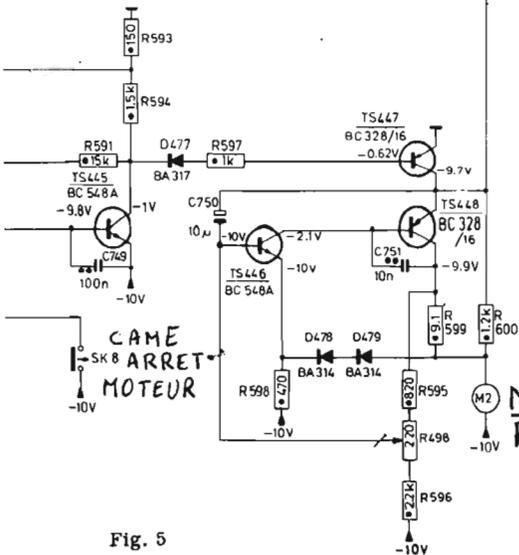
VOLTAGES MEASURED IN AUTOMATIC STOP POSITION



MUTING-CIRCUIT



START-CIRCUIT M2



CONN. VOLT. ADAPT.			
110 V	7-4	1-2	3-4
127 V	7-6	1-2	3-4
220 V	7-4	2-3	
240 V	6-5	2-3	

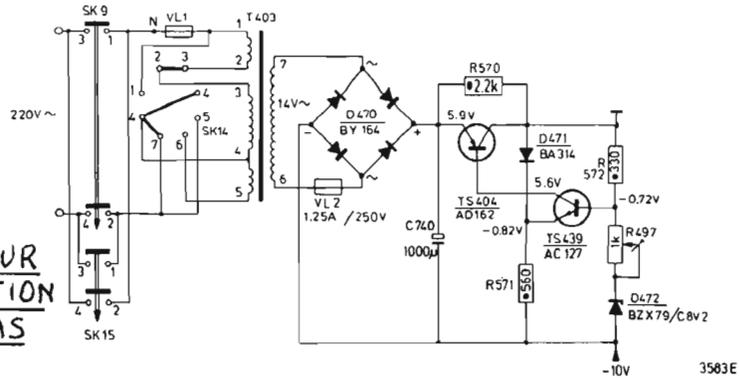


Fig. 5

mécanismes, à partir des informations fournies par les palpeurs disposés sur le plateau.

Bras : longueur 210 mm entre pivot et pointe.

Réglage de la force d'appui : 0,75 à 3 grammes.

Contrôle de la force d'appui : permanent en position repos sur son support, à l'aide d'une balance incorporée assurant la lecture lorsque le bras n'est pas verrouillé.

Antiskating : ajustable à l'aide d'une commande directe avec deux échelles, pour les pointes sphériques ou elliptiques. Contrôle des fonctions : par voyants signalant le mode de fonctionnement choisi et la vitesse.

Alimentation : 110 - 127 - 220 - 240 V - 50 - 60 Hz ; consommation 10 W.

Cellule : type magnétique GP 412.

Pointe elliptique : 7 x 18 μ . Séparation des canaux : > 25 dB.

Bande passante : 20 Hz - 20 kHz.

Diaphonie : < 1 dB.

Sensibilité : 1,2 mV/cm/s, soit 6 mV pour 5 cm/s.

Pression de lecture : 0,75 - 1,5 gramme.

PRÉSENTATION

La GA 209 est une belle platine, son constructeur a associé un aspect sobre et élégant à des performances élevées. Les commandes sont installées dans un pupitre noir, qui comporte une trappe obturée lorsque le fonctionnement est automatique. Volet ouvert, le casier dévoile le réglage de l'antiskating, les potentiomètres d'ajustage de vitesse et 3 touches, 45 - 33 t/mn, stop. Le mode de fonctionnement choisi et la vitesse sont visualisés sur le haut du petit pupitre des ampoules commandées à partir des circuits électroniques.

Le plateau est muni de trois palpeurs et d'un centreur 45 t/mn escamotables, qui selon le disque installé mettent en œuvre les automatis-

mes électroniques assurant directement la sélection de vitesse, le démarrage et la pose du bras au début du sillon.

Le fonctionnement des systèmes est le suivant : En automatique, le volet de la trappe fermé, on met la platine sous tension. Le voyant « Automatique » s'allume, ainsi que les voyants du touch control du lift, le plateau est à l'arrêt. Dès qu'un disque est déposé sur le plateau, selon son type, le centreur 45 tours s'escamote ou non, ainsi que les palpeurs du plateau actionnant la mise en route du cycle et la sélection du diamètre.

Le plateau se met en route, à la vitesse correspondant au disque choisi, la vitesse est affichée, le bras se lève, se positionne au début du sillon, puis s'abaisse et la lecture commence.

A tout instant il est possible d'actionner le touch control pour relever le bras et interrompre momentanément l'audition.

En fin de sillon, une cellule photoélectrique met en service les automatismes électroniques, le bras se relève, puis va se poser sur son support.

Si l'on désire interrompre définitivement l'audition au cours du cycle de lecture, il est nécessaire d'ouvrir la trappe, le voyant « manuel » s'éclaire, et l'on presse la touche « stop ».

En fonctionnement manuel, trappe ouverte, disque installé, la mise en route s'effectue en pressant la touche 33 ou 45 tours. Le plateau démarre et l'on amène à l'emplacement voulu le bras, puis l'on actionne le lift. La lecture commence, en fin de sillon le bras retourne seul sur son support.

En fonctionnement manuel, l'utilisateur dispose donc du choix de la vitesse et de la position du bras laissés à son appréciation.

La douceur du lift actionné par touch control est excellente. L'automatisme intégral permet de laisser utiliser la platine même par un enfant,

ce qui est tout à fait remarquable.

Les réglages du bras sont simples, grâce au contrepoids muni d'une crémaillère et de la balance incorporée au support.

Bras déverrouillé, on peut à tout moment contrôler la pression de lecture sur une échelle parfaitement lisible.

FONCTIONNEMENT DES CIRCUITS

Les différentes séquences du fonctionnement sont mises en œuvre à partir d'un ensemble de circuits logiques, bascules bistables et monostable entraînant le fonctionnement des trois moteurs (schéma général). Les fonctions à assurer sont les suivantes : fonctionnement automatique ou manuel, sélection de vitesse, démarrage, régulation de vitesse, mouvement vertical du bras, mouvement horizontal du bras, arrêt.

Dès que l'on actionne soit la touche manuelle, soit les palpeurs, le cycle démarre.

Nous analyserons d'abord la régulation de vitesse, tout à fait remarquable et inhabituelle sur un appareil destiné au grand public. L'axe du moteur d'entraînement du plateau est solidaire d'une génératrice tachymétrique, c'est-à-dire délivrant un signal rigoureusement proportionnel à sa vitesse de rotation. Ce signal peut être une tension continue ou alternative. Ici Philips a employé une génératrice délivrant une fréquence et une tension proportionnelle à sa vitesse. Par construction, à vitesse déterminée tout glissement de celle-ci entraîne une correction la ramenant à sa valeur initiale.

La génératrice G est installée de façon à ce que son signal alternatif attaque les bases des transistors TS 433 - TS 434. Le signal redressé par un pont de diodes est appliqué sur un amplificateur à courant continu de deux étages, TS 437 - TS 438, qui com-

mande le moteur d'entraînement M_1 en régulation série.

Toute variation du signal de sortie de la génératrice amène un décalage du point de fonctionnement de TS 437, dont la tension base varie et permet soit d'accélérer soit de ralentir M_1 , pour que la position d'équilibre soit retrouvée. L'ajustage des vitesses est assurée par des potentiomètres montés en série avec les transistors TS 435 pour 33 t/mn et TS 436 pour 45 t/mn. La tension d'alimentation de 10 V est bien entendu régulée électroniquement.

Le lift met en action le moteur M_3 . Celui-ci est commandé par les touches SK 10 - SK 11, qui ira des amplificateurs à liaison continue TS 451 - TS 452 et TS 456 - TS 455, attaquant la bascule bistable employant les étages TS 453 - TS 454. Le moteur disposé en série avec le transistor démarre, abaisse ou lève le bras, puis est arrêté par SK 12 - SK 13, interrupteurs actionnés par une came en fin de cycle du mouvement.

Les circuits de démarrages manuels sont dotés pour chaque vitesse d'une bascule bistable, TS 426 - TS 428 en 33 tours, TS 431 - TS 429 pour 45 tours envoyant l'impulsion à partir des touches SK 1 - SK 2, et provoquant l'allumage des voyants signalant la vitesse enclenchée. La touche SK 3 met le système au repos, en fonctionnement automatique cette fonction est remplie par l'action d'une cellule photo électrique R 499 via les transistors T 427 ou T 430 selon la vitesse choisie.

En automatique ce sont les poussoirs escamotables du plateau qui assurent le démarrage et la sélection (SK 4 - SK 5) alors que SK 6 est commandé par le volet obturant la trappe.

Outre le démarrage du plateau et le moteur du lift, le positionnement du bras est enclenché à l'aide d'un circuit bistable, TS 444 - TS 445 et d'un amplificateur continu.

Le seul circuit monostable employé, TS 442 - TS 443 délivre l'impulsion de départ.

À noter que pendant tout le cycle de fonctionnement des asservissements, avant dépose de la pointe dans le sillon, le circuit de muting coupe à l'aide de relais les raccordements de la cellule de lecture de façon à ne percevoir aucun bruit sur la chaîne.

Le fonctionnement logique impulsionnel est conçu de façon à ce qu'aucune fausse manœuvre ne mette en péril l'appareil.

L'alimentation générale délivre du -10 V régulé et parfaitement filtré.

MESURES

Avant de procéder à celles-ci, nous avons longuement tenté de mettre les automatismes en défaut, malheureusement, ou plutôt heureusement, cela s'est révélé impossible. Quelle que soit l'action de l'utilisateur, il est impossible de lire un disque 45 tours en 33 tours en utilisation automatique, car en manuel il suffit d'enfoncer la mauvaise touche.

Nous avons désaccouplé la courroie d'entraînement du plateau, et, celui-ci restant immobile, si un disque est déposé il est amusant et surprenant de voir le bras se déplacer puis se positionner au début du sillon, prêt à assurer la lecture.

Nous avons pu noter qu'il est délicat de relever la valeur du pleurage + scintillement, ici très faible, à la limite de nos possibilités techniques, et gênés également par l'excentrage du trou du disque. Le chiffre obtenu se situe entre 0,06 et 0,07 %.

Le rapport signal/bruit est très bon, 46 dB en mesure non pondérée, supérieur aux 43 dB annoncés par son constructeur.

En mesure pondérée, la valeur atteint 66 dB

Côté cellule GP 412, les performances sont encore supérieures à celles de la platine.

La courbe de réponse s'étend bien de 20 Hz à 20 kHz, avec un déséquilibre de 1,2 dB maximum quelle que soit la fréquence.

La diaphonie est équilibrée, les valeurs gauche/droite et droite/gauche sont différentes de 1,5 dB au maximum. A 1 kHz nous obtenons respectivement 23,5 dB G/D, 25 dB D/G. Pour 5 kHz, 17,5 dB G/D, 16 dB D/G ; à 80 Hz, 20 dB dans les deux sens. Enfin, le niveau de sortie de la cellule atteint 1,6 mV/cm/s, valeur deux fois plus élevée que les types habituellement testés.

CONCLUSION

De conception ultramoderne, la platine GA 209 met en œuvre des circuits et automatismes électroniques que nous n'avions pas eu encore l'habitude de rencontrer sur les platines tourne-disques même de grande classe. Le fonctionnement est remarquable, les circuits simples et d'un type éprouvé ; ils garantissent à l'utilisateur un usage simple et fiable, malgré la « densité électronique », inhabituelle. Nous sommes ici en présence d'un appareil de grande classe, aux performances très élevées et pourtant exploitable même par un enfant.

J. BERCHATSKY

Pour monter votre kit, prenez d'abord une paire de ciseaux.

Le premier outil qu'il faut savoir manier pour monter vous-même votre Kit, c'est une paire de ciseaux. Vous découpez ce bon et vous recevez le catalogue gratuit Heathkit, en couleur. Il ne vous reste qu'à choisir votre Kit parmi plus de 100 modèles Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur.

Le montage c'est un jeu d'enfants avec le manuel clair et détaillé qui accompagne chaque Kit.

Alors, si vous savez manier les ciseaux, vous saurez sans aucun doute monter votre Kit Heathkit.

Adresse en France: Heathkit
47, rue de la Colonie - 75013 Paris - Tél. 588 25 81

En Belgique: Heathkit
Av. du Globe, 16-18, 11-90-Bruxelles - Tél. 44.27.32

Nom

Prénom

N° Rue

Code postal Ville

HEATHKIT

Schlumberger



Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur dans le nouveau catalogue gratuit Heathkit tout en couleur.

HP 1075 C

Participation frais d'envoi . FF 1,90 / FB 19

LE TUNER - AMPLIFICATEUR



PIONEER SX 7730

DESTINE au marché français, l'amplificateur S x 7730 est équipé de deux gammes d'ondes GO-FM, qui correspondent exactement aux besoins des utilisateurs français. L'amplificateur est du type grande puissance, 2 x 40 W, avec des caractéristiques intéressantes, comme d'ailleurs sur le tuner.

Originalité, un sélecteur de sources permet d'enregistrer l'une de celles qui parviennent à l'appareil, tout en assurant l'écoute d'une autre sur les enceintes ou sur le casque.

La présentation est sobre, la face avant noire est mariée de façon heureuse avec un coffret bois.

CARACTERISTIQUES

Amplificateur : Puissance nominale : 2 x 35 Weff sur 8 Ω , 2 x 40 Weff sur 4 Ω , obtenue entre 20 Hz et 20 kHz avec un taux de distorsion harmonique < 0,5 %.

Distorsion d'intermodulation : < 0,5 % à la puissance nominale.

Correcteurs de tonalité : ± 10 dB à 100 Hz ; ± 10 dB à 10 kHz.

Filtres : passe-haut, 9 dB à 50 Hz (6 dB par octave) ; passe-bas, 9 dB à 10 kHz (6 dB par octave).

Correction physiologique : + 8 dB à 100 Hz, + 3 dB à

10 kHz au niveau de sortie - 40 dB.

Entrées : PU, 2,5 mV/50 k Ω (protection 170 mVeff), micro 2,5 mV/50 k Ω , aux. 150 mV/50 k Ω , magnétophone I et II en lecteur, 150 mV/50 k Ω .

Sortie : enregistrement I et II, 150 mV ; DIN, 30 mV/80 k Ω ; casque basse impédance ; HP, 2 sorties A, B, A + B.

Correction RIAA : 30 Hz - 15 kHz $\pm 0,3$ dB.

Facteur d'amortissement : 40 à 1 kHz/8 Ω .

Rapport signal/bruit : entrées court circuitées, PU, 70 dB ; Micro, 65 dB ; autres entrées, 95 dB.

Tuner : Sensibilité F.M. 1,9 μ V.

Rapport de capture : 1 dB. Rejection image : 80 dB à 98 MHz.

Rejection FI : 100 dB à 98 MHz.

Desaccentuation : 25-50-75 μ S commutable. (25 μ S pour Dolby).

Bande passante : 20 Hz-15 kHz + 0,2 - 2 dB ; 50 Hz-10 kHz + - 0,5 dB.

Séparation des voies : 400 dB à 1 kHz ; 30 kHz ; 30 dB de 50 Hz à 10 kHz.

Suppression de la sous-porteuse 38 kHz : 40 dB.

Antenne : 75-300 Ω asymétrique, symétrique.

Section AM, sensibilité cadre ferrite, 300 μ V/m antenne extérieure 15 μ V

Rejection image : 40 dB. Rejection FI : 70 dB.

Alimentation 110-120-130-220-240 V 50/60 Hz.
 Consommation : maximale 280 W.
 E n c o m b r e m e n t :
 500 x 158 x 410 mm
 (L x H x P).

PRESENTATION

D'aspect sobre, dû à sa face avant noire, le SX7730 est comme pratiquement toutes les productions japonaises d'amplis-tuners d'une ligne qui s'affine. Un large cadran fumé masque les échelles des gammes d'ondes et les galvanomètres d'accord et de mesure de champ. Le bouton d'accord est installé sur le cadran à droite, il est muni d'un volant gyroskopique efficace.

Sous le cadran, disposé en ligne, nous avons l'ensemble des commutateurs et potentiomètres. Le sélecteur de fonctions des sources exploitées se trouve doublé, comme nous l'avons signalé plus haut d'un sélecteur de sources à enregistrer. Les prises casque et microphone sont accessibles sur jack normalisé.

A l'arrière, hormis la prise DIN enregistrement lecture, nous avons accès aux entrées à travers un ensemble de prises CINCH. Les raccordements antennes et enceintes sont réalisés sur bornes à visser. Enfin, un sélecteur à étrier de blocage permet de se caler sur le standard de désaccentuation de la région où l'appareil est exploité, ici 50 μ s.

Deux prises réseau permettent l'alimentation d'autres maillons de la chaîne, nous disposons de 120 W commandés par l'arrêt-marche général, et de 300 W en direct.

Le cadre-ferrite est simplement rabattable pour qu'il soit protégé pendant le transport.

Les raccordements sont nombreux, il est possible d'installer deux magnétophones 3 têtes, un lecteur de cassettes etc. (voir fig. 1 exemple donné par le constructeur).

La réalisation n'appelle pas de commentaires particuliers ; bonne construction, clarté du cablage, composants de qualité, emploi mixte de circuits intégrés et transistors, filtres céramique, protection électronique des amplificateurs et des enceintes, bloc de puissance à entrée différentielle et circuit complémentaire, c'est cela maintenant que l'on trouve sur un appareil de bonne facture.

Petite particularité, on dispose d'une puissance attei-

gnant 1 W sur la prise casque lorsque les enceintes sont coupées.

DESCRIPTION DU SCHEMA (Fig. 2)

Tuner : La réalisation fait appel à un maximum de circuits intégrés, les liaisons sont assurées par des filtres céramique. En FM, les signaux provenant de l'antenne sont appliqués au Balun, puis ils traversent le filtre de bande

pour être appliqués sur l'une des portes du transistor mosfet Q_1 , travaillant en porte commune directement mise à la masse. L'amplificateur HF n'est pas soumis à l'action d'une tension de CAG, ce composant supporte sans distorsion d'intermodulation notable des signaux d'amplitude élevée, ce qui n'est pas le cas d'un transistor bipolaire classique.

Un enroulement prend le signal sur le drain de Q_1 , il est couplé à un double filtre

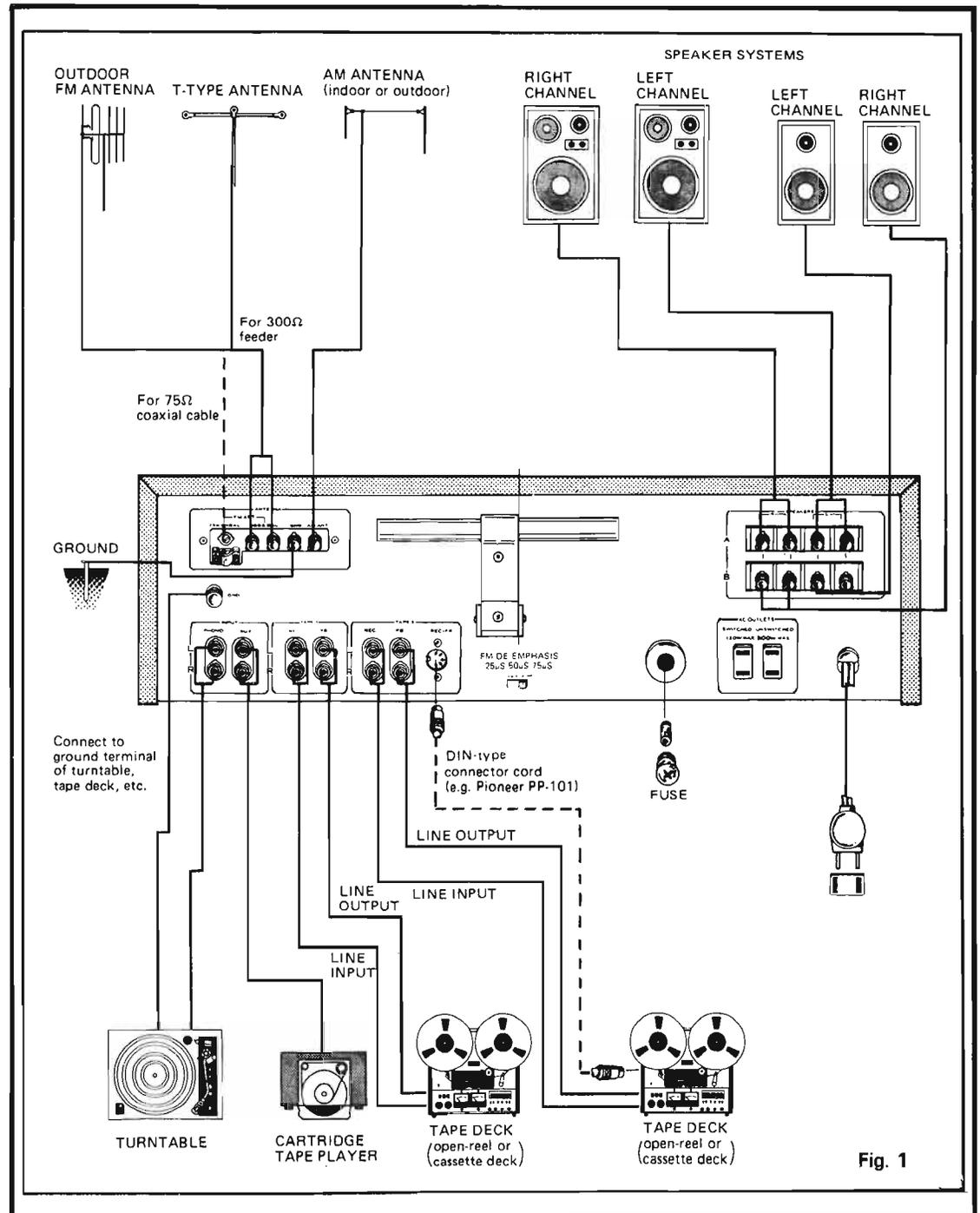
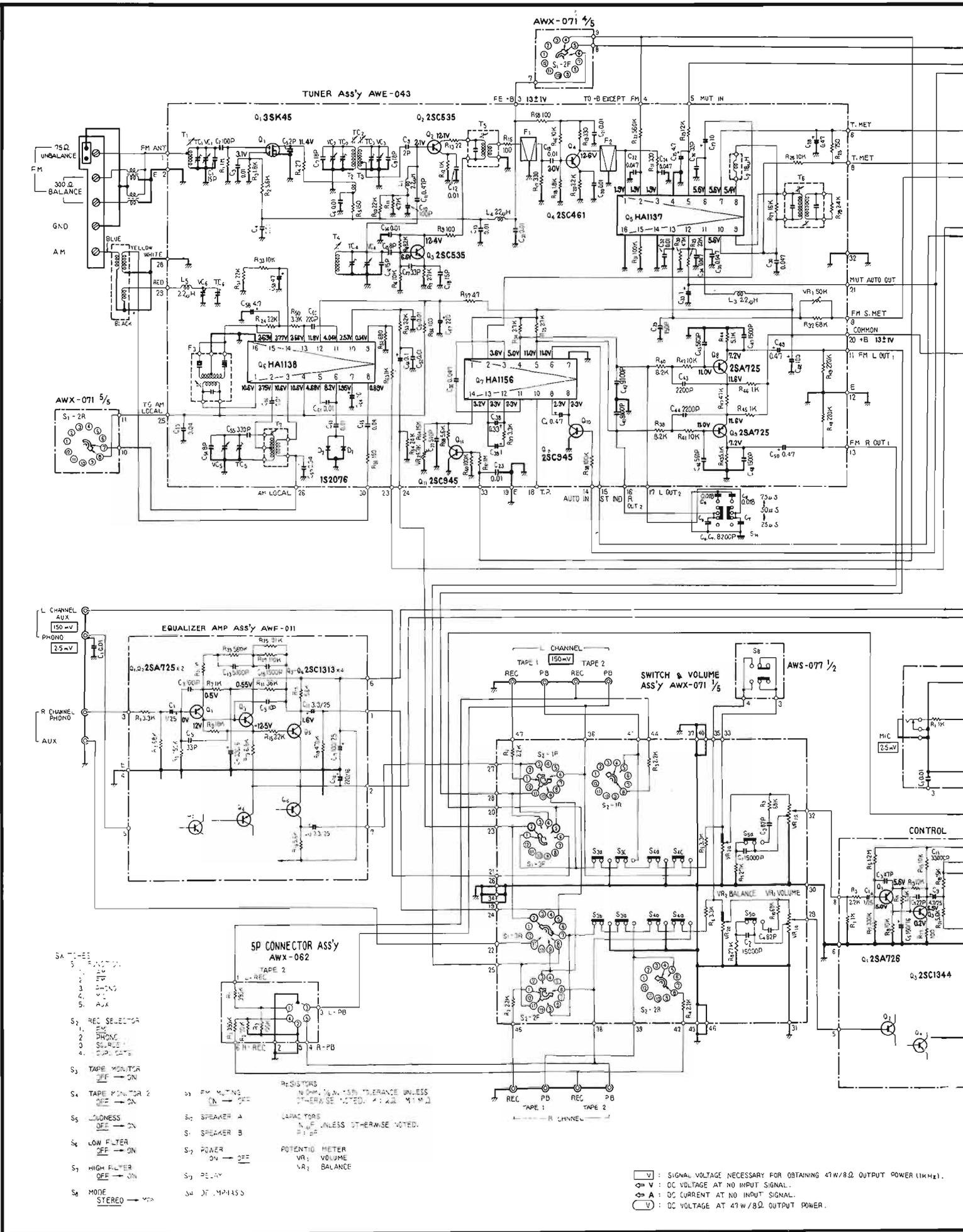
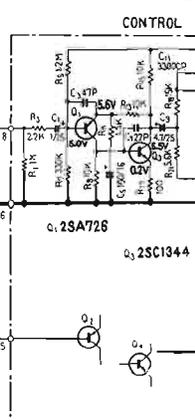
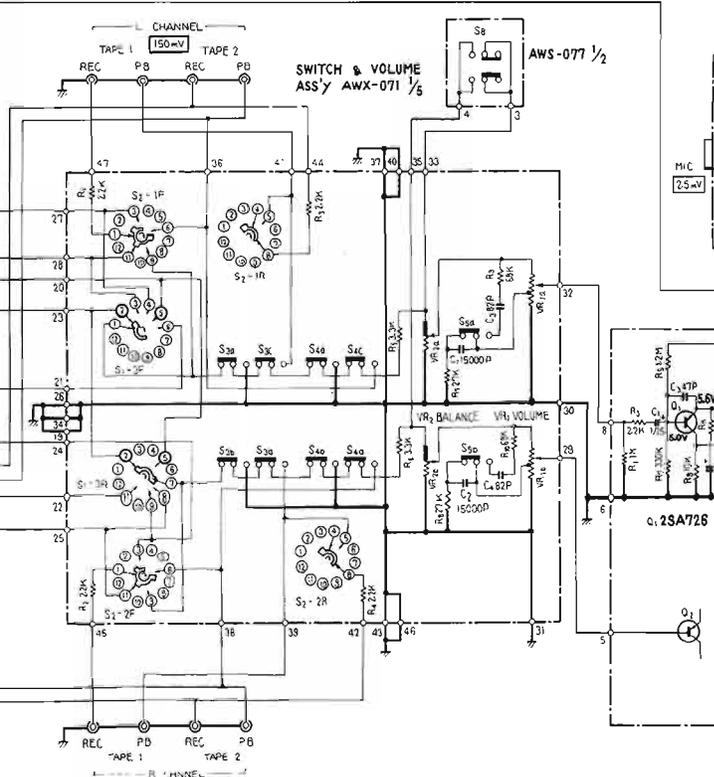
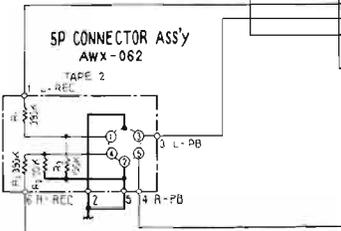
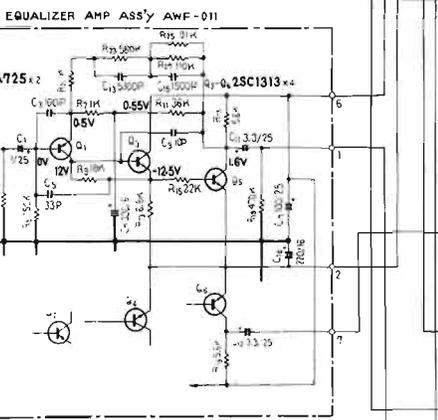
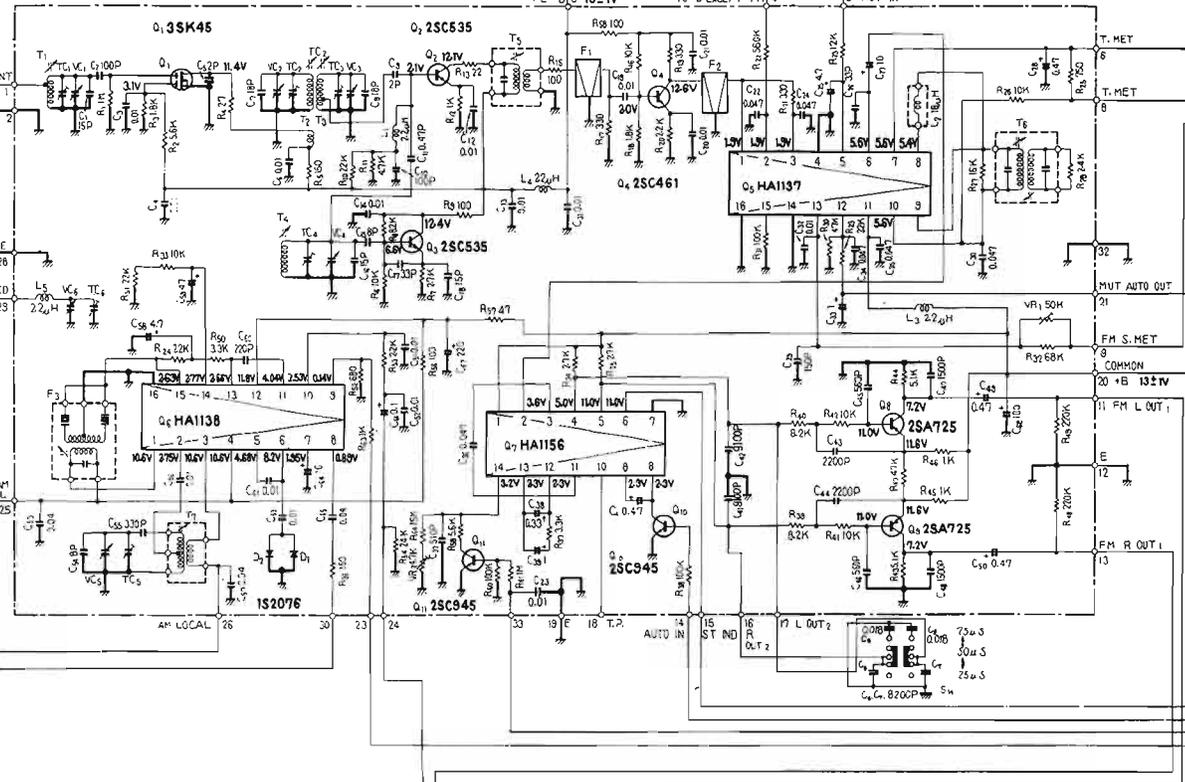


Fig. 1



TUNER Ass'y AWE-043



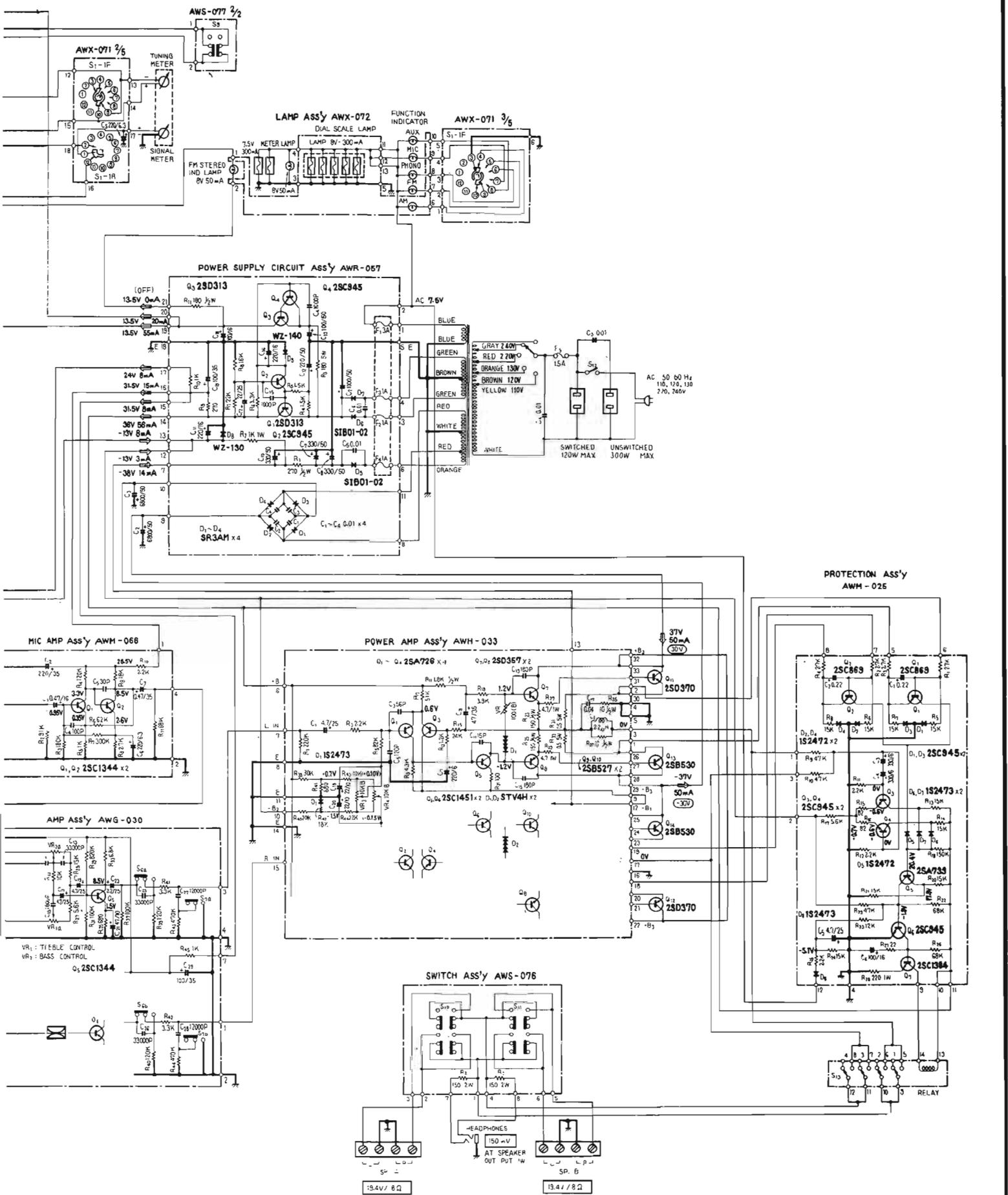
- S1 CHANNEL SELECTOR
- 1. FM
- 2. TR
- 3. STEREO
- 4. MONO
- 5. AUX
- S2 REC SELECTOR
- 1. FM
- 2. PHONO
- 3. STEREO
- 4. MONO
- S3 TAPE MONITOR
- OFF → ON
- S4 TAPE MONITOR 2
- OFF → ON
- S5 SMOOTHNESS
- OFF → ON
- S6 LOW FILTER
- OFF → ON
- S7 HIGH FILTER
- OFF → ON
- S8 MODE
- STEREO → MONO
- S9 FM MUTING
- ON → OFF
- S10 SPEAKER A
- S11 SPEAKER B
- S12 POWER
- ON → OFF
- S13 RELAY
- S14 JF. MP1432

RESISTORS
 N.O.M. 1/4 W. 5% TOLERANCE UNLESS OTHERWISE NOTED. * 1/2 W. 1% M.M.J.

CAPACITORS
 N.O.M. UNLESS OTHERWISE NOTED.

POTENTIOMETER
 VOLUME
 BALANCE

V : SIGNAL VOLTAGE NECESSARY FOR OBTAINING 41W/8Ω OUTPUT POWER (1KHz).
 ⊕ V : DC VOLTAGE AT NO INPUT SIGNAL.
 ⊕ A : DC CURRENT AT NO INPUT SIGNAL.
 ⊕ V : DC VOLTAGE AT 41W/8Ω OUTPUT POWER.



de bande, et le signal incident parvient sur la base de l'étage mélangeur Q_2 , où une protection est assurée contre la fréquence intermédiaire par le filtre réjecteur série L_1-C_{10} .

L'oscillateur local, transistor Q_3 , injecte son signal sur la base de Q_2 , puis après mélange, on sélectionne dans le circuit de sortie du transformateur T_5 la fréquence intermédiaire sur 10,7 MHz.

On peut remarquer l'absence de signal correcteur AFC sur l'oscillateur Q_3 . En effet, on sait obtenir maintenant sans difficulté des oscillateurs très stables, et beaucoup d'appareils de très grande classe n'ont plus recours à ce circuit, la dérive de l'oscillateur local est si faible qu'elle ne présente aucune gêne pour l'audition.

Le signal sur 10,7 MHz traverse le filtre céramique F_1 , est amplifié par Q_4 , puis soumis à l'action du filtre F_2 . La forme de la courbe de réponse est alors proche du trapèze parfait, l'amplification finale est assurée par le circuit intégré Q_5 , qui démodule le signal composite, et qui comporte les amplificateurs de S mètre et la fonction de CAG local.

Le décodage est assuré dans le circuit intégré Q_7 , ce circuit reçoit le signal de muting élaboré dans Q_5 . Les signaux sont ensuite désaccrémentés dans une cellule à constante de temps commutable, puis amplifiés et filtrés sur chaque voie des résidus de 19 à 38 kHz par les transistors Q_8-Q_9 .

En AM, on peut admirer la simplicité du montage, le circuit intégré Q_6 assure toutes les fonctions : amplification HF, changement de fréquence, amplification FI et détection. Les circuits accordés extérieurs sont d'une part le cadre, l'oscillateur local, et le filtre de bande $F1, F3$, doté de deux éléments céramique.

L'accord des circuits AM/FM est réalisé par un condensateur à six cages, doté d'une commande unique.

Amplificateur : Les signaux bas-niveau issus du

PU et du microphone sont portés au niveau exploitable par des préamplificateurs séparés.

L'entrée PU magnétique attaque un préamplificateur correcteur RIAA à trois étages (carte AWF011) ; le préamplificateur microphone comporte deux étages à réponse linéaire en fréquence, (carte AWM066).

Après avoir été corrigés et amplifiés, leur niveaux sont portés à une valeur voisine de celles délivrées par les autres sources, et ils sont dirigés sur le sélecteur de fonction, puis soumis à l'action des commandes de volume, balance et correction physiologique.

Les correcteurs de tonalité emploient les circuits Baxendall, (carte AWG030) en sortie desquels se trouvent les filtres passe-haut et passe-bas commutables.

Le bloc amplificateur de puissance peut être alors attaqué. De type à liaison continue, avec étages de sortie complémentaires, son entrée est raccordée à un étage différentiel recevant d'une part le signal et de l'autre la contre réaction. (carte AWH033).

Une protection électronique est installée, qui coupe les raccordements aux enceintes à l'aide d'un relai lorsqu'une surcharge apparaît dans les circuits des émetteurs des étages de sortie, ou qu'un court circuit se manifeste dans les liaisons amplificateur-enceintes (carte AWM025).

Dans le premier cas on prélève la tension aux bornes de la résistance d'émetteur sur chaque transistor final, si le débit augmente au delà d'une valeur jugée dangereuse, la tension émetteur augmente, l'information est transmise à l'amplificateur à courant continu qui déclenche le relai, les enceintes sont déconnectées, la charge disparaît, le débit de l'étage final retourne à une valeur très faible. Dans le second cas, court circuit en sortie, du à une mise à la masse accidentelle, ou en court circuit interne de l'un

des transistors, la tension au point milieu de sortie n'est plus nulle. Cette tension est appliquée à un amplificateur différentiel qui commande l'amplificateur continu actionnant le relai. Les enceintes sont coupées, si le court circuit est externe, aucun dommage ne résulte de la fausse manœuvre. Si le court circuit est dû à un transistor, les enceintes sont coupées, mais le fusible du secondaire concerné saute.

L'alimentation du bloc de puissance est simplement régulée et filtrée, une régulation n'est jamais nécessaire.

Par contre les tensions des divers petits étages et du tuner sont régulées électroniquement (carte AWR 057).

MESURES

La puissance maximale relevée est supérieure à celle annoncée, ici 2 x 43 W sur 4 Ω , 2 x 37 W sur 8 Ω , quelle que soit la fréquence entre 20 Hz et 20 kHz, les 2 voies chargées.

Pour ces puissances, le taux de distorsion harmonique est de 0,35 % à 20 Hz, 0,3 % à 1 kHz, 0,4 % à 20 kHz, nettement inférieur à ce qui est annoncé.

L'intermodulation pour des fréquences 50 Hz, 6 kHz rapport 4/1 est de 0,4 % à la puissance nominale.

La réponse en fréquence est tout à fait linéaire comme nous l'ont indiqué les mesures de puissance ; entre 20 Hz et 20 kHz la variation est inférieure à 0,5 dB.

Les corrections RIAA collent à la courbe idéale, l'écart maximal est de 0,5 dB.

Côté correcteurs de tonalité, nous avons relevé + 11 - 10,5 dB à 10 kHz \pm 12 dB à 50 Hz, valeurs tout à fait classiques sur les appareils japonais. On peut les comparer aux valeurs obtenues sur les matériels allemands, ils atteignent \pm 15 voire \pm 17 dB dans les graves, chiffres nullement nécessaires, mais flattant peut-être mieux l'oreille d'outre Rhin.

Les filtres ont des courbes qui affaiblissent de 10 dB à 50 Hz et 8,5 dB à 10 kHz, leur pente est de 6 dB par octave.

Tuner : Pour la FM, la sensibilité relevée est de 1,8 μ V avec un rapport signal/bruit + bruit de 26 dB.

La distorsion harmonique mesurée est de 0,2 % en mono, 0,45 % stéréo, valeurs relevées sur la sortie enregistrément.

La séparation des canaux n'est jamais inférieure à 32 dB pour toutes les fréquences comprises entre 100 Hz et 15 kHz ; elle atteint 39 dB à 1 kHz.

Les résidus de 19 et 38 kHz sont atténués de 44 dB.

CONCLUSION

Le SX7730 est un bon appareil, répondant largement aux caractéristiques annoncées par son constructeur. Son tuner est particulièrement bien adapté au marché français, les gammes grandes ondes et FM sont en effet les seules exploitables, la FM pour les programmes musicaux, les grandes ondes pour capter les informations des postes périphériques.

La puissance est grande, elle permet l'emploi d'enceintes à faible rendement, avec une réserve considérable.

Appareil sérieusement construit, bien protégé, de ligne agréable le SX7730 est destiné à une chaîne du début de haut de gamme.

J. BERCHATSKY

l'audioscope



HEATHKIT AD 1013

DANS notre N° 1503 de mai dernier, nous avons annoncé, page 176, l'existence de cet intéressant complément de chaîne Haute-Fidélité. Cet appareil est d'autant plus intéressant qu'il regroupe en fait trois appareils de mesure et visualisation distincts.

L'écran de taille modeste, mais suffisante, du tube cathodique qui équipe cet appareil, permet d'observer les signaux mono, stéréo ou quadriphoniques, présents en sortie décodage des appareils constitutifs d'une chaîne HI-FI moderne.

On peut ainsi effectuer la vérification, le contrôle visuel ou le réglage de la séparation des canaux, la phase, la puissance relative des signaux, la qualité de la réception et le réglage, ou plutôt l'accord des tuners.

En outre, la partie visualisation, autrement dit l'oscilloscope, possède une entrée

séparée qui permet, en basse fréquence, l'examen et la mesure de tous les signaux que l'on rencontre dans les circuits des appareils amplificateurs. Afin de mieux pouvoir utiliser la partie oscilloscope de l'AD 1013, un oscillateur basse fréquence a été incorporé. Cet oscillateur délivre, avec un faible taux de distorsion harmonique, des signaux sinusoïdaux de fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz. Le niveau crête à crête de ces signaux est réglable entre 2 mV et 3 V et le bouton de commande de ce réglage comporte une position repérée de calibrage, qui permet l'étalonnage de la trace de l'oscilloscope. cette tension d'étalonnage est de $1\text{ V} \pm 5\%$, valeur crête à crête.

CARACTERISTIQUES

Sur le panneau avant :
Entrée de l'oscilloscope,

sensibilité verticale, 25 mV c à c, impédance 100 ohms. Réponse en fréquence, 5 Hz à 200 kHz ± 3 dB. Sortie oscillateur, gamme 20 Hz à 20 kHz, tension de sortie 2 mV à 3 V c à c ajustable (variation 25 dB) Impédance, env. 600 ohms pour le jack de la face avant. Calibrateur de tension : 1 V c à c $\pm 5\%$. Distorsion harmonique : 1 % max.

Sur le panneau arrière : Impédance de sortie de l'oscillateur, env. 6 000 ohms. Entrée multitrace (horizontale et verticale), sensibilité 25 mV c à c/cm. Impédance d'entrée, 100 k Ω . Entrées avant gauche et arrière gauche, sensibilité 25 mV c à c. Impédance d'entrée : 100 k Ω et réponse en fréquence : 5 Hz à 200 kHz ± 3 dB. Entrée 4 canaux, sensibilité 1 V c à c/cm, impé-

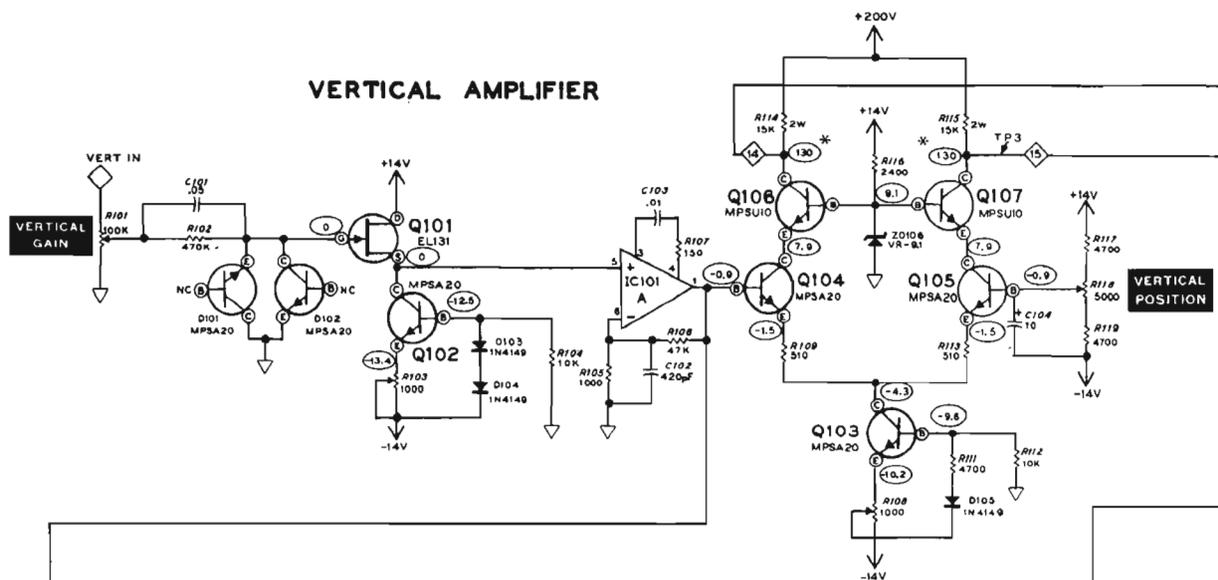
dance d'entrée 5 000 Ω .
Généralités : Générateur de balayage déclenché, gamme 10 Hz à 100 kHz. Alimentation secteur 120-240 V/50-60 Hz. Poids : environ 7 kg. Dimensions : 430 x 340 x 130 mm.

PRESENTATION

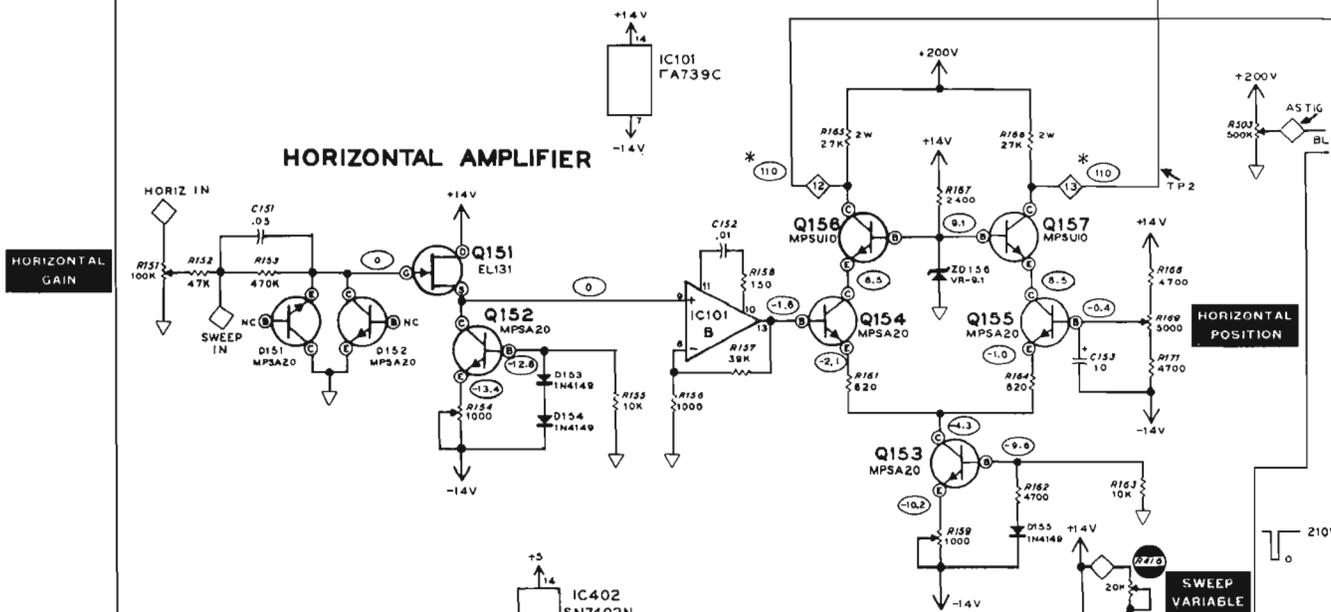
La face avant de l'Audioscope AD 1013 est conçue dans le même style que celui des appareils de la série AR, c'est-à-dire noire avec des repères et des graduations métalliques obtenus par anodisation. Le plexiglas qui recouvre l'écran tube cathodique est gravé de façon à faciliter l'identification de la trace lors de l'utilisation en contrôle du signal de chaque voie en stéréo ou en quadriphonie, ainsi que lors de l'utilisation en oscilloscope classique.

Dans le premier cas, deux cercles concentriques permet-

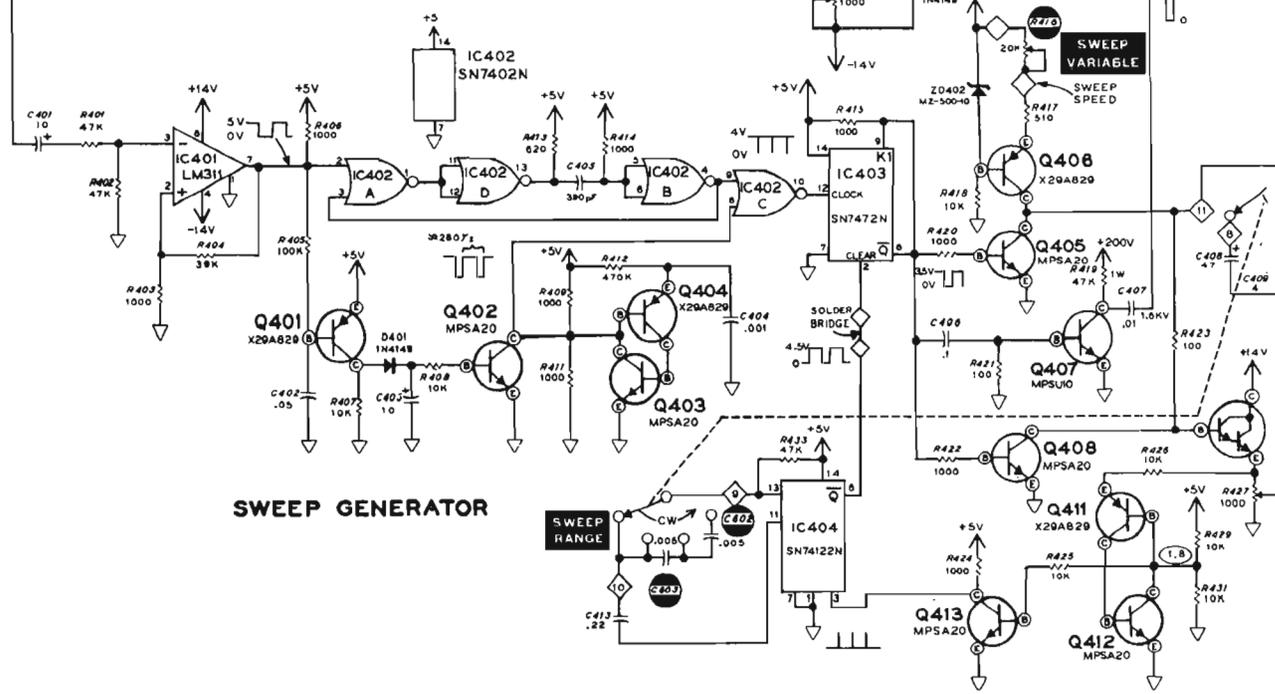
VERTICAL AMPLIFIER

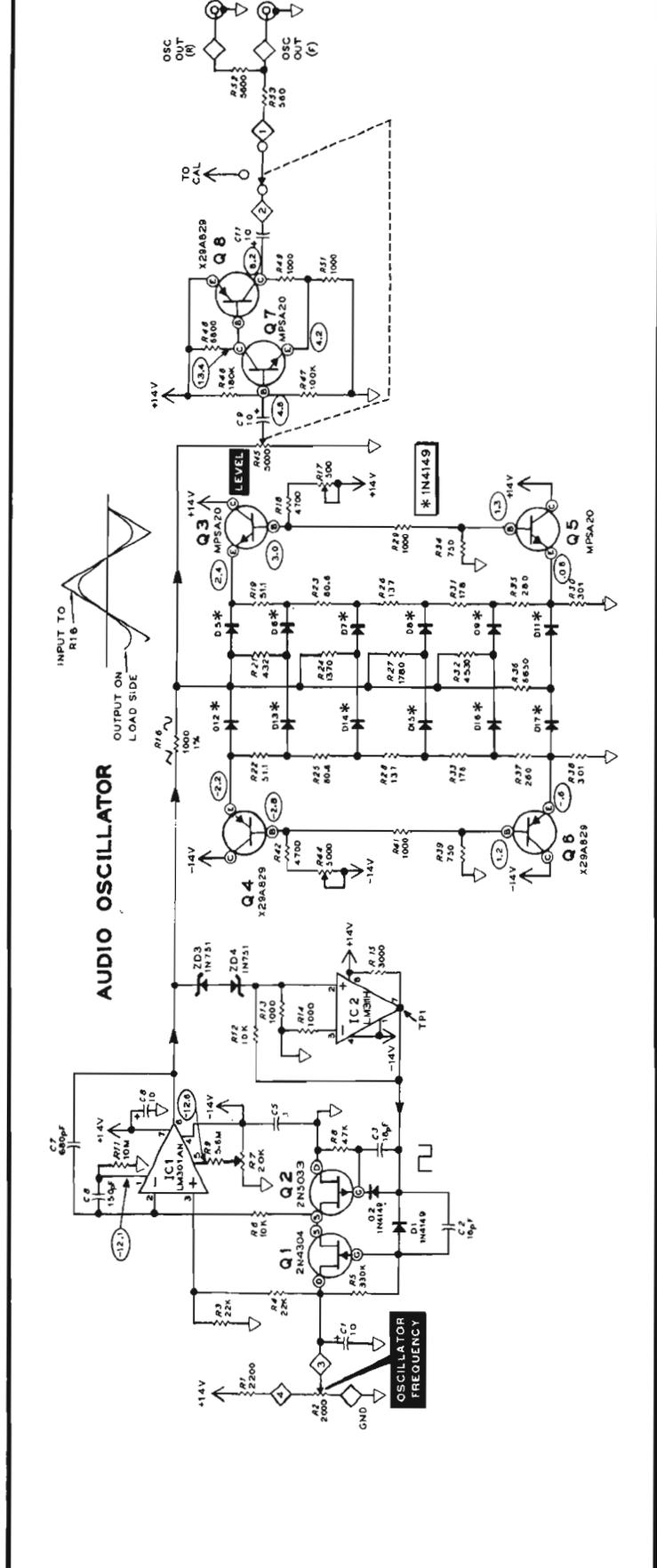
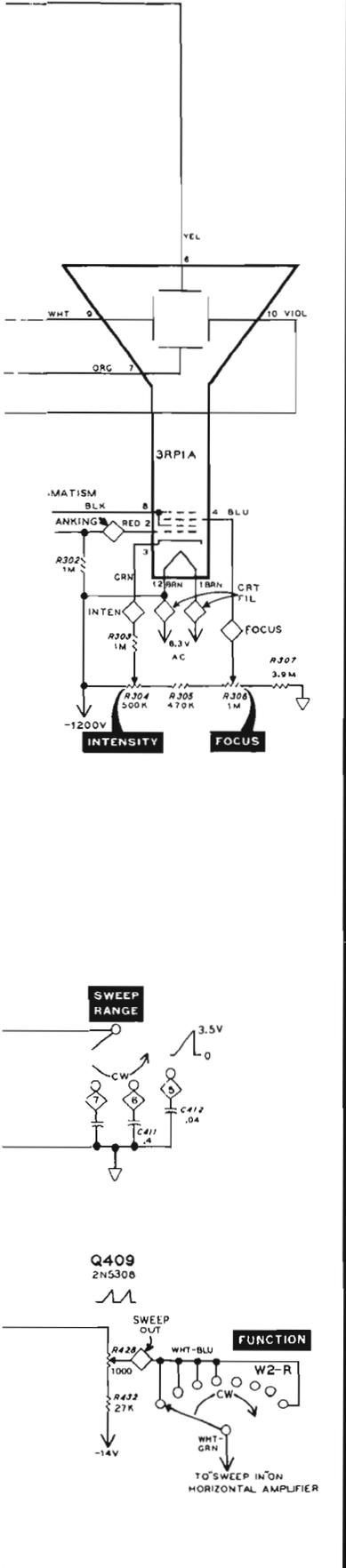


HORIZONTAL AMPLIFIER



SWEEP GENERATOR





tent l'identification et le contrôle des 4 canaux ensemble ou séparément, grâce à des repères disposés en quadrature sur ces cercles et à des inscriptions marginales.

Dans le second cas, une échelle verticale centrale et deux échelles verticales latérales permettent la mesure de l'amplitude de tous les signaux usuels à basse fréquence. La tonalité verte de ce plexiglas s'harmonise heureusement avec celle des protections des cadrans des ampli-tuners de la série AR.

Sur le côté droit du graticule, une colonne de huit inscriptions rappelle la fonction en service, par éclairage de l'inscription correspondante.

A la droite du cadre réservé à l'écran de l'oscilloscope, sont disposés les boutons de commande et de réglage, chaque groupe fonctionnel étant délimité par un cadre.

Ce sont les commandes de la fréquence de balayage, dont l'une permet le réglage continu entre les limites de la gamme affichée au moyen de l'autre commande. Ensuite, le sélecteur de fonctions, dont la position est signalée au moyen de l'éclairage des inscriptions déjà citées, et qui permet la sélection du mode d'utilisation de l'une des parties de l'appareil. A savoir, pour le contrôle de la voie avant gauche, de la voie avant droite, de la voie arrière gauche et de la voie arrière droite. L'examen de 2 canaux et de 4 canaux simultanément, ainsi que le « Multipath » et l'oscilloscope est obtenu au moyen des quatre autres positions du sélecteur. Sous les deux commandes de la fréquence de balayage, sont disposés les réglages du positionnement et de l'amplitude du signal, dans le plan vertical et dans le plan horizontal. Sous le sélecteur de fonctions, sont disposés les réglages de la finesse du spot et de la brillance. Dans le cadre suivant, sont regroupés les commandes du générateur incorporé, c'est-à-dire le

réglage de la fréquence, le réglage de l'amplitude ainsi que le jack de sortie. Les deux derniers cadres contiennent le poussoir à double action de la commande arrêt-marche de l'appareil et les deux bornes universelles de l'entrée de l'oscilloscope. Ces bornes permettent le raccordement par fiches banane ou directement par serrage d'une extrémité dénudée d'un fil.

Sur la face arrière, sont disposées les diverses prises destinées au raccordement et qui sont toutes du modèle coaxial RCA (ou CINCH), ainsi qu'un petit inverseur à glissière. La première prise correspond à la sortie du signal issu de l'oscillateur incorporé. Ensuite les prises des voies avant et arrière, chacune étant dédoublée pour la voie de droite et la voie de gauche. Enfin, les entrées du « Multipath », horizontale et verticale et l'inverseur de phase des voies arrière. En dehors du cordon d'alimentation secteur et d'une prise, non commutée, qui permet d'alimenter un autre appareil, le seul élément digne d'intérêt est une plaquette signalétique qui prévient du danger que représente la tension élevée présente à l'intérieur de l'appareil. En effet, nous verrons

lors de l'examen des circuits qu'une tension qui dépasse 1 000 V est utilisée pour le tube cathodique.

Nous ne nous étendons pas sur l'utilisation de l'appareil pour le contrôle global ou séparé des voies en stéréo ou en quadriphonie, les instructions et les reproductions des signaux correspondants contenus dans la notice de l'appareil étant très explicites.

Un mot quand même au sujet du « Multipath » dont le but est de visualiser les conditions de réception en modulation de fréquence, à condition que le récepteur ou le tuner soit doté des sorties verticale et horizontale correspondantes. Cette fonction permet de mettre en évidence, puis de pallier aux dégradations que subit le signal FM à sa réception si l'onde directe est perturbée par une ou plusieurs ondes réfléchies. Les signaux réfléchis sont une cause de bruit, de distorsion et d'une médiocre séparation des canaux, avec une continuelle commutation mono-stéréo. Au moyen d'un étalonnage préalable, la position de la trace sur l'écran du tube cathodique permet d'avoir une indication de la force du signal reçu ainsi que du désaccord éventuel.

Dans le cas d'interférences, le choix d'une meilleure orientation de l'antenne est alors grandement facilité. Il est également possible de procéder à la mise en évidence et à la mesure du déphasage entre le signal présent à l'entrée et le signal présent à la sortie d'un amplificateur ainsi que de tous les signaux d'origines diverses.

EXAMEN DES CIRCUITS

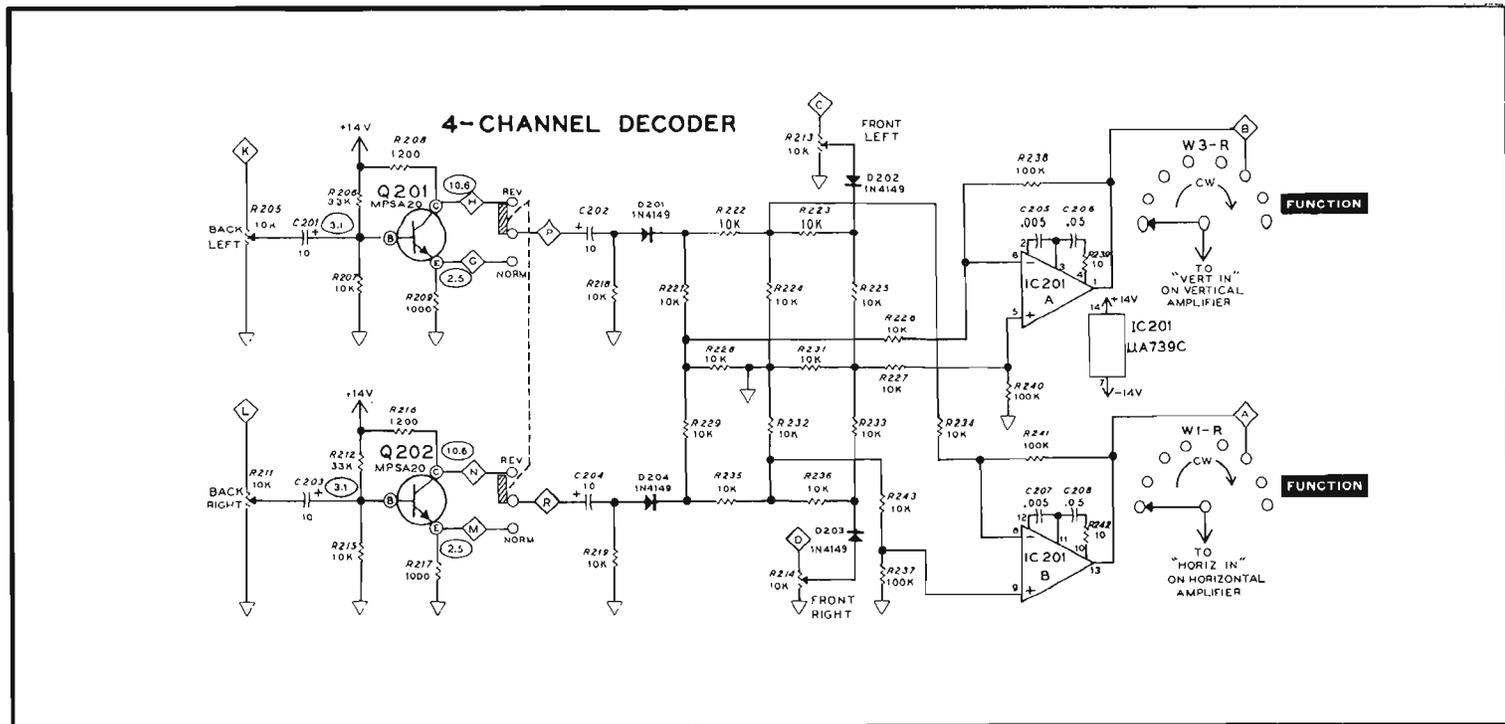
Les circuits correspondant aux diverses fonctions sont disposés sur une carte ou circuit imprimé qui occupe la presque totalité de l'espace disponible.

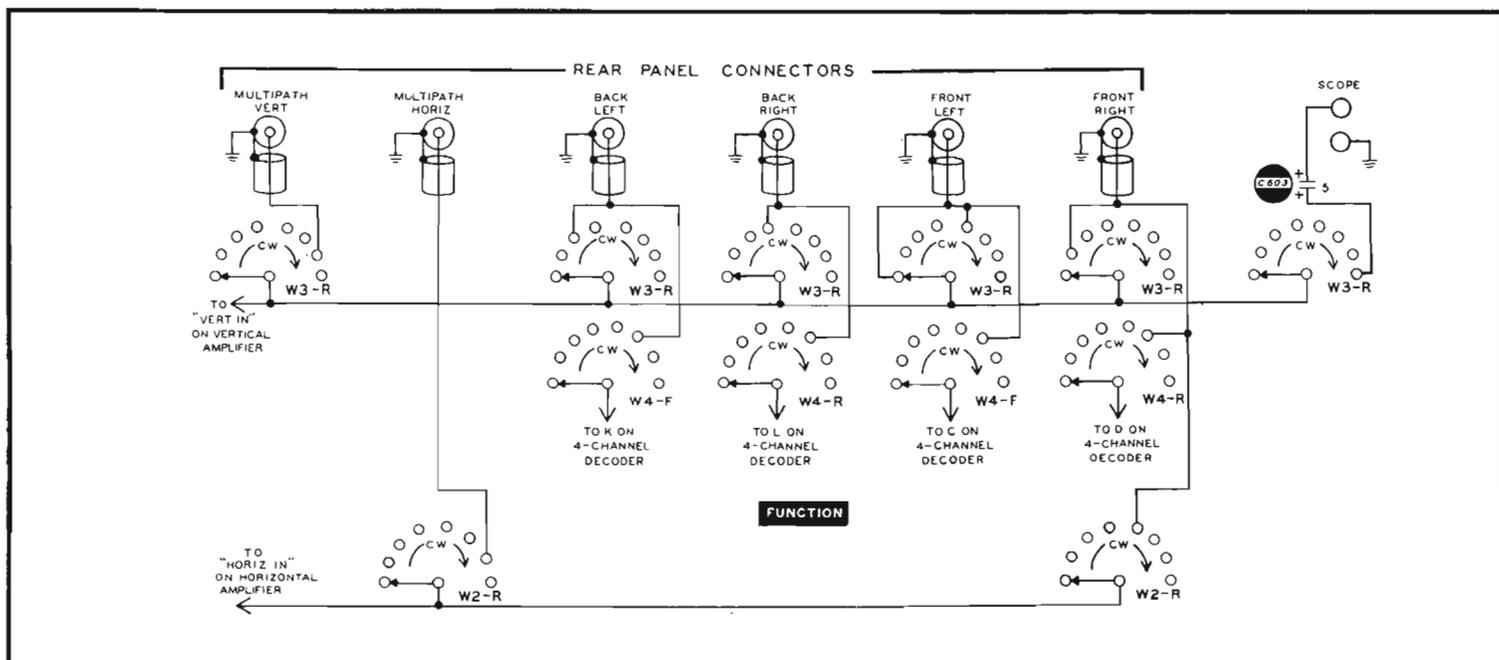
Ces circuits fonctionnels sont ceux de l'oscilloscope, constitués par un amplificateur vertical; un amplificateur horizontal et un générateur de balayage, ceux du réseau matriciel de la visualisation des canaux stéréo et quadri, et ceux de l'alimentation de ces circuits.

Les amplificateurs horizontal et vertical sont identiques et les signaux présents en sortie sont appliqués aux plaques de déviation horizontale et verticale du tube cathodique. La différence réside unique-

ment dans le fait que le signal prélevé après amplification est appliqué au générateur de balayage en provenance de l'amplificateur vertical afin de déclencher le balayage.

L'entrée de chaque amplificateur est protégée au moyen de deux transistors montés tête-bêche, leur base étant « en l'air », et qui remplacent deux diodes Zener de façon avantageuse, le signal étant limité à ± 9 V, sans détérioration de l'impédance élevée de l'étage d'entrée. Cet étage est constitué par un transistor à effet de champ associé à un transistor conventionnel utilisé comme générateur à courant constant. La sortie à basse impédance (« sourçodyne ») de cet étage permet d'appliquer, à l'entrée de chaque moitié du circuit intégré double μ A 739C un signal parfaitement conforme. A la sortie de chaque moitié du μ A 739C, le signal amplifié est appliqué à l'une des entrées d'un amplificateur différentiel de type cascodyne alimenté en courant constant par un transistor « ad hoc ». L'autre entrée de cet amplificateur est reliée au curseur du potentiomètre de réglage de la position de la trace dans chaque sens. La tension d'alimentation de ce





montage différentiel est évidemment élevée : + 200 v et - 14 V et permet de trouver sur les plaques de déviation une tension de 110 V qui peut varier de $\pm 30\%$. C'est à la sortie du demi-circuit intégré amplificateur vertical que le signal est prélevé pour le déclenchement du balayage.

Le générateur de balayage n'utilise pas moins de quatre circuits intégrés et de douze transistors dont un double (Darlington). Le signal de déclenchement provenant de l'amplificateur vertical est appliqué à l'entrée d'un circuit intégré amplificateur LM 311 qui produit un signal carré en sortie et qui alimente un générateur d'impulsions étroites constitué par les portes d'un circuit intégré SN 7402 N.

Ces impulsions étroites correspondent au front avant des impulsions carrées précédemment obtenues. Quatre transistors, dont deux montés en remplacement d'un transistor unijonction sont associés au circuit SN 7402 N de façon à obtenir la ligne de base de la trace du tube cathodique. La sortie de ce circuit est reliée à l'entrée horloge d'un circuit intégré basculeur du type SN 7472 N qui déclenche un générateur de rampe associé aux contrôles du balayage et au sélecteur de fonctions.

Un circuit intégrateur du type SN 74122 N est utilisé conjointement afin d'obtenir l'effacement.

L'oscillateur basse fréquence est constitué par un générateur de signaux triangulaires contrôlé en tension. Ce montage utilise deux circuits intégrés (LM 301 AN et LM 311 H) et deux transistors à effet de champ. Les signaux triangulaires ainsi obtenus sont appliqués à un réseau correcteur de douze diodes qui constitue une charge non linéaire et qui associé à quatre transistors permet de disposer en sortie un signal sinusoïdal parfaitement équilibré et à faible taux de distorsion harmonique. Le réglage de la fréquence est effectué par la tension variable obtenue par un simple potentiomètre, le curseur de celui-ci étant relié au drain du premier transistor à effet de champ du montage.

Le niveau de sortie est également réglé par un potentiomètre placé aux bornes de la charge non linéaire et qui précède un étage amplificateur composé de deux transistors complémentaires. Le circuit suivant, baptisé « décodeur 4 canaux » est en fait un codeur qui permet, à partir des informations de quatre voies distinctes, d'appliquer

un signal différentiel à l'entrée de l'amplificateur vertical et de l'amplificateur horizontal. Les signaux des voies arrières sont dotés d'un étage inverseur qui permet, au moyen de l'inverseur à glissière de la face arrière, de choisir la phase correcte à partir de l'émetteur ou du collecteur du transistor qui constitue ce montage.

Les signaux des voies avant et des voies arrières sont appliqués à un réseau matriciel simple (4 diodes et 16 résistances d'égale valeur) qui permet de détecter la relation de phase et d'amplitude qui existe entre les quatre voies. Les informations verticales positives et négatives sont appliquées aux entrées de polarité correspondante du demi-circuit intégré amplificateur $\mu A 739 C$. Pareillement, les informations horizontales de chaque polarité sont appliquées aux entrées de l'autre moitié du circuit intégré. Les sorties sont reliées tout simplement aux amplificateurs de l'oscilloscope par le sélecteur de fonctions. Celui-ci est assez consistant car il regroupe en huit positions la commutation de divers circuits.

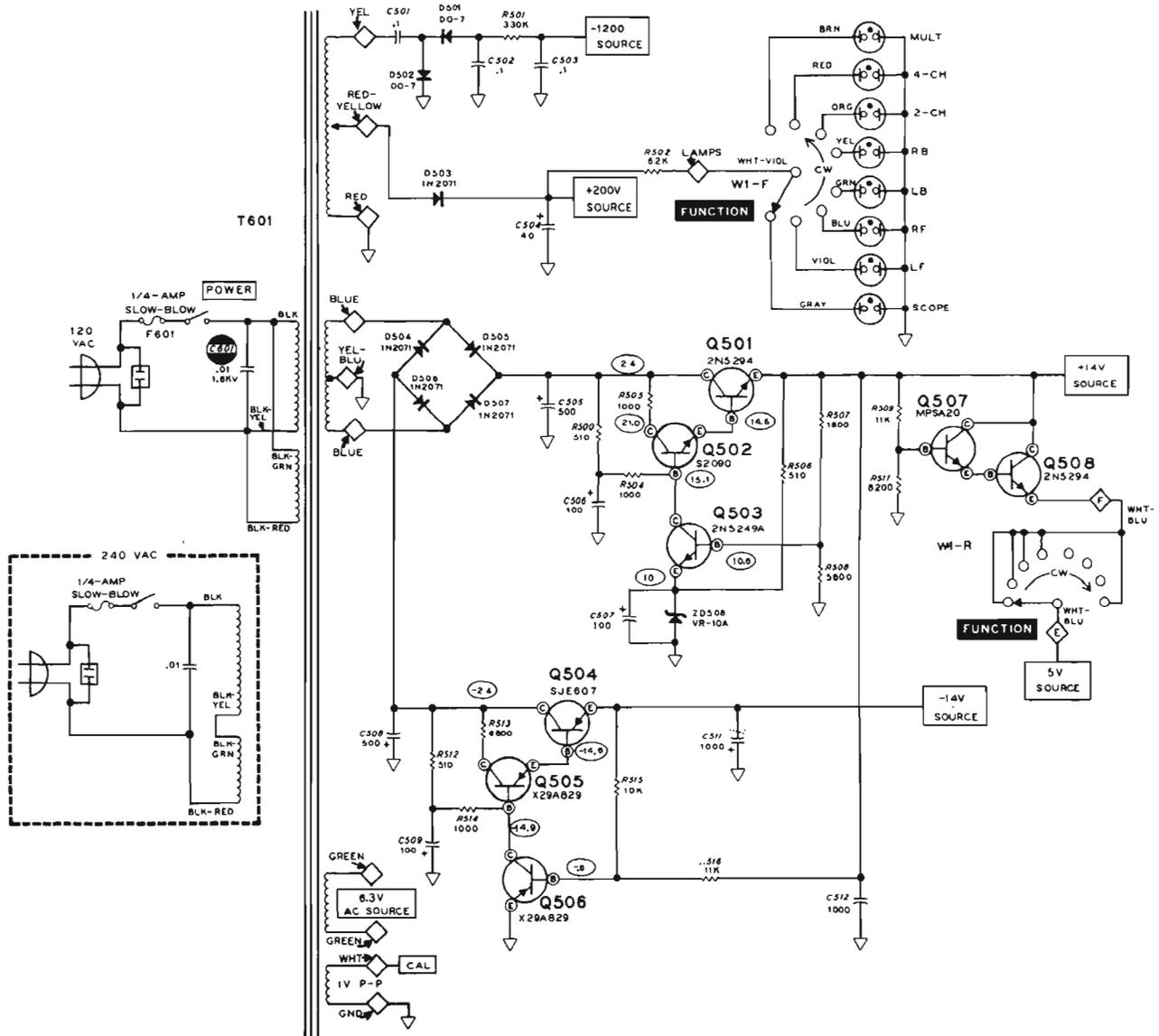
L'alimentation est assez simple mais soignée. La tension négative de 1 200 V est obtenue par un montage dou-

bleur à partir d'un enroulement secondaire du transformateur. Une prise sur cet enroulement permet d'obtenir, par simple redressement, du + 200 V d'alimentation des étages amplificateurs vertical et horizontal. C'est à partir de ce + 200 V que les huit éclairages des inscriptions qui bordent l'écran du tube cathodique sont alimentés par commutation et à travers une résistance, car ce sont des petits néons.

Un second enroulement secondaire, permet grâce à une prise médiane mise à la masse, d'obtenir deux tensions symétriques par un redressement en pont. Après passage par un circuit de régulation électronique, il est obtenu à partir de ces deux tensions, un + 14 V et un - 14 V parfaitement stable et filtré énergiquement. A partir du + 14 V et moyennant deux transistors supplémentaires, est également obtenu le + 5 V qui est exigé pour l'alimentation des circuits logiques présents dans le générateur de balayage.

Un troisième enroulement fournit le 6,3 V nécessaire au filament du tube cathodique pour le chauffage de sa cathode. Le quatrième et dernier enroulement secondaire fournit la tension de calibrage, soit 1 V crête à crête.

POWER SUPPLY



LA FABRICATION

Que dire de la fabrication lorsque l'on sait que cet appareil, qui peut être fourni câblé et réglé, est surtout destiné à être vendu suivant la formule Kit ?

La réputation d'Heathkit n'est plus à faire en ce domaine et la bonne qualité des composants ainsi que leur choix judicieux permet l'obtention de toute une gamme d'appareils de mesure et autres à très bon compte.

Dans le cas présent, pour un prix relativement faible, il est possible de disposer d'un moyen d'investigation qui peut servir aussi bien au contrôle permanent qu'au réglage et au dépannage d'une chaîne haute-fidélité.

Les quelques mesures que nous avons pu effectuer n'ont pas eu pour autre but que le contrôle des possibilités de cet appareil, et n'appellent pas de commentaires.

L'appareil remplit parfaitement le rôle qui lui est imparti de par ses caractéristiques.

CONCLUSIONS

Sans aucun doute, cet appareil est autre chose qu'un Gadget. C'est un véritable appareil de mesure et de contrôle et si l'on voulait s'équiper, à partir d'éléments séparés, d'un matériel équivalent, il faudrait s'attendre à quelque surprise au sujet du budget nécessaire pour un tel équipement. Même le prix de l'appareil assemblé et réglé serait encore compétitif.

Une suggestion : nous pen-

sons qu'il aurait été ou qu'il serait possible, pour une minime augmentation de prix, de loger à l'intérieur de l'appareil, car il reste de la place, un décodeur quadriphonique, au moins pour les systèmes SQ et CD 4. Nous disons suggestion, car cet appareil est très bien, déjà, comme il est. D'autant plus que bon nombre d'amplificateurs ou d'ampli-tuners sont équipés d'un ou de plusieurs décodeurs quadriphoniques.

LA CHAÎNE COMPACTE



BANG ET OLUFSEN 1800

Bet O, ne serait-ce que par un style scandinave s'est fait, depuis fort longtemps, le champion de la chaîne homogène. C'est cette firme danoise qui, avec sa 3500, avait rendu aux chaînes compactes ses lettres de noblesse.

La chaîne compacte, c'est sans doute le meilleur moyen d'assurer l'homogénéité, en fournissant tous les éléments d'une chaîne : tourne-disques, tuner MF et amplificateur, dans une même ébénisterie.

Avec sa chaîne 1800, l'une des vedettes du dernier Festival du Son, nous sommes en présence d'un appareil réellement compact aux lignes traditionnellement pures, dans le style scandinave.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 2 x 22 W efficaces / 4 ohms, 2 x 19 W efficaces sur 8 ohms.

Distorsion harmonique inférieure à 0,1 % pour la puissance annoncée.

Distorsion par intermodulation : moins de 1 %.

Gamme de fréquence : 20 - 30 000 Hz \pm 1,5 dB.

Facteur d'amortissement : supérieur à 12.

Rapport signal/bruit : meilleur que 50 dB à 50 mW.

Correcteur de timbre : \pm 17 dB à 40 Hz, \pm 14 dB à 12 500 Hz.

Section MF

Sensibilité : 1,8 μ V pour S/B = 26 dB et modulation \pm 40 kHz.

Rapport signal/bruit : meilleur

que 65 dB.

Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz \pm 1,5 dB.

Distorsion harmonique inférieure à 0,5 %.

Séparation entre canaux : meilleure que 30 dB.

Tourne-disques

Vitesses : 33 et 45 t/mn.

Pleurage inférieur à 0,12 % (DIN).

Scintillement : inférieur à 0,06 % DIN.

Bruit de fond non pondéré : meilleur que 37 dB ; meilleur que 60 dB en pondéré.

Réglage de la vitesse : \pm 3 %, Contrôle de vitesse par Stroboscope.

Réglage de la force d'appui de 0 à 2,5 g.

Erreur de piste max : 0,126°/cm.

Moteur asynchrone, entraîne-

ment par roue intermédiaire et courroie, plateau de 30 cm, 1 kg.

Phonocapteur type MMC 3000

Diamant sphérique, rayon 15 μ m.

Réponse en fréquence 16 à 25 000 Hz \pm 3 dB, 20 à 16 000 Hz \pm 2,5 dB.

Séparation des canaux : meilleure que 20 dB à 1 000 Hz.

Ecart entre les canaux : meilleur que 2 dB.

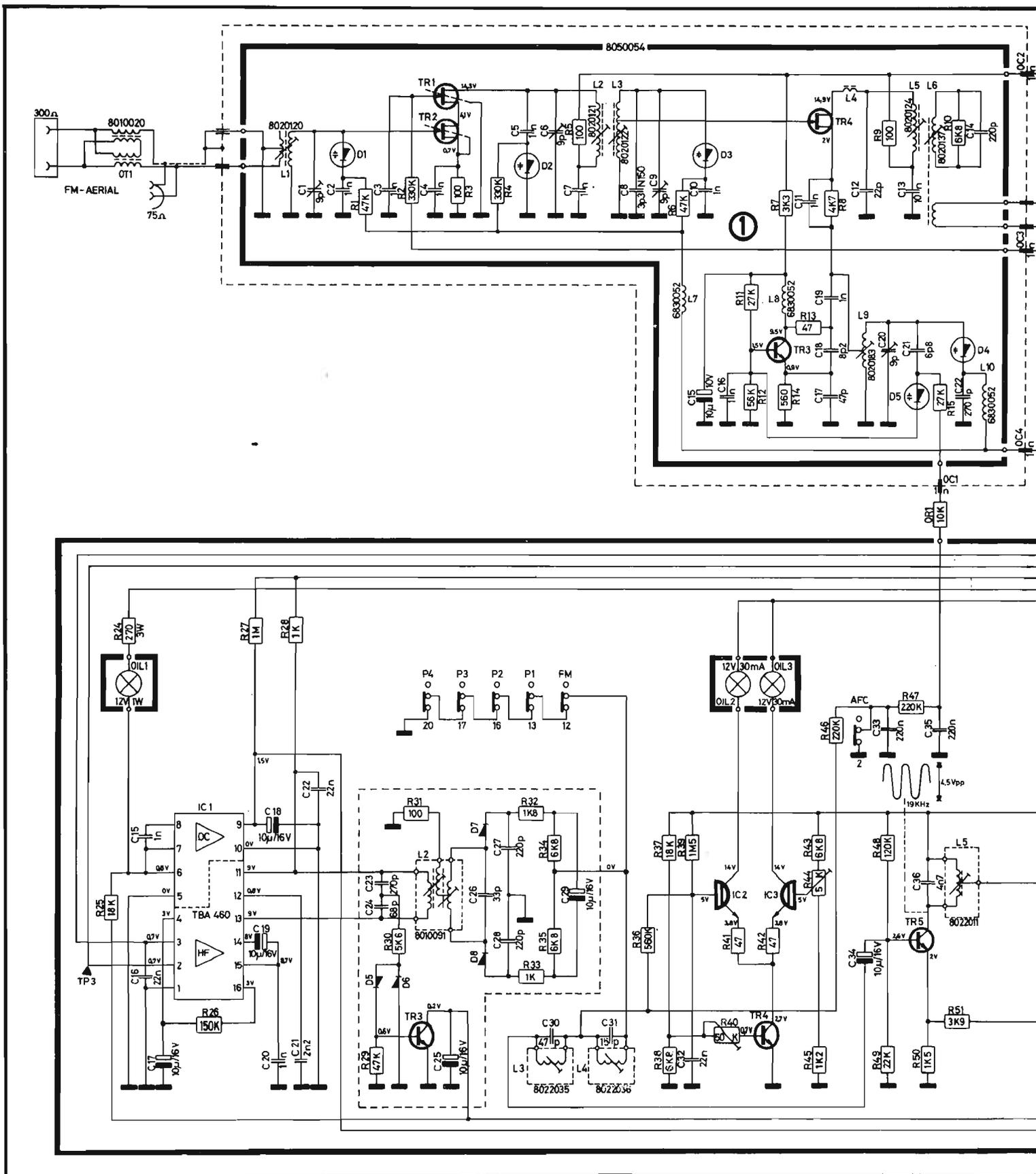
Distorsion par intermodulation : moins de 1 %.

Compliance : 25 x 10⁻⁶ cm/dyne.

Masse dynamique : 0,5 mg.

PRÉSENTATION

Comme nous vous l'avons annoncé au début, il s'agit



d'un style scandinave que vous reconnaîtrez sur la photo de titre.

L'ensemble se présente comme un coffret très mince, un long bandeau noir rassemblant toutes les commandes.

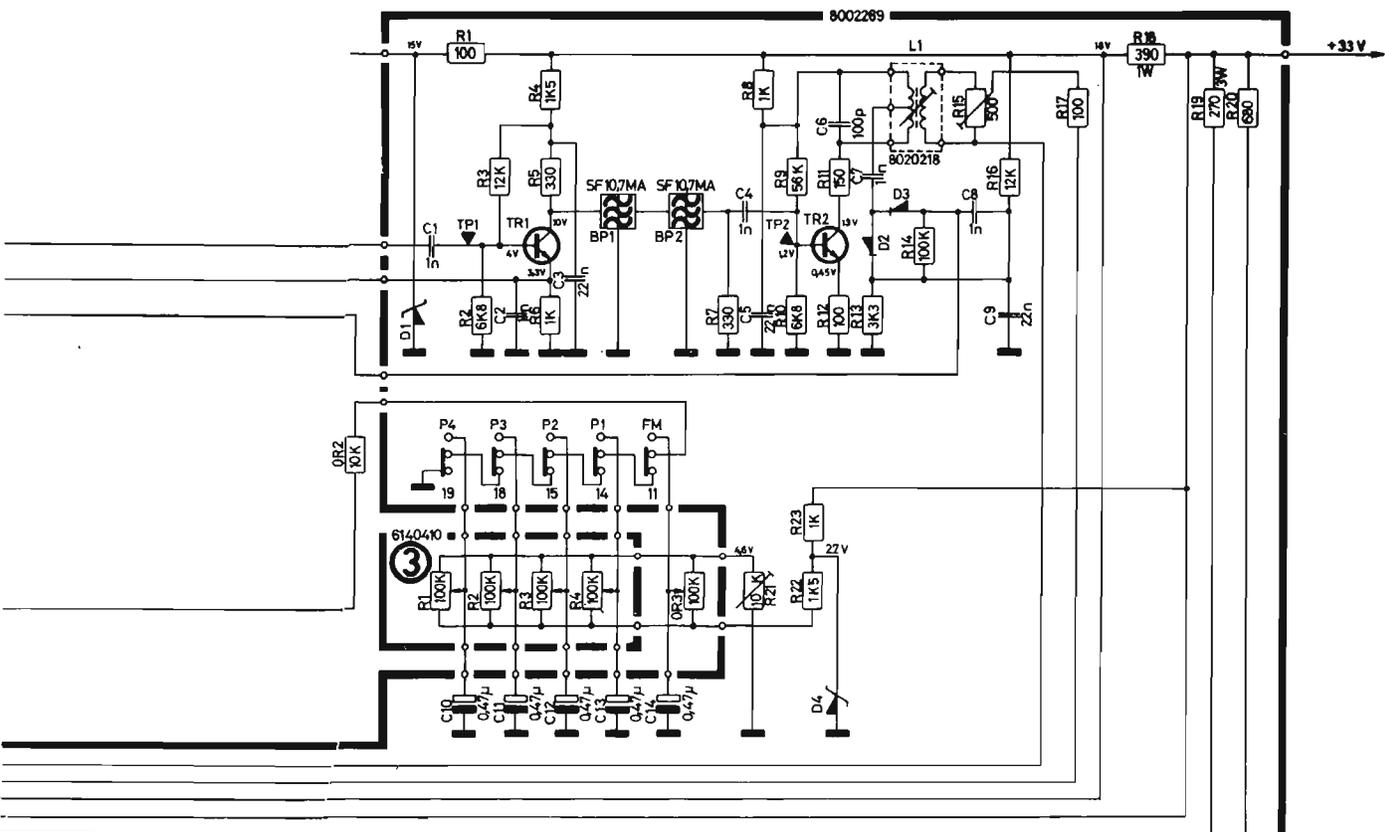
Au-dessus, et protégé par un couvercle de plexiglass teinté: le tourne-disques.

Les commandes se font par curseurs, les prises arrières sont au standard DIN tandis que la prise de casque est un

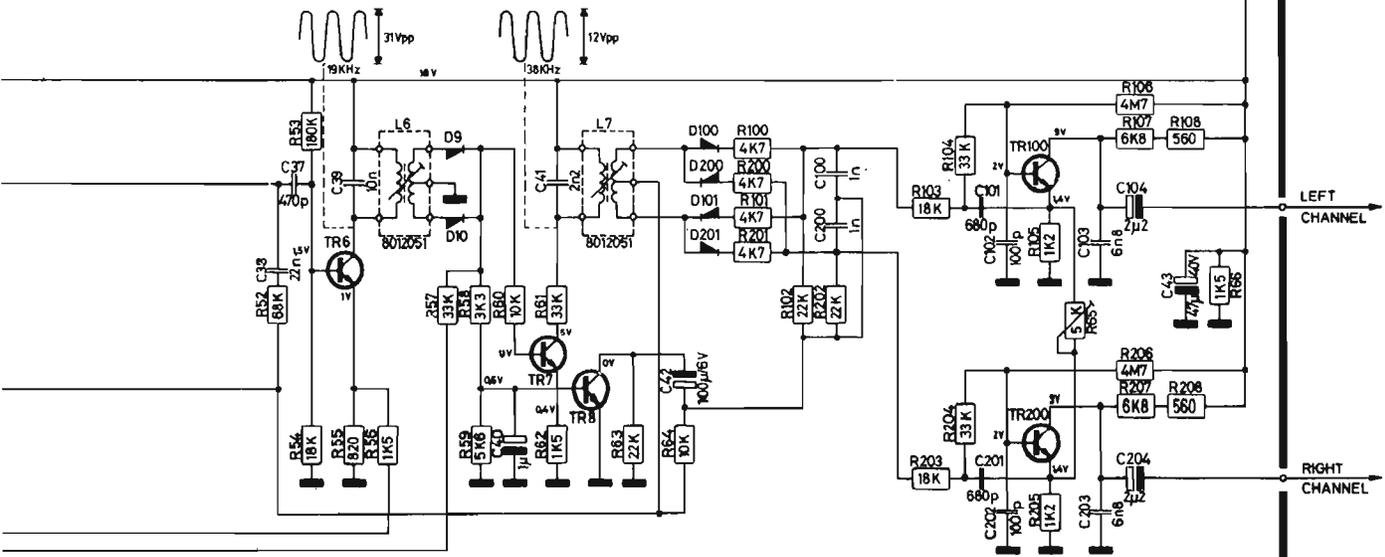
jack américain. Quatre cadrans de format réduit servent au pré-régla de quatre stations.

On dispose donc avec cet appareil, du centre d'une petite chaîne typiquement

HiFi puisque la modulation d'amplitude n'a pas eu ici sa place. Le tourne-disques est l'un des éléments indispensables. Son fonctionnement est automatique, il n'y a que la vitesse à choisir, l'endroit où



②



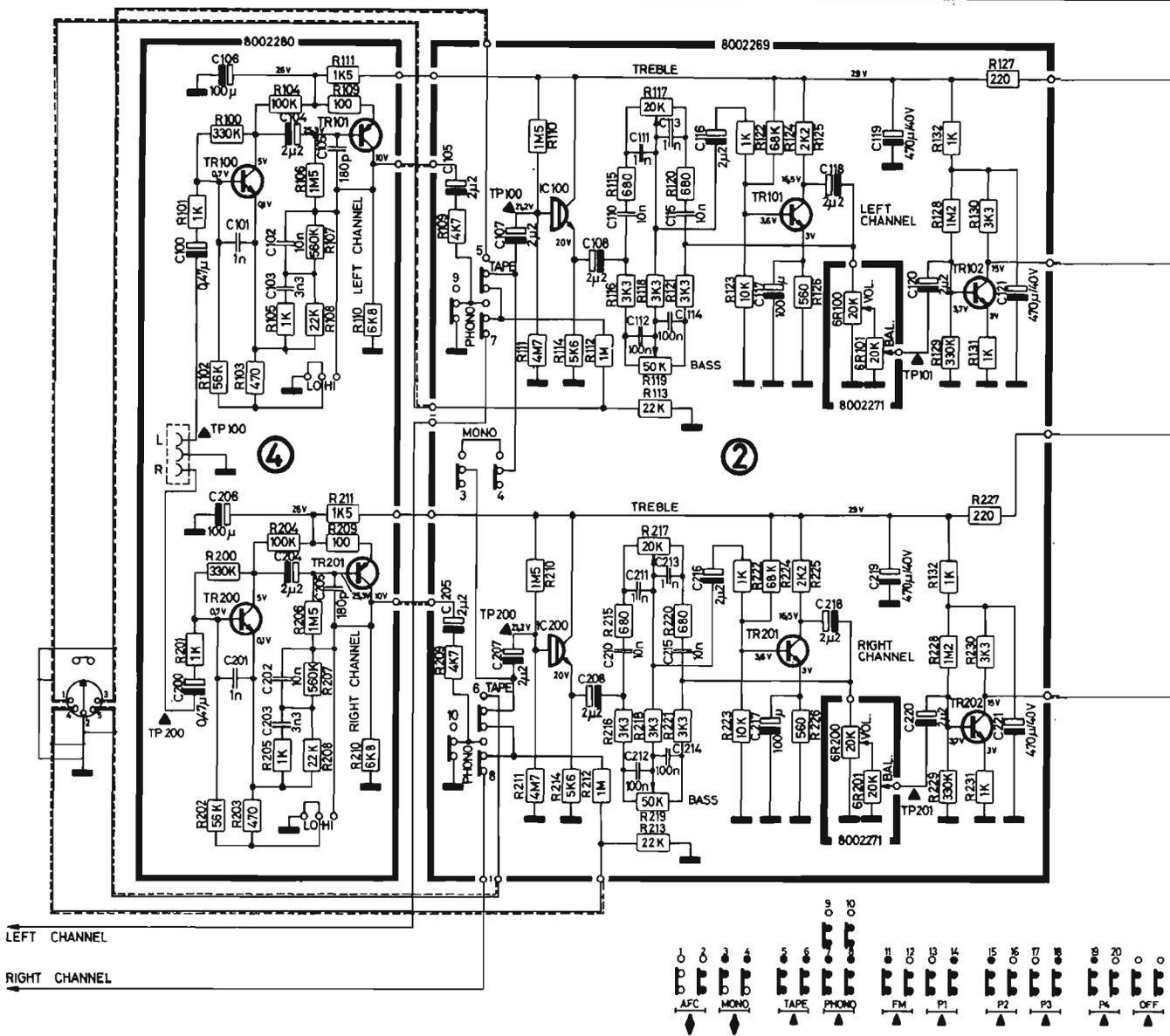
9222095 T-1 B

le bras se pose est automatiquement sélectionné. La commande s'effectue par pression sur la partie centrale du changement de vitesse: une première pression met le

bras se déplace pour venir s'immobiliser au-dessus de la plage de départ; quelques dixièmes de secondes plus tard, il entame sa descente. En fin de disque, le bras se relève et revient à sa place

de repos. Un arrêt intermédiaire est possible, il suffit pour cela d'appuyer une nouvelle fois sur l'unique bouton de commande et le bras se lève. La pression suivante abaisse le bras. Pour les dis-

ques d'un diamètre différent de ceux présélectionnés (30 cm pour les 33 t, 17 cm pour les 45 t), on amènera manuellement le bras au-dessus de l'emplacement désiré, par une pression latérale exer-



cée sur le bras, ce dernier est en effet maintenu en permanence, et en dehors de la lecture, en position haute; il n'y a pas de repose-bras.

ETUDE TECHNIQUE

Section MF

Un transformateur d'entrée type balun permet de brancher, sur l'entrée de la tête HF une antenne de 300 Ω, type twin Lead. Deux prises cohabitent, la prise 75 Ω sera particulièrement appréciée

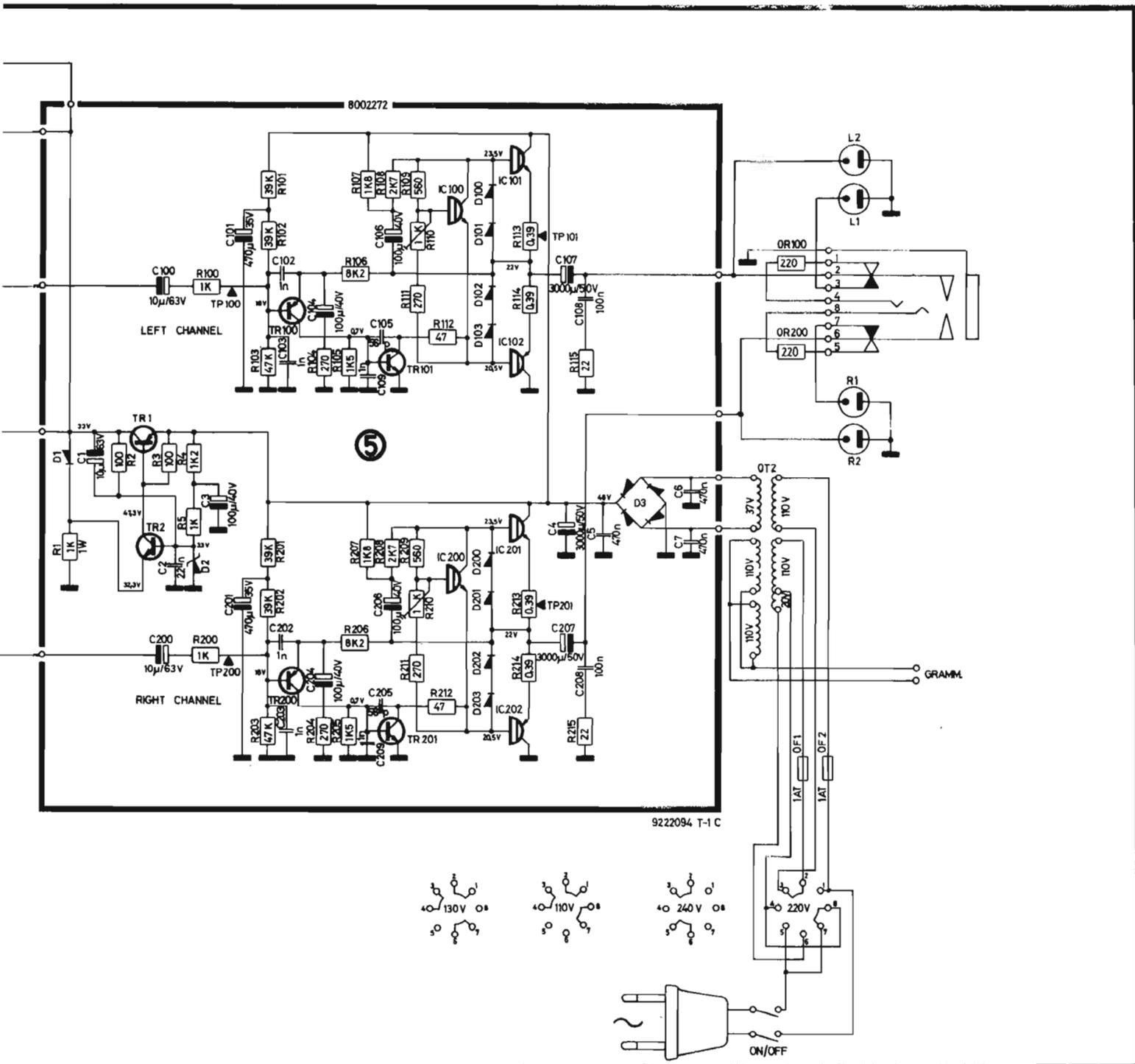
pour la réception d'émissions lointaines ou lorsque l'appareil travaillera dans des conditions difficiles où l'antenne externe s'impose. La sensibilité élevée de ce tuner sera particulièrement intéressante.

Comme ce tuner dispose de quatre stations pré-réglées, l'accord se fait électroniquement, par diodes à capacité variable. La tension d'accord est obtenue à partir de la « haute » tension de 33 V délivrée par une alimentation stabilisée. Une seconde diode

zener, D4, fixe la tension d'accord maximale qui sera appliquée au tuner. Une résistance de piédestal, R21 permet de fixer la plage de variation de fréquence, la tension maximale étant fixe. La fréquence minimale sera déterminée par la valeur des éléments réactifs ajustables, selfs et condensateurs.

L'étage d'entrée est un montage cascode à deux transistors à effet de champ. La porte de TR1 reçoit une tension variable assurant la com-

mande automatique de gain. Il s'agit ici d'une mesure destinée à éviter la saturation en présence d'un champ HF élevé. La porte du second transistor à effet de champ, TR2 reçoit la tension utile. La porte de TR1 est, du point de vue continu au potentiel de la masse. La charge de TR1 est elle aussi accordée par diode. L'oscillateur local possède deux diodes varicap. L'une d'entre elles est employée pour l'accord tandis que l'autre, D5 reçoit la ten-



sion continue de sortie du discriminateur.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire utilise des filtres céramiques. Ces composants ont une impédance de sortie égale à celle d'entrée qui est de 330Ω , on peut ainsi placer une série de filtres les uns derrière les autres sans problème d'adaptation d'impédance. Le seul défaut d'une telle liaison étant la perte de signal qu'il faut rattraper plus loin par un amplificateur.

Ce double filtre est attaqué par un ampli apériodique chargé précisément par une résistance de 330Ω , à la sortie, du filtre nous retrouvons également une résistance de 330Ω , précédant un autre étage amplificateur à charge plus classique. Nous trouvons, branchées sur ce transformateur les diodes détectant la HF et assurant la commande automatique de gain du premier étage.

Un circuit intégré assure l'ultime amplification avant la

démodulation. La moitié de ce circuit sert à l'amplification de la fréquence intermédiaire; la seconde à la commande du voyant stéréo, en effet, la seconde section de ce circuit est un amplificateur qui était prévu pour attaquer des transistors de puissance, le transistor de sortie de ce circuit intégré peut délivrer un courant suffisant pour alimenter le voyant stéréo.

Le décodeur stéréo est automatique. Le transistor TR3 est commandé par une

tension continue fournie par les diodes D5 et D6. Si le signal d'entrée du tuner est suffisant, ce transistor est saturé, le point commun entre la résistance R56 et le collecteur de TR3 se met à la masse, le transistor TR6 du décodeur est alors polarisé normalement, si une tension à 19 kHz apparaît elle est détectée, redressée par D9 et D10 (pour faire du 38 kHz), elle passe par R57, est filtrée par C18 avant d'entrer dans le circuit intégré. Le voyant

s'allume alors et la résistance de $18\text{ k}\Omega$, R25 se met au potentiel de la masse, renforçant ainsi l'effet de TR3. Lorsque le signal HF est trop faible, le transistor TR3 est bloqué, le voyant stéréo OILI est éteint, la borne 6 du circuit intégré est au potentiel de l'alimentation, la tension d'émetteur de TR6 est alors fixée par un pont de résistances, R25, R56, R55, le transistor TR6 se bloque et empêche le fonctionnement du décodeur, ce dernier ne fonctionnera donc que lorsque le signal d'entrée sera suffisant pour assurer une qualité de décodage convenable.

Le démodulateur est un démodulateur de rapport, toujours très classique. L'indication de l'accord est ici effectuée à l'aide de deux ampoules dont l'éclat doit être identique.

Ce sont deux transistors Darlington, IC2 et IC3 qui amplifient les écarts de tension. Le transistor TR4 est un générateur dont on peut régler le courant par R40. La tension de référence est fixée par le potentiomètre R44. La

tension de sortie du discriminateur est envoyée sur la base de IC2 par une résistance constituant l'une des branches d'un pont. Si une tension continue apparaît, elle est aussitôt transmise aux lampes, comme le courant total est constant, l'une des deux s'allumera tandis que l'autre s'éteindra.

Le décodeur stéréo est un modèle relativement classique, à transistors discrets. TR8 commande le fonctionnement du démultiplexeur à diodes lorsqu'une tension à 19 kHz est présente. En l'absence de sous-porteuse, le point commun aux résistances R102 et R202 n'est pas à la masse, les transistors TR100 et 200 reçoivent des tensions identiques. La désaccentuation est effectuée par les condensateurs C103 et C203.

Section BF

Nous retrouvons, dans les amplificateurs AF, des Darlington, ces transistors permettent de simplifier le montage en réduisant le nombre de composants à monter, chacun de ces transistors com-

prenant le driver, le transistor de sortie et les diodes de protection ainsi qu'une résistance. Ces Darlington sont ici des modèles complémentaires. La protection électronique est assurée par les diodes et les résistances d'émetteur. Nous retrouvons également, pour la stabilisation thermique un transistor Darlington. La liaison se fait par condensateur et l'alimentation est de type asymétrique. Deux fusibles, au niveau du primaire du transformateur protègent ce dernier.

On notera le choix entre deux types de fonctionnement pour les préamplificateurs d'entrée. L'un RIAA, l'autre linéaire, le réseau de correction étant alors shunté par une résistance de $470\ \Omega$. Cette disposition n'est pas utile dans cette chaîne dont le tourne-disques est solidaire de l'ensemble.

Le reste du montage est classique, au Darlington près.

Le tourne-disques

Malgré sa simplicité apparente, le tourne-disques a fait l'objet d'études attentives,

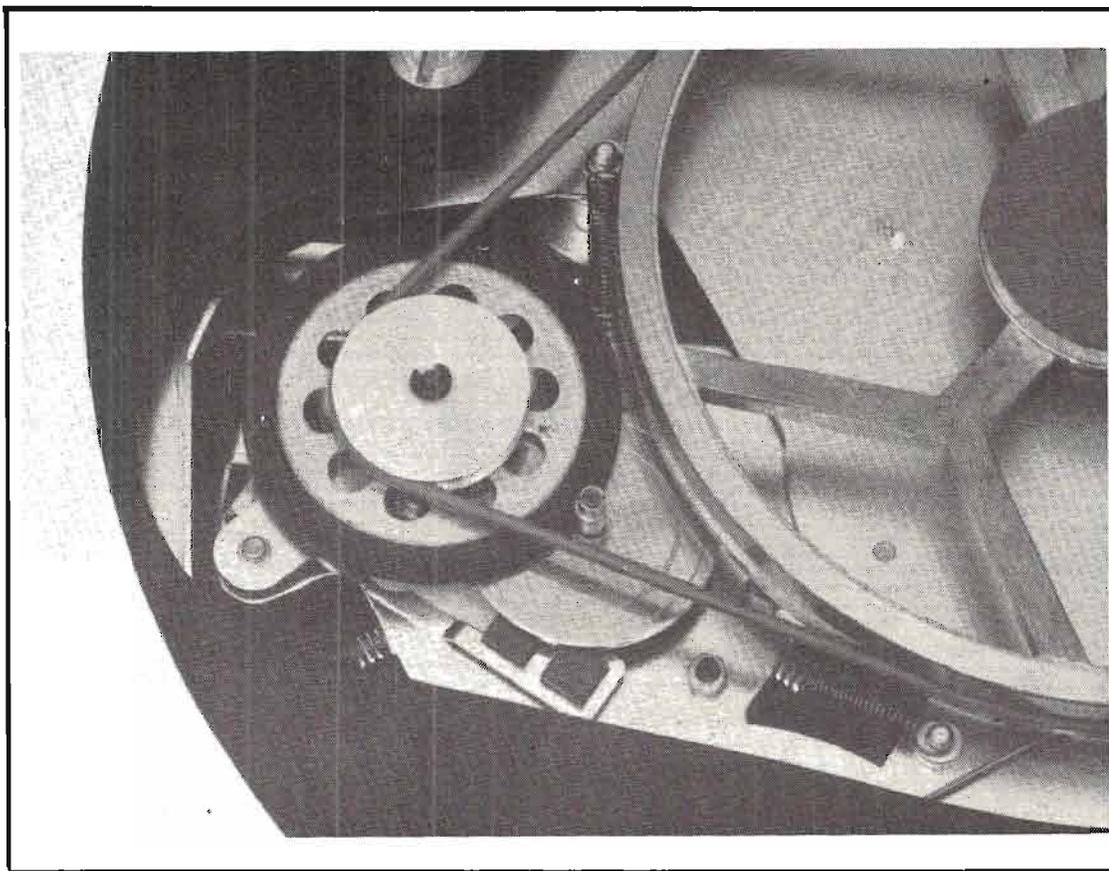
aussi bien sur le plan dessin que sur celui des performances.

L'entraînement du plateau d'aluminium embouti est assuré par un moteur de type asynchrone. Le choix d'un tel moteur est dicté par le procédé de réglage de vitesse. Ce dernier utilise en effet un frein de Foucault : un disque de cuivre, solidaire de l'axe du moteur d'entraînement tourne dans un champ magnétique variable, suivant l'intensité du champ magnétique, le freinage est plus ou moins violent. Comme on peut le voir sur la photo de détail du mécanisme, le champ magnétique est produit par deux petits carrés de ferrite aimantés. Ces deux ferrites sont simplement guidées, elles sont en effet maintenue magnétiquement au contact du châssis, châssis qui referme les lignes de flux.

Le bouton de réglage de vitesse place les aimants sous le disque de cuivre. Lorsque les aimants sont complètement dissimulés, le ralentissement est à son maximum, et inversement. La variation possible est de $\pm 3\%$ environ. Un stroboscope qui ne peut être lu qu'en l'absence de disque décore le plateau et permet un réglage de vitesse rigoureux.

Une poulie à deux étages, l'un pour 33 , l'autre pour 45 t/mn équipe l'arbre du moteur. Un galet de caoutchouc appuie sur cette poulie et transmet son mouvement à une seconde poulie à gorge. Une courroie prend la relève pour entraîner une dernière poulie solidaire de l'axe du plateau. Nous avons donc ici une combinaison des deux formules traditionnelles, le galet et la courroie : le galet pour le changement de vitesse, la courroie pour le filtrage des vibrations.

Le bras, très fin, est en magnésium moulé, il ne peut recevoir d'autre cellule que celles du constructeur, suivant une règle bien établie. Un curseur règle la force d'appui ; il entraîne un contre-



pois métallique assurant l'équilibre. Un second contre-poids, interne permet l'étalonnage (équilibre pour une force d'appui nulle). L'antiskating est automatique, le bras repose sur une rampe hélicoïdale à billes, lorsque le bras se déplace vers le centre du disque, il monte et la pesanteur tend à entraîner la pointe vers l'extérieur, assurant ainsi la compensation voulue.

La tête de lecture utilise le principe de la micro-croix utilisée depuis longtemps par B et O. Cette tête fonctionne d'après le principe de la réluctance variable, où la longueur d'un circuit magnétique est modulée par les mouvements de la pointe. Cette tête est enfilée à l'extrémité du bras, un circuit imprimé assure les contacts.

FABRICATION

Nous avons retrouvé ici le soin propre à B et O. Le radiateur est convenablement dimensionné et sa ventilation efficace. La finition de l'ébénisterie est toujours impeccable.

Intérieurement, les circuits imprimés sont propres. Pas de technique révolutionnaire, du classique, bien adapté à la production de série. De plus, les circuits sont parfaitement accessibles, depuis la face inférieure.

MESURES

La puissance de sortie de cette chaîne est de deux fois 22,5 W sur 4 Ω et de deux fois 15,2 W sur 8 Ω, puissance mesurée à 1 000 Hz et à la limite de l'écrêtage, les deux canaux en service.

Le taux de distorsion harmonique est très bas, il est de 0,06 % à 1 000 Hz, sur 8 Ω et de 0,2 % sur 4 Ω. A 20 Hz la distorsion est de 0,09 % ; sur 8 Ω comme sur 4 Ω. A 20 000 Hz, on observe la remontée habituelle : 0,25 % sur 8 Ω et 0,3 % sur 4 Ω

Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,14 % à la puissance maximale, pour

des fréquences de 50 et 6 000 Hz et un rapport d'amplitude de 4/1.

La bande passante à pleine puissance s'étend de 7 Hz à 51 kHz, à -3 dB.

Le rapport signal sur bruit a été mesuré avec le tourne-disques en service. En mesure non pondérée, nous avons mesuré 41 dB, valeur excellente, passant à 64 dB en mesure pondérée DIN, valeur elle aussi excellente. La précision de vitesse est bonne, il faudra toutefois faire attention lors de l'emploi d'un bras dépoussiéreur, la vitesse baisse d'environ 0,6 %, il suffira d'en tenir compte lors du réglage fin de la vitesse.

La bande passante du phonocapteur tient, dans une fourchette de ± 3 dB, de 40 Hz à 18 000 Hz, mesure effectuée avec le préamplificateur de la chaîne, ce qui est normal, cet ensemble étant indissociable. On observe sur cette courbe de réponse une chute progressive du niveau avec la fréquence : + 2 dB à 40 Hz, - 4 dB à 16 kHz, chute qui sera compensée facilement par le correcteur de timbre qui restituera une courbe de réponse absolument linéaire.

Le facteur de lisibilité est de 60 μm à 1,5 g ce qui est correct. La séparation des voies est d'environ 25 dB, moyenne prise sur les deux canaux.

CONCLUSIONS

La chaîne compacte conserve la qualité des éléments séparés, ce qui n'était pas toujours évident pour tout le monde. Avec sa chaîne 1800, B et O offre un appareil réellement compact et suffisamment puissant pour équiper une salle de séjour de dimensions normales. Pas de défaut majeur à signaler, un mineur : le montage du bras de lecture, lors du déballage n'est pas aussi évident qu'il devrait l'être, c'est une opération à laisser entre les mains de l'installateur !

E.L.

DANS LE QUARTIER CLICHY-CARDINET inter diffusion

TOUS COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

CONDENSATEUR TANTALE GOUTTE

CμF/V	4	8	10	15	20	25	35	CμF/V	6	10	15	20	35
0,1								0,1					A
0,2								0,22					A
0,47								0,47		A			A
1								1					A
2,2						H		2,2					B
3,3				H				3,3			A		B
4,7			H					4,7		A			B
6,8		H						6,8	A				B
10	H					J	K	10				B	R
15								15					R
22						J	K	22			B		R
33		J	K				P	33		B			R
47		K				P		47	B				R
68					P			68					R
100			P		T			100		R			S
220								220					
330		T						330	S				

Prix net T.T. : H : 1,82 ; J : 2,28 ; K : 2,50
P : 7,27 ; T : 13,30

Prix net T.T. : A : 4,32 ; B : 4,92
R : 11,18 ; S : 20,26

POT A COUCHE DE CARBONE P. 0,5 W

SANS INTER :
Lin. 050 de 1 kΩ à 2,5 MΩ 3,60
Lin. 512 de 1 kΩ à 2,5 MΩ 4,00

AVEC INTER :
Lin. 052 de 1 kΩ à 2,5 MΩ 4,92
Log. 511 de 1 k à 2,5 MΩ 4,92

POT. AJUSTABLES pas de 5,08
de 100 Ω à 5 MΩ 1,08
Pot OHMIC série
MP 41 A Lin. 65,40
MP 1 C Log 28,80
M 25 Lin. 12,60

CONDENSATEURS CHIMIQUES B.T. SORTIE RAD

10 V	
10 μF	1,20
47 μF	1,32
100 μF	1,50
470 μF	1,80
1 000 μF	3,60
18 V	
22 μF	1,32
47 μF	1,56
100 μF	1,80
220 μF	1,92
25 V	
47 μF	1,32
10 μF	1,32
22 μF	1,56
47 μF	1,82
100 μF	1,92
220 μF	2,28
470 μF	3,36
1 000 μF	4,20

CONDENSATEURS AJUSTABLES CERAMIQUE

2 à 6 pF	2,40
3 à 12 pF	2,40
4 à 20 pF	2,40
6 à 25 pF	2,40
10 à 40 pF	2,40
10 à 60 pF	2,40

INVERSEUR MINIATURE

Unipolaire 2 pos. ST 1106 D	9,50
Bipolaire 2 pos. ST 1206 N	8,52
Unipolaire 3 pos. ST 1106 E	9,12
Bipolaire 3 pos. ST 1206 P	10,38
Tripolaire 2 pos. 5556	16,56
Poussoir unipolaire 9635	8,22
Inter poussoir 8636 A	10,68

DIODES ELECTROLUMINESCENTES

C QY 40 Rouge Ø 5	3,00
C QY 72 Verte Ø 5	4,20
C QY 41 Rouge Ø 3	3,60
C QY 73 Verte Ø 3	4,20

PLAQUES POUR CIRCUITS IMPRIMES VERO BOARD

Culvres		M 2	11,40
E 110	7,20	M 3	9,40
M 12	17,40	S 9 Connecteur	8,60
M 6	5,90		
M 7	9,70		
M 10	10,60	Sans culvres	
M 23	4,10	M 30	8,60
M 9	7,70	M 35	9,60
M 19	4,10	Outil 2022	8,30

RÉSISTANCES BOBINÉES VITRIFIÉES

3 W	
de 0,1 à 4,7 Ω	3,18
de 4,7 à 390 Ω	3,30
de 390 à 10 kΩ	4,08
7 W	
de 0,1 à 8,2 Ω	3,36
de 8,2 à 680 Ω	3,42
de 680 à 27 kΩ	3,90
10 W	
de 0,1 à 20 Ω	3,90
de 20 à 47 kΩ	3,66
de 47 k à 68 kΩ	5,34
14 W	
de 0,2 à 20 Ω	3,90
de 20 à 68 Ω	3,90
de 68 à 120 kΩ	5,34

RÉSISTANCE A COUCHE DE CARBONE

1/4 W	0,30	1 W	0,46
1/2 W	0,36	2 W	0,72

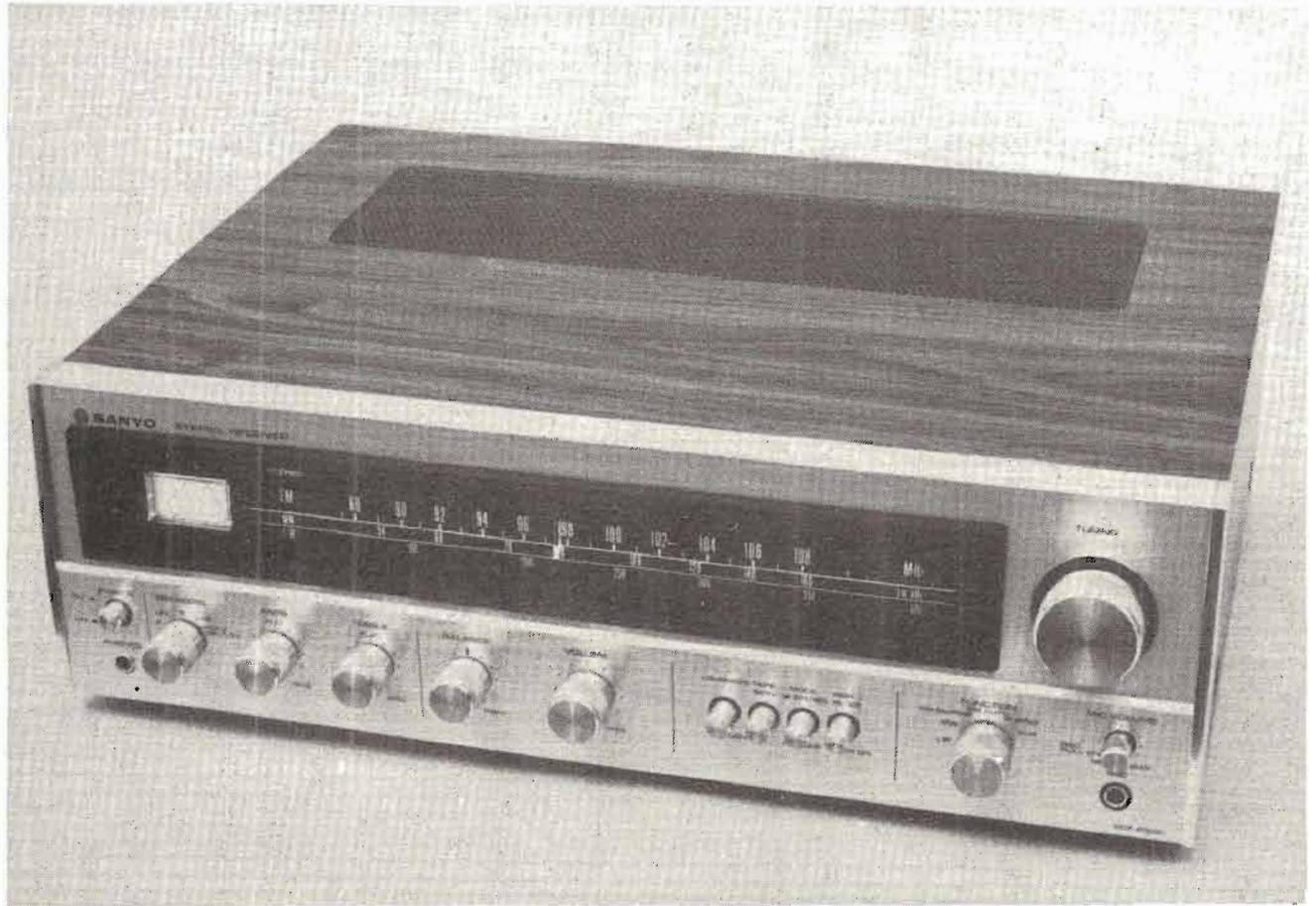
SAPHIRS - DIAMANTS - CELLULES
nous consulter

ENVOIS DANS TOUTE LA FRANCE
CONTRE REMBOURSEMENT
DÉPOSITAIRE DES PRODUITS KF

inter diffusion 168, rue Cardinet
75017 PARIS
Tél. : 229-08-77

Ouvert du LUNDI au vendredi
de 8 h 30 à 12 h 30 et de 13 h 30 à 19 h
Samedi de 9 h à 12 h 30.

LES TUNER-AMPLIFICATEURS



SANYO DCX 2000 L & 4000 L

CES deux ampli-tuners font partie d'une famille d'appareils dont la puissance de sortie s'étage de 2 x 5 W à 2 x 54 W sur 4 Ω . Cette famille se dédouble en réalité et chaque appareil peut être livré soit avec la gamme petites ondes, soit avec les petites et les grandes ondes. C'est de cette série que nous avons tiré les DCX 2000 et 4000L, L signifiant que l'appareil est équipé des grandes et des petites ondes, K des ondes moyennes seules.

CARACTÉRISTIQUES

Ces deux ampli-tuners ont la particularité d'être équipés d'une section haute fréquence pratiquement identique, si bien qu'à quelques détails près, les performances le sont.

Section haute fréquence

Sensibilité : 2000 L : 2,5 μ V ;
4000L : 2,3 μ V

Distorsion harmonique :
mono : moins de 0,6 %, stéréo, moins de 0,8 %

Rapport signal/bruit : mono plus de 65 dB, stéréo, plus de 55 dB

Réjection FI : mieux que 50 dB

Rapport de capture : 2000L : 3,5 dB ; 4000L : 3 dB

Séparation des canaux : Mieux que 40 dB.

Section audiofréquence

DCX 2000L

Puissance de sortie : 2 x 15 W sur 4 Ω , 2 x 13W sur 8 Ω
Bande passante en puissance : 15 à 40000 Hz

Distorsion harmonique : moins de 0,8 % à la puissance nominale

Distorsion par intermodula-

tion : moins de 0,8 % à la puissance nominale

Sensibilité d'entrée : phono 2,5 mV, aux. 180 mV, micro 6,5 mV

Commande de timbre : \pm 10 dB à 100 Hz et 10 kHz

Facteur d'amortissement : 30 sur 8 Ω

DCX 4000L

Puissance de sortie : 2 x 22 W sur 4 Ω , 2 x 18 W sur 8 Ω
Bande passante en puissance : 10-40 000 Hz

Distorsion harmonique : moins de 0,8 % à la puissance nominale

Distorsion par intermodulation : moins de 0,8 % à la puissance nominale

Sensibilité d'entrée, commande de timbre, facteur d'amortissement identique à ceux du DCX 2000L.

PRÉSENTATION

Elle est typiquement japonaise et tous les appareils de la gamme sont conçus, sauf le plus petit, dans un même boîtier, de bois gainé de matière plastique imitant presque parfaitement le bois et possédant sur ce dernier l'avantage de l'entretien. Une grille de métal perforé permet aux calories de se dissiper. Quand à la façade, il n'y a que la photo qui puisse en donner une idée : aluminium anodisé profilé, boutons d'aluminium d'une présentation absolument irréprochable, touches faciles à manœuvrer, cadran s'illuminant de vert. Légère différence entre le 2000 et le 4000 : ce dernier dispose d'inscription lumineuse indiquant à distance la

DCX 2000L
CIRCUIT DIAGRAM

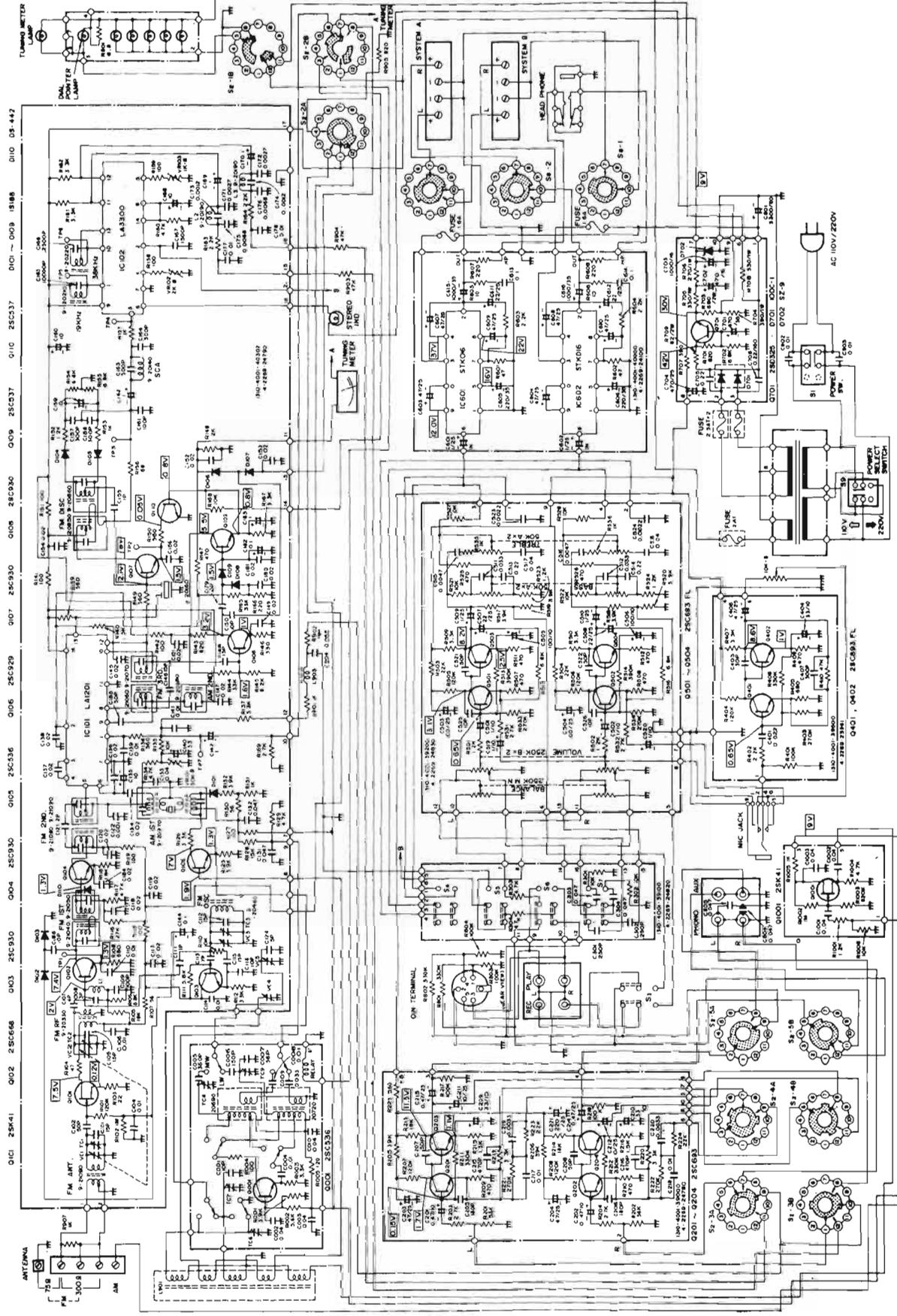


Schéma du DCX 2000 L

position du sélecteur de fonction. Autre différence, le DCX 4000K possède un filtre passe-haut et la possibilité de raccorder deux magnétophones ; le 2000 n'ayant qu'un passe bas et un seul jeu de prises. Les différences entre ces deux appareils du moins au niveau fonctionnel, sont donc minimes.

ETUDE TECHNIQUE

Les deux sections HF sont identiques, à une exception près : la référence du transistor à effet de champ de la section M.F. !

A en croire les caractéristiques techniques, cela permet de gagner $0,2 \mu V$ en sensibilité et $0,5 \text{ dB}$ sur le rapport de capture.

L'entrée du signal HF se fait sur deux impédances, au choix, soit 75Ω , dans le cas d'une antenne externe avec liaison par câble coaxial, soit 300Ω , impédance de l'antenne intérieure livrée montée sur l'appareil. L'adaptation d'impédance se fait simplement par une prise intermédiaire du bobinage. Le circuit d'entrée est accordé, ainsi que la charge du premier amplificateur. Le transistor à effet de champ est soumis à une commande automatique de gain intervenant lors de la

réception de signaux de forte amplitude. La tension continue de polarisation est modifiée par une source de tension auxiliaire constituée des diodes D102 et D103. L'oscillateur local utilise le transistor Q103. On notera l'absence de commande automatique de fréquence, la compensation thermique des éléments réactifs étant vraisemblablement assurée par le choix judicieux des coefficients de température, méthode couramment pratiquée dans l'industrie japonaise. Le transistor Q102 sert de convertisseur.

Nous trouvons, au secondaire de sa charge de collecteur, accordée sur $10,7 \text{ MHz}$, une diode d'écrêtage complétant l'action de la commande automatique de gain du premier étage. La charge de Q104 est un double circuit accordé couplé par capacité ; il attaque le circuit intégré sur lequel nous ne disposons d'aucun renseignement. Il sert à la fois d'amplificateur FI pour la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence. Un filtre céramique assure une ultime limitation de la bande passante FI avant la démodulation par un détecteur de rapport.

L'amplificateur FI est équipé d'un système de silencieux inter-stations qui fonc-

tionne de la façon suivante : le signal FI arrive sur la base du transistor Q108 monté en amplificateur apériodique.

Le transistor Q109 reçoit la tension détectée par les diodes D108 et D109, ce transistor commande Q110 qui, à son tour, établit ou non le courant d'émetteur du dernier étage amplificateur à fréquence intermédiaire. Les diodes D106 et D107 redressent elles aussi la tension de collecteur de l'ampli apériodique, tension mise à profit pour commander l'indicateur de champ.

On notera également que cette tension sert à la polarisation de la diode D108, l'absence d'information sur le circuit intégré ne permet pas de pousser plus au-delà ces investigations.

La tension basse fréquence est transmise ensuite au travers d'un filtre SCA éliminant une éventuelle sous-porteuse existant aux Etats-Unis et servant à transmettre une musique ininterrompue. Le circuit intégré décodeur stéréophonique est lui aussi à circuit intégré, il utilise des selfs accordées. L'une de ses broches délivre le courant nécessaire au voyant stéréo tandis qu'une autre permet de le mettre hors-service par l'intermédiaire du commuta-

teur de mode de fonctionnement : mono/stéréo.

A la sortie du décodeur stéréo, deux filtres accordés éliminent les résidus de la sous-porteuse et de la fréquence pilote.

SECTION M.A.

Une antenne ferrite est placée à l'intérieur du châssis des deux récepteurs. Cette disposition permet de satisfaire la majorité des cas d'utilisation pratiques. La prise d'antenne externe est prévue, et pour éviter l'amortissement des circuits accordés par une antenne mal adaptée, un étage séparateur à effet de champ est intercalé entre la prise d'entrée et l'antenne ferrite, cette dernière n'étant pas mise hors circuit dans le cas de l'emploi d'une antenne extérieure. Les deux gammes d'ondes sont commutées par relais, ce relais permet d'effectuer les cinq commutations nécessaires en ne mobilisant qu'un seul des contacts du commutateur de fonction. Cette disposition permet en outre d'éloigner les circuits HF du commutateur.

Le transistor Q 001 est monté en oscillateur. Le transistor Q 106 reçoit, sur sa base, le signal incident tandis que son émetteur reçoit la tension de sortie de l'oscillateur local. La non-linéarité de la jonction base-émetteur assure le changement de fréquence nécessaire à l'obtention du signal à fréquence intermédiaire. La charge de Q 106 est équipée d'un système à sélectivité variable, la sélectivité est modifiée par la diode D 101 qui amortit, par sa résistance interne le primaire du bobinage. Le couplage des deux transfos est assuré par un filtre céramique. La présence de circuits accordés classiques à côté d'un filtre céramique est imposée par la présence, dans ce type de filtre, de résonances parasites. Le signal FI, à sa sortie du filtre est envoyé dans le circuit intégré, par l'intermédiaire du transformateur à



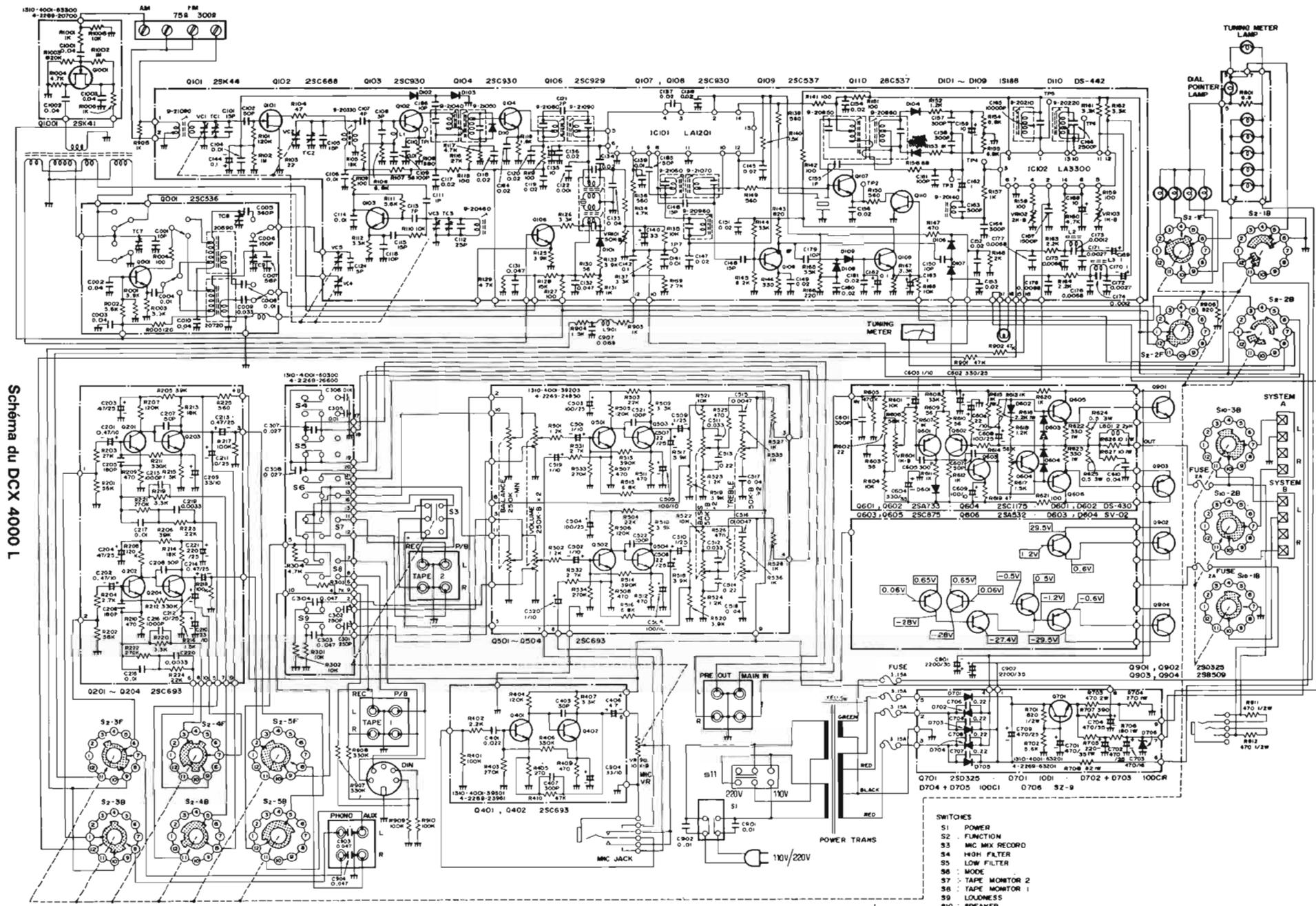


Schéma du DCX 4000 L

- SWITCHES**
- S1 POWER
 - S2 FUNCTION
 - S3 MIC MIX RECORD
 - S4 HIGH FILTER
 - S5 LOW FILTER
 - S6 MODE
 - S7 TAPE MONITOR 2
 - S8 TAPE MONITOR 1
 - S9 LOUDNESS
 - S10 SPEAKER
 - S11 POWER SELECTOR

fréquence intermédiaire de la section MF. La tension de l'indicateur de champ est délivrée par le circuit intégré, tandis que la démodulation MA s'effectue également à l'intérieur du circuit intégré, ces deux fonctions étant liées.

SECTION AUDIOFRÉQUENCE

Les puissances de sortie des deux ampli-tuners étant différentes, il est normal que les amplificateurs le soient, mais la différence ne réside pas uniquement dans le dimensionnement des radiateurs, le type de transistors adoptés ou dans la valeur des tensions mais dans la technologie même. En effet, le DCX 2000L, le moins puissant est équipé de deux amplificateurs hybrides, alors que le DCX 4000L utilise deux amplificateurs d'une conception plus classique.

Dans le premier cas, il s'agit d'amplificateur à couche épaisse, de blocs de matière plastique vissés sur un radiateur. Les condensateurs, éléments les moins fiables et les plus difficiles à intégrer sont des composants externes. L'alimentation du 2000L est asymétrique et un condensateur de liaison est intercalé entre la sortie de l'amplificateur et la plaque à bornes de sortie. La protection est assurée par un fusible de 1 A inséré dans la ligne d'alimentation. Le commutateur de haut-parleur permet diverses combinaisons dont un effet ambiophonique réalisé à partir de quatre enceintes (enceintes arrières branchées entre les points chauds des amplificateurs).

L'amplificateur de puissance du DCX 4000L est à symétrie complémentaire, sans condensateur de sortie, avec étage d'entrée différentiel. Cette fois, la protection se fait par deux fusibles en série avec les lignes de sortie des enceintes, cette protection isole, en cas de défaillance des transistors de sortie, l'enceinte du récepteur. Il

s'agit donc d'une protection à la fois de l'enceinte et de l'amplificateur. Une protection électronique par diodes limite la tension d'attaque des drivers.

Les circuits amplificateurs de tension sont identiques pour les deux ampli-tuners, le préamplificateur d'entrée peut être adapté à diverses tâches : amplification RIAA ou linéaire, par une contre réaction variable. Ces deux appareils bénéficient en outre d'une entrée micro mélangeable. Le mélange s'opère sur les émetteurs des transistors Q 501 et Q 502 transistors dont les bases reçoivent le signal provenant soit du tourne-disques, soit du magnétophone ou encore de la section radio.

FABRICATION

Ces deux appareils utilisent non seulement un coffret identique mais aussi un châssis et des circuits imprimés communs. Le nombre important de trous restant inoccupés indique l'universalité de ces châssis, un seul châssis peut donc servir pour toute une gamme d'appareils.

Les circuits d'amplification sont très bien protégés, ils sont entourés d'une cage de tôle perforée ne laissant de passage que pour l'air de refroidissement.

Les circuits imprimés sont reliés entre eux par wrapping, technique consistant à enrouler un fil, très serré autour d'une broche de section carrée, à chaque angle, le métal pénètre dans le fil, ce qui assure un excellent contact dans le temps, il y a environ six à huit spires, ce qui donne de 24 à 32 points de contact.

MESURES

DCX 2000L

C'est le moins puissant des deux ampli-tuners, il délivre, les deux canaux en service, une puissance de sortie de 2 x 12,25 W sur une charge de 4 Ω et à 1 000 Hz et de 2 x 11,5 W sur 8 Ω , ces puissances

sont obtenues à la limite de l'écrêtage.

Pour cette puissance, la distorsion à 1 000 Hz est de 0,18 % sur 8 Ω et de 0,3 % sur 4 Ω , cette différence est normale, nous sommes loin des 0,8 % annoncés par le constructeur, elle provient du fait que les transistors travaillent, dans le second cas à plus fort courant, donc dans une zone moins linéaire.

A 20 Hz, la distorsion est de 0,35 % sur 8 Ω et de 0,55 % sur 4 Ω . A 20 Hz, nous observons également une remontée de la distorsion, elle passe à 0,43 % sur 8 Ω , et 1,1 % sur 4 Ω .

A 1 000 Hz et 3 dB au-dessous de la puissance nominale, le taux de distorsion passe à 0,08 % à 1 000 Hz et sur 8 Ω .

Le taux d'intermodulation, à pleine puissance est excellent, il est en effet de 0,23 % sur 8 Ω , soit à peine supérieur au taux de distorsion harmonique.

La bande passante, à pleine puissance et sur une charge de 8 Ω s'étend de 20 Hz à 41 kHz. Le filtre passe-bas permet d'atténuer, avec une pente de -6 dB par octave, les fréquences situées au-dessus de 9 kHz.

La sensibilité de l'entrée phono est de 3,5 mV, la surcharge possible de 26 dB.

Le rapport signal/bruit est de 68 dB sur l'entrée phono, chiffre pouvant être considéré comme très bon, et de 80 dB sur les entrées auxiliaires, chiffre de même qualité.

En MF, la sensibilité annoncée est obtenue pour un rapport S/B de 26 dB. Le seuil de fonctionnement du silencieux est de 30 μ V environ.

DCX 4000L

La puissance de sortie du 4000L est supérieure, ce qui était prévu. Sur 4 Ω , nous trouvons 2 x 19,8 W et sur 8 Ω une puissance très voisine : 18,6 W.

Le taux de distorsion, pour cette puissance et à 1 000 Hz est de 0,06 % sur 8 Ω et de 0,28 % sur 4 Ω . A 20 Hz, la

distorsion à la puissance maximale est de 0,08 % sur 8 Ω et de 0,14 % sur 4 Ω . A 20 000 Hz, le taux augmente pour passer respectivement à 0,2 et 0,35 % sur 8 et 4 Ω .

Pour P max - 3 dB, le taux de distorsion est de 0,04 % environ. L'intermodulation est elle aussi très faible, 0,12 % à P max sur 8 Ω .

La bande passante est un peu plus étendue que pour le 2000L, elle va de 17 Hz à 46 000 Hz. Le filtre passe-bas agit un peu plus tôt : 6 700 Hz tandis que le filtre passe-haut agit à partir de 105 Hz, avec une pente de -6 dB par octave.

La sensibilité du préampli phono est de 3 mV, et la réserve de 26 dB. Le rapport signal/bruit est de 67,8 dB pour l'entrée phono et de 83,8 dB pour les entrées auxiliaires. Rappelons que la mesure du rapport signal sur bruit se fait pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV, cette mesure étant prise pour ramener tous les appareils testés sur un même pied d'égalité.

En modulation de fréquence, nous trouvons une sensibilité identique à celle mesurée précédemment.

CONCLUSION

La famille des DCX se comporte très bien, en dépit d'une puissance de sortie légèrement inférieure à celle annoncée, mais comme le taux de distorsion que nous avons pu mesurer est beaucoup plus faible, ceci compense cela. Les techniques de fabrication employées ici sont intéressantes et l'adoption de circuits communs méritait d'être signalée. La formule « bi-gamme » en modulation d'amplitude est à retenir, elle donne un avantage certain à ces appareils. Avec les deux modèles de haut de gamme, les 6000 et 8000, nous retrouvons les mêmes similitudes qu'entre les 2000 et 4000 : puissances de sortie différentes, mais section HF aux performances identiques. ■

L' AUTORADIO



EIWATONE EC 720 AL

POUR ceux qui font des déplacements à longue distance, il n'est pas nécessaire de disposer de la gamme modulation de fréquence. Sur un itinéraire de quelques centaines de kilomètres, vous serez obligé de changer de station plusieurs fois en recherchant celle dont la réception sera la meilleure. L'autoradio, lecteur de cassette Eiwatone EC-720 A/L est une solution à ces problèmes. Bien sûr, si vous avez des possibilités financières appréciables, vous pourrez adopter un appareil pourvu d'une recherche automatique de station, mais dans le cas contraire, vous pouvez vous orienter sur un appareil plus classique, ne comportant que les ondes moyennes et longues.

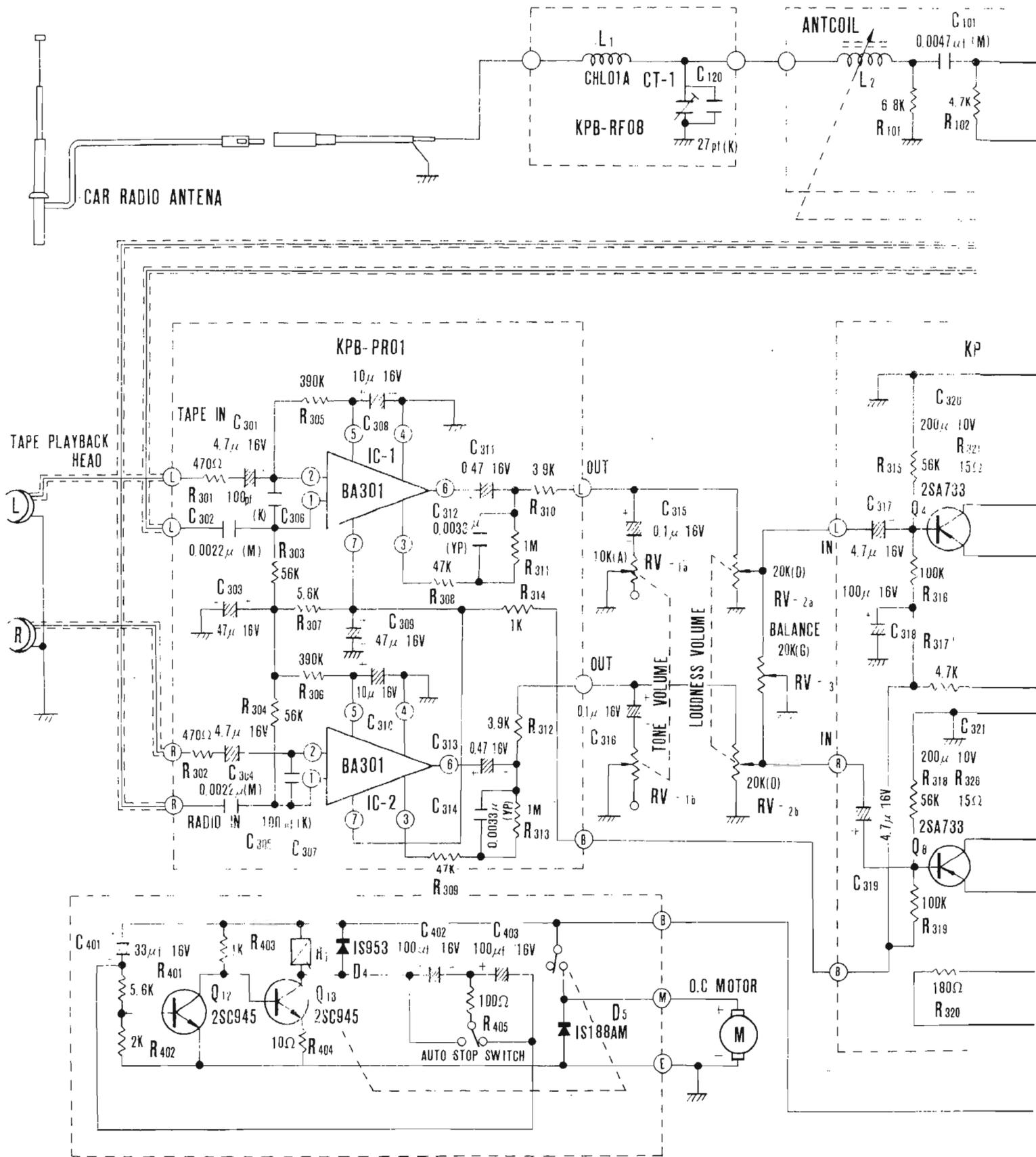
L'autoradio EC 720 se compose d'un lecteur de cassettes stéréophonique et d'un récepteur à deux gammes d'ondes. Le lecteur de cassettes reçoit les cassettes par l'avant, l'introduction en est facile et ne demande aucun effort, en fin de course, la cassette libère un levier, le galet presseur et la tête de lecture viennent se placer à leur position de travail. En fin de bande, un dispositif électronique coupe l'alimentation du moteur ; comme la musique a disparu, il suffit alors d'éjecter la cassette, il y a une touche pour cela, et de la retourner, à moins que l'on ne préfère écouter la radio. Dans ce cas, la commutation est automatique, lorsqu'il n'y a pas de cassette en position de lecture, c'est la radio qui est en

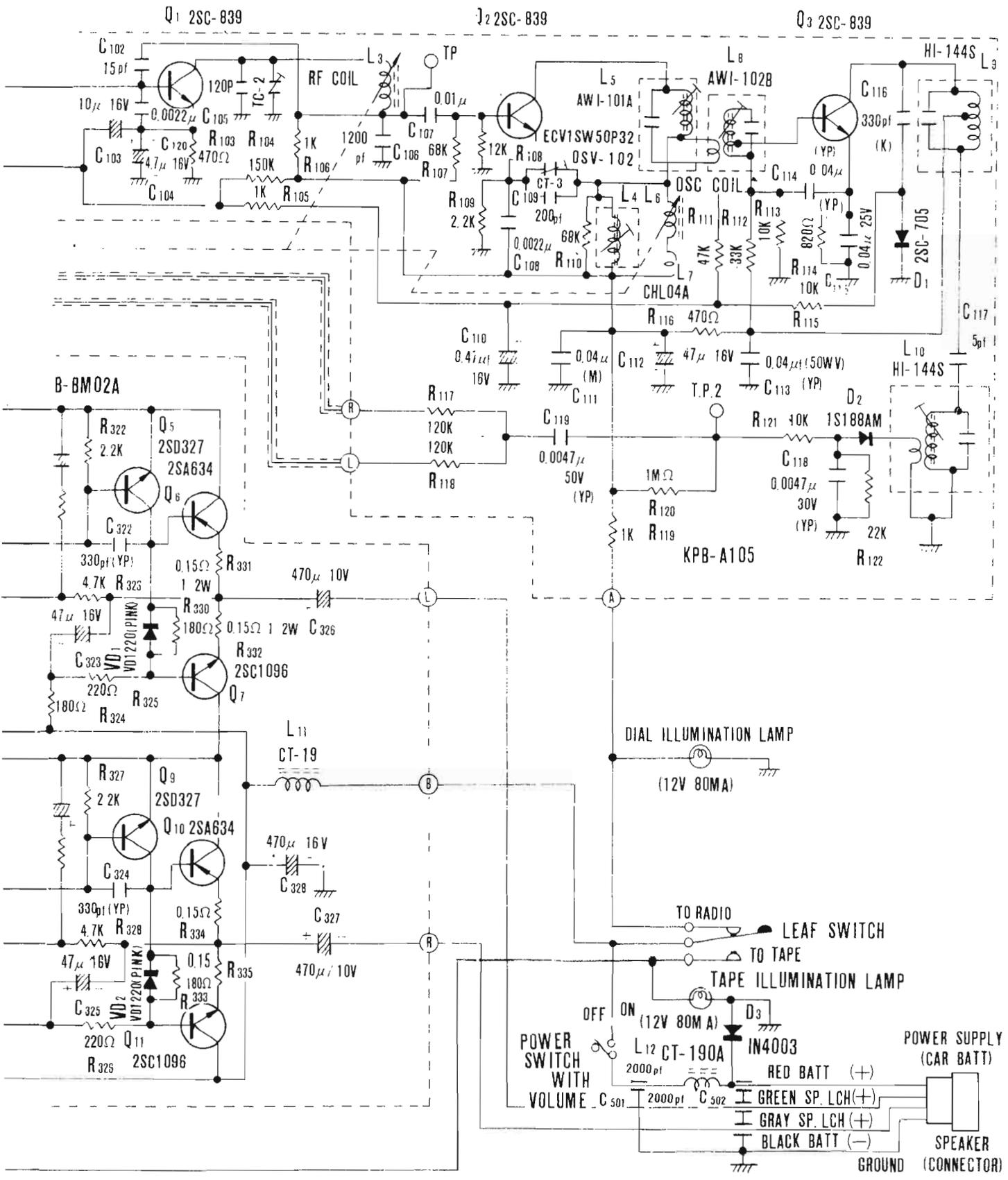
service, c'est une formule qui évite le montage d'un sélecteur de fonction, les touches de sélection de gamme suffisent. Une touche, à droite de la fente d'introduction, actionne l'avance rapide. La tête et le galet presseur sont alors dégagés, la bobine réceptrice est embrayée. Cette commande est verrouillable.

Les commandes sont disposées classiquement et sont coaxiales : à gauche, l'interrupteur combiné avec le potentiomètre de volume et celui de timbre (il faut pousser sur le bouton de volume pour allumer l'appareil et tourner un ergot pour changer le timbre des sons). A droite, commandes coaxiales également, celle de balance très utile lorsque la charge de l'automobile en passagers varie, et la

recherche des stations. Un dernier bouton, type poussoir, situé à la limite du cadran sélectionne la gamme d'onde. Le cadran est aussi minuscule que sur la plupart des autoradios aucune importance, le réglage se fait à l'oreille, le regard fixé sur la route !

Suivant le montage de l'auto-radio, on choisira un des deux enjoliveurs livrés avec l'appareil. Parmi les accessoires, signalons la présence d'un étrier universel, perforé de toutes parts et d'un sachet de visserie. Il ne manque que le connecteur de branchement des hauts-parleurs et de l'alimentation, vraisemblablement fournis avec les hauts-parleurs.





CARACTERISTIQUES RADIO

Grandes ondes : 160 à 300 kHz
Sensibilité : 100 μ V/0,5 W
Ondes moyennes : 535-1605 kHz
Sensibilité : 30 μ V/0,5 W
Fréquence intermédiaire : 455 kHz
Lecteur : 4 pistes, 2 canaux stéréophoniques, cassette « Compact »
Vitesse de défilement : 4,75 cm/s
Réponse en fréquence : 50 Hz, 10 kHz
Pleurage et scintillement : inférieurs à 0,45 %
Diaphonie : meilleure que 40 dB, séparation des voies : plus de 30 dB
Rapport signal/bruit : meilleur que 40 dB
Alimentation : continu, 13,2 V (de 11 à 15 V) continu
Puissance de sortie : 2 x 5 W sur 4 ohms
Semi-conducteurs : 2 circuits intégrés, 13 transistors, 9 diodes
Dimensions : 180 x 160 x 55 mm
Poids : 2 kg.

ETUDE DU SCHÉMA

Le schéma représenté ici est celui de la version ne disposant que de la gamme des petites ondes. Ce modèle simplifié ne dispose pas des réseaux de commutation de circuits accordés.

Le fil d'antenne arrive sur un circuit imprimé ou sont installés un condensateur d'accord destiné à compenser les caractéristiques capacitatives de l'installation, et une self de choc bloquant les fréquences indésirables. L'accord de ce récepteur est réalisé par variomètres. Ces variomètres, ce sont des inductances dont le noyau est mobile, ils sont entraînés par le bouton de commande d'accord. Il y en a trois sur ce modèle ; le bloc du variomètre peut recevoir d'autres bobines, par exemple pour les

versions avec MF. L'entraînement de ce variomètre est simple, il est en effet solidaire des filets d'un écrou vissé sur l'axe de commande de la recherche des stations. En « vissant » le bouton, les noyaux sortent des inductances, la fréquence augmente, en le vissant, c'est l'opération inverse qui se produit. Le premier étage est un amplificateur haute fréquence, il est monté en émetteur commun. Sa base reçoit de D1 une tension de CAG. Le transistor Q2 est un oscillateur/convertisseur. Il est chargé par un premier circuit accordé, circuit à primaire et secondaire accordés et couplage inductif. Le dernier transistor avant la détection est lui aussi chargé par des circuits couplés, cette fois par condensateur. On remarquera que la détection est fournie par une diode et la tension de CAG par une autre. Une diode de 1 M Ω , dans le circuit de détection, améliore la sensibilité de la détection. Il serait difficile de concevoir une section haute fréquence avec un nombre plus réduit de transistors...

Le préamplificateur basse fréquence utilise des circuits intégrés. Les signaux de la radio arrivent sur une borne du circuit intégré, ceux de la tête magnétique sur une autre borne. Comme nous ne connaissons pas ce type de circuit intégré, on peut penser qu'il s'agit d'un circuit spécialement conçu dans ce but, on conçoit mal en effet l'intérêt qu'il y aurait d'exercer la même correction de courbe sur le signal radio que sur celui de la tête magnétique ; de plus, les niveaux sont très sensiblement différents. Le contrôle de timbre est constitué simplement d'un condensateur de 0,1 μ F en série avec une résistance variable. Lorsque la résistance est faible, les aigus sont mis à la masse, lorsque cette dernière est élevée, le condensateur n'a plus d'influence sur le signal. Les amplificateurs de sortie sont équipés de transistors de sortie complémen-

taires au silicium. Le montage est absolument classique.

L'arrêt automatique est assuré par le dispositif électronique en bas à gauche du schéma. Un inverseur court-circuite successivement, au travers d'une résistance de 100 Ω deux condensateurs. Chacun se recharge donc tandis que l'autre se décharge, et cette charge s'opère au travers de la résistance de base du transistor Q12, le condensateur C401 assurant le filtrage. Lorsque l'interrupteur s'immobilise, le courant ne passe plus, Q12 se bloque, Q13 conduit et le relais colle, coupant l'alimentation du moteur. En même temps, le transistor Q13 saturé évite aux condensateurs C402 et C403 de se recharger.

Le contact détectant l'arrêt de la cassette est solidaire de la bobine réceptrice, il s'agit d'une plaque de circuit imprimé sur laquelle ont été réalisées les sections d'un commutateur, un balai solidaire de l'axe frotte sur ce circuit. La régulation du moteur est vraisemblablement mécanique, à partir d'un contact centrifuge.

FABRICATION

L'électronique est câblée sur plusieurs petits circuits imprimés solidement fixés, ce qui est impératif lorsque cette électronique doit être utilisée à bord d'un mobile soumis parfois à des décélérations violentes... Les pièces mécaniques importantes sont reliées entre elles par des tresses métalliques évitant des parasites d'origine électrostatique. Les transistors de puissance sont montés sur un radiateur d'aluminium fixé au fond qui aidera à dissiper la chaleur, car ce radiateur est complètement enfermé à l'intérieur du coffret. Le volant du cabestan est monté sans jeu appréciable, cette précaution est indispensable dans les lecteurs de cassettes automobiles pour lesquelles les pavés constituent un excellent

test d'écoute, si vous aimez les voies chevrotantes, vous n'avez qu'à donner un peu de jeu axial à votre volant...

CONCLUSION

L'autoradio Eiwatone EC 720 A/L est un appareil correctement conçu, on aurait aimé peut-être une section haute fréquence un peu plus étoffée, un étage de plus améliorerait sans aucun doute la sensibilité. La présentation est impeccable là pas de chromes excessifs, il n'y en a pas plus que dans les autres autoradios. Un bon appareil, délivrant un niveau sonore suffisant à notre époque de limitation de vitesse.

A PROPOS DU «SUPER COLOR» GRUNDIG

canal son ≈ t.v.

à volume télécommandé

NOMBRE d'articles parus tant dans nos colonnes que dans celles d'autres revues techniques font état de récents microcircuits adaptés à la télévision.

On insiste sur le caractère novateur de ces composants et on a évidemment raison. Néanmoins, il semble que certains constructeurs intègrent

avec parcimonie leurs réalisations alors que, depuis deux ans, au moins, d'autres s'engagent résolument dans cette voie... Grundig est de ceux-là, ce qui fait que, ce laps de temps pouvant être considéré comme amplement suffisant pour dégager les fondements d'une expérience technique valable. Cette société maîtrise avec un cer-

tain bonheur presque tous les problèmes rencontrés lors d'une intensive intégration, que ce soit dans le domaine du dépannage ou celui de la mise au point. Grâce au « **diagnostic-adapter** », véritable contrôleur de pannes, l'état dynamique du téléviseur est vérifié dans son intégralité (1), ce, au moyen de lampes-témoins qui corres-

pondent à chaque circuit, clef du téléviseur. Nous ne reviendrons pas sur ce sujet, lequel fut abondamment développé dans ces colonnes. Bien que rien n'empêche véritablement l'intégration complète d'un téléviseur, certains étages demandent encore l'usage de

(1) Voir un numéro précédent du Haut-Parleur.

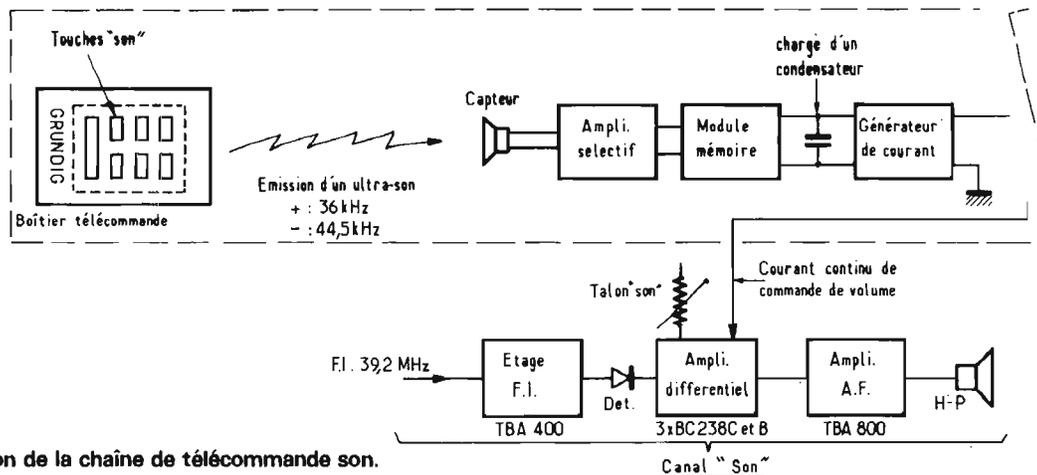


Fig. 1. - Composition de la chaîne de télécommande son.

transistors : ceux-ci entrent généralement dans le cadre des circuits annexes ou servent de liaisons entre plusieurs micro-circuits. Citons, entre autres, les bases de temps et, pour le présent article, le circuit automatique contrôlant le volume « son » par la télécommande. Il est évident que, dans ce domaine, il n'est pas possible d'agir sur un potentiomètre et qu'à la place, il convient de prévoir un système adéquat agissant **en fonction du temps de pression sur la touche « son » du boîtier de télécommande.**

Nous verrons que cette commande est réalisée au moyen d'un courant continu résultant de la charge d'un condensateur ; ce dernier faisant intervenir le temps pour sa charge, la notion de durée de pression d'une touche est bien proportionnelle à la commande du volume. La chaîne proposée est celle de la figure 1. Pour la commande, il a été choisi un amplificateur différentiel à transistors précédant le micro-circuit AF ; il a été remarqué, en effet, que les actuels micro-circuits à structure différentielle, n'admettaient pas une telle variation de courant, large variation rendue nécessaire par la commande importante du volume « son ». C'est, encore, là l'un des rares cas où les transistors se justifient pleinement. Encore qu'il n'est

pas prouvé que les constructeurs ne proposent pas un micro-circuit adapté à cette besogne. Ce n'est qu'une question de temps.

DESCRIPTION DE L'ÉTAGE F.I.

Le sélecteur VHF/UHF du téléviseur délivre, à basse impédance, une F.I. à 39,2 MHz. Une capacité de 6,8 μ F (C201 - figure 2) isole, par un couplage judicieux, cette impédance faible du circuit accordé L_1 C202. Ce circuit est lui-même couplé au suivant (L_4 - C206) par une très faible capacité « en tête » C204 de 1 pF. Grâce à cette capacité, on peut obtenir une courbe à 2 bosses (figure 3) suffisamment large pour englober tout le canal « son » et les dérives éventuelles de l'oscillateur local du sélecteur. En effet, bien que la technologie de ces têtes VHF/UHF soit excellente, on ne peut stabiliser complètement une fréquence d'oscillation non compensée en température et dont la tension d'alimentation peut varier. Avec une bande plate au sommet de plus de 1 MHz, la porteuse « son » reste toujours calée dans son canal F.I. quelle que soit la dérive.

Le secondaire du circuit L_4 adapte l'impédance du filtre à l'entrée du TBA400. Celui-ci est alimenté sur les bornes

9 et 10 - via des découplages C212, C213, R212 qui se répètent entre 1 et 4 par C208 -.

La broche 6 reçoit la tension de CAG et, en plus, une commande provenant de la platine auxiliaire de commutation (tension positive et qui a pour fonction de bloquer l'amplificateur F.I. durant le changement de canal, de standard ou de programme ; ceci constitue une commande de « silence » analogue au système employé couramment dans les tuners MF.

Le circuit accordé de sortie (L_5 - C214) est attaqué en symétrique entre les broches 7 et 8. De ce fait, l'alimentation en continu vient sur une position médiane, de la self de choc S (N° 9246-501) et la ligne + H. Le couplage au secondaire est assuré au moyen d'une partie du bobinage L_6 , lequel s'accorde avec C215 sur 39,2 MHz. L'ensemble des deux filtres de bande (L_1 - L_4) + (L_5 - L_6) conduit à une sélectivité convenable : 2,8 MHz environ à -6 dB (voir figure 4).

La détection est obtenue par la diode OA90 et le circuit R215 = 15 k Ω et C216 = 220 pF. Le circuit C217 = 4,7 nF et R217 = 2,7 k Ω ramène à la masse la détection et permet de fixer le potentiel du point 6 du TBA400. Les composants C219 = 220 pF et R216 = 4,7 k Ω éliminent la FI en ne

laissant que la BF. Le condensateur C233 sépare les étages dont les composantes continues moyennes s'avèrent évidemment différentes.

AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

Il n'est pas commode d'actionner à distance l'axe d'un potentiomètre. Pour remplacer ce composant on utilise un amplificateur différentiel commandé en courant par le système à mémoire de la télécommande. Le courant de commande agit sur le courant de repos de l'étage, modifiant ainsi les paramètres des transistors constitutifs.

L'amplificateur comporte trois transistors (voir figure 5) dont un sert de couplage aux émetteurs des deux autres. Les courants I_{E1} et I_{E2} convergent donc vers le collecteur de T233. Si l'un des points de repos des transistors supérieurs change, le courant I_{E3} suit, modifiant ainsi le paramètre h_{21} de T235 selon la courbe traditionnelle de la figure 6. En effet, de larges variations de courant collecteur entraînent une grande modification du gain en courant ; toutefois, pour faire apparaître cette variation sur un graphique, il faut exprimer l'axe des abscisses avec une échelle logarithmique.

Supposons que les poten-

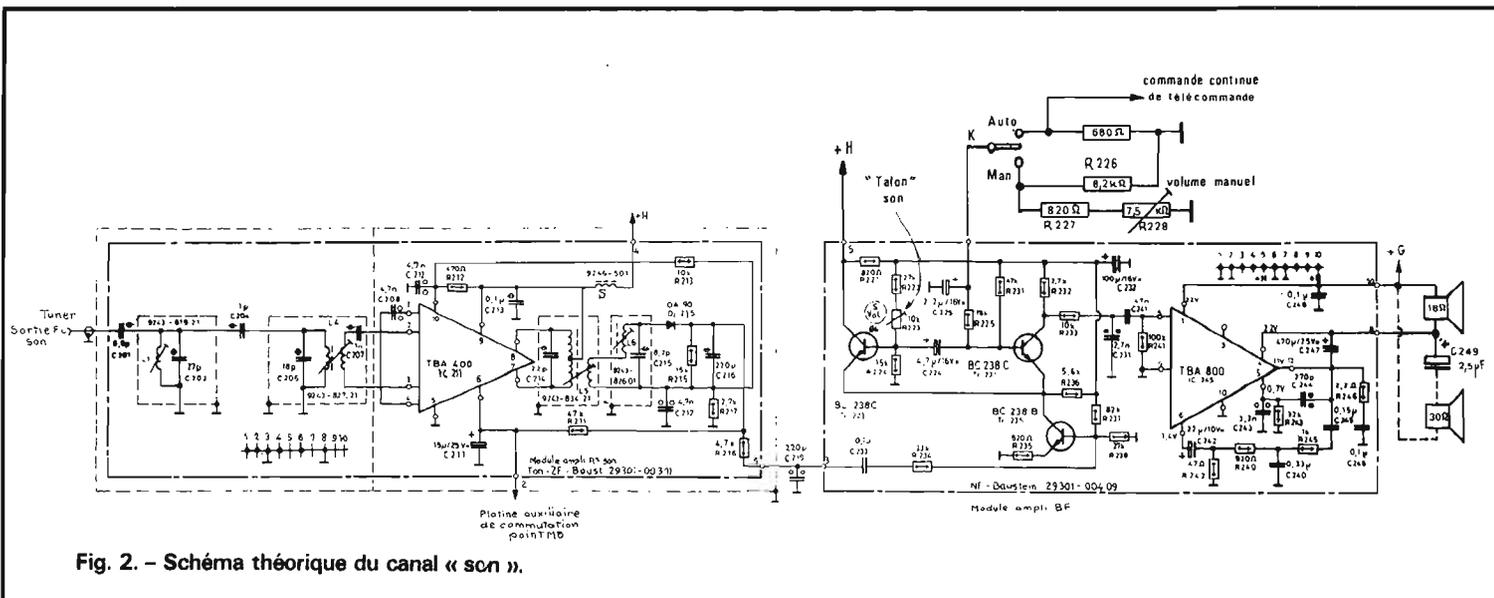


Fig. 2. - Schéma théorique du canal « son ».

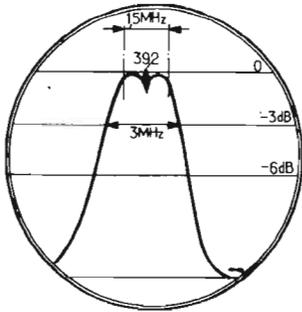


Fig. 3. - Allure de la courbe de réponse du filtre de bande L1-L4 avec couplage en tête.

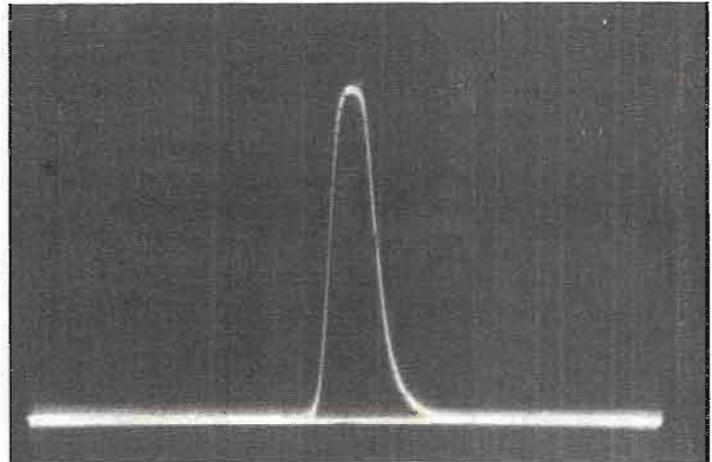


Fig. 4. - Courbe de réponse de la voie « son ». Bande passante à - 6 dB voisine de 3 MHz.

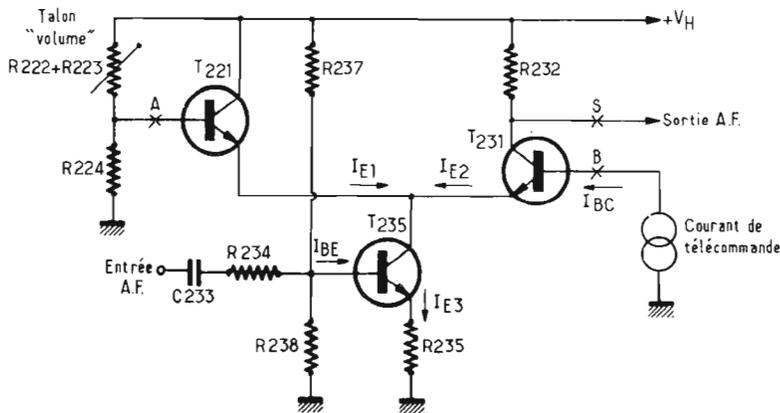


Fig. 5. - Schéma simplifié de l'amplificateur différentiel de commande de volume « son ».

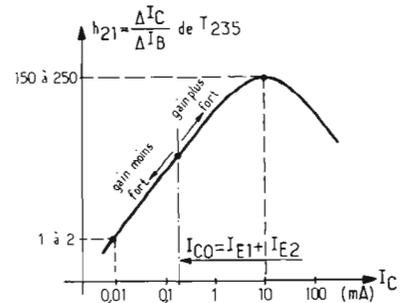


Fig. 6. - Allure de la courbe du gain en courant d'un transistor NPN en fonction du courant de repos de collecteur.

tiels des points A et B ne changent plus, après un choix déterminé. Le courant I_{E2} , proportionnel à I_{E3} , subit une modulation au rythme de la tension AF appliquée et ce, avec un gain I_{E2}/I_{BE} qui dépend du point de repos précédemment fixé.

Si I_{BC} , résultant de la télécommande, est grand, I_{E2} est lui-même grand ainsi que I_{E3} et h_{21} de T235. Dans ce cas, le gain en tension de l'ensemble T231/T235 est lui-même élevé et la tension AF sur la sortie S est beaucoup plus grande que celle de l'entrée E. Si le courant de télécommande s'abaisse par suite de la pression sur la touche « moins » (2) du boîtier, le courant I_{E3} s'abaisse, h_{21} de T235 diminue et le gain global est réduit.

(2) Moins, signe qui signifie moins fort.

Le courant de télécommande actionne une des voies de la structure différentielle. L'autre voie permet le centrage de la dynamique de réglage du volume « son » et ce, au moyen de l'ensemble R222 + R223 qui règle le courant de base de T221

Dans le schéma général de la figure 2, il a été prévu un potentiomètre manuel, commuté, au besoin, par le contacteur K. Dans le téléviseur Super-Color à télécommande, ce dispositif n'existe pas : il ne subsiste que la voie « télécommande ».

LINÉARITÉ DE L'ÉTAPE DIFFÉRENTIEL

On peut se poser des questions sur la linéarité d'un tel étage car, évidemment, on est

amené à travailler en courant faible, donc dans des régions non-linéaires...

Plusieurs artifices évitent ce défaut, savoir :

- la résistance R235 crée une contre-réaction d'intensité à T235, ce qui améliore l'admissibilité du transistor ;
- la résistance R234 procure une attaque en courant ce qui linéarise la courbe dynamique de gain ;
- certaines résistances « talonnent » la variation (R236 par exemple) et la cantonne dans des limites tolérables.

BANDE PASSANTE MINIMALE

Signalons que la présence d'une résistance non découplée dans l'émetteur de T235 permet d'élever la résistance

d'entrée de l'étage et de réduire d'autant la valeur de la capacité de liaison C233. Ainsi, la fréquence limite « inférieure », peut se calculer comme suit :

$$f_{qB} = \frac{1}{2\pi C233 (R234 + R_e)}$$

R_e est la résistance d'entrée de l'amplificateur différentiel au niveau de T235. Cette résistance est d'autant plus grande que h_{21} est élevé, car, sur la base, il apparaît $R_B + h_{11} + h_{21} R235$. Comme h_{21} varie en moyenne entre 10 et 200, $h_{21} R235$ évolue entre 8200 et 164 000. Heureusement, h_{11} varie en sens inverse : pour $h_{21} = 10$, $h_{11} \approx 20 \text{ k}\Omega$; par contre, si $h_{21} = 200$, $h_{11} = 400 \Omega$. Au pire : $R_e \geq 17 \text{ k}\Omega$, ce qui entraîne :

$$f_{qB} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5.10^4} = 32 \text{ Hz}$$

Comme les haut-parleurs n'ont pas, en général, la faculté de descendre si bas dans les coffrets des téléviseurs, vu leur technologie et leurs faibles dimensions, ce résultat peut être considéré comme très valable. Nous avons une autre source d'atténuation des sons graves : en effet, la liaison C241 - R241 présente une constante de temps telle que la fréquence limite est encore égale à 32 Hz ; l'affaiblissement global est alors un peu plus fort à cette fréquence.

Du côté des fréquences élevées, la seule limitation se situe dans le filtre « passe-bas » R233 - C231 (fig.2) ; la fréquence limite « haute » se calcule comme suit :

$$f_{9H} = \frac{1}{2\pi R233 C231} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9}}$$

Il s'agit, là encore, d'un compromis suffisant pour la télévision ; d'où, finalement, une courbe de réponse voisine de celle de la figure 7a. Nous verrons, dans l'étage de puissance, que les sources de réduction de bande ne sont pas importantes, bien au contraire.

AMPLIFICATEUR AF

L'amplificateur AF est constitué par un micro-circuit TBA800 comprenant les circuits suivants (figure 8) :

— Un étage préamplificateur recevant une contre-réaction que l'on peut qualifier de sélective. Par les éléments choisis venant de 11 et aboutissant en 6, la réponse peut présenter deux bosses aux extrémités de bande AF (figure 7b : un exemple parmi d'autres pour une compensation donnée).

Notons la présence d'une capacité de 22 μ F pour séparer les composantes continues d'entrée et de sortie de la ligne de CR.

— Un étage driver, préamplificateur de puissance est destiné à attaquer en force l'étage de puissance. Son alimentation en tension est réglée par un circuit stabilisateur interne. La broche 5 reçoit une réaction également sélective de la part de la sortie HP ; cette réaction agit en compensation de fréquence pour linéariser le gain global dans la bande AF. Le système est stable par suite de la contre-réaction dont le taux est **supérieur** à celui de la réaction. Evidemment le système oscillerait si l'on ôtait la ligne de CR. Il faut donc éviter toute fantaisie dans le choix des valeurs des composants et dans leur mode de branchement.

— L'étage de puissance est

évidemment symétrique alimenté sous 22 V, tension également réglée intérieurement. La liaison aux haut-parleurs s'effectue avec un condensateur de 470 μ F ; la relativement faible valeur n'est pas gênante avec $Z_{HP} = 18 \Omega$, puisque la fréquence limite de la cellule « passe-haut » qu'ils constituent est inférieure à 32 Hz (chiffre précédemment retenu par les calculs).

— Le système régulateur de tension à diode zener.

La charge extérieure est constituée de deux haut-parleurs : un pour le médium et les graves de 18 Ω de résistance et un de 30 Ω pour le haut-médium et les aigus. Un condensateur de 2,5 μ F sépare le dernier du premier et élimine les sons graves.

Un circuit parallèle, composé de R246 = 2,2 Ω et de C246 = 0,1 μ F maintient constante la charge du micro-circuit, précaution indispensable avec un système bouclé à CR et à réaction et vu la variation assez importante de l'impédance des haut-parleurs. La charge **réelle** du TBA800 est comprise entre 15 et 20 Ω selon la fréquence ; à 800 Hz, elle est plus près de 15 Ω que de 20 Ω . On peut espérer tirer de cet amplificateur une puissance de :

$$P_{AF} = \frac{V_{alim}^2}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{Z_{HP}} \approx 3,3 \text{ W}$$

avec $V_{alim} = 22 \text{ V}$ appliqués sur la broche 4 et avec $Z_{HPmoy} = 18 \Omega$.

Avec les essais de la figure 9, les espérances sont confirmées : on peut tirer 2,2 W avec $\delta = 1 \%$ et 3,3 W avec $\delta = 5 \%$. La distorsion devient prohibitive avec $P_s = 4 \text{ W}$, mais c'est déjà amplement suffisant pour un téléviseur.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

REMARQUE : Nous ne reproduisons pas le système de télécommande, lequel a fait l'objet d'un article très développé dans un précédent numéro du « Haut-Parleur ».

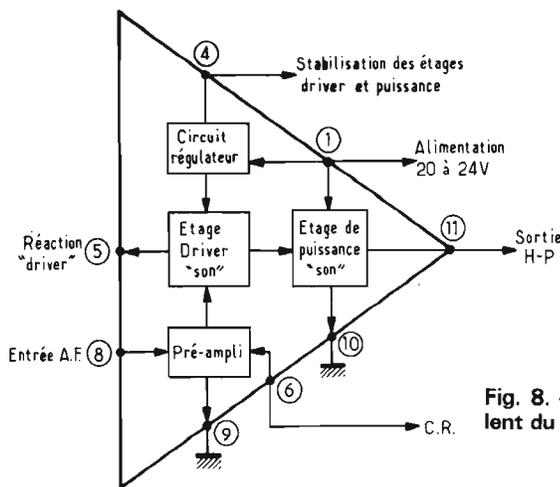


Fig. 8. - Schéma interne équivalent du TBA 800.

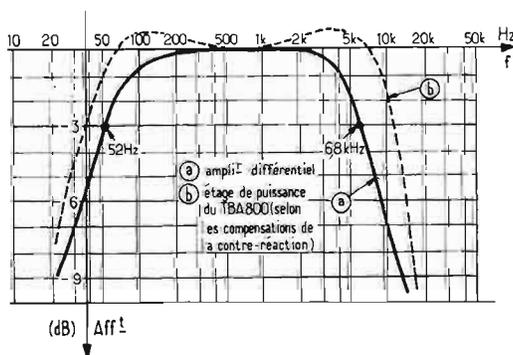


Fig. 7. - Bande passante de la voie AF associée au TBA 800.

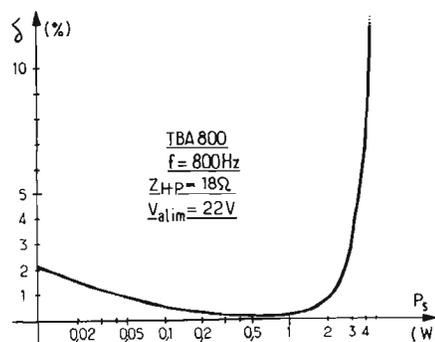


Fig. 9. - Courbe de puissance pour une distorsion harmonique donnée du TBA 800.

REALISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN MULTIMETRE NUMERIQUE ECONOMIQUE



LE MX 38

IL y a quelques mois (n° 1441 à 1454) nous avons le plaisir de vous présenter la description détaillée d'un premier multimètre numérique: le DMM1038. Cet appareil permettait enfin aux amateurs de réaliser un appareil de mesure jusqu'alors réservé aux seuls laboratoires professionnels bien équipés. Malheureusement, le DMM1038, peut-être légèrement en avance sur son temps (au niveau des amateurs, du moins !) était assez coûteux : son prix de revient en pièces détachées approchant les 1 000 F, aussi son acquisition rebuta-t-elle quelques-uns ! De plus certains incidents de parcours émaillèrent la vie du DMM : des

composants difficiles à trouver (particulièrement les résistances de précision) puis tout dernièrement, l'arrêt de fabrication aussi brutal qu'imprévu des deux circuits intégrés, constituant le cœur même du montage. C'en était trop !

Nous décidâmes donc de reprendre le problème, non pas à zéro, car l'expérience acquise était précieuse, mais tout de même avec suffisamment de recul pour pouvoir obtenir un multimètre gardant les qualités du précédent, mais n'en possédant pas (... si possible) les défauts.

Et c'est ainsi que naquit le MX38, construit autour du circuit intégré LSI le GZF 1200 D de la RTC, un nouveau-né lui aussi, remplaçant

les FEY101 B et FEJ271 B et à qui la RTC promet quelques années de vie commerciale !

Examinons donc les quelques points sur lesquels nous avons fait porter nos efforts.

DISPONIBILITE DES COMPOSANTS

— Le GZF1200D est déjà sur le marché, se trouve facilement, sera fabriqué assez longtemps pour justifier cette étude, peut s'obtenir par une seconde source.

— Les composants discrets sont très classiques, se trouvent chez tous les grands revendeurs.

— Toutes les résistances de précision sont de la série E96 à 1% et ne dépassent en

aucun cas le 1 MΩ fatidique, ce qui assure entre autre, un prix minimum.

— Les contacteurs Jeanraud sont faciles à trouver.
— Enfin, la maison RD. Electronique, qui assure la diffusion des pièces, nous a promis un effort particulier pour une livraison rapide. Nous en prenons acte !

FACILITE DE LA CONSTRUCTION

La conception mécanique du MX38 a été minutieusement étudiée pour permettre une réalisation facile : trois ou quatre blocs compacts, réunis par un minimum de connexions rendront la tâche du réalisateur particulière-

ment simple. Tout lecteur, ayant une expérience suffisante du fer à souder, peut entreprendre sans crainte le montage. Il faudra tout de même un peu de soin (si possible, un peu plus...!) car il est toujours navrant de claquer un circuit intégré coûteux parce que deux fils se touchent! C'est pourtant ce qui est arrivé à quelques constructeurs du DMM1038 tout simplement parce qu'ils avaient oublié, ou ne savaient pas que dans toute réalisation électronique, il y a 75 % de mécanique (découpage, pliage, perçage, ajustage, figlologie...) et 25 % d'électricité.

Les trop fréquents « montages volants » sont absolument à prohiber avec les circuits intégrés, surtout si ceux-ci sont à structure MOS ou COSMOS. Ces montages sont à manipuler comme s'ils étaient explosifs. C'est sans doute ce qui rebute quelques « anciens » qui évoquent avec nostalgie, ces bonnes « pétoches » qu'il fallait vraiment soumettre à un régime d'apocalypse pour les détruire! D'accord, c'était le bon temps, mais il n'y était pas question de monter un multimètre numérique à lampes! Alors pas de regrets inutiles, bien au contraire! En électronique, le bon temps, ce n'est pas avant, mais c'est aujourd'hui! Finalement d'ailleurs, la principale différence avec l'époque des lampes, c'est que, alors c'était l'amateur qui était en danger, toujours sur le point de se faire électrocuter avec « ses hautes tensions » tandis que maintenant, il ne risque plus rien, le danger ayant changé de camp!

AFFICHAGE

Les afficheurs Sperry utilisés dans le DMM1038 ont été abandonnés pour des modèles à diodes électroluminescentes de type économique. On verra ainsi disparaître sans trop de regrets ce vestige du passé qu'était l'alimentation à haute tension. Cette modification simplifie

aussi les problèmes d'interface avec le reste du montage. Evidemment les chiffres ne sont pas très jolis, mais tant pis! On finit par s'y habituer.

PRIX DE REVIENT

Au départ, nous nous étions fixé un prix plafond de 500 F! Si vous fabriquez vous-même tout ce qui est possible. Il faut malgré tout compter avec les inévitables hausses intervenues, de l'instant de la conception à celui où vous achèterez le matériel. Evidemment, si vous voulez du Kit presque fini, ce sera sans doute plus cher! Le prix de revient dépend aussi du choix des composants, professionnels ou grand public et surtout du mode d'alimentation que vous choisirez.

ALIMENTATION

Nous avons voulu un appareil autonome, sans « fil à la patte », afin de se placer dans les conditions d'utilisation d'un contrôleur classique. Malheureusement l'affichage à diodes LED est gourmand: plus de 200 mA sous 5 V, un accumulateur de capacité convenable est donc nécessaire pour donner une autonomie de quelques heures.

NB. Un affichage à cristaux liquides serait bien préférable sur ce plan, mais il est encore inaccessible pour le moment.

Ce problème nous a

conduit à retenir trois solutions:

a) Solution **Piles-Accu**. Un accumulateur de 4,8 V, 0,5 Ah type RC, assure l'affichage et l'alimentation du GZF1200D. Par contre, toutes les autres tensions sont données par un bloc de 5 piles 4,5 V débitant très peu. Dans ces conditions, la décharge de l'accumulateur n'affecte que la luminosité de l'affichage, jusqu'au moment où la tension est insuffisante pour assurer le fonctionnement des circuits digitaux. Mais la précision est sauvegardée jusqu'à la fin. Cette solution que nous trouvons très bonne est moyennement économique.

b) Solution **Accu-Convertisseur**. Les piles sont remplacées par un petit convertisseur, lui-même alimenté par l'accu de 4,8 V dont le débit augmente en conséquence. Alors il faut choisir un modèle de capacité plus importante, au moins égale à 1 Ah (1,5 à 1,8 Ah de préférence). C'est une solution de luxe car un tel accumulateur coûte cher. Certains pourront toutefois la préférer, car elle est techniquement plus élégante.

c) Solution **Secteur**. Enfin pour ceux qui n'envisagent pas du tout le fonctionnement en dehors de l'atelier, ou si le prix de revient est un élément déterminant, l'alimentation secteur est la bonne solution: la plus simple et la plus économique.

A noter que dans les cas a) ou b) un bloc de recharge est nécessaire, bloc qui peut se brancher à l'atelier pendant l'utilisation en donnant alors une autonomie quasi illimitée (système des petites calculatrices rechargeables).

I. PERFORMANCES DU MX38

5 fonctions:

Voltmètre continu $Z_c = 4,25 M\Omega$

Voltmètre alternatif $Z_c = 4,25 M\Omega$

Ampèremètre continu. Chute de tension: $100 \mu V$ par point.

Ampèremètre alternatif. Chute de tension: $100 \mu V$ par point.

Ohmmètre.

5 gammes (voir tableau 1):

Affichage. 3 1/2 digits avec un maximum absolu de 2048 points.

Polarité automatique pour les tensions et les intensités.

Bande passante de 20 Hz à 100 kHz à 1%.

Précision: 0,2% \pm 1 point en gamme 1 V continu.

Sur les autres gammes la précision dépend de celle des résistances d'adaptation. En principe, elle sera donc de \pm 1% puisqu'il est fait usage de résistances à 1%. Un réalisateur exigeant pourrait choisir des résistances à 0,1%, mais ces résistances sont difficiles à trouver et fort chères.

TABLEAU I

	VOLTS \approx			INTENSITES \approx			RESISTANCES		
	Résol.	Pt mil.	Max.	Résol.	Pt mil.	Max.	Résol.	Pt mil.	Max.
0,1	0,1 mV	100 mV 0,1 V	200 mV	0,1 μA	100 μA 0,1 mA	200 μA	0,1 Ω	100 Ω 0,1 k Ω	200 Ω
1	1 mV	1 000 mV 1 V	2 V	1 μA	1 000 μA 1 mA	2 mA	1 Ω	1 k Ω	2 k Ω
10	10 mV	10 V	20 V	10 μA	10 mA	20 mA	10 Ω	10 k Ω	20 k Ω
100	100 mV	100 V	200 V	100 μA	100 mA	200 mA	100 Ω	100 k Ω	200 k Ω
1 000	1 000 mV 1 V	1 000 V		1 000 μA 1 mA	1 000 mA 1 A	2 000 mA 2 A	1 000 Ω	1 000 k Ω 1 M Ω	2 000 k Ω 2 M Ω

II. ETUDE THEORIQUE

1. Le convertisseur analogique-digital (A/D)

a) Cette partie importante de l'appareil, est bâtie autour du circuit intégré GZF1200D qui en assure toutes les fonctions essentielles. Le principe de fonctionnement retenu est toujours le procédé Philips, analysé en détail dans la description du DMM1038 à laquelle nous renvoyons les lecteurs intéressés (n° 1441). La structure interne du GZF1200D est donnée en figure 1. On y retrouve la bascule d'entrée de type D (FF) commandée par la sortie du comparateur externe et actionnée par les impulsions d'horloge (clock) dont l'oscillation est assurée par un circuit accordé externe. Ce basculeur FF connecte successivement les tensions de référence positive et négative sur l'entrée du comparateur, au point même où se trouve appliquée la tension à mesurer. Les basculements successifs de FF sont comptés et décomptés par le « Up Down » counter, puis envoyés vers les circuits de multiplexage. D'autres circuits assurent la réalisation des séquences de mesure (Timing) le décodage de la polarité (polarité-zéro détection) l'élaboration des signaux nécessaires à des changements automatiques de gammes (Result detector et Range counter) possibilité non exploitée dans le MX38.

Le brochage du GZF1200D est donné en figure 2. Rappelons que ce circuit est de technologie Locmos (Local Oxidation Complementary MOS) variante des COSMOS plus connus. Voyons l'utilisation des différentes entrées et sorties :

— **Signal Input** (entrée): Broche n° 1. Doit être raccordée à la sortie du comparateur. Haute, elle fait passer la sortie chopper au + V référence. Basse, elle la relie à - V référence.

— **Chopper Output** : Broche n° 3. Doit être raccordée à l'entrée du comparateur.

— **Polarity Output** (indication de la polarité): Broche n° 20. Haute si le signal mesuré est négatif. Basse si ce signal est positif.

— **Clock Input** (n° 26) **Clock Output** (n° 25) : Entrée et sortie d'horloge. La fréquence d'oscillation est déterminée par les composants externes. Cette fréquence est 16 fois la fréquence d'échantillonnage (Fs) et le temps de mesure correspondant est de 65536 oscillations.

— **Serial Input** (n° 21) **Serial Output** (n° 19) : Entrée et sortie série. L'une doit être reliée à l'autre. La sortie 19 correspond à celle du compteur-décompteur. L'entrée 21 est celle des circuits de multiplexage des informations. A la sortie Shift Pulse Output

(n° 9) apparaît un train de 16 impulsions entre deux séquences de mesure. Ces impulsions servent intérieurement à faire passer le résultat de mesure du compteur-décompteur à son étage de sortie.

— **Start Input** (n° 22) **Stop Output** (n° 8) : Entrée de mise en fonctionnement et sortie d'arrêt. Les circuits internes de changement automatique de gammes choisissent une gamme plus haute si le résultat du comptage dépasse 1999 et une plus basse s'il est inférieur à 180. Un changement de gamme donne un niveau BAS sur 8. De manière à permettre aux circuits extérieurs de répondre à cet ordre, le GZF1200D ne repartira pour une nouvelle séquence de mesure que si l'entrée 22 est maintenue HAUTE pendant un minimum de 16 impul-

sions d'horloge.

— **Range outputs** (nos 5, 6 et 7) : Sorties de gammes. Elles se présentent en code binaire de 000 à 111, soit 8 positions. Lorsque le circuit a atteint la 8^e gamme, l'affichage continuant à dépasser 1999, la sortie Overload (n° 23) de dépassement, se met au niveau Haut.

— **BCD Data Outputs** (nos 15, 16, 17 et 18) : Sorties d'informations. Ces sorties donnent le contenu du digit à l'affichage en code BCD.

— **Scan Outputs** (nos 10, 11, 12 et 13) : Sorties de balayage. Elles fournissent les signaux d'exploration permettant « d'ouvrir » le digit concerné par les informations précédentes.

— **Reset input** (n° 24) : Entrée de remise à zéro. Si cette entrée est basse pendant 32 impulsions d'horloge au

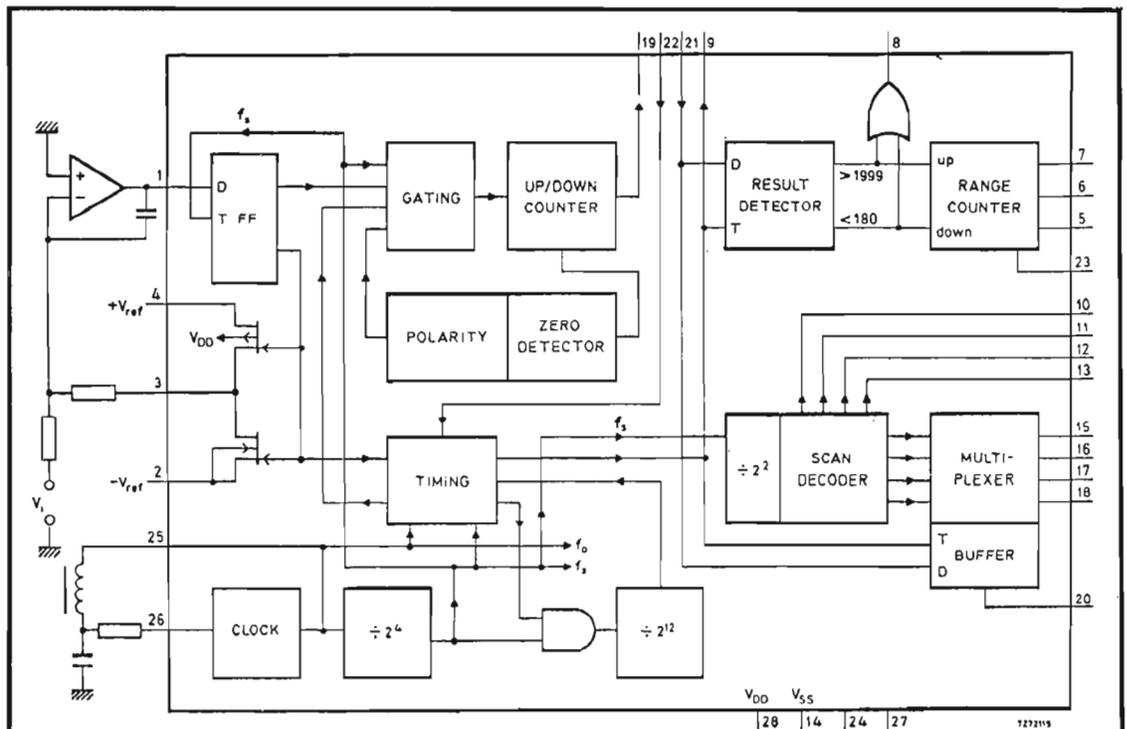


Fig. 1. - Structure interne du GZF 1200 D.

DIGITAL VOLTMETER CIRCUIT

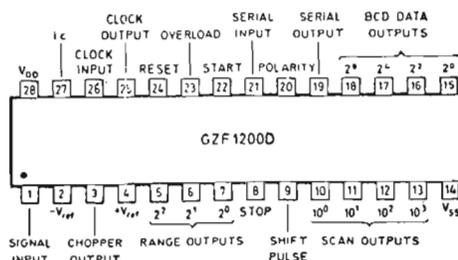


Fig. 2. - Brochage du GZF 1200 D.

moins, le GZF1200D est complètement remis à zéro.

La tension de fonctionnement du GZF1200D va de 4,75 V à 10,5 V. Sa consommation maximum absolue est de 10 μ A. Notons encore une particularité des circuits LOC-MOS ou COSMOS (C.MOS) : les sorties à l'état Haut sont à très peu de chose près, au potentiel positif de l'alimentation (V_{DD}). Ainsi, avec +5 V elles sont à +4,99 V, avec +10 V, elles sont à 9,99 V. A l'état Bas, elles sont pratiquement à celui du

potentiel négatif (V_{SS}) : 0,01 V dans les deux cas.

Nous disposons donc de créneaux de tensions calibrés par l'alimentation. C'est un avantage précieux sur les circuits TTL. Ajoutons à cela que les entrées sont toujours à très haute impédance, puisque constituées de transistors MOS : elles consomment ainsi un courant dérisoire, enfin la marge importante laissée à la tension d'alimentation rend l'usage de ces circuits très souple. Il est certain que les COSMOS vont tendre à rem-

placer les TTL, dans tous les montages où la vitesse de fonctionnement n'est pas importante. Car, et c'est là leur point faible, les COSMOS plafonnent à quelques mégahertz : 8 MHz en général (2 MHz pour le GZF1200D), ce qui est, en fait, bien suffisant pour de très nombreuses applications. Sur le plan de la consommation, l'avantage apporté par les COSMOS est écrasant : le facteur de réduction étant toujours supérieur à 1000.

b) Etude du schéma complet (Voir fig. 3).

Ce schéma est remarquable par sa simplicité. Une chaîne de résistances de précision établit les diverses tensions nécessaires au fonctionnement : un potentiel initial de l'ordre de -13 à -15 V est ramené à -10 V par une diode zener, pour l'alimentation du comparateur d'entrée, réalisé avec un LM741 très classique. La chaîne délivre alors les tensions de références positive +2,04 V et négative -2,04 V, par rapport à

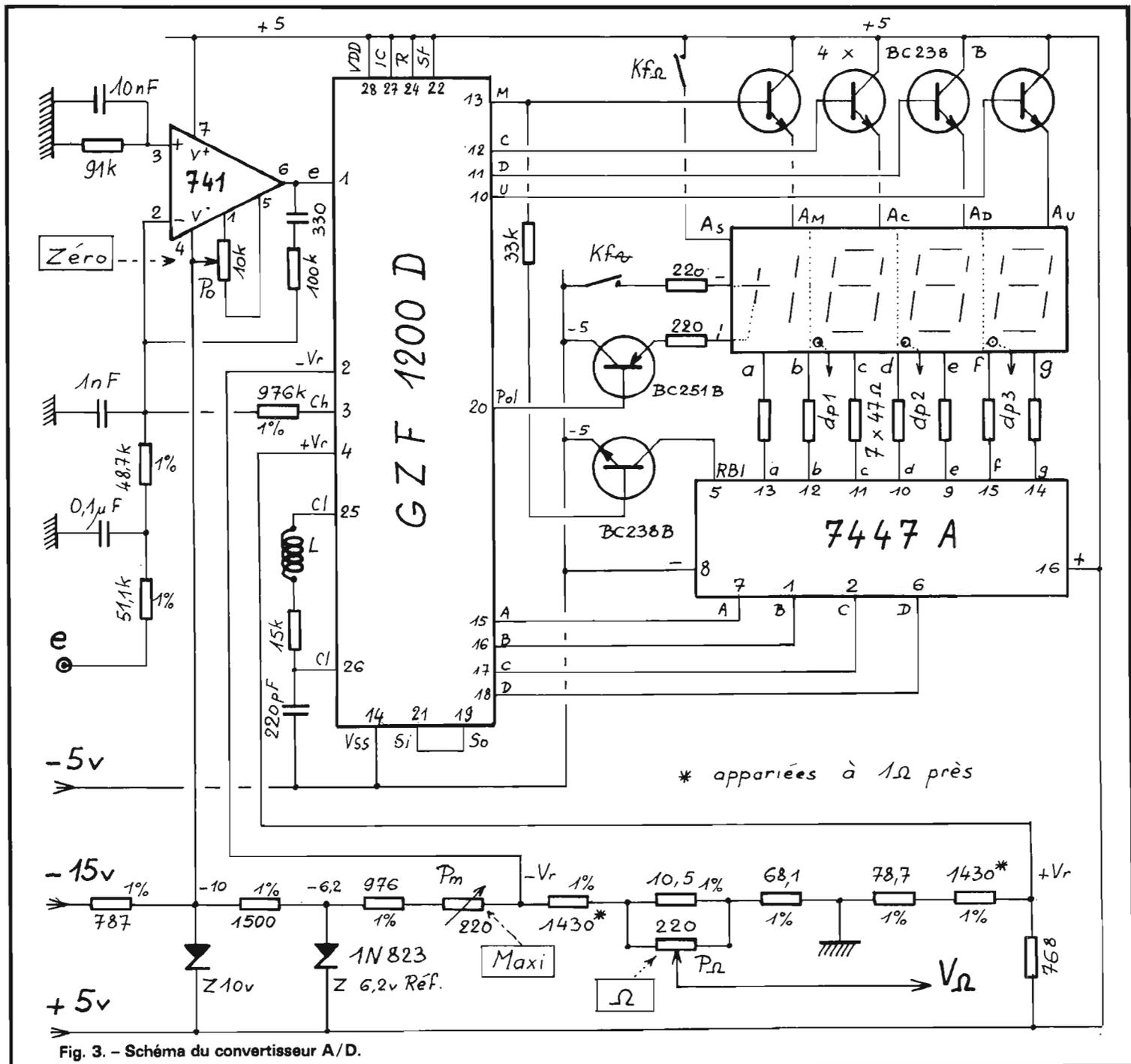


Fig. 3. - Schéma du convertisseur A/D.

la masse. Les résistances utilisées doivent être assez précises pour garantir l'égalité des valeurs absolues de ces tensions à 0,1 % près. Les exemplaires fournis par la maison RD seront appariés pour respecter cette condition. On remarquera la présence d'une prise donnant une tension de référence marquée $V\Omega$ (de l'ordre de -100 mV) nécessaire à l'ohmmètre. On évite ainsi le besoin d'une seconde source stabilisée qui augmenterait le coût de l'appareil et sa consommation. Une diode de référence 1N823, à très faible coefficient de température suffit pour le MX38.

Le GZF1200D est alimenté en 5 V, ce qui permet une comptabilité directe avec le circuit TTL, SN7447 nécessaire au décodage des informations.

Le comparateur d'entrée fonctionne en inverseur. Son entrée positive est à la masse par une résistance égale à celles de l'autre entrée en parallèle, ceci afin d'équilibrer les tensions résiduelles.

Si la tension d'entrée est positive, la sortie du 741 (6) devient négative (basse): la sortie Chopper est alors reliée à la tension de référence négative (voir plus haut). La résistance de $976\text{ k}\Omega$ apporte donc un courant contribuant à ramener à zéro la tension positive de l'entrée e_+ . Il y a toutefois, un dépassement, alors le 741 bascule en sens contraire. Donc, comme dans le DMM1038, il s'établit un régime d'oscillations du 741 de manière à maintenir l'équilibre aux bornes du condensateur de 1 nF de e_+ . Le niveau moyen de cette entrée est toujours de 0 V. Le rapport entre les résistances de signal et de sortie Chopper fixe la sensibilité du système: ici il est de l'ordre de 10 ($976/99,8$). Donc pour les 2 V de référence, il suffit de $0,2\text{ V}$ à l'entrée pour avoir l'équilibre. La sensibilité du convertisseur est donc de 200 mV pour 2000 points, soit $0,1\text{ mV}$ par point, c'est-à-dire 10 fois

mieux que le DMM1038. L'offset du 741 doit être corrigé par le potentiomètre P_0 pour que un zéro à l'entrée affiche bien un zéro en sortie. Une résistance ajustable P_m permet de figurer la valeur absolue des tensions de référence pour permettre l'étalonnage de l'appareil.

Le GZF1200D, avec les éléments choisis, oscille sur une fréquence d'horloge de l'ordre de 100 kHz , ce qui donne un temps de mesure légèrement supérieur à la $1/2$ seconde.

Les afficheurs utilisés sont à diodes électro-luminescentes, type économique: ils comportent une seule diode par segment, avec un dispositif optique répartiteur de lumière. Ce sont les DL707 et DL701 de Litronix, dans lesquels c'est l'anode des diodes qui est commune: c'est donc par cette anode qu'ils

seront actionnés par les signaux de multiplexage. Pour cela, il est fait usage de transistors montés en « transdiodes », solution idéale puisque ne nécessitant aucun composant supplémentaire. Chaque NPN, BC238B, a son collecteur au $+5\text{ V}$, son émetteur alimente l'anode de l'afficheur. Si la base est au niveau Haut ($+5\text{ V}$) le BC238B conduit, si elle se trouve au niveau Bas (-5 V), il est bloqué.

Les cathodes des afficheurs, reliées en parallèle (tous les « a », tous les « b »... ensemble) retournent au -5 V par le SN7447A. Les résistances de 47Ω limitent le courant à une valeur raisonnable, constituant un compromis entre la luminosité, la dissipation du 7447 et la consommation.

Une remarque: le 7447 délivre les chiffres 6 et 9 sous

une forme que nous trouvons bien laide: voir figure 4, à laquelle on finit par s'habituer. Il existe de nouveaux circuits: les SN74247 qui corrigent ce défaut. Mais ils sont difficiles à trouver et plus chers.

En continu, le - est affiché en permanence. La barre verticale: donnant le + est commandée par un BC251B, monté lui aussi en transdiode. Si la tension d'entrée est positive, la sortie polarité est Basse (voir plus haut). La base du BC251 est alors reliée au collecteur et le transistor conduit affichant le +.

Avec une tension négative, la base passe au $+5\text{ V}$ et le BC251 est bloqué. Reste le - à l'affichage.

Reste le problème de l'effacement du zéro sur le digit des milliers: il est résolu très simplement en commandant l'entrée RBI du 7447 (Ripple

Fig. 4. - Affichage du 6 et du 9.

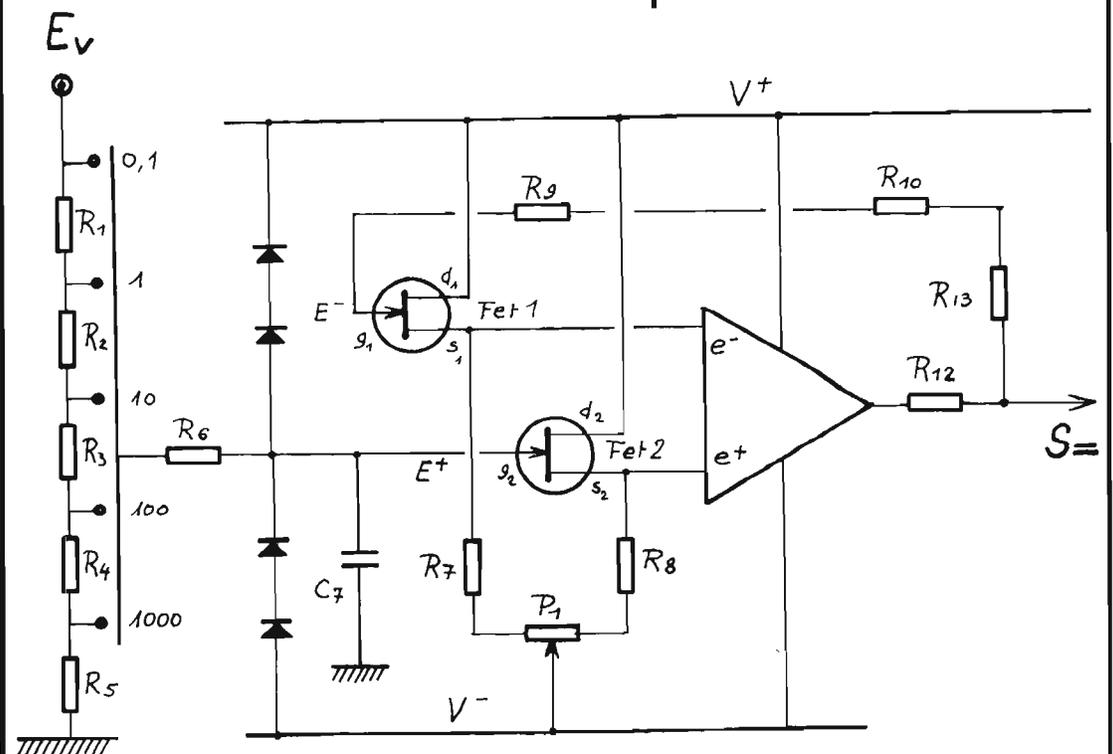
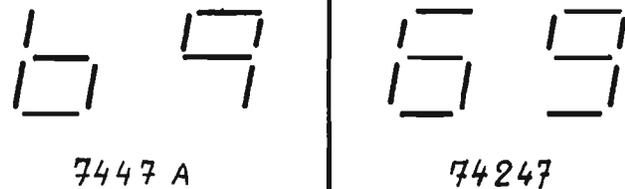


Fig. 5. - Mesure des tensions continues.

Blanking Input) par un BC238B dont la base est reliée à la sortie d'exploration du digit en question. Ainsi, à l'instant de l'exploration de ce digit, le transistor conduit, amenant RBI au niveau BAS, ce qui interdit l'affichage du zéro. Pendant l'exploration des autres digits, le BC238 est bloqué, permettant l'affichage des zéros.

Pour terminer signalons que doivent être reliées :

- au +5 V (V_{DD}) les broches : 28, alimentation du circuit ; 27, I.C., broche de test ; 24, broche de remise à 0 ; 22, broche de départ de séquence ;

- au -5 V (V_{SS}) uniquement la broche 14 d'alimentation.

2. Circuits de fonctions.

a) Voltmètre continu.

La platine précédente permet les mesures de tensions continues de $\pm 0,1$ mV à ± 200 mV, sous une impédance d'entrée de 90 k Ω environ. Ces deux performances sont insuffisantes en pratique et il est nécessaire de faire précéder notre convertisseur A/D par un étage à haute impédance, précédé lui-même par un atténuateur pour la

mesure des tensions élevées. On trouve le schéma de principe en figure 5. Il s'agit du montage classique d'un amplificateur opérationnel avec un double FET pour en augmenter les performances. L'impédance d'entrée devient très élevée et le courant résiduel très faible.

L'amplificateur opérationnel choisi est le banal 709 qui présente l'avantage des éléments de compensation de fréquence externe, permettant un ajustage de la bande passante en alternatif.

Le choix du double FET n'est pas simple, car il faut concilier économie et performances. Les critères essentiels sont le courant résiduel d'entrée I_g , la qualité de l'appariement et la dérive de l'offset.

Le courant résiduel d'entrée provoque, lorsque celle-ci est en l'air, l'affichage d'une tension résiduelle parasite en gamme 0,1 : comme la résistance de l'atténuateur est de 4,25 M Ω , 1 point d'affichage est provoqué par un courant I_g de

$$\frac{0,1 \text{ mV}}{4,25 \text{ M}\Omega}$$

soit 20 pA environ.

Il serait donc souhaitable de choisir un FET répondant à ce critère. Remarquons cependant que, en mesure normale, l'entrée est refermée par le circuit sous mesure dont l'impédance est toujours très inférieure à ces 4,25 M Ω . On peut donc parfaitement tolérer l'usage d'un FET moins performant, ayant par exemple un courant résiduel de 200 pA, donnant 10 points à vide mais des résultats de mesure parfaitement corrects dès que le circuit sous test fait moins de 500 k Ω .

Le modèle utilisé pour la mise au point du prototype est un FM1111 de NS mais d'autres modèles pourront être fournis par RD, selon la disponibilité du moment.

La protection de ce FET d'entrée est un autre difficile problème. La solution classique retenue fait appel à des diodes connectées en sens inverse entre gate et V^+ , V^- . Hélas, aucune diode n'est parfaite : alors que, ainsi branchée, elle ne devrait pas conduire, en fait elle « fuit ». Une quelconque 1N4148 est donnée pour un courant inverse I_R de 10 nA sous 10 V. C'est très peu ! Mais si

l'entrée est en l'air, une telle intensité développe dans les 4,25 M Ω d'entrée une tension de : $10 \cdot 10^{-9} \times 4,25 \cdot 10^6$ soit 42,5 mV, donc 425 points d'affichage. C'est catastrophique ! Heureusement le courant de fuite des diodes reliées à V^+ tend à annuler celui des diodes reliées à V^- . En appariant très soigneusement des 1N4148 on pourrait donc parvenir à compenser le défaut.

Toutefois, pour minimiser la difficulté, il est fait usage de diodes spéciales à très faible courant de fuite inverse : une 1N3595 de Sescosem à un I_R de 1 nA sous 125 V, ce qui est beaucoup mieux que les 10 nA sous 10 V des 1N4148.

Malgré cela il est fait usage de deux diodes en série vers chaque pôle de l'alimentation. Le « grand art » consiste à réussir la compensation du courant résiduel I_g du FET, par la différence des courants I_R des diodes.

En fait, nous « pinaillons » un peu, mais c'est pour vous faire comprendre les difficultés apparaissant avec ces hautes impédances.

En cas de surcharge, soit positive, soit négative, la ten-

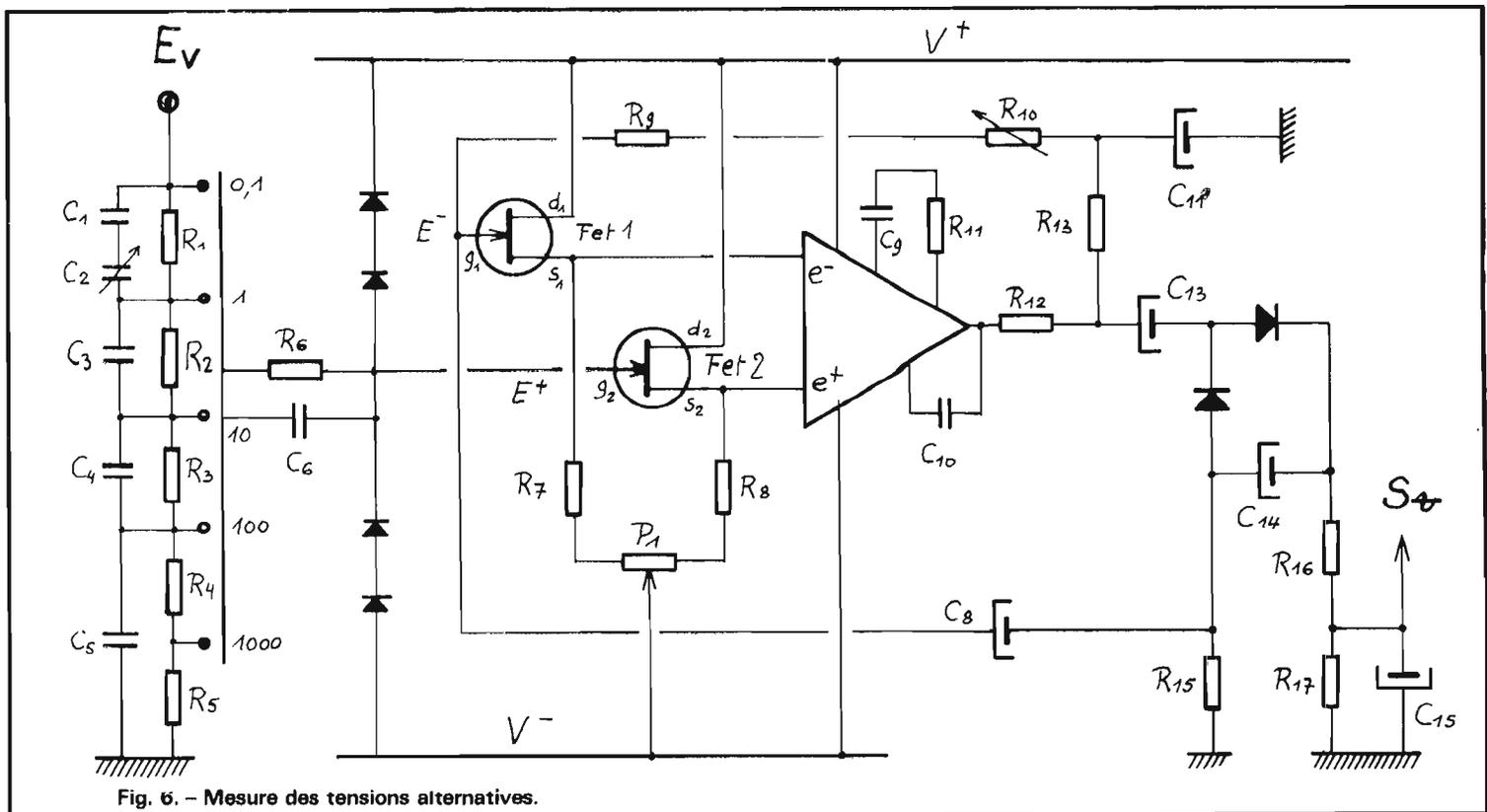


Fig. 6. - Mesure des tensions alternatives.

Fig. 7. - Mesure des intensités.

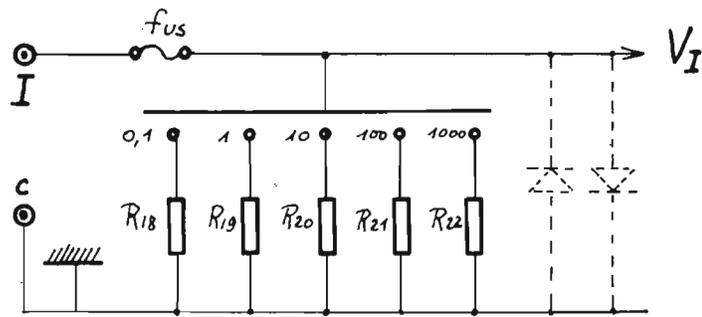
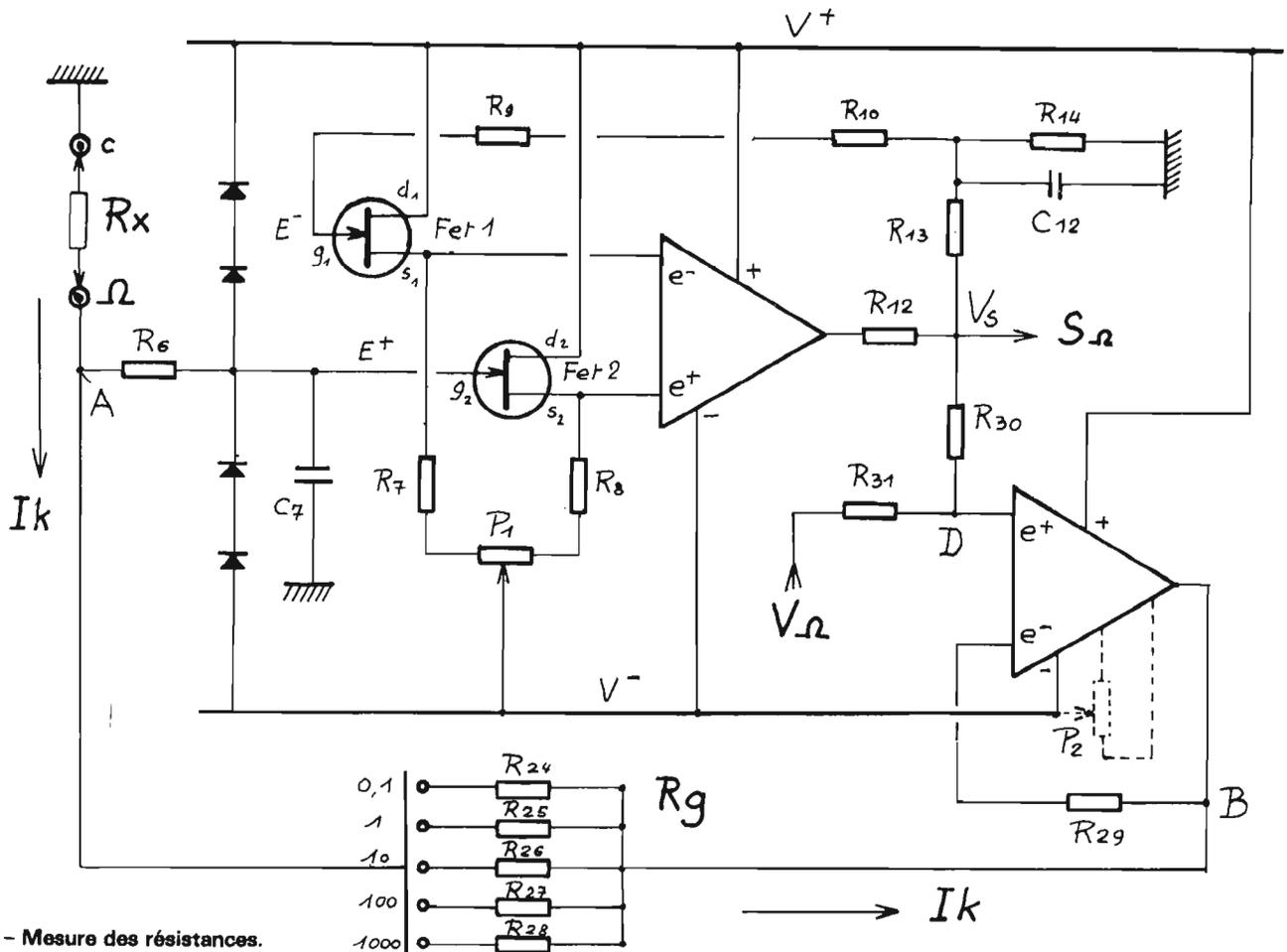


Fig. 8. - Mesure des résistances.



sion gate-drain et la tension gate-source ne peut jamais excéder la tension d'alimentation. La résistance de 470 kΩ réduisant le courant à une valeur inoffensive pour les diodes et le FET. L'association FET-Amop est montée en suiveur de tension. On retrouve donc en sortie S une tension égale à celle de l'entrée E⁺. Les résistances R₉, R₁₀ et R₁₃ n'interviennent pas dans le fonctionnement. Le réglage du zéro de l'ensemble est obtenu par P₁. Le condensateur C₇ associé à la résistance de protection R₆ constitue un filtre efficace des diverses perturbations cap-

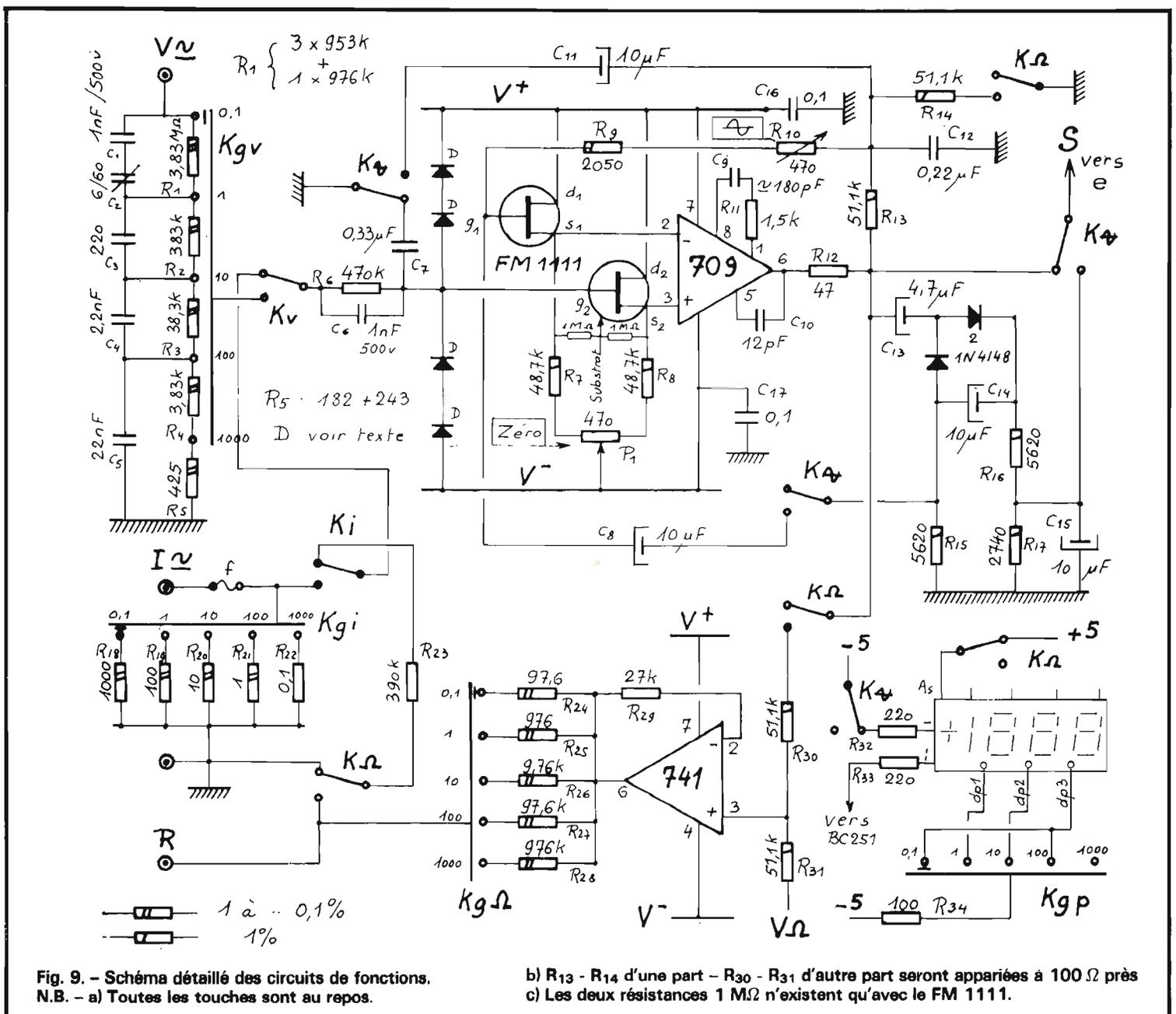
tées par l'entrée. L'atténuateur d'entrée ne devait pas utiliser de résistances supérieures à 1 MΩ. Il faut savoir, en effet qu'une 10 MΩ 1% coûte plus de 10 fois plus cher qu'une 1 MΩ et qu'elle est de plus, difficile à trouver. C'est la raison du choix de l'impédance de cet atténuateur : 4,25 MΩ. Dans ces conditions, la résistance la plus élevée R₁ est de 3,83 MΩ, que nous réaliserons avec trois 953 kΩ et une 976 kΩ. Ces résistances sont données pour supporter une tension maximum de 250 V environ, ce qui porte le maximum mesurable à 1 000 V. Pourtant nous ne

conseillons pas de mesurer de telles tensions directement car des risques de claquage apparaissent dans les commutateurs, donnés pour 750 V environ. Si le besoin se faisait sentir de mesurer des tensions de cet ordre, il faudrait nécessairement monter une sonde atténuatrice constituée d'une résistance de 38,3 MΩ et permettant d'atteindre les 10 kV.

b) Voltmètre alternatif.

Le montage précédent est conservé en lui adjoignant les composants nécessaires à un redressement linéaire des tensions alternatives mesurées.

On reconnaît le montage utilisé pour le DMM1038. La liaison directe sortie 709 - entrée E, via R₉ à R₁₃ assure la stabilisation du point de fonctionnement. En alternatif, le régime se maintient dans la partie linéaire de la détection des diodes car dès que le niveau de sortie du 709 devient insuffisant, le système tend à se mettre en boucle ouverte avec un gain considérable ramenant un niveau correct. La tension continue redressée est disponible aux bornes de C₁₅. Le gain du montage déterminé par les résistances R₁₅, R₁₆, R₉, R₁₀ est ajusté par cette



dernière pour permettre l'éta-lonnage.

Notons que le condensateur C₇ est supprimé.

Les éléments C₉, C₁₀, R₁₁ assurent la compensation en fréquence du 709. La valeur de C₉ étant ajustée pour avoir les meilleures performances. La tension de sortie S est positive.

c) Intensités.

Aucune astuce particulière n'a été recherchée. De simples shunts de faible valeur sont traversés par les courants à mesurer et y développent les tensions envoyées à l'entrée du voltmètre précédent. Voir figure 7.

Un fusible assure une légère protection des shunts, mais il ne faudra pas trop s'y fier. On pourrait améliorer la sécurité en disposant des diodes de puissance, comme indiqué sur la figure. Cette adjonction n'a pas été prévue.

En effet les mesures de tension se feront avec un câble blindé terminé par un probe, celles des intensités et des résistances avec des fils ordinaires. Il faudrait donc être particulièrement distrait pour faire la confusion entre ces types de mesures. Dans les pires conditions, seul sera détérioré le shunt correspondant au calibre concerné.

d) Ohmmètre.

Désirant un prix de revient minimum, il fallait éviter un circuit indépendant pour la mesure des résistances, donc utiliser au maximum les composants disponibles. Evidemment le circuit choisi est considérablement plus astucieux que celui du DMM. On le trouve en figure 8.

On retrouve le double FET et le 709 des paragraphes précédents, mais montés cette fois en amplificateur à contre-réaction de tension et de gain 2. Ceci est obtenu par la mise en place de R₁₄ égale à R₁₃.

$$\text{Gain} = \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{14}}$$

On a ainsi :

$$E^- = E^+ = \frac{V_s}{2} = V_A$$

Un second amplificateur opérationnel LM741 est monté en suiveur de tension pour avoir une forte impédance d'entrée au point D, lequel étant point milieu des potentiels V_s et V_Ω (car R₃₀ = R₃₁) est tel que :

$$V_D = \frac{V_s + V_{\Omega}}{2}$$

Cette tension se retrouve en B (suiveur de tension).

La différence de potentiel qui existe aux bornes de la

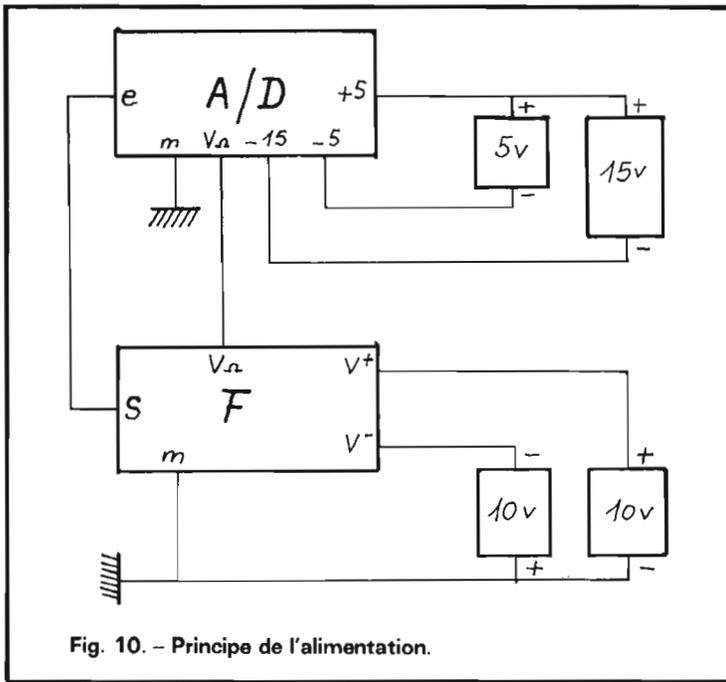


Fig. 10. - Principe de l'alimentation.

résistance de gamme R_g est donc :

$$V_A - V_B = \frac{V_s}{2} - \frac{V_s + V\Omega}{2}$$

$$= - \frac{V\Omega}{2}$$

Le courant qui traverse cette résistance R_g , et par conséquent la résistance à mesurer R_x (puisque l'entrée E^+ du FET a une consommation quasi nulle) dépend uniquement de $V\Omega$ et de R_g :

$$I_k = \frac{V_A - V_B}{R_g} = - \frac{V\Omega}{2R_g}$$

Prenons par exemple le cas de la gamme 1000 : $R_g = 976 \text{ k}\Omega$. $V\Omega$ est calibré pour toutes les gammes à $-97,6 \text{ mV}$.

D'où :

$$I_k = - \frac{-97,6 \text{ mV}}{976 \text{ k}\Omega} = +0,1 \mu\text{A}$$

si $R_x = 1 \text{ M}\Omega$, $V_A = 0,1 \cdot 10^{-6} \times 1 \cdot 10^6 = 0,1 \text{ V}$ ou 100 mV , tension qui provoque un affichage de 1 000 points.

NB :

$$V_A - V_B = - \frac{V}{2}$$

$$= - \frac{-97,6}{2} \text{ mV} = +48,8 \text{ mV} :$$

Le potentiel de A est donc supérieur à celui de B. Le courant I_k circule de A vers

B, donc de la masse vers A, point qui est **négligé** par rapport à la masse. Ce renseignement est important pour les mesures de certaines résistances de semi-conducteurs.

D'autre part, on sait que V_s

$= 2 V_A$, les tensions de sortie, mesurées par le convertisseur A/D seront donc négatives.

Pour respecter fidèlement les équations du montage, il faut que les égalités $R_{13} = R_{14}$ d'une part et $R_{30} = R_{31}$ d'autre part, soient respectées à 0,1 % près. Les résistances de $51,1 \text{ k}\Omega$ fournies par RD seront appariées pour respecter cette condition.

La correction de l'offset du 741 n'est pas nécessaire, bien que nous l'avions prévue sur nos prototypes (voir P_2 de la fig. 8).

Le condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ (C_{12}) évite une auto-oscillation du montage.

e) **Etude du schéma complet** (voir fig. 9).

On retrouve les schémas que nous venons d'étudier, convenablement mis en œuvre par le jeu de deux commutateurs.

— **Le commutateur de fonction à 4 touches.**

● **Kv** assure la fonction volt-mètre en reliant l'entrée E^+ à l'atténuateur, lui-même relié à la douille BNC de $V \approx$. L'atténuation de 10 en 10 est compensée en alternatif par les condensateurs habituels.

● **Ki** enfoncée, relie E^+ aux différents shunts et permet les mesures d'intensité.

● **K=** au repos réalise la fonction « continu », alors que enfoncée, elle permet la mesure des tensions ou des intensités alternatives. Ses 4 inverseurs provoquent alors :
 — La déconnexion du $0,33 \mu\text{F}$ d'entrée, mais la connexion du $10 \mu\text{F}$ de sortie.
 — La connexion sur E^- du $10 \mu\text{F}$ de contre-réaction.
 — Le branchement de l'entrée du convertisseur A/D sur le point de sortie convenable.

— La coupure de la barre horizontale du +. Ainsi, la mesure des tensions et intensités alternatives sera matérialisée par l'affichage du signe « : ».

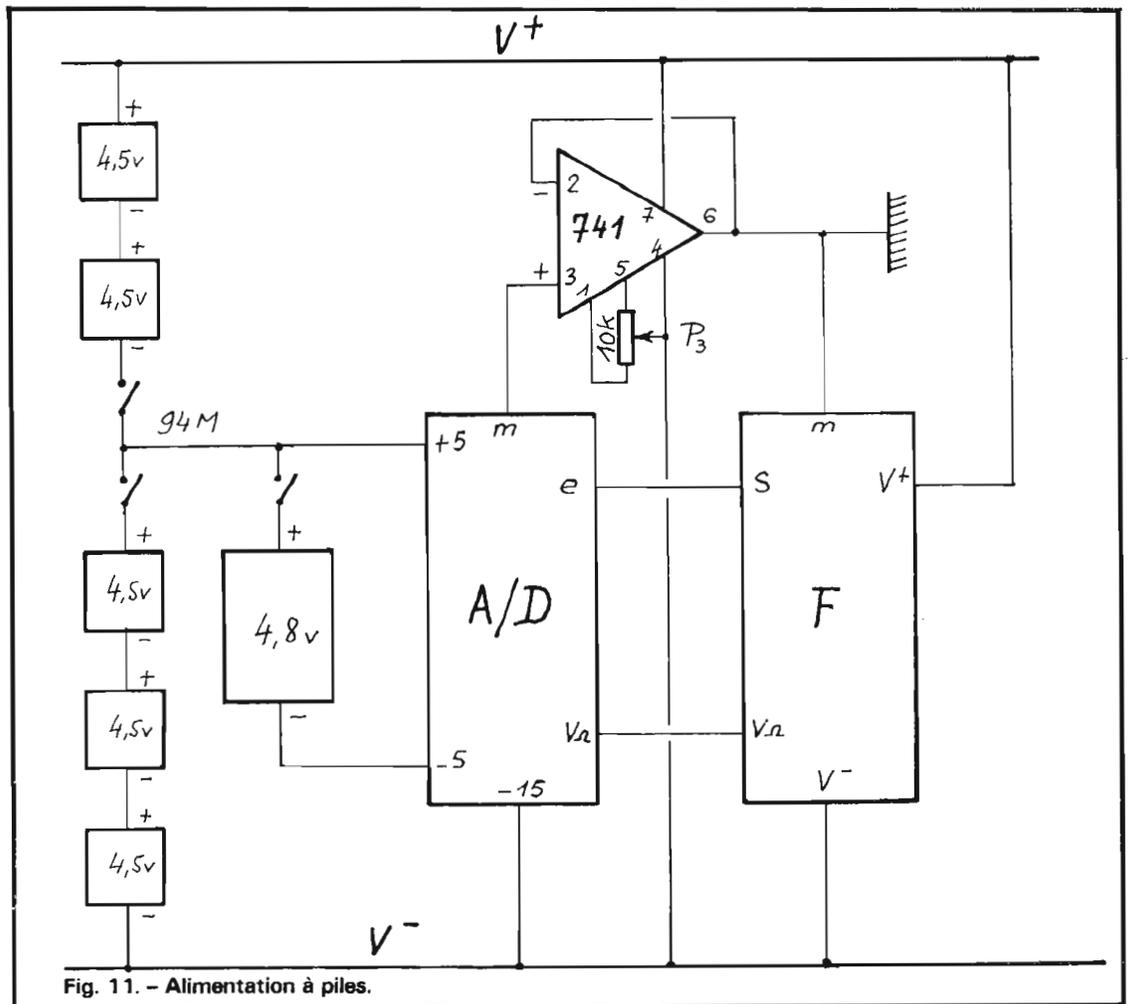


Fig. 11. - Alimentation à piles.

● **KΩ** enfoncée commande la fonction ohmmètre. Ses 4 inverseurs réalisent :

— Le branchement de la 51,1 kΩ à la masse (gain de 2).

— La liaison entre la sortie du 709 et l'entrée du 741.

— Le branchement des résistances R_g.

— La coupe complète de l'affichage des signes de polarité.

NB : Toutes les touches au repos, l'entrée E⁺ est à la masse par KΩ. Cette position peut constituer la position d'attente dans le cas des mesures de résistances. En effet, en fonction ohmmètre, et avec l'entrée R en l'air, l'affichage se met en butée, ce qui est gênant (mais normal, puisque la résistance R_x est dans ces conditions, infiniment grande).

— Le commutateur rotatif des 5 gammes.

4 circuits distincts sont nécessaires, ce qui impose 2 galettes de 2 circuits chacune.

● **KgV** commute les résistances de l'atténuateur.

● **Kgi** connecte le shunt nécessaire.

● **Kg** choisit la résistance R_g.

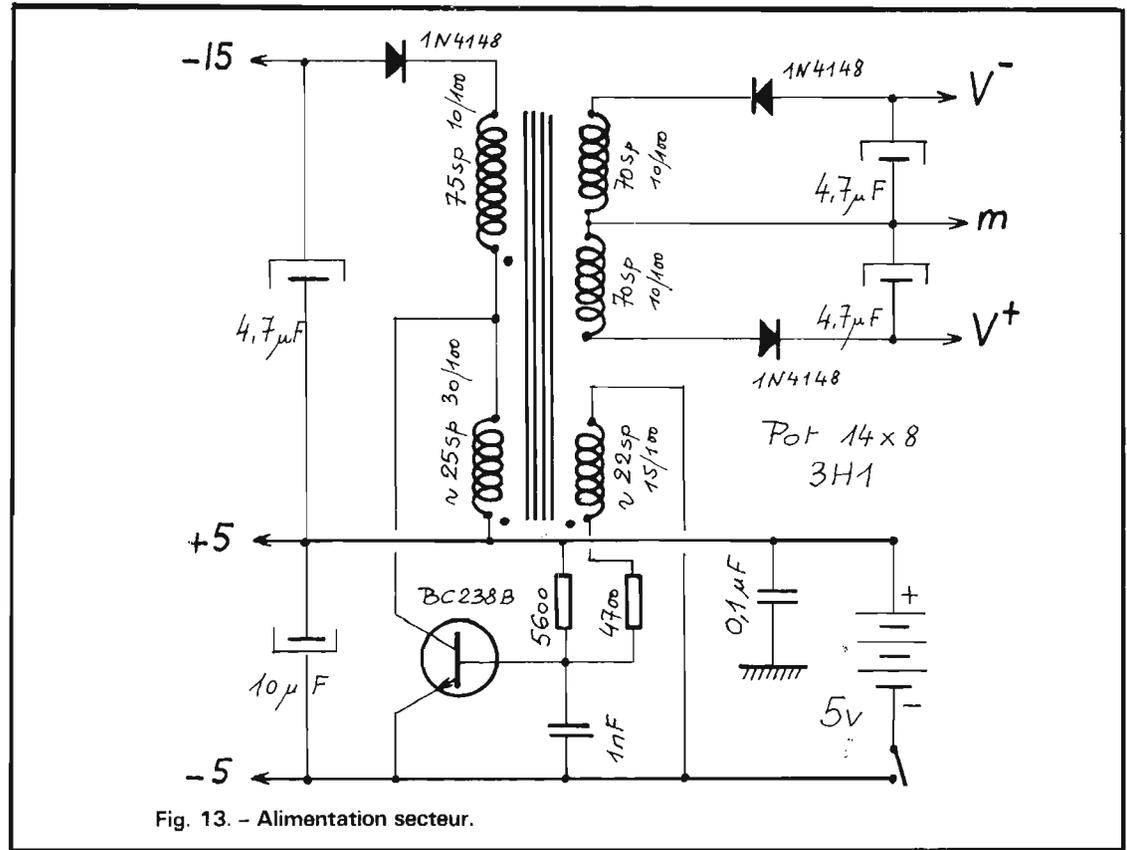


Fig. 13. - Alimentation secteur.

● **Kgp** allume le point décimal correspondant à la gamme.

3. L'alimentation.

L'ensemble du MX38 nécessite :

— Une source de 5 V sous 200 mA pour le convertisseur

A/D, dont plus des 3/4 sont utilisés pour l'affichage.

— Une source de -15 V sous 4 mA pour la même platine. Les pôles positifs de ces deux sources sont communs.

— Une source double de ±10 V sous 3 à 4 mA pour

la platine de fonctions et qui doit être électriquement séparée des deux précédentes. En effet le potentiel de masse du convertisseur A/D est flottant, déterminé par la chaîne des résistances de précision donnant les références. Le point milieu de la source double y sera relié, ainsi qu'à la masse générale (voir fig. 10).

Comme nous l'avons indiqué précédemment, trois solutions ont été retenues :

a) Alimentation Piles/Accu.

La source de 5 V est un petit accumulateur cadmium-nickel de 4,8 V 500 mAh donnant la possibilité de travailler une journée en service discontinu (2 heures de mesures effectives). Les sources de 15 V, 10 V et 10 V sont réalisées avec un seul groupement de 5 piles de 4,5 V, type Gnomma. Ces piles débitant fort peu et de manière intermittente dureront très longtemps, périssant plutôt par vieillesse. Se reporter à la figure 11.

Le convertisseur A/D est alimenté en -13,5 V par les 3 piles inférieures, tandis que la platine de fonctions l'est par

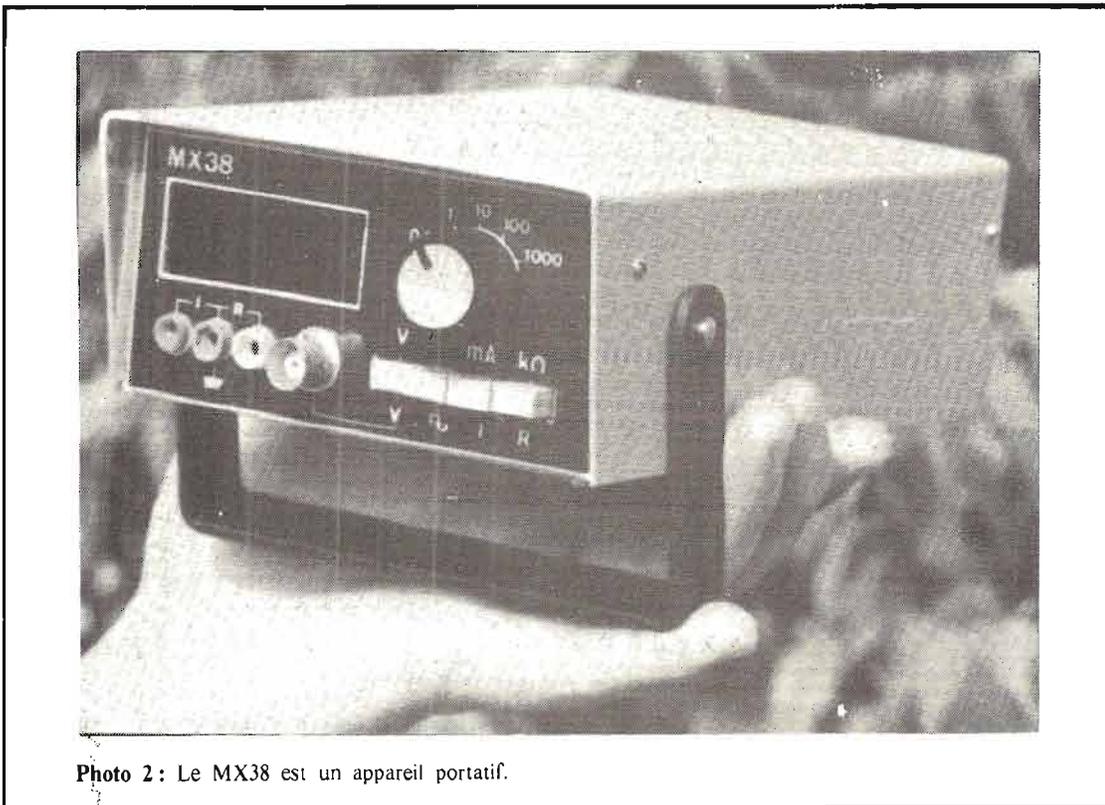


Photo 2 : Le MX38 est un appareil portable.

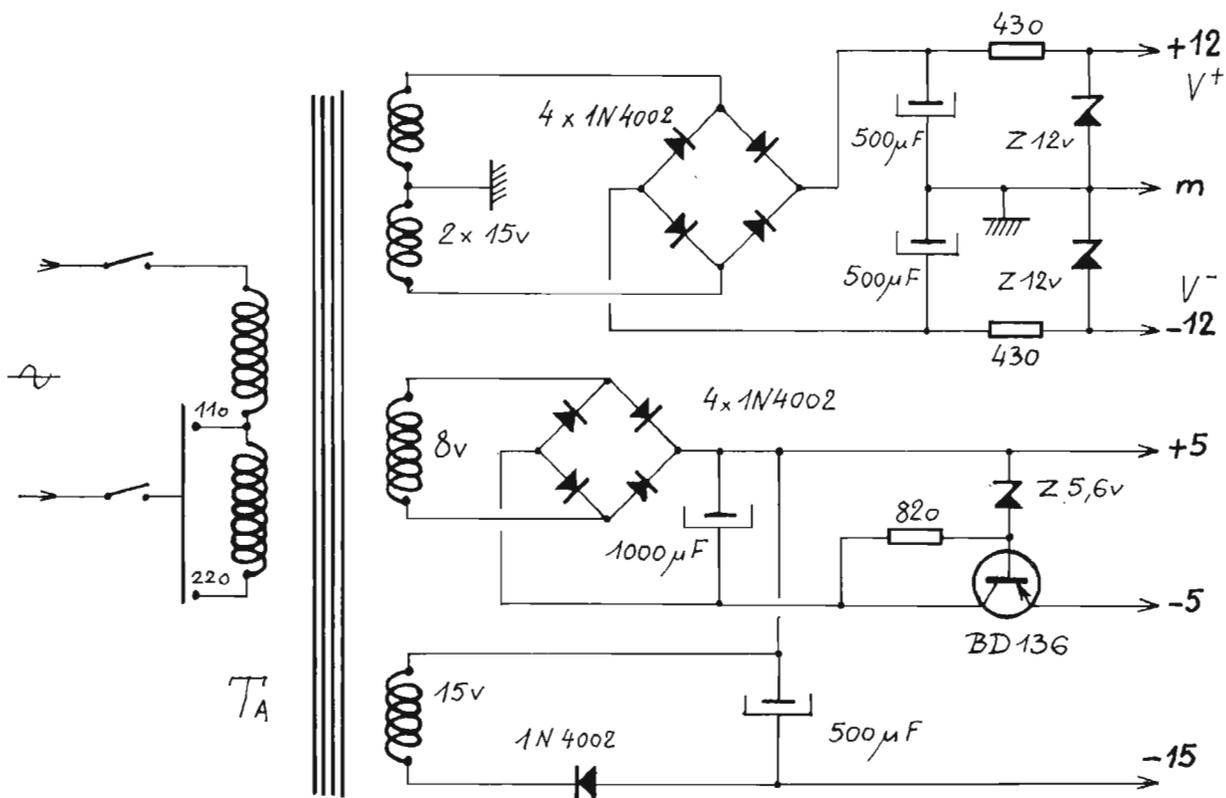


Fig. 12. - Convertisseur de tension.

la totalité des 5 piles, soit sous 22,5 V, ainsi qu'un suiveur de tension 741, piloté par le potentiel de masse du convertisseur A/D. On réalise ainsi, pour la platine de fonctions, un point milieu fictif sur l'alimentation et cela sans réaction sur le convertisseur. Sans cette précaution, toute différence de consommation entre V⁺ et V⁻ déséquilibrerait totalement le pont des tensions de référence et provoquerait d'importantes erreurs de mesure. Le fait se produirait plus particulièrement sur les gammes inférieures de la fonction ohmmètre.

Bien sûr, on ne mettra le MX38 sous tension que « si l'on s'en sert » et cela se fera par l'intermédiaire d'un triple interrupteur.

b) Alimentation Accu/Convertisseur.

Un petit convertisseur du type asymétrique, à un seul

transistor, permet d'obtenir toutes les tensions nécessaires au fonctionnement, à partir d'une seule source de 5 V. Le schéma est donné en figure 12. Il s'agit d'un montage courant, adapté d'une note d'application de la RTC.

Le transformateur est réalisé sur un pot ferroxcube. Nous en donnerons les caractéristiques plus loin. Les points indiquent les débits d'enroulements. La consommation en charge s'établit aux environs de 75 mA. La consommation de l'ensemble du MX38 est de l'ordre de 275 mA. Il y a donc intérêt à choisir une batterie de capacité suffisante. Il existe maintenant des éléments cylindriques CadNi convenant très bien :

Ex. : éléments VR 1200 mAh, Ø 22 mm h 42 mm. Éléments VR 1800 mAh, Ø 25 mm h 48 mm.

Ces deux types de batteries présentent les qualités suivantes :

- Étanchéité.
- Recharge rapide.
- Grande durée de vie.
- Stabilité de la tension en décharge.
- Bonnes performances de -40° à +75°.

Les deux modèles sont possibles dans le MX38, puisque nous disposons d'un compartiment batterie de 80 x 54 x 54 mm.

Le seul revers de la médaille reste le prix relativement élevé de ces accus. Avec les VR 1200 mAh, on peut compter sur une autonomie de 5 à 6 h. Avec les VR 1800 mAh, on aura presque 10 h, ce qui nous semble plus que suffisant pour une journée bien remplie, une nuit de recharge au 1/10 de la capacité, permettant de retrouver pour le lendemain

des éléments « gonflés à bloc ».

c) Alimentation secteur.

C'est sans nul doute la plus économique, surtout si vous bobinez le transformateur vous-même sur une carcasse de récupération. Le schéma est donné en figure 13. Etant donné le classicisme du montage, il ne nous semble pas nécessaire d'insister. La consommation de l'ensemble est inférieure à 2 W. Léger inconvénient de l'alimentation secteur : une certaine sensibilité du MX38 aux parasites véhiculés. Ce n'est pas bien gênant, les possesseurs de DMM1038 pourront le dire, mais en des lieux très perturbés, un filtre « ad hoc » pourrait être nécessaire.

F. THOBOIS

(à suivre)

AMELIORATION DE LA FORME DES SIGNAUX RECTANGULAIRES

L'examen des signaux de sortie du TBF1 avec un oscilloscope à large bande, ayant montré quelques défauts de forme du signal rectangulaire, une petite modification a permis de tout faire rentrer dans l'ordre.

Au lieu de prendre ces signaux sur le collecteur du 2N 914, nous les prélevons maintenant à la sortie même du 8038 CC, par l'intermédiaire d'un potentiomètre, disposé entre la broche 9 et la masse.

D'autre part, l'entrée du LM 310 est précédée d'une cellule de filtrage, constituée d'une résistance de 2 700 Ω et d'un condensateur de 22 pF.

— Supprimer la liaison TTL-Ks1 ;

— Placer un potentiomètre ajustable de 4 700 Ω (un EO 97 AC de RTC par exemple) entre les potentiomètres de sortie et de fréquence, cosse de gauche soudée sur la cosse de masse du 470 Ω , cosse de droite reliée à la borne signaux rectangulaires directs, cosse curseur reliée à Ks1 ;

— Couper la liaison entrée 310-Ks1, en laissant 5 mm de conducteur côté 310 ;

— Remplacer ce fil par une 2 700 Ω .

— Souder un 22 pF entre ce point d'entrée 310 et la masse (entretoise).

Il restera à régler le 4 700 Ω pour avoir la même amplitude en rectangulaire que pour les autres formes.

Avantage supplémentaire : le signal rectangulaire est maintenant centré sur le potentiel de masse.

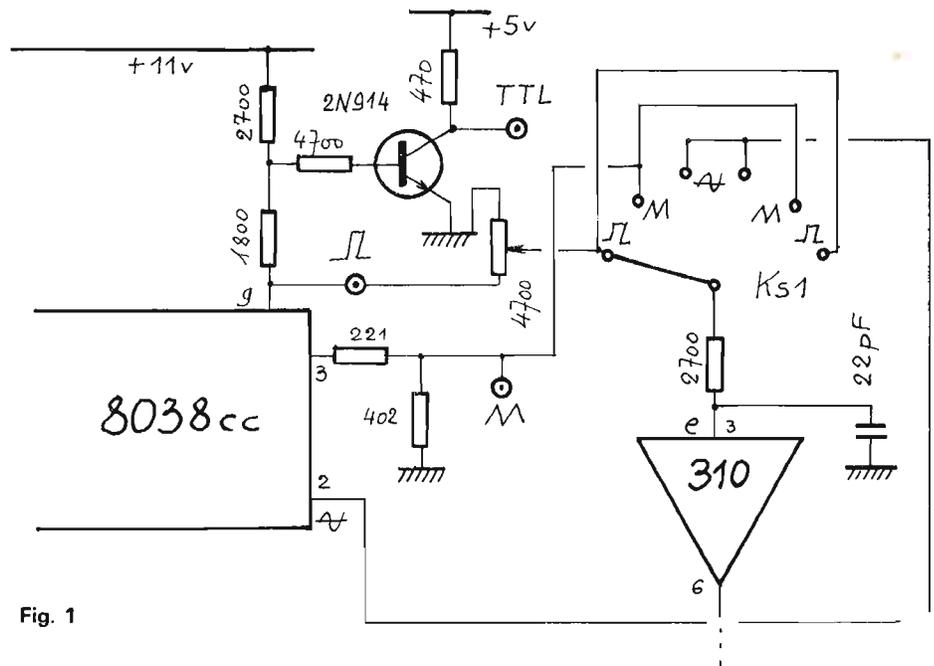


Fig. 1

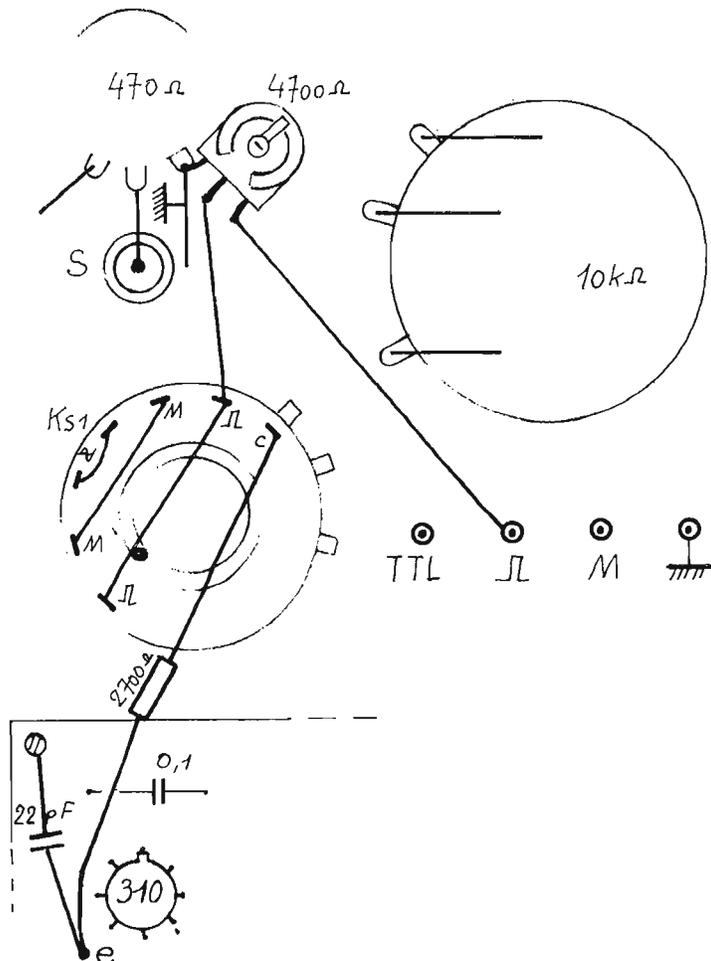


Fig. 2

"HI-FI SPOKEN"

l'anglais et la HI-FI

LES MAGNETOPHONES

(Suite voir N° 1517)

PINCH WHEEL = PINCH ROLLER : galet de cabestan ou galet presseur.

Ce galet de caoutchouc en venant s'appliquer contre le cabestan solidaire du moteur, assure l'entraînement de la bande en enregistrement ou en lecture. Il doit être toujours propre et parfaitement lisse (fig. 2).

PLAY (to) : jouer, lire (un enregistrement).

Touche déclenchant le défilement de la bande en lecture.

PLAYBACK : lecture, reproduction.

Consiste à relire la bande après l'enregistrement.

PLAYBACK HEAD (PB) : tête de lecture.

Les magnétophones à trois têtes comportent une tête de lecture séparée bien adaptée

à cette fonction. Elle permet d'effectuer le monitoring en cours d'enregistrement.

PLAYING TIME : durée de défilement.

La durée de défilement est fonction de la vitesse et de la longueur de la bande (simple durée - double durée, etc.). Elle est aussi variable selon qu'il s'agit de mono-stéréo ou quadraphonie.

POWER SUPPLY : alimentation.

Quelle soit batterie ou secteur, elle apporte à l'appareil l'énergie nécessaire à son fonctionnement.

POWER REQUIREMENT : mode d'alimentation.

Voir les spécifications (pile, batteries, secteur 110 - 220 V, etc.).

PROFESSIONAL : professionnel.

Se rapporte au matériel répondant aux normes requises pour les usages professionnels ou couramment utilisés par les professionnels.

PULLEY : poulie.

QUADRASYNC : système d'enregistrement synchrone.

Aussi appelé symulsync, il permet de réaliser jusqu'à 4 enregistrements séparément

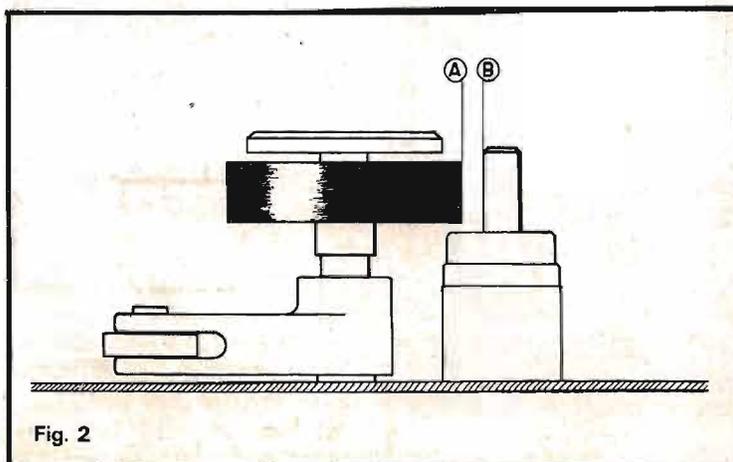


Fig. 2

The advertisement features a large black and white photograph of a man in profile, wearing a suit and tie, holding a microphone to his mouth as if speaking into it. To his right is a vintage Infra brand tape recorder. The recorder has a prominent speaker grille and the 'Infra' logo on the front. The background is dark with several 'Infra' logos arranged in a pattern. Text elements include 'tournez la page' (turn the page) in a speech bubble-like shape, and 'Infra vous informe' (Infra informs you) at the bottom. The overall aesthetic is that of a mid-20th-century technical or consumer product advertisement.

sur 4 pistes, indépendantes sans aucun décalage grâce à la possibilité d'effectuer une commutation de chacune des pistes de la tête d'enregistrement en lecture piste par piste. Ainsi il est possible, par exemple, en enregistrant la piste 2 d'écouter la piste 1 avec la même tête.

REAR : arrière.

Désigne généralement soit la face arrière, soit les canaux arrière quand il s'agit de quadraphonie (rear channel).

RECORD : enregistrement (to record : enregistrer).

Cette fonction permet de « mémoriser » sur une bande, magnétique des signaux ou des sons prélevés sur une source (micro, tuner, phono...) dans le but de les reproduire ultérieurement.

RECORDING CAPACITY : capacité d'enregistrement.

Elle est fonction du diamètre des bobines et de la longueur de bande qu'elles contiennent.

RECORD (ING) HEAD : tête d'enregistrement.

Sur les magnétophones à

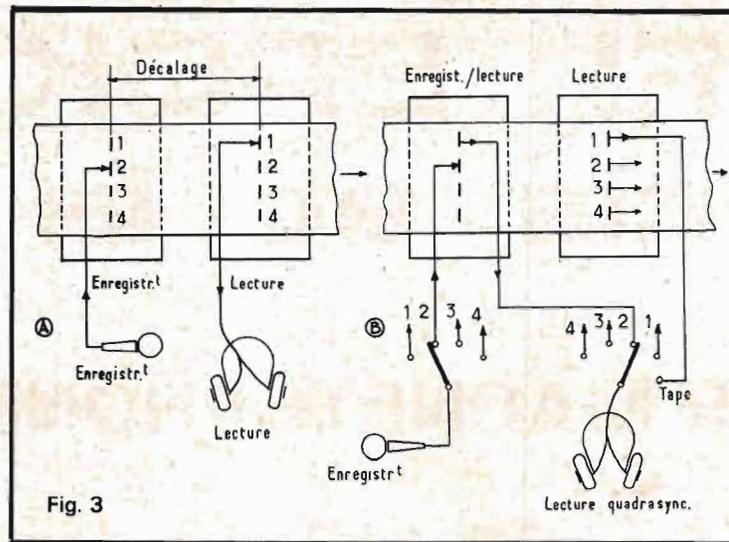


Fig. 3

trois êtes, il existe une tête d'enregistrement séparée dont les caractéristiques sont spécifiques à cette fonction (entrefer fin). Combinée à une tête de lecture elle permet le monitoring. Elle doit être toujours très propre.

RECORDING TIME : durée d'enregistrement.

Elle s'exprime en heures ou minutes. Elle est fonction du diamètre des bobines, de la longueur de la bande et de son épaisseur. Elle varie selon que l'on enregistre en mono, stéréo ou quadraphonie.

REEL : bobine.

Les magnétophones comportent une bobine débitrice à gauche et une bobine réceptrice à droite qui se remplit au fur et à mesure du défilement. Sur les magnétophones « reverse », ces fonctions peuvent être inversées en fin de bobine.

REEL CAPACITY : diamètre de bobine admissible.

Les diamètres courants sont les suivants :
 13 cm = 5 inches,
 18 cm = 7 in,
 26 cm = 10 1/2 in.

REEL TABLE : plateau porte bobine.

La bobine est maintenue contre le plateau généralement caoutchouté par un système de fixation rapide.

REGULAR TAPE : bande magnétique de type ordinaire.

Ce sont souvent des bandes « low noise » à l'oxyde de fer.

REEL RETAINER : fixe bobine.

Les bobines doivent être maintenue en place notamment pour l'usage vertical (fixes bobines caoutchouc - papillons, etc.).

RELAY : relais.

Dispositif électromécanique permettant de déclencher, avec une faible énergie électrique, le fonctionnement de divers organes (moteurs, fonction reverse, etc.). Ils peuvent être temporisés, ce qui assure une protection contre les fausses manœuvres, et commandés à distance. On les trouve sur des appareils déjà très performants.

RELEASE : relâcher, libérer.

Est utilisé pour désigner différentes manœuvres (lecture, pause, enregistrement, etc.).

REMOTE CONTROL : commande à distance, télécommande.

Certains appareils peuvent être télécommandés dans toutes leurs fonctions essentielles (enregistrement, lecture, rembobinages, pause) d'autres seulement en enregistrement sur les appareils stéréo 8 pistes on peut parfois télécommander les changements de programmes.

REMOVE : retirer, déménager, enlever.

REPEAT (to) : répéter, recommencer.

Certains appareils spécialement conçus pour l'apprentissage des langues permettent en appuyant sur la touche « repeat » de revenir en

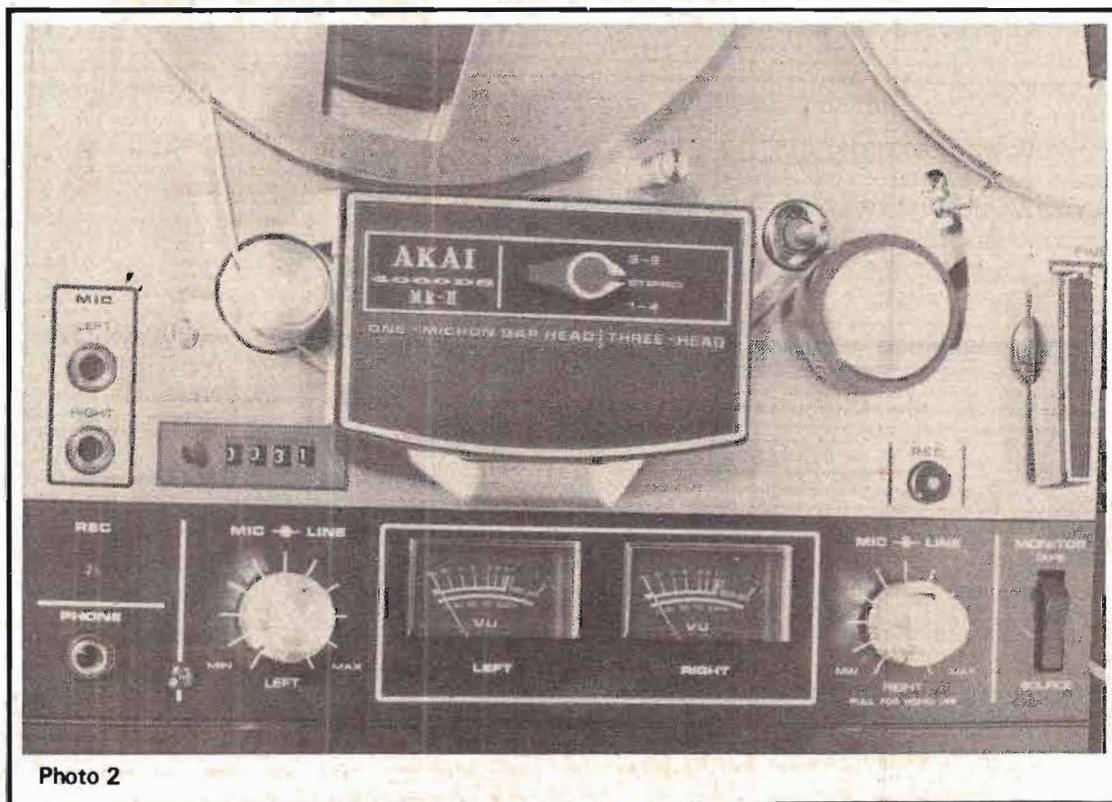


Photo 2

arrière et de relire une partie de l'enregistrement.

REPLAY : lecture, répétition (synonyme de playback).

R.P.M. : round per minute : tour/minute.

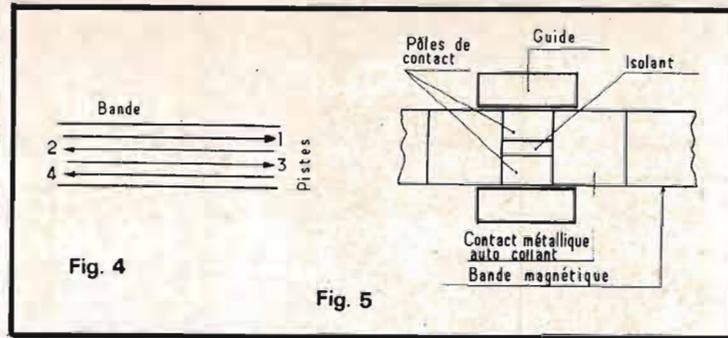
Mesure de vitesse de rotation.

RESET BUTTON : bouton de remise à zéro.

Utilisé pour les compteurs de défilement ou les dispositifs de mémoires.

REVERSE MANUAL : inversion manuelle du sens de défilement.

Ce dispositif que l'on trouve sur certains magnétophones stéréo quatre pistes permet d'enregistrer ou de lire la totalité de la bande sans avoir à la retourner en fin de programme. Le dispositif peut fonctionner en enregistrement et lecture, en lecture seule dans un seul sens de défilement ou dans les deux sens (reverse continu). L'inversion manuelle permet à tous moments de savoir ce qui se trouve sur les deux pistes du sens opposé (fig. 4).



REVERSE (automatic) : inversion automatique du défilement.

Voir « manual reverse ». Lorsqu'il est automatique, le reverse s'effectue soit au moyen d'amorces métalliques placées à chaque extrémité de la bande, soit avec de petits morceaux de bande métallique auto adhésive (sensing tape) placés à l'endroit désiré pour le « reverse ». On trouve aussi un système fonctionnant avec cellules photo-électriques comportant des amorces transparentes à chaque extrémité (fig. 5).

REVERSE SELECTOR : (photo 5), sélecteur de défilement.

Sur les magnétophones possédant le système reverse en

enregistrement et lecture, il est habituellement possible de choisir le mode d'inversion. Il peut s'effectuer dans les deux sens (continus), dans un seul sens (single) ou être annulé complètement en dépit de la présence des contacts métalliques ou de l'amorce transparente.

REVERSING TIME : temps d'inversion (système reverse).

Représente le temps de coupure du son pendant la période où s'effectue l'inversion du sens de défilement. Il doit être aussi court que possible. Il se mesure en secondes.

REWIND : rembobinage arrière (RWD).

Lorsque l'on désire revenir

au début de la bande ou d'un enregistrement, on utilise cette fonction.

RMS : Root Mean Square : racine carré = valeur efficace.

Indique qu'il s'agit de la mesure de la valeur efficace d'un courant (A) d'une tension (V) ou d'une puissance (W). Elle se rapporte toujours à un courant alternatif, donc variable dans le temps en amplitude. Elle représente l'effet équivalent que produirait un courant constant (continu) en traversant une résistance pure. On traduit par conséquent une valeur variable difficile à apprécier en une valeur constante plus facilement compréhensible : expression de la valeur efficace :

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{2}$$

Courant

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{max}}}{2}$$

Tension

$$P_{\text{eff}} = \frac{P_{\text{max}}}{2}$$

Puissance

SAFETY BUTTON (record) : bouton de verrouillage.

Afin d'éviter les fausses manœuvres, la fonction enregistrement est généralement protégée par un système de verrouillage qui permet de bloquer la touche.

SCALE : échelle.

Les appareils de mesure tel que les vu-mètres comportent une échelle de valeurs indiquant différents niveaux en décibels.

SEL SYNC (synchro selector) : enregistrement synchrone.

Voir quadra sync (fig. 3).

SENSING TAPE : bande auto-adhésive contact pour reverse.

Cette bande métallique conductrice se colle sur la

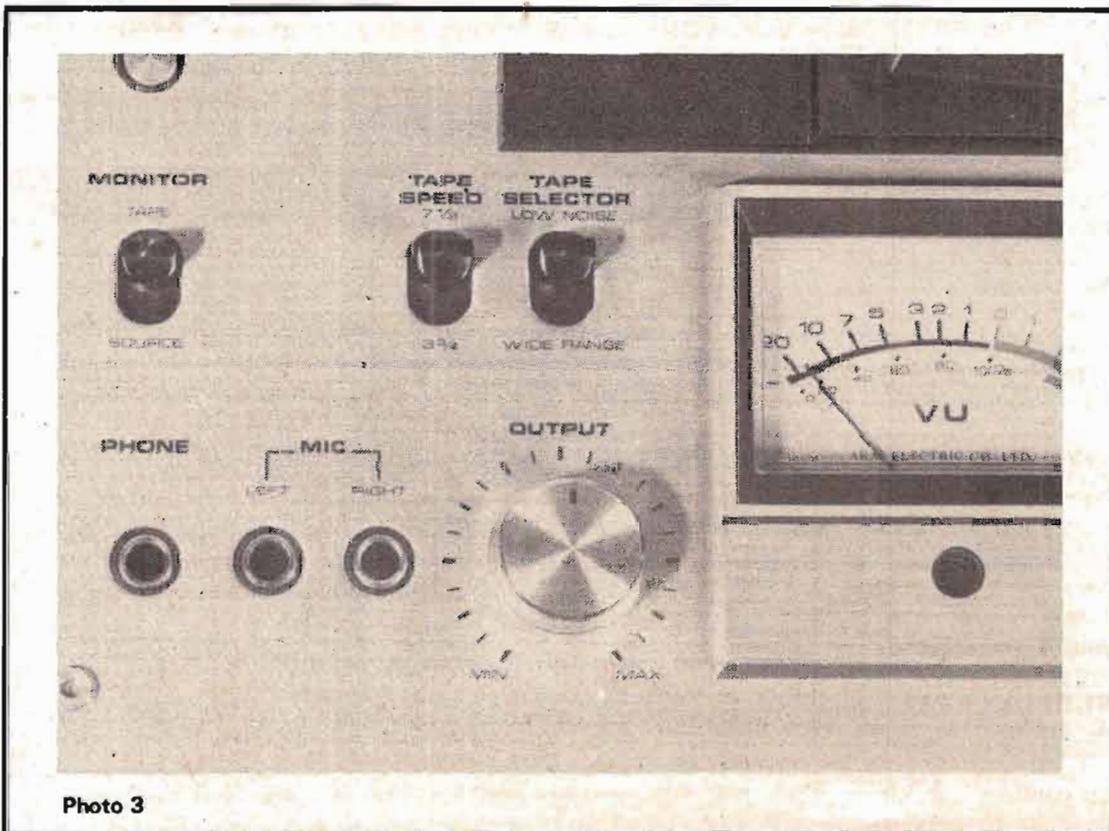


Photo 3

bande magnétique à l'endroit souhaité pour que s'opère l'inversion du défilement. La partie métallisée doit être en contact avec les pôles placés sur le chemin de bande. Pour obtenir le reverse continu placer environ 2 cm de bande à chaque extrémité en laissant cependant au moins 20 cm. Voir sur quelle face la bande « sensing » doit être collée.

SHAFT : axe, arbre.

On nomme ainsi l'axe du cabestan qui sert à l'entraînement de la bande.

SHUT OFF (automatic stop) : arrêt automatique.

Dispositif commutable assurant l'arrêt automatique total ou simplement l'arrêt du défilement soit en fin de bande, soit alors d'une rupture de celle-ci.

SIMUL SYNC : voir quadra sync, enregistrement synchrone.

SINGLE : unique, seul.

Sur les appareils reverse, indique que cette fonction ne s'effectue que dans un seul sens, ce qui correspond à un aller et retour de la bande.

SIZE : taille, format, dimension.

VIP BUTTON (cue) : contrôle de modulation en bobinage.

Permet d'entendre le son enregistré sur la bande pendant le rebobinage à grande vitesse. Il est destiné à faciliter le repérage du début de bande (équivalent au

and on soud) : son multiplay.

lorsqu'on désire un signal sonore déjà enregistré sur la piste avec une bande (micro, etc.) sur la même piste. On utilise le mélange de la piste 1 au

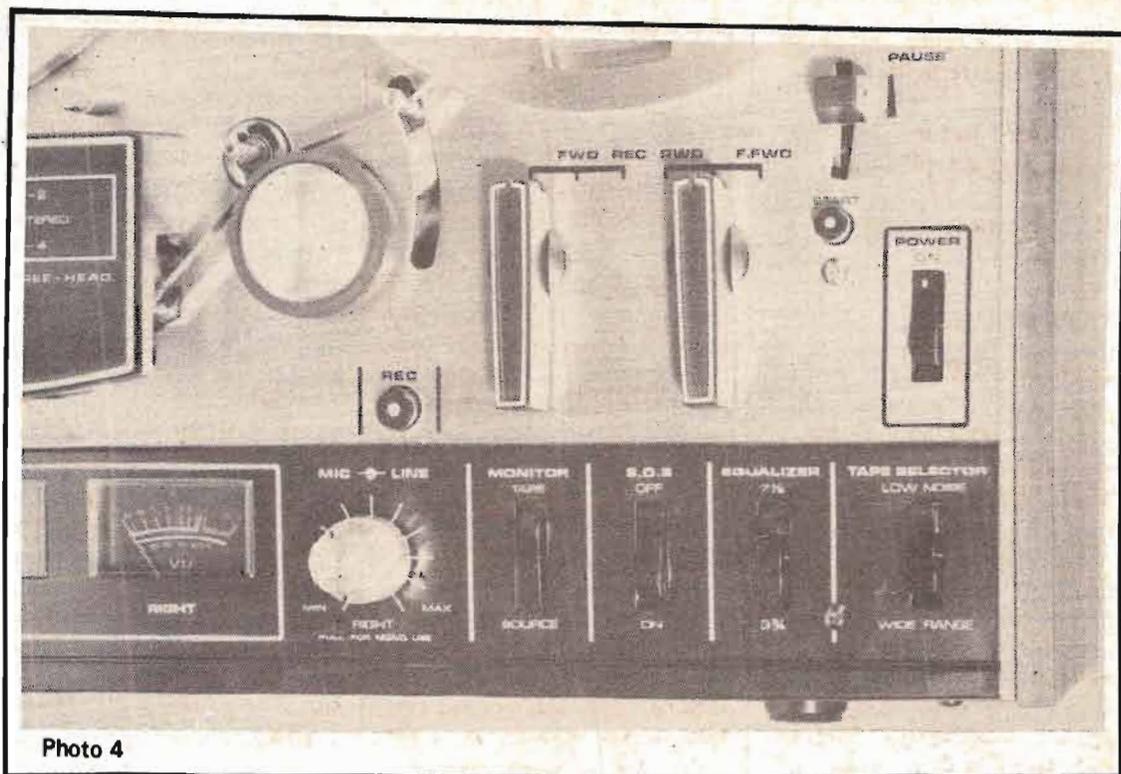


Photo 4

mélange. On peut ainsi, par exemple, mixer plusieurs instruments (fig. 7).

SLIDE (switch) : potentiomètre à curseur.

TO SLIDE : glisser.

SOUND : son.

SPEED : vitesse.

Les vitesses standards sont : $17/8 = 4,75$ cm/s ; $33/4 = 9,5$ cm/s ; $71/2 = 19$ cm/s ; $15 = 38$ cm/s.

SPEED ACCURACY : écart de vitesse, précision.

Exprimé en pourcentage. Doit être le plus faible possible indiquant une grande précision par rapport à la vitesse standard (9,5 - 19 cm/s).

SPOOL SIZE : diamètre des bobines admissible.

Voir reel capacity.

SRT : super range tape : bande magnétique à large bande de réponse.

SUPPLY REEL : bobine

STEREO SELECTOR : sélecteur de mode ou de pistes.

Certains magnétophones pouvant fonctionner en mono ou stéréo possèdent un sélecteur permettant de choisir les pistes, (1-5) - (2-4) soit par paires (stéréo), soit individuellement (mono).

SWITCH : commutateur.

SYNCHRONOUS MOTOR : moteur synchrone.

Type de moteur qui fonctionne à partir du courant alternatif et qui est synchronisé par rapport à une fréquence fixe (généralement celle du secteur 50 Hz). La vitesse est constante et ne peut varier.

TAKE UP REEL : bobine réceptrice.

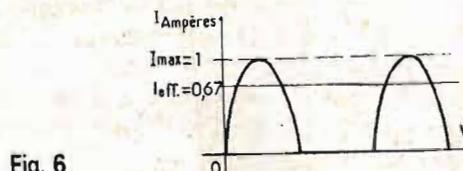
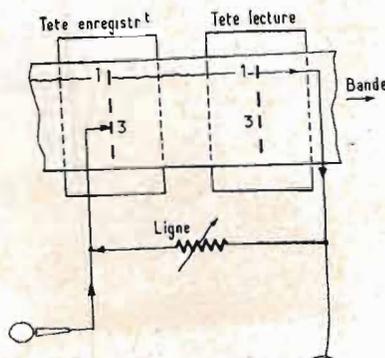


Fig. 6



C'est la bobine de droite qui se remplit au fur et à mesure du défilement.

TAPE : bande.

*Bande magnétique, bande sonore, bande métallisée (sensing), etc.

TAPE COUNTER : index ou compteur de défilement de la bande.

Il sert au repérage d'un point de la bande.

TAPE DECK : platine magnétophone à bandes.

La platine comporte uniquement les éléments mécaniques nécessaires à l'entraînement de la bande et aux manœuvres de rembobinage ainsi que les systèmes d'enregistrement et de lecture (têtes, pré-ampli). Elle ne comporte pas d'amplificateur de puissance.

TAPE GUIDE : guide de bande.

Les guides maintiennent la bande en bonne position devant les têtes. Ils ne doivent jamais être touchés car leur bon positionnement nécessite des instruments de mesure.

TAPE RECORDER : magnétophone à bande.

Rappelons que le magnétophone (contrairement à la platine) comporte un amplificateur de puissance. Il sert à enregistrer ou à reproduire des sons émanants de diverses sources (micro, tuner, magnétophone, phono).

TAPE RUN : défilement de la bande.

TAPE SELECTOR : sélecteur de type de bande.

Selon le type de bande utilisé (chrome, low noise, wide range...) il convient de placer le sélecteur sur la position correspondante en enregistrement et en lecture (voir spécifications). La courbe de réponse est alors corrigée en conséquence ce qui permet d'obtenir le meilleur résultat.

TAPE SPEED SELECTOR : sélecteur de vitesse.

La vitesse d'enregistrement ou de lecture doit être choisie en fonction de la qualité recherchée. Plus la vitesse est grande, plus la courbe de réponse est étendue dans les aigus. Le taux de scintillement et de pleurage est réduit et le rapport signal/bruit est amélioré. Les vitesses standards sont : 4,75 - 9,5 - 19 et 38 cm/s.

TAPE TRAVEL : déplacement de la bande ou passage de la bande.

La bande est entraînée par le cabestan et est maintenue en place par les guides. La pression sur les têtes est assurée par l'entraînement de la bobine réceptrice et par le léger freinage par rapport à elle qu'assure la bobine débitrice. Un tendeur de bande donne à l'ensemble une certaine souplesse et évite les risques d'élongation notamment pendant les rembobinages et au démarrage.

TENSION ARM : tendeur de bande.

Il est nécessaire qu'un levier souple, contre lequel s'appuie la bande, donne à celle-ci une certaine élasticité afin d'absorber les tensions variables notamment au démarrage et qui provoqueraient une élongation ou une rupture. Il régularise le défilement.

TEST TONE : signal test.

Certains appareils très élaborés comportent un oscillateur produisant un signal destiné à l'azimuthage des têtes. D'autres utilisent ce générateur pour le réglage du système Dolby quand il est incorporé.

THREAD (to) : enfiler, passer.

Désigne l'action de placer la bande sur son chemin entre les deux bobines. Il convient de s'assurer que le passage devant les têtes s'effectue correctement avant tout enregistrement.

TO THREAD THE TAPE : placer la bande magnétique.

THREADING : mise en place.

Action de placer la bande.

TORQUE : couple.

Le couple est le produit de la force par le bras de levier. Il caractérise la puissance, d'un moteur, la force que celui-ci est capable de communiquer à un système (cabestan-volant).

TONE : tonalité.

Les magnétophones comportent parfois des correcteurs de tonalités qui permettent de renforcer ou d'atténuer soit les sons graves, soit les sons aigus.

TONE OSCILLATOR : oscillateur de référence ou étalon.

Certains appareils très élaborés comportent un générateur de fréquence (400 Hz) destiné au réglage du système « Dolby » lorsqu'il est incorporé.

TRACK : piste.

Les magnétophones comportent habituellement plusieurs pistes qui peuvent être utilisées seules (mono), par paires (stéréo) ou les quatre simultanément quand il s'agit de quadraphonie.

Sur un magnétophone 2 pistes on peut effectuer un enregistrement stéréo ou deux enregistrements mono. La diaphonie est excellente. Le montage est possible (fig. 8).

Sur un magnétophone 4 pistes on peut effectuer :

— 4 enregistrements mono si l'appareil possède un sélecteur,

— 2 enregistrements stéréo, — 1 enregistrement quadraphonique si l'appareil le permet (fig. 9).

Il existe des magnétophones professionnels comportant 16 à 32 pistes. Ils permettent d'enregistrer séparément autant de sources et l'on peut réaliser sur chacune d'elles les corrections ou suppressions nécessaires avant le



Photo 5

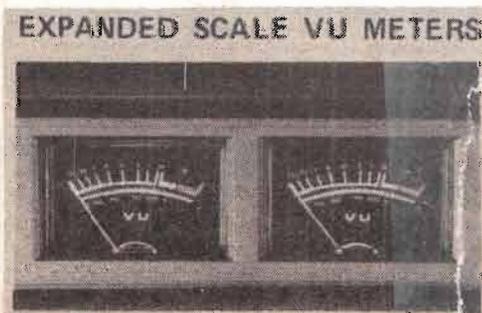


Photo 6

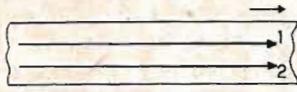


Fig. 8

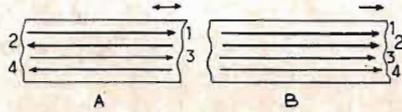


Fig. 9

mixage final sur deux ou quatre pistes ou sur disque.

UNIT : unité, ensemble, élément.

Désigne un élément d'une chaîne.

VU METER : vu-mètre, indicateur de niveau ou d'accord.

Il permet de contrôler visuellement les niveaux sonores présents à l'entrée, c'est-à-dire émanant de la source ou à la sortie en lecture donc provenant de la bande. Certains appareils à trois têtes permettent une comparaison immédiate dans ces conditions. Il facilite le réglage. Les graduations sont habituellement en décibels (unité de niveau sonore). On utilise généralement le niveau 0 dB comme niveau dont il faut se rapprocher mais ne pas dépasser ou très peu. Au-delà, on risque d'obtenir de la distorsion.

WOOD : bois.

Élément constitutif du coffret.

WIDTH : largeur (wide = large).

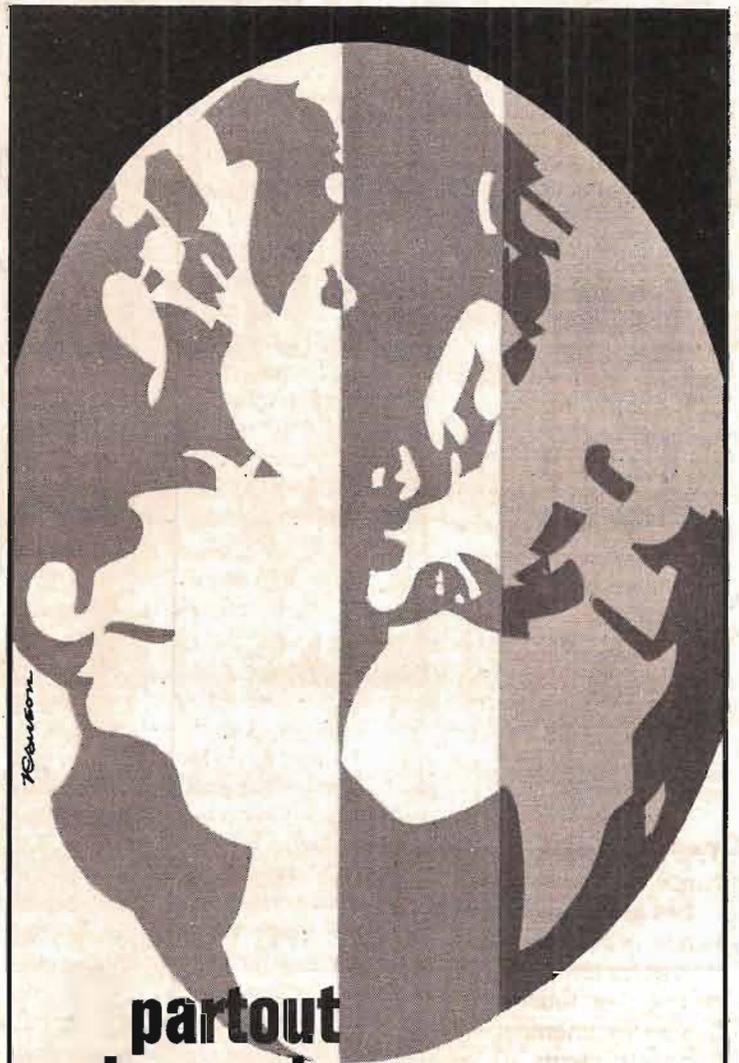
WIND (to) : tourner, bobiner, enrouler, remonter.

WOW : pleurage (en Hi-Fi uniquement).

Le pleurage apparaît lors-

que le défilement de la bande subit des variations qui se traduisent par des différences de hauteur des sons. Sa cause est mécanique et peut résulter de l'usure de l'appareil ou d'une rotation irrégulière du moteur. Il s'exprime en pourcentage (valeur moyenne : 0,15 - 0,20 %).

D.P.



partout
des amis
vous
attendent!

devenez
radio-amateur

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.

Notre cours fera de vous un ÉMETTEUR RADIO passionné et qualifié.

Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

GRATUIT!

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

35801 DINARD

HPA 510

NOM : _____

ADRESSE : _____

TRANSFORMATIONS ET SIMPLIFICATIONS DE LA TELEVISION EN RELIEF

(Suite voir N° 1517)

LES PROCEDES STEREOSCOPIQUES SIMPLIFIES

La télévision en relief n'est pas destinée seulement, en principe, à augmenter uniquement l'attrait des images télédiffusées par les chaînes habituelles nationales ; elle offre un grand intérêt technique et pratique pour de nombreuses

applications de la télévision industrielle technique et scientifique en circuit fermé, dont l'importance augmente constamment pour l'étude, le contrôle et l'observation.

Dans ce domaine, on peut aussi songer simplement, pour assurer la vision binoculaire, à doubler pratiquement les différents éléments de la chaîne normale de prise de vues et

d'observation. Le système est, sans doute, simple, mais il est difficile à appliquer, parce qu'il augmente l'encombrement et le prix de revient, et détermine des complications d'utilisation et de dépannage.

On peut, sans doute, de toutes façons, utiliser deux caméras électroniques distinctes, avec des objectifs dont les axes optiques seraient séparés

approximativement par la distance entre les deux yeux humains, soit environ 6,5 cm.

Mais, comme nous l'avons noté plus haut, on peut avoir recours à un système optique unique de la caméra électronique, et formé, par exemple par des miroirs avec un dispositif correspondant disposé aussi sur le téléviseur, et assurant la

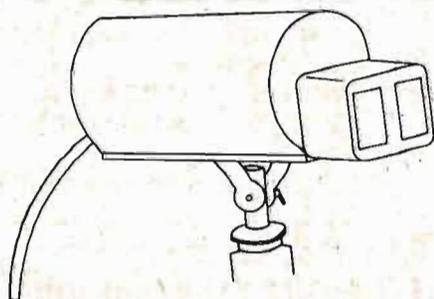


Fig. 8

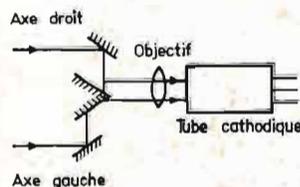


Fig. 9

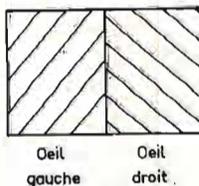


Fig. 10

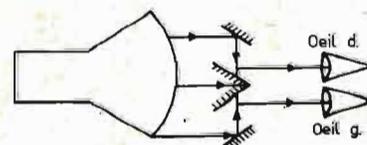


Image virtuelle unique

sélection des deux images du couple. C'est la méthode, déjà signalée également employée en cinématographie, mais dont l'inconvénient consiste seulement dans la diminution de surface de chaque image du couple et, par suite, la diminution également de la définition horizontale ou verticale.

On voit ainsi, sur les figures 8 et 9, la disposition schématique de miroirs utilisés du côté de la caméra et, sur la figure 10, la représentation schématique des images reçues par l'œil droit et l'œil gauche, qui sont juxtaposées sur l'écran du tube-image dans le format normal.

Le dispositif sélecteur de la figure 10 permet à l'œil droit de l'observateur de voir uniquement l'image qui lui est destinée et présentée dans l'axe de vision de l'œil droit de l'opérateur de la caméra. Il en est de même pour l'œil gauche, et on a ainsi l'impression de voir une seule image stéréoscopique en relief, pourvu que certaines conditions soient satisfaites. L'image est orthostéréoscopique ; l'effet final produit sur le cerveau de l'observateur est semblable à celui ressenti par un spectateur disposé à l'emplacement occupé par la caméra électronique.

Ce système présente l'avantage évident de pouvoir être ajouté facilement à une installation existante ; inversement, il peut être démonté rapidement, lorsqu'on veut de nouveau obtenir des images monoculaires normales.

La caméra demeure inchangée, tant au point de vue électrique qu'électronique ; il n'y a aucune difficulté de transmission, le dispositif optique emploie de simple miroirs et ne présente aucune complication ; aucune usure du système n'est à redouter, et les dépannages sont évités.

Il est possible de prévoir également des dispositifs appropriés à toutes les dimensions des téléviseurs standard, et on peut modifier le système de sélection pour permettre l'observation par un ou plus grand nombre de spectateurs en ayant recours à la sélection par lumière polarisée en employant des lunettes polaroid.

Avec le système standard, l'angle de vision est équivalent à celui obtenu, par exemple, avec une distance focale de 1 pouce sur les appareils anglais, qui ont été réalisés dans ce domaine, soit 2,54 cm et un angle horizontal de 28°, bien que la profondeur de champ corresponde à celle d'un objec-

tif de distance focale moitié, soit 1,27 cm.

Cette difficulté n'est pas gênante, car on utilise généralement des niveaux lumineux plus faibles que ceux nécessités par l'emploi des systèmes stéréoscopiques classiques.

LES SYSTEMES ANAGLYPHIQUES SIMPLIFIES

Nous avons exposé précédemment le procédé des anaglyphes permettant une sélection facile des images stéréoscopiques ; il existe dans ce domaine des procédés simplifiés pratiquement et qui semblent être étudiés industriellement aux Etats-Unis.

Dans ces procédés, on utilise pour la prise de vues une seule caméra à un objectif avec un système optique placé sur cet objectif unique, et permettant d'obtenir deux images en couleurs du couple stéréoscopique, non pas juxtaposées mais superposées de sorte que toutes les informations optiques et électriques concernant l'image gauche et l'image droite sont enregistrées sur toute la surface disponible de l'écran photo-sensible et, de même, les deux images sont superposées sur

l'écran du tube-image de réception, donc sans réduction de la surface disponible.

Cette image présente également l'avantage d'être compatible, c'est-à-dire que le télé-spectateur peut apercevoir normalement l'image habituelle en couleur, sans utiliser aucun système de sélection particulier. Il peut aussi avoir la vision du relief à trois dimensions, en utilisant des lunettes d'observation anaglyphiques classiques avec un filtre rouge pour l'œil gauche, et un filtre bleu-vert pour l'œil droit, avec des filtres en gélatine convenablement étudiés. et des montures de lunettes très légères.

LA TELEVISION A IMAGES ALTERNEES CINEMATIQUE ET UNE NOUVELLE METHODE FRANÇAISE SIMPLIFIEE

Nous avons exposé précédemment le principe des systèmes à réseaux stéréoscopiques avec des écrans-filtres tramés de sélection, l'emploi de grilles de sélection mobiles et de systèmes à images alter-

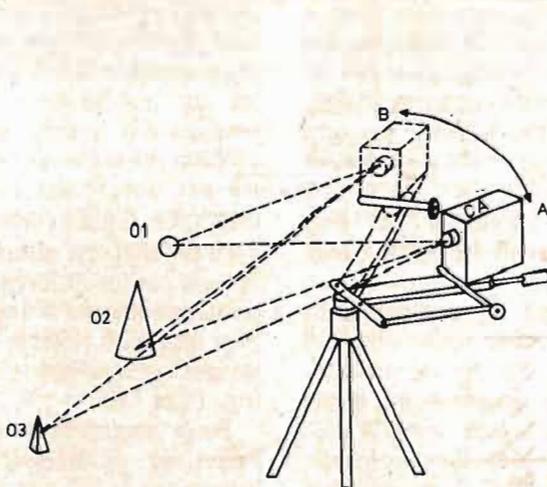


Fig. 11

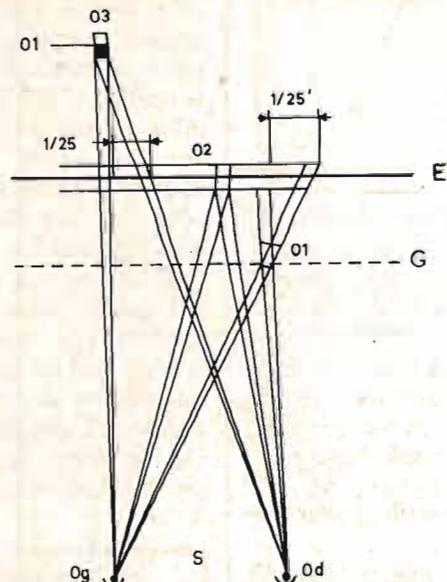


Fig. 12

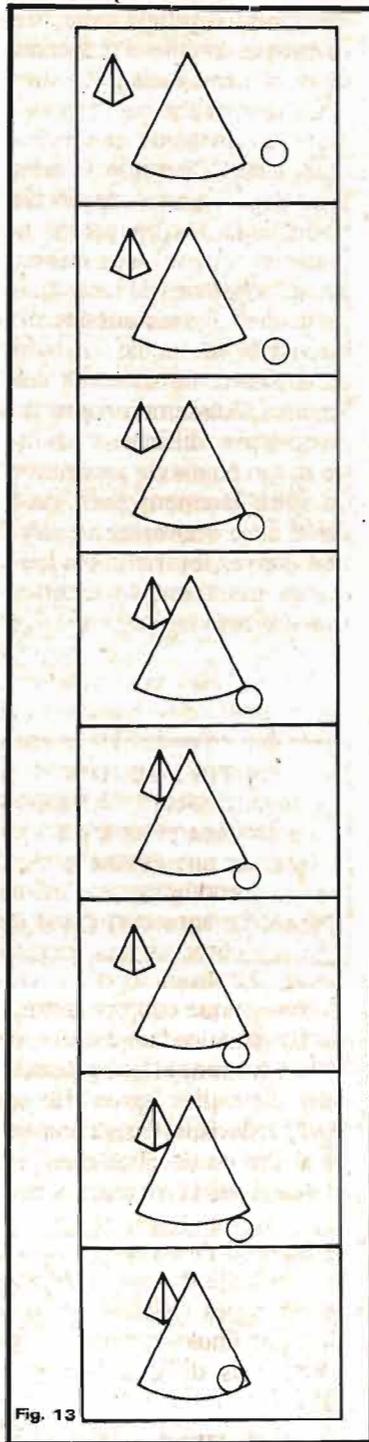


Fig. 13

nées, permettant la vision collective pour un certain nombre de spectateurs, en supprimant la nécessité du port des lunettes.

Ces procédés ont été étudiés sous des formes diverses par le technicien français spécialisé, dont nous avons rappelé les travaux, M. F. Savoye, et il est applicable à la télévision.

Dans les systèmes à images fixes superposées, le dispositif de sélection peut encore être amélioré, en utilisant un pre-

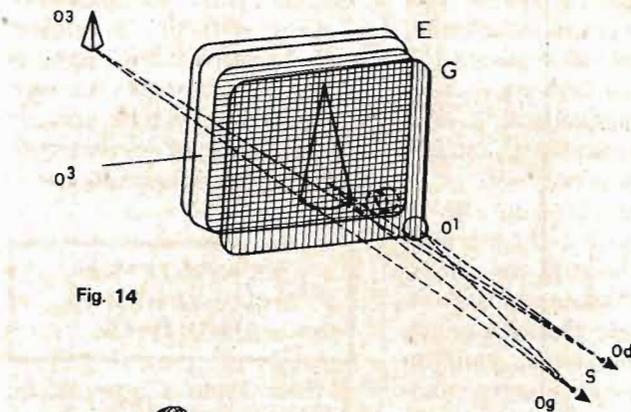


Fig. 14

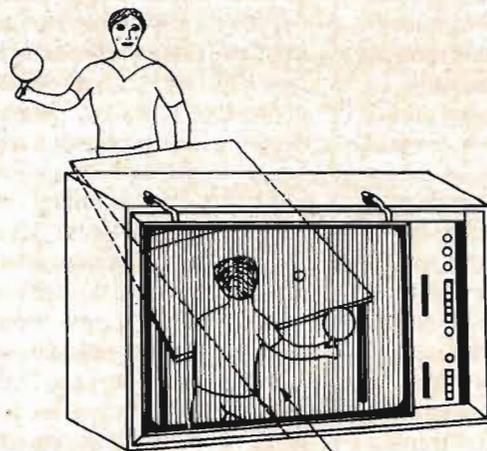


Fig. 15

mier filtre tramé disposé à quelques centimètres du premier, de façon à augmenter l'effet sélectif, en produisant un léger décalage de l'observation binoculaire, ce qui donne aux téléspectateurs une vision du relief plus accentuée.

Mais, au lieu d'employer les deux images superposées du couple, l'emploi d'images animées successives à base de temps de 1/25 de seconde offre un grand intérêt. Elles sont obtenues avec une caméra se déplaçant angulairement, entre deux limites bien déterminées, tels que A et B, et centrées sur le sujet. On obtient ainsi des écarts successifs à parallaxe de temps entre chaque image, ce qui permet de détacher les objets environnants, tels O1 et O3 de l'objet principal O2, comme on le voit sur la figure 4.

LA TELEVISION CINÉTIQUE

Il s'agit ainsi d'un procédé

cinématique. L'écran-filtre de sélection disposé devant l'écran habituel permet l'observation binoculaire en relief, en sélectionnant pour chacun des yeux les points de vue correspondants aux images successives. On obtient une observation directe en profondeur, comme à travers une fenêtre ouverte avec des plans paraissant au niveau de l'écran, et les autres en arrière, et un effet de relief par une impression de mouvement, et non plus comme dans les dispositifs habituels, par une méthode optique statique (fig. 12 et 13).

Il s'agit, évidemment, là d'un procédé très simplifié puisqu'il est réalisé uniquement en adaptant un écran tramé sur la face avant du téléviseur, de plus il est compatible puisque l'observation directe sans écran s'effectue aussi sans aucune gêne.

La simplification peut encore être augmentée, en utilisant un seul écran tramé au lieu de deux, comme dans le

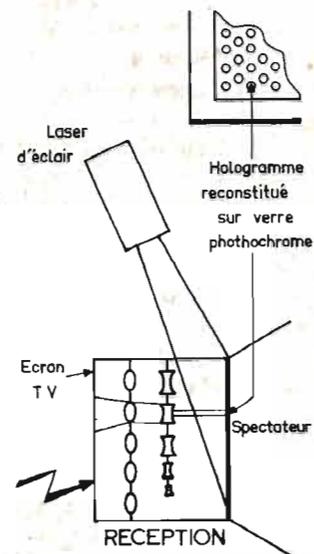
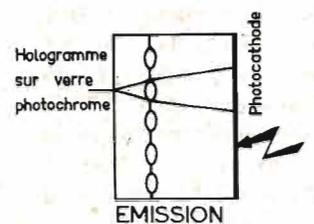


Fig. 16

procédé primitif, de sorte que le prix de revient est très réduit.

Fait encore plus intéressant, le système, sous sa forme simplifiée, peut déjà, semble-t-il, améliorer très nettement l'observation des images télévisées habituelles reçues sur l'écran d'un téléviseur normal, en noir et blanc ou en couleur. Il suffit d'adapter sur le téléviseur l'écran transparent tramé portant environ 40 traits au centimètre sur une feuille plastique imprimée. L'effet cinématique de pseudo-relief est simplement obtenu par les différences qui existent toujours d'une façon plus ou moins notable sur les images successives télévisées (fig. 14 et 15).

Pour augmenter encore l'effet de profondeur et la luminosité de l'image, on peut placer en avant de l'écran une lentille de Fresnel réalisée également sur matière plastique, et dont les dimensions correspondent à celles de l'écran de télévision.

La plupart des émissions en direct ou en télé-cinéma comportent des éléments d'informations successifs, qui permettent un certain effet de relief cinétique, dû à l'animation des personnages et au déplacement des caméras dans les effets de travelling et, entre chaque image animée, il existe donc des écarts de position des points de vue gauche et droit, ou des écarts de parallaxe à base de temps.

Ces impressions de relief cinétique simplifiées semblent assurer une sorte de détachement des différents plans mobiles, avec un effet de profondeur, qui varie évidemment suivant la nature des images qui passent sur l'écran, leur mouvement même, et leurs différences successives.

On ne peut évidemment, exiger d'un procédé aussi simple une véritable impression stéréoscopique, comme celle réalisée à l'aide d'un couple d'images classiques, enregistrées à l'aide d'une caméra stéréoscopique mobile, mais l'effet obtenu semble déjà appréciable. La très grande simplicité du dispositif, son montage facile, son faible prix de revient, paraissent le rendre attrayant pour les télé-spectateurs, et constituent un bon exemple de l'intérêt des recherches concernant les méthodes stéréoscopiques et pseudo-stéréoscopiques actuelles.

L'AVENIR DE LA TELEVISION EN RELIEF ET L'HOLOGRAPHIE

L'holographie constitue un procédé de prise de vues tout à fait spécial et remarquable, puisqu'il permet d'obtenir des images absolument intégrales en relief et en couleurs, qui peuvent être observées sur toutes leurs faces, et dans toutes les positions de l'observateur, comme s'il s'agissait d'observer dans l'espace l'objet réel lui-même.

Son application est cependant encore limitée en raison

de sa complexité, non seulement parce qu'il faut employer la lumière cohérente d'un laser, mais encore lorsque les méthodes ne s'appliquent normalement qu'à des sujets ou des objets fixes, et de dimensions assez réduites.

Pourtant, l'application de l'holographie à la télévision peut en principe être envisagée, et constituera, sans doute, la méthode d'un avenir plus ou moins lointain, pour une solution de la vision en relief intégrale. Cette application pose, pourtant, des problèmes très délicats, et la conversion d'un hologramme en signaux vidéo n'est pas une opération facile.

La difficulté essentielle réside surtout dans les largeurs de bandes de fréquences qui seraient nécessaires et très différentes de celles actuellement envisagées, en raison même du caractère des images intégrales à transmettre.

Pour assurer la transmission de toutes les informations contenues simplement dans un hologramme monochrome, il faudrait une largeur de bande passante 30 000 fois plus grande que celle d'une bande normale actuelle. Ce chiffre constitue un minimum ; il est bien difficile de l'envisager pratiquement, même en utilisant des ondes porteuses d'une longueur de l'ordre du millimètre, ou même des ondes de laser.

Mais, en fait, comme dans tous les systèmes de ce genre, tous les détails ne sont pas indispensables ; on peut réduire dans une assez grande proportion la quantité des informations, tout en conservant cependant l'effet de relief, et différents procédés ont été déjà présentés dans ce but.

On peut fractionner un hologramme, et obtenir cependant une image totale, en fait, la transmission d'une fraction d'hologramme est insuffisante, parce que l'image perd de sa qualité.

Dans des variantes plus admissibles, on peut songer à transmettre une petite partie

seulement de la surface totale, mais constituée par une multitude d'éléments échantillonnés, uniformément répartis sur toute la surface ; on peut obtenir ainsi des largeurs de bandes passantes acceptables, tout en conservant une image suffisamment détaillée.

Ainsi, dans les laboratoires de la Bendix Corporation, on a utilisé un masque portant des dizaines de lignes de petites lentilles, comme on le voit sur la figure 16 ; à la réception, on obtient un hologramme comportant des milliers d'images échantillons de dimensions normales et à leur emplacement exact, tout en conservant un pouvoir de définition admissible, une surface utile, et une ouverture de champ égale à celle de l'hologramme initial.

En ce qui concerne la réception, il faut obtenir des noirs bien opaques et des blancs transparents, ce qui n'est pas le cas avec les écrans de télévision ordinaires, d'où la recherche de dispositifs permettant d'éviter ou d'atténuer ces inconvénients.

Le premier procédé consiste à employer le dispositif utilisé dans les projecteurs de télévision à images de grande surface Eidophores. On sait que dans ces appareils on utilise une source de lumière extérieure pour obtenir la projection et le faisceau lumineux est modulé par les variations de la surface réfléchissante d'une cuve remplie d'huile déterminée par l'action d'un faisceau électronique de balayage.

Dans le second procédé, on utilise les procédés de la photochromie ; les verres photochromes présentent une opacité variable suivant l'effet de l'éclairage et ce phénomène est réversible plus ou moins rapidement, selon la constitution du verre avec réapparition de la transparence.

Il faudrait, sans doute, réaliser un composé photochrome ayant une constante de temps assez courte pour pouvoir assurer directement la restitution des hologrammes télévi-

sés : des résultats pratiques n'ont pas encore été obtenus dans ce sens, mais les recherches continuent.

Mais, quel que soit le but recherché, cinéma ou télévision les difficultés générales dues à la nature même de l'holographie subsistent jusqu'à présent. Les hologrammes réalisés ont des surfaces très faibles, de l'ordre de quelques centimètres de côté et l'agrandissement pose des problèmes difficiles ; on ne peut pas employer un appareil d'agrandissement analogue à celui de la photographie, car il agrandirait les franges et leurs longueurs d'onde ne correspondraient plus à des lumières visibles.

On ne peut pas employer, semble-t-il, des lumières de longueurs d'onde plus courtes pour obtenir des reproductions en couleurs ; il faudrait éparpiller les échantillons sur une grande surface et on produirait, en même temps, un agrandissement de l'image observée qui nécessiterait l'utilisation d'un système optique compensateur.

La position nécessaire de l'hologramme offre également des difficultés parce que les trois faisceaux émergents ont une intensité analogue. Le faisceau de l'éclairage peut être dévié latéralement en modifiant l'incidence ; mais il est difficile d'éviter l'éblouissement des spectateurs, sans incliner l'hologramme, ce qui rend plus difficile l'observation.

P. HEMARDINQUER

Les nouveaux condensateurs — au tantale — et à film plastique

POUR répondre aux besoins de l'industrie française et de tous les constructeurs en composants électroniques et, en particulier, en condensateurs, les fabricants spécialisés ont développé et commercialisé des gammes d'éléments à performances élevées, dont la fiabilité a fait l'objet d'études approfondies et qui sont soumis à des contrôles sévères à tous les stades de leur fabrication.

En ce qui concerne les condensateurs, nous l'avons noté précédemment, les progrès ont pu consister, en particulier, dans l'emploi de nouveaux diélectriques et on peut considérer dans ce domaine les condensateurs au tantale et à film plastique, en particulier, au polystyrène.

La production massive de condensateurs au tantale a commencé depuis quelques années; il y a des modèles à électrolyte liquide et des modèles à électrolyte solide.

La gamme proposée, très diverse, comprend des modèles en boîtiers métalliques ou plastiques à sorties axiales ou radiales qui sont caractérisés

par une grande robustesse, leur permettant de résister aux contraintes climatiques et mécaniques les plus sévères dans une large gamme de températures. Ces condensateurs trouvent leurs applications aussi bien dans les équipements professionnels qu'industriels de tous genres où ils assurent, en particulier, des fonctions de liaisons, de découplages et de bases de temps.

Dans un autre domaine l'utilisation d'un diélectrique en polystyrène a permis la réalisation de condensateurs présentant des capacités très stables pour un angle de pertes très faible. En outre, le coefficient de température négatif de ces éléments permet par association avec des composants à coefficient de température positif, tels que des ferrites d'obtenir des circuits compensés en température.

Ces condensateurs présentés généralement en boîtier plastique sont, en particulier, destinés aux circuits résonnants à large bande et aux filtres, principalement dans le domaine des télécommunications.

PROPRIÉTÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES AU TANTALE

Les propriétés des condensateurs électrolytiques au tantale peuvent évidemment être comparées à celles des condensateurs électrolytiques à l'aluminium, tant en ce qui concerne les dimensions et les valeurs mécaniques qu'électriques.

Les dimensions comparées d'un condensateur électrolytique normal à l'aluminium et d'un condensateur à pastille de tantale fritté de même capacité sont très différentes.

Le dernier est obtenu par frittage sous vide d'une pastille pressée de tantale en poudre; cette pastille est ensuite montée dans une coupelle d'argent contenant de l'acide sulfurique comme électrolyte. Ces condensateurs sont donc essentiellement des condensateurs électrolytiques « liquides »; le tantale forme l'anode et la coupelle d'argent constitue la cathode. L'élément est rendu étanche en sertissant l'anode sur la cathode avec interposition

d'une bague de polytétrafluoréthylène (PTFE) qui sert de rondelle isolante.

Le courant de fuite est très faible et comparable à celui d'un condensateur en papier de bonne qualité, de même capacité, mais de dimensions infiniment plus importante. Le faible courant de fuite et la haute stabilité de la capacité permettent l'utilisation de ces condensateurs dans les circuits de très grande constante de temps.

Ils sont même parfois plus commodes que les pièces détachées classiques utilisées à cet effet, par exemple, dans la construction des montages compacts devant fonctionner en atmosphère humide. Dans ce cas, les valeurs des capacités doivent rester assez élevées, de façon que les résistances soient assez faibles et indépendantes des fuites à la masse.

Dans ces montages, pour des capacités de quelques microfarads seulement, il n'est pas possible d'utiliser des condensateurs courants dont les dimensions seraient importantes.

Les caractéristiques électriques moyennes de ces

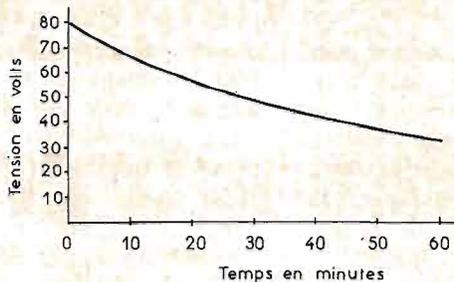


Fig. 1

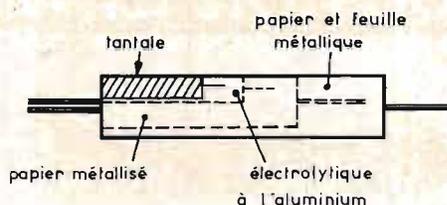


Fig. 2

condensateurs sont, par exemple, en comparaison : Pour un condensateur électrolytique polarisé :

Capacité : $55 \mu\text{F}$ environ
 Coefficient de température : 500×10^{-6} environ
 Courant de fuite à 70 V et à la température ambiante : $< 1 \mu\text{A}$
 Tension de service maximale jusqu'à 125°C : 70 V.

Ces chiffres montrent que la résistance d'isolement est de $70 \text{ M}\Omega$ ou plus ; on peut obtenir des constantes de temps de l'ordre de 3 500 secondes, ou approximativement 1 heure, en déchargeant ces condensateurs dans une résistance extérieure convenable.

En pratique, il se produit toujours une re-formation de l'oxyde sous l'effet de la tension appliquée ; bien qu'à la première application de la tension, la décharge soit sensiblement plus rapide que ces chiffres ne l'indiquent, une résistance plus élevée ainsi qu'une constante de temps plus longue apparaissent à mesure que la durée en service augmente.

Ce phénomène de re-formation, sauf peut-être dans le cas des condensateurs qui auraient été stockés pendant un assez long temps, ne dure guère plus de quelques secondes ; après quoi, la décharge devient uniforme et presque exponentielle.

La courbe de la figure 1 indique ce comportement, elle montre l'allure de la décharge d'un condensateur au tantale dans une résistance de $90 \text{ M}\Omega$ avec les mesures faites sur un

galvanomètre sensible. Le temps initial de formation pendant lequel on procède aux connexions et aux réglages est d'environ 15 secondes ; par la suite, le courant s'abaisse à la moitié de sa valeur en 50 minutes environ.

Si l'on compare ce chiffre à la demi-valeur théorique ($= 0,7 \text{ RC}$) qui est d'environ 1 heure, on voit que l'effet du courant de fuite est à peu près négligeable dans un circuit de $100 \text{ M}\Omega$ et la résistance interne doit avoir, en réalité, des valeurs beaucoup plus élevées que ne l'indiquent les chiffres indiqués plus haut.

Même débitant dans une résistance beaucoup plus faible, la décharge est très lente ; par exemple, ce type de condensateur a été utilisé avec succès dans un multivibrateur à très basse fréquence, permettant d'obtenir des périodes de 2,5 minutes environ, avec une résistance de charge de $1 \text{ M}\Omega$.

On peut obtenir jusqu'à 12 minutes avec une résistance de plus grande valeur, mais, au-delà de ce chiffre, on rencontrerait des difficultés.

Dans le cas de très longues constantes de temps, la capacité effective peut être fortement augmentée en utilisant un circuit intégrateur.

LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES À FEUILLE DE TANTALE

L'avantage principal des condensateurs électrolytiques à feuille de tantale consiste dans leur faible encombre-

ment ; ils sont mieux adaptés aux applications à basse tension et ne sont pas susceptibles d'être utilisés aux températures élevées ; ils trouvent, en conséquence, leurs principales applications dans les équipements « transistorisés ». Leur facteur de sécurité est particulièrement élevé. La figure 2 permet de comparer les dimensions d'un condensateur à feuille de tantale et celles d'autres condensateurs utilisant divers diélectriques, pour une même tension de service de 100 V dans chaque cas.

La construction de ces condensateurs est semblable à celle d'un condensateur électrolytique à l'aluminium ; leurs électrodes sont en feuille de tantale. Le tantale est, on le sait, un métal inerte résistant à la plupart des acides, de sorte qu'il ne se produit aucune corrosion galvanique lorsqu'il est au contact d'un électrolyte. Le séparateur est généralement constitué par un papier de chiffon de faible densité imprégné d'électrolyte ; en pratique, aucun gaz ne se trouve libéré, ce qui permet la fermeture étanche du boîtier.

Ces condensateurs électrolytiques au tantale ne demandent pas à être re-formés et possèdent une longue durée de vie de stockage ; on les trouve sous les deux formes : polarisés et non polarisés ; pour les modèles polarisés, en boîtiers de 4 cm de longueur et de 8 mm de diamètre, les capacités vont par exemple de $200 \mu\text{F}$ sous 6 V ou de $10 \mu\text{F}$ sous 150 V.

Les tolérances sont d'environ $\pm 20\%$ au-dessus de $0,25 \mu\text{F}$ et un peu plus pour les valeurs inférieures. Le facteur de puissance varie fortement en fonction de la température et de la tension de service ; des chiffres moyens pour des fréquences de 40 Hz sont de 12 % à $+70^\circ\text{C}$, de 8 % à la température ambiante, et de 20 % à -40°C pour 25 V et au-dessus.

Le facteur de puissance augmente à mesure que la tension de service diminue. La température de service maximale est d'environ 70°C , mais les éléments peuvent être utilisés, pour de courtes périodes à des températures légèrement plus élevées.

Leur caractéristique la plus intéressante est un très faible courant de fuite, qui pour un condensateur de $1 \mu\text{F}$, 150 V à 20°C est de $10 \mu\text{A}$ environ après 10 secondes ; il s'abaisse à $0,7 \mu\text{A}$ après 1 heure et à $0,5 \mu\text{A}$ après 3 heures. La constante de temps est donc égale à :

$$\text{RC} = (E/I) C = 150/07 \times 1 = 200 \text{ M}\Omega/\mu\text{F} \text{ environ.}$$

Ces condensateurs électrolytiques à feuille de tantale peuvent être utilisés comme condensateurs de découplage, mais ne devraient pas être employés dans les circuits alternatifs de puissance, car leur facteur de sécurité en tension est très faible, lorsqu'ils sont montés en série. Lorsqu'on les emploie comme condensateurs de découplage dans les circuits de découplage du temps, la montée de l'impulsion tend à les

détériorer, par suite de déphasages introduits par la résistance-série. Aux fréquences plus élevées, leurs pertes augmentent vers 10 kHz alors que pour les condensateurs à pastille les pertes commencent à augmenter à partir de quelques Hz. Dans ces deux modèles, les pertes sont beaucoup plus importantes aux basses températures qu'à la température ambiante.

CARACTÉRISTIQUES NORMALES DES CONDENSATEURS MODERNES AU TANTALE

Il faut considérer ainsi, d'une part les condensateurs à électrolyte liquide et, d'autre part, ceux à électrolyte solide.

Les premiers comportent comme diélectrique l'oxyde de tantale ; les armatures sont constituées, d'une part par du tantale, d'autre part, par un électrolyte d'acide sulfurique et un métal très pur, généralement de l'argent.

Une pastille de tantale en poudre est frittée sous vide, offrant une surface considérable sous un faible volume. Par traitement anodique, le tantale superficiel est oxydé, la couche d'oxyde obtenue est très stable, et présente une constante diélectrique élevée (11 à 13).

La pastille ainsi oxydée est disposée dans une coupelle en argent contenant de l'acide sulfurique, électrolyte constituant l'électrode négative. Le condensateur polarisé ainsi

constitué est monté en boîtier étanche.

Pour obtenir un condensateur non polarisé, deux anodes identiques sont montées en opposition à l'intérieur d'un même boîtier.

Capacités moyennes : 2,2 μF à 470 μF - tolérances associées 20 % ou (- 15 %, \pm 50 %).

Les valeurs de capacités nominales sont choisies dans la série E 12.

Tension nominale : comprise entre 6,3 et 75 V.

Tgv à 50 Hz : de 4 à 15 x 10⁻².

La résistance interne est remplacée par le courant de fuite I_f qui dépend des valeurs de la capacité, et de la tension nominale et est comprise entre 0,1 et 5 μA .

Rigidité diélectrique : jusqu'à 500 V/ μ

Stabilité : variation de 5 % environ, après essai de vieillissement

Gamme de températures d'emploi : 55 °C à + 85 °C, ou + 155 °C

Coefficient de température : Dans la plage (- 55 °C, + 20 °C), il est compris entre 3 000 et 10 000 x 10⁻⁶/°C. Dans la plage (+ 20 °C, + 85 °C) il est compris entre 300 et 1 000 x 10⁻⁶/°C.

Il est plus important pour les fortes valeurs de capacités. Aux basses températures, les pertes augmentent : la valeur de tgv est de 10 à 20 fois plus grande à - 55 °C qu'à 20 °C.

Le courant de fuite augmente aussi aux hautes tem-

pératures ; sa valeur est de 5 à 10 fois plus grande à 85 °C qu'à 20 °C.

Lorsque la fréquence augmente la capacité décroît, et les pertes augmentent. La valeur de la capacité mesurée à 10 kHz est comprise entre 30 % et 80 % de celle mesurée à 100 Hz, et la valeur de tgv est 10 fois plus grande à 10 kHz qu'à 100 Hz.

LES DOMAINES D'EMPLOI

Ces condensateurs présentent un rapport capacité/volume élevé. La valeur de crête de la tension appliquée (continu + crête du signal superposé) doit rester inférieure à une valeur déterminée. Ils peuvent être utilisés comme condensateurs de découplage ; leur courant de fuite est faible en dessous de 85 °C et peut même, aux températures ambiantes, être comparé à celui des condensateurs au papier de bonne qualité qui, pour une même capacité, présentent un encombrement de beaucoup plus important déjà indiqué.

Le faible courant de fuite et la bonne stabilité permettent leur utilisation dans les circuits à très grande constante de temps.

Pour les modèles polarisés, les conditions de fonctionnement ne doivent jamais déterminer des risques d'inversion de la polarité. Le courant maximal admissible à 50 Hz est fonction de la charge du condensateur.

Les soudures des connexions doivent être effectuées à une distance du corps et en un temps tels que l'échauffement interne provoqué soit faible afin d'éviter toute augmentation de la pression de vapeur interne.

Le mode de défaillance principal en circuit ouvert consiste dans une explosion ou fuite d'électrolyte.

LES CONDENSATEURS MODERNES AU TANTALE À ÉLECTROLYTE SOLIDE

Les armatures comportent : 1) du tantale. 2) du bioxyde de manganèse et un métal très pur (argent).

Une pastille de tantale en poudre est frittée sous vide vers 2 000 °C offrant ainsi une surface considérable sous un faible volume. Par traitement anodique, le tantale superficiel est oxydé dans un bain dont la composition dépend de la tension que devra supporter le condensateur. L'épaisseur du diélectrique ou couche d'oxyde est une fraction de micromètre. La pastille est ensuite enduite de carbone colloïdal recouvert d'argent ou de cuivre.

Les condensateurs sont livrés en boîtiers métalliques étanches avec perles de verre ou de céramique.

La gamme courante de capacités pour les modèles non polarisés est de : 0,1 μF à 150 μF , polarisés : 0,1 μF à 300 μF et même 6 800 μF en boîtiers parallélépipédiques -

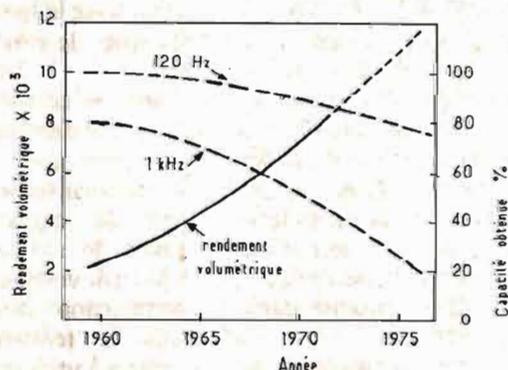


Fig. 3

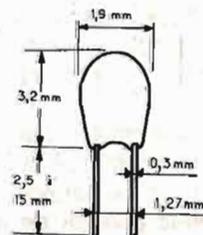
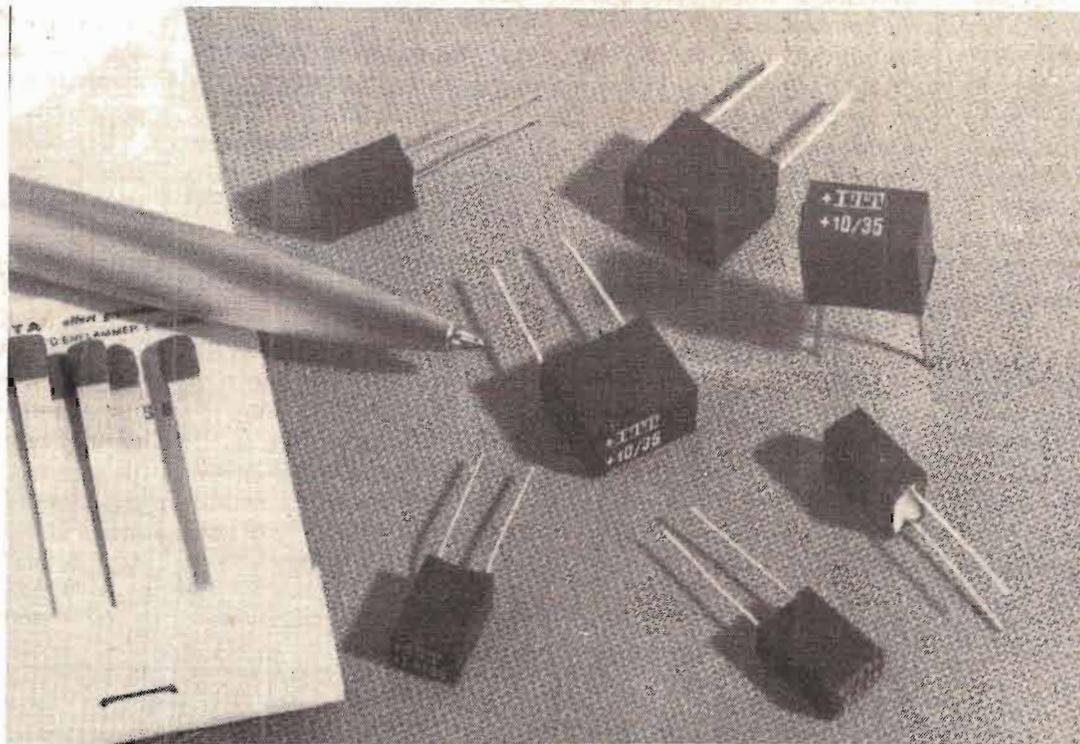


Fig. 4



Tolérances associées : 10 %, 20 % et (- 20 %, + 50 %).

La tension nominale est comprise entre 6 et 50 volts, la tgV à 50 Hz est de 1 à 6×10^{-2} .

La résistance interne est remplacée par le courant de fuite If, qui est généralement voisin de $0,002 C \times V_n$. Avec $C =$ capacité exprimée en μF , V_n , tension nominale en volts.

La rigidité diélectrique s'élève jusqu'à 500 V/ μ .

La stabilité correspond à une variation inférieure à 2 % après essai de vieillissement.

L'évolution des caractéristiques en fonction de la température est la suivante :

Gamme de températures d'emploi : - 55 °C à + 95 °C (ou 125 °C).

Coefficient de température positif et faible : entre 500 et $1\,000 \times 10^{-6}/^{\circ}C$. Aux températures élevées le courant de fuite augmente ; sa valeur est 20 fois plus grande à 85 °C qu'à 20 °C.

La tgV varie peu dans la

plage de températures considérée.

Lorsque la fréquence augmente, la capacité décroît et les pertes augmentent. L'inductance parasite due aux connexions et à la géométrie du condensateur n'est pas négligeable aux fréquences élevées.

Par ailleurs, la tension alternative applicable est réduite dans un rapport 10 entre 100 Hz et 50 Hz.

Ces condensateurs présentent un rapport capacité/volume élevé ; ils tendent à supplanter les condensateurs à électrolyte liquide, car l'absence de liquide évite les fuites dangereuses d'acide sulfurique. Après stockage, ils n'ont pas besoin d'être reformés.

Pour les modèles polarisés, la polarité ne doit pas être inversée, toutefois ils peuvent supporter en régime permanent une légère tension inverse de 0,5 volt max. : valeur continue ou valeur de crête.

PROGRES DES CONDENSATEURS AU TANTALE

Ces condensateurs ont un rendement volumétrique élevé et permettent d'obtenir une capacité élevée avec des dimensions très réduites ; leur forme physique est très variable parce qu'ils sont réalisés d'une façon différente de celle des modèles à plaques parallèles, suivant des procédés qui ne sont pas les mêmes que pour les autres types de condensateurs.

La poudre de tantale très pure est pressée sous forme de pastille ou de noyau et, ensuite, un fil de tantale, qui doit former l'anode est pressé dans la pastille. Ce noyau est ensuite fritté dans un vide à haute température, ce qui lui assure une structure poreuse et ensuite il est anodisé dans un bain acide.

Le résultat consiste dans la production d'un pentoxyde diélectrique de tantale très

mince de l'ordre de 3,5 micromètres dans les pores et sur la surface. Finalement, l'électrolyte et l'électrode constituant la cathode sont formées en plongeant l'élément dans du nitrite de manganèse et en convertissant ce dernier en bioxyde de manganèse, ou par introduction d'un acide sulfurique sous forme de gel.

Par la première méthode, on forme un condensateur au tantale solide et par la seconde, un condensateur au tantale liquide. Le condensateur au tantale solide est plus stable avec le temps et la température ; le condensateur au tantale à liquide présente moins de courant de pertes et un rendement volumétrique plus élevé.

Les avantages d'un autre type de condensateurs à feuille de tantale consistent dans un voltage élevé, une construction non polarisée, mais la tendance actuelle consiste à utiliser des tensions de plus en plus faibles, de sorte que le modèle à feuille

de tantale est moins employé par rapport aux condensateurs électrolytiques à l'aluminium plus légers et moins coûteux.

En raison de la faible épaisseur du diélectrique, les tensions transitoires ne doivent pas dépasser les valeurs maximales fixées ; en outre, l'application de courants alternatifs élevés peuvent déterminer un chauffage excessif qui risque également d'endommager le diélectrique.

La forme poreuse des condensateurs au tantale rend possible un rendement élevé et un faible prix de revient, ce qui permet leur emploi économique comme condensateurs de découplage en particulier dans les circuits digi-

taux et leurs possibilités de conserver la charge à des fréquences basses.

Bien que la résistance série de ces condensateurs puisse augmenter par suite de l'emploi d'un électrolyte fritté des contacts ou des connexions, les essais effectués ont montré que la résistance de l'électrolyte est normalement la plus importante. On a cependant pu réussir à réduire les pertes des condensateurs en pastille et à augmenter le rendement volumétrique.

En modifiant la forme des condensateurs poreux en noyaux on a réussi à réduire l'inductance série dans un rapport de l'ordre de 3 et à augmenter la gamme des fré-

quences de fonctionnement jusqu'à 1 MHz. En outre, la diminution de la capacité pour les fréquences les plus élevées constituant une caractéristique des éléments au tantale a pu être supprimée.

On voit ainsi sur la figure 3 l'augmentation du rendement volumétrique, c'est-à-dire l'augmentation de la capacité par unité de volume et l'élévation des fréquences supérieures admissibles.

LES RÉCENTS MODÈLES PRATIQUES DE CONDENSATEURS AU TANTALE

Les condensateurs électrolytiques au tantale fritté peuvent être ainsi établis sous la

forme miniature avec anode frittée et électrolyte constitué par un semi-conducteur solide. Les fils de sortie parallèles sont disposés sur un seul côté ; l'enrobage est en résine synthétique en forme de perle.

Ces condensateurs, en particulier de fabrication Siemens, comportent un code de couleurs et des caractéristiques indiquées sur le tableau 1 ci-contre.

Ces condensateurs (fig. 4) au tantale fritté peuvent être également établis en boîtier tubulaire soudé étanche avec sortie axiale de chaque côté ; ils sont utilisés de préférence dans les appareils à basse tension qui exigent un faible facteur de pertes, un courant de

Capacité nominale		Tension nominale Tension de pointe	Impédance Z en Ω à 10 kHz (valeur limite/ valeur indicative)	
μF	Tolérance			
6,8	-20 % ± S	3 V ₋ 3,5 V ₋	17/5,5	
10,0			15,5/4,5	
15,0			8,5/2,0	
22,0			7,5/1,8	
33,0			7,0/1,2	
47,0			4,2/0,9	
68,0			3,5/0,7	
100			3,0/0,5	
4,7			6,3 V ₋ 8 V ₋	19/6,5
6,8				10,5/4,0
10,0	9,5/3,0			
15,0	8,5/2,0			
22,0	5,0/1,5			
33,0	3,5/0,8			
47,0	3,0/0,6			
3,3	10 V ₋ 12 V ₋	22/8,0		
4,7		12/5,0		
6,8		10,5/4,0		
10,0		9,5/3,0		
15,0		5,5/1,8		
22,0		3,5/1,0		
33,0	3,5/0,8			
2,2	16 V ₋ 18 V ₋	25/10		
10,0		6,5/2,5		
22,0		3,5/1,0		
1,5	20 V ₋ 25 V ₋	29/14		
3,3		14,5/6,5		
4,7		12/5,0		
6,8		7,5/3,5		
10,0		5,0/2,0		
15,0		4,0/1,5		
1,0	25 V ₋ 30 V ₋	42/19		
2,2		17/9,0		
3,3		14,5/6,5		
4,7		10/4,5		
6,8		6,0/3,0		
10,0		5,0/2,0		
0,1	35 V ₋ 40 V ₋	310/165		
0,15		200/110		
0,22		150/75		
0,33		105/51		
0,47		68/37		
0,68		53/27		
1,0		34/18		
1,5		25/13		
2,2		17/9,0		
3,3		12/6,0		
4,7		8,0/4,0		
6,8		6,0/3,0		
10,0		5,5/2,5		

Tableau 1

Capacité nominale μF	Tension nominale jusqu'à 85 °C V ₋	Tension de service maximum à 125 °C V ₋	Courant de fuite max. à	
			+25 °C μA	+85 °C et +125 °C μA
30	6	4	1	2
68			1	2
140			1	3
270			1	7
330			2	8
560			2	13
1200			3	14
25	8	5	1	2
56			1	2
220			1	7
430			2	14
850			4	16
20			10	7
47	1	2		
100	1	4		
180	1	7		
250	2	10		
390	2	16		
750	4	16		
15	15	10	1	2
33			1	2
70			1	4
120			1	7
170			2	10
270			2	16
540	6	24		
10	25	15	1	2
22			1	2
100			1	10
180			2	18
350			7	28
8			30	20
15	1	2		
40	1	5		
68	1	8		
100	2	12		
150	2	18		
300	8	32		

Tableau 2

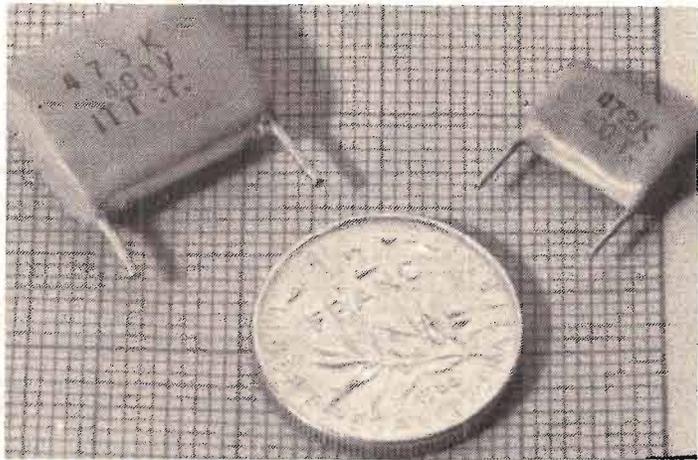
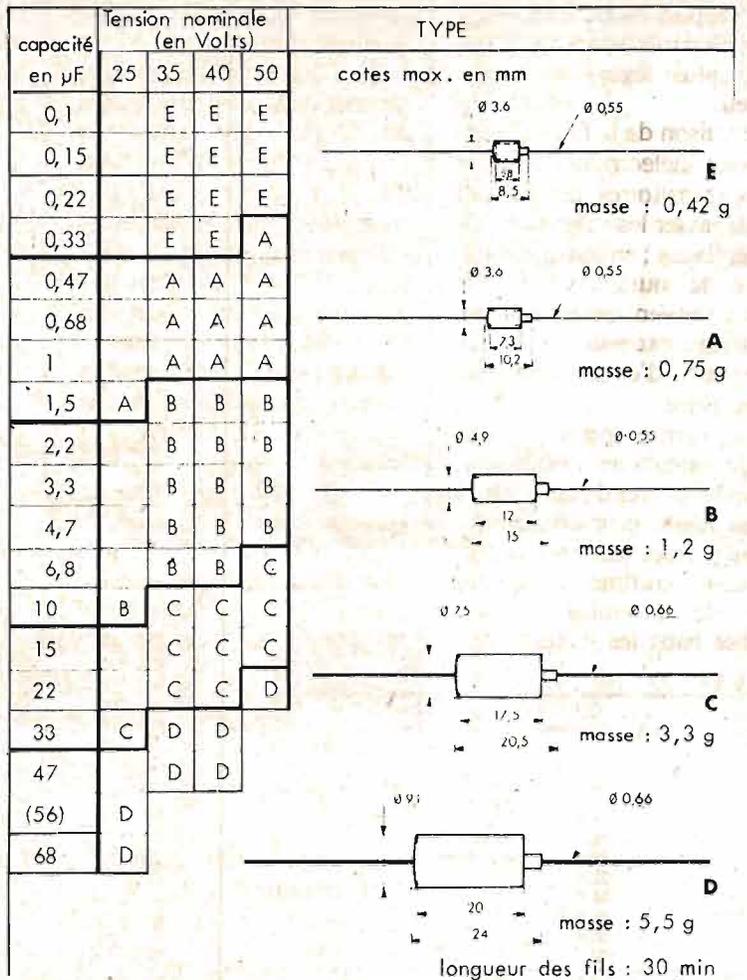


Fig. 6



fuite réduit, une bonne tenue en température et en fréquence, pendant une longue durée.

Il y a, enfin, des condensateurs secs de types plutôt professionnels et enfichables, de forme parallélépipédique, protégés par une résine époxy dont les fils sont sortis du même côté.

Ces condensateurs sont spécialement utilisés dans des appareils à basse tension avec circuit imprimé quand à côté de densité élevée de composants on a besoin d'un facteur de perte faible d'un courant de fuite réduit, d'une bonne tenue en température et en fréquence et d'une grande fiabilité.

Les modèles à feuilles de tantale à électrode lisse, à électrolyte liquide, sont contenus dans des boîtiers cylindriques métalliques avec manchon isolant. Les connexions sont constituées

par des fils de nickel métallique axiaux, la capacité varie entre 0,22 et 220 μF , la classe d'utilisation s'étend de -55° à $+125^\circ\text{C}$.

Il existe, dans cette catégorie, des modèles de qualité professionnelle présentant un courant de fuite très faible, une charge spécifique importante, supportant une large gamme de températures bien adaptées aux sources de tension à faible impédance, d'une fiabilité et d'une durée de vie élevées. Les capacités nominales s'étendent de 30 à 300 μF ; mais, il faut éviter absolument toute inversion de polarité, l'électrolyte agit, en effet, comme un acide et attaque les métaux, de sorte qu'il y a risque d'explosion. (tableau 2).

Dans ce domaine, par exemple, le condensateur radial TAD réalisé par ITT est établi avec une large gamme de capacités depuis

1 μF pour des tensions de 6,3 à 35 volts; les caractéristiques techniques sont particulièrement intéressantes avec un courant de fuite de 0,02 cv et une tangente maximale de 0,06 (fig. 5).

Le condensateur au pentoxyde de tantale dopé étudié par ITT offre une excellente tenue au surintensités sous l'action des impulsions. Il est utilisable sous tension inverse avec un faible courant de fuite sous tension inverse, la capacité est très stable sous l'action de la température, et la tangente de l'angle de pertes est faible (fig. 6).

Le boîtier tubulaire est métallique, la première armature est un corps cylindrique de poudre de tantale frittée, la deuxième armature est en bioxyde de manganèse, le diélectrique est le pentoxyde de tantale.

Ce condensateur peut être ainsi utilisé sans résistance de

protection dans un circuit soumis à des impulsions. Il peut subir 1 million de cycles successifs de charges et de décharges, avec une charge de 0,5 seconde sous tension nominale et une impédance nulle et une décharge de 0,5 seconde avec une impédance de 0,5 Ω .

La valeur maximale de la tension inverse peut atteindre 40 % de la tension nominale; sous 20 % de tension nominale en inverse, la valeur typique du courant de fuite est égale à celle relevée sous la tension nominale directe.

Le dopage de ces condensateurs permet de réduire la variation de la capacité en fonction de la température, ainsi que la tangente de l'angle de pertes. La capacité varie entre 0,1 et 68 μF ; la tension nominale en volts varié de 25 à 50 volts (fig. 6).

R.S.

Qu'est-ce Que ?

L'ADAPTATION EN PUISSANCE

INTRODUCTION

DANS ce bref article, seule l'adaptation de puissance en courant continu sera abordée sous le biais expérimental. Les cas de l'alternatif et des filtres feront l'objet d'exposés ultérieurs, dans la mesure où cette rubrique conviendra à nos lecteurs dont nous tiendrons compte

avec plaisir des critiques.

L'**adaptation** (en anglais « matching » et non pas « tuning » qui se rapporte à l'accord sélectif) d'un **récepteur** (organe recevant et consommant de l'énergie) à un **générateur**, ou **source** (dispositif délivrant de l'énergie) est une opération qui assure la meilleure répartition possible de l'énergie dans le circuit, et, notamment, qui permet de recueillir un maximum de

puissance au niveau de la charge.

Présentement, nous ne considérerons que le problème des résistances, excluant tout autre composant (inductances par exemple); la **résistance interne du générateur** apparaîtra sous la forme de r [Ω], la **résistance d'utilisation** sera notée R [Ω].

La question posée se résume par la phrase : « Quelle est la **condition à**

respecter pour que la puissance continue fournie au récepteur (ici, l'élément résistif par R) soit la plus élevée possible ? »

Autrement exprimée, quelle est la relation à établir entre la résistance interne de la source r et la résistance extérieure R connectée à ses bornes pour que le rendement énergétique soit le plus grand ?

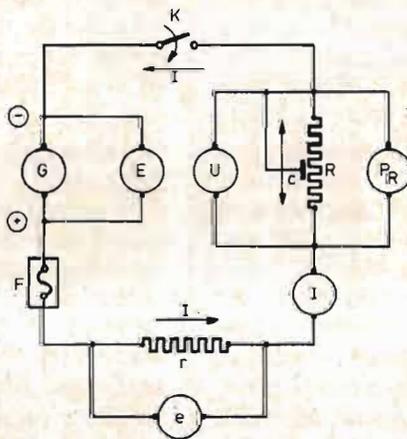


Fig. 1

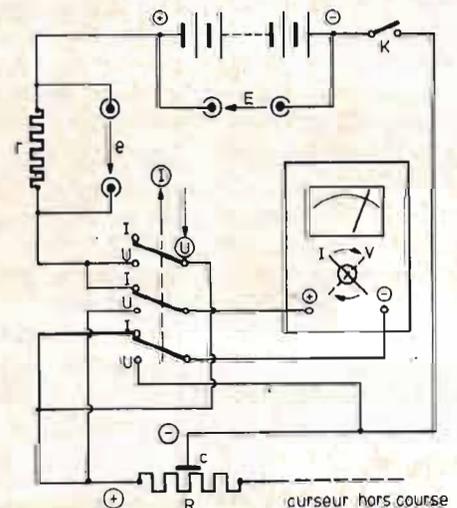


Fig. 2

I. DESCRIPTION DU MONTAGE

Procurons-nous un jeu de piles électrochimiques du commerce et associons-les de façon à obtenir par interconnexions « série-parallèle » une f.é.m. E de 30 volts et un courant maximal de 1 ampère. Un petit accumulateur remplacera, avantageusement, ce bloc encombrant de boîtiers... mais les finances s'en ressentent davantage... et, en période de crise... à moins que nos lecteurs possèdent des pétro-dollars à caser!

Nous disposons, donc, maintenant, d'un générateur G, que nous supposons non-résistif, pour les besoins de notre manipulation. Nous le

raccorderons à un interrupteur-couteau K, à une résistance r qui s'apparentera à sa résistance interne, à un milliampèremètre dont le maximum de déviation d'aiguille sera pris à 1 [A], auquel on adjoindra un fusible de même calibre... qui coûte moins cher que l'instrument en cas de fausse manœuvre. Une résistance additionnelle R complètera ce circuit qui se fermera sur le pôle négatif de la source G. Pour le travail que nous avons à accomplir, mieux vaudra prendre un rhéostat, bien dimensionné pour dissiper la chaleur (fig. 1).

Si nous sommes riches, nous disposerons un wattmètre aux bornes de R, en sus d'un voltmètre, mais si nos tractations commerciales avec les pays arabes ne nous ont

pas encore transformés en Crésus, nous nous passerons (fort bien) du premier appareil (le wattmètre, évidemment).

Ainsi dotés, nous sommes à même d'effectuer le montage de la figure 1. Si nous ne possédons qu'un multimètre, il conviendra de réaliser le réseau de la figure 2 qui permet, par substitution, de mesurer le courant I, puis la f.é.m. E (une fois) et la d.d.p. U, sans autre complication.

Au prime abord, nous considérerons que E et r sont constantes.

2. MISE EN ÉQUATION DU PROBLÈME

Pour poser les indispensables relations mathématiques (grâce auxquelles nous nous assurerons du bon développe-

ment de l'expérience), les lois d'Ohm et de Pouillet, chères aux électriciens, suffisent.

Pour ne pas surcharger le texte de formules, nous les regroupons dans le tableau I. Comme elles découlent aisément les unes des autres, les suivre n'a rien de difficile. Un simple regard à leur enchaînement nous en convaincra. Si nous n'en sommes pas persuadés, prenons un crayon et, ensemble, décortiquons-les.

Les expressions (1) et (2) sont égales, entre elles, ou, alors, ce serait à désespérer des mathématiques. Grâce à elles et au concours de (1'), nous en déduisons l'intensité I (eq. 4) qui circule dans cette maille à la fermeture de K, si le curseur du rhéostat est enclenché sur le bobinage, où il glisse.

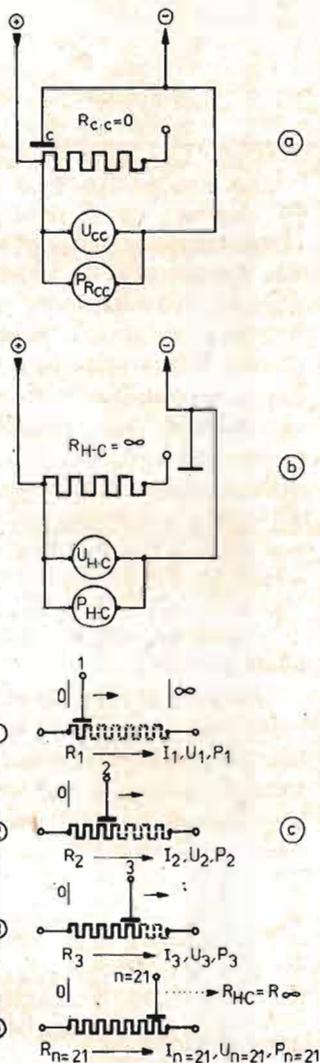
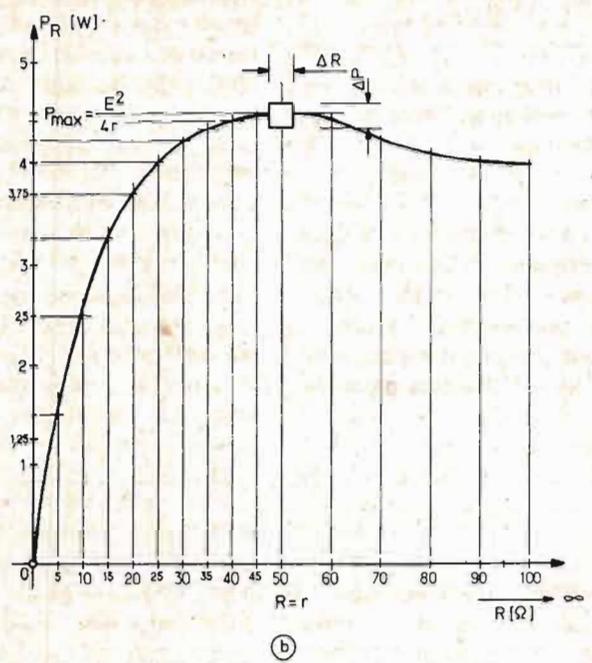
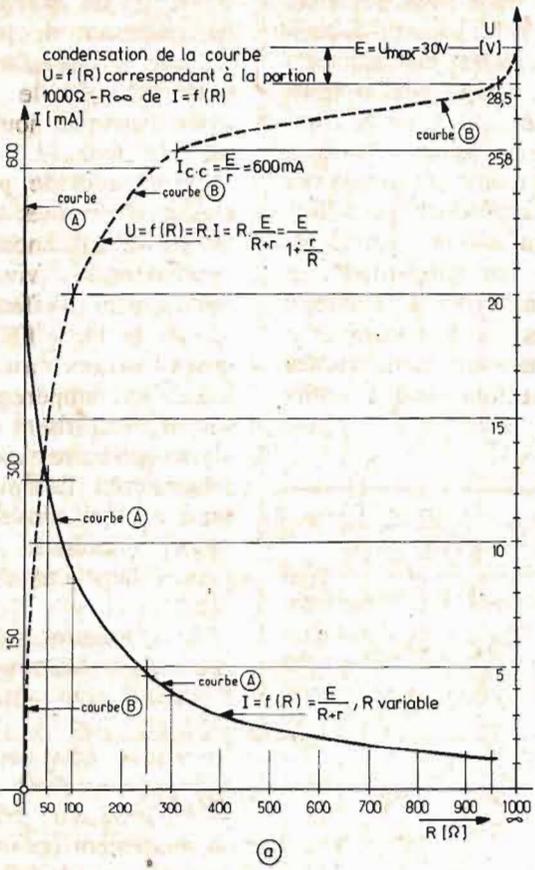


Fig. 3

Tableau I : Un comprimé de physique pour les insomniaques

Triturations mathématiques et équations	repères
Loi d'Ohm sur R : $U_{[V]} = R_{[\Omega]} \cdot I_{[A]}$	1
Loi de Pouillet : $E = U + e = U + r \cdot I$	1'
ou : $U = E - e = E - r \cdot I = R \cdot I$	2
donc : $E = R \cdot I + r \cdot I = (R + r) \cdot I$	3
par suite : $I = \frac{E}{R + r}, [A]$	4
et, par élévation au carré de (4) : $I^2 = \frac{E^2}{(R + r)^2}$	4'
Loi de Joule : $P_R = U \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{R \cdot E^2}{(R + r)^2}$	5
A propos de r, le même raisonnement montre que :	
$P_r = e \cdot I = r \cdot I^2 = \frac{r \cdot E^2}{(R + r)^2}$	6
Comme : $P_G = P_R + P_r = \frac{E^2}{(R + r)} = E \cdot I$	7
avec, pour être complet :	
$P_R = E^2 \left[\frac{1}{(R + r)} - \frac{r}{(R + r)^2} \right]$	8
et : $P_r = E^2 \left[\frac{1}{(R + r)} - \frac{R}{(R + r)^2} \right]$	9



NOUVELLES REDUCTIONS DE PRIX
 concernant notre OFFRE SPECIALE 1974/75 **PRIX NETS FF**

TRANSISTORS DE PUISSANCE				ASSORTISMENTS DE CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES BT (bien assortis)			
	1 pce	10 pces	100 pces	N° de comm.			
15 A. 30 W. TO-41	2,40	21,60	180,00	ELKO 1	30 pièces		9,00
PNP au germanium				ELKO 2 C	10 pièces		3,50
AD 130	3,00	27,00	240,00	ELKO 4	50 pièces		12,00
AD 131	4,80	43,00	380,00	ELKO 5	100 pièces		19,00
AD 133	3,10	28,00	240,00	ASSORTISMENTS DE TRIACS pour experimenter			
AD 149	3,00	27,00	240,00	N° de comm.	Boitier		
AD 150	3,00	27,00	240,00	TRI-21	5 pces 6A 5V-400V TO-66		12,00
AD 161	2,00	18,00	162,00	TRI-21A	5 pces 6A 50V-300V TO-66		9,50
AD 162	2,00	18,00	162,00	TRI-22	5 pces 6A 5V-500V TO-220		13,20
				TRI-22A	5 pces 6A 5V-200V TO-220		8,50
PAIRES COMPLEMENTAIRES				ASSORTISMENTS DE THYRISTORS pr experimenter			
	1 pal.	10 pal.	100 pal.	N° de comm.	Boitier		
AC 128/AC 127	2,90	25,00	190,00	TH-20 A	10 pces 1A 200V-600V TO-39		18,00
AC 153/AC 176	3,30	30,00	250,00	TH-21 A	5 pces 3A 5V-200V TO-66		8,50
BC 140/BC 160	3,90	35,00	310,00	TH-23	5 pces 7,5A 5V-500V TO-48		18,00
BC 141/BC 161	4,20	38,00	340,00	TH-24	5 pces 10A 5V-500V TO-48		25,00
				TH-25	5 pces 15A 5V-500V TO-48		29,00
THYRISTORS				Ulérieures réductions pour TRANSISTORS, CONDENSATEURS, ELECTROLYTIQUES BT, DIODES ZENER, RESISTANCES A COUCHE et nos 20 différents JEUX D'ELEMENTS DE MONTAGE - KITS très avantageux			
N° de comm.	Boit.	10 pces	100 pces	Demandez s.v.p. gratuitement notre OFFRE SPECIALE complete!			
TH0.8/100	0.8 A/100 V/M367	1,60	14,40	Uniquement marchandises neuves de haute qualité. Disponibilités limitées. Expéditions dans le monde entier. Les commandes seront exécutées soigneusement et contre remboursement. Sous le régime du Marché commun européen, marchandises EXEMPTES des droits de douane; T.V.A. au taux actuellement en vigueur non comprise. Emballage et port au coûtant.			
TH0.8/200	0.8 A/200 V/dito	1,90	15,20	EUGEN QUECK			
TH1/400	1 A/400 V/TO-39	2,60	23,00	Ingénieur-Büro. Import-Export			
TH1/600	1 A/600 V/TO-39	3,00	27,00				
TH3/400	3 A/400 V/TO-66	3,80	32,00				
TH7/400	7 A/400 V/TO-64	4,40	42,00				
TH7/800	7 A/800 V/TO-64	6,20	56,00				
TH10/400	10 A/400 V/TO-48	6,80	54,00				
TH10/700	10 A/700 V/TO-48	7,50	60,00				
TH15/400	15 A/400 V/TO-48	9,20	88,00				
TH15/800	15 A/800 V/TO-48	17,50	170,00				
TRIACS				ASSORTISMENTS DE TRANSISTORS PARTICULIEREMENT INTERESSANTS			
N° de comm.	Boitier	1 pce	100 pces	N° de commande			
TRI1/400	1 A/400 V/TO-39	3,80	34,00	A	20 différents au germanium		6,40
TRI2/400	2 A/400 V/TO-39	4,00	36,00	B	50 différents au germanium		15,00
TRI3/400	3 A/400 V/TO-66	4,40	42,00	C	20 différents au silicium		7,60
TRI4/400	4 A/400 V/TO-220	5,00	43,00	D	50 différents au silicium		17,00
TRI4/400 M	4 A/400 V/TO-66	5,00	45,00	E	10 de puiss. diff. au silicium et au germanium		17,00
TRI6/400	6 A/400 V/TO-220	5,50	44,00	F	100 HF et BF diff. au silicium et au germanium		25,00
TRI6/400 M	6 A/400 V/TO-66	6,00	56,00				
TRI10/400	10 A/400 V/TO-48	8,50	85,00				

Par le moyen de ce curseur c (fig. 1 et 2), K étant abaissé, nous pouvons mettre R en court-circuit (fig. 3a) et donc annuler sa résistance, ou bien la rendre infinie (fig. 3b). Entre ces deux extrêmes, nous prendrons diverses valeurs R_1, R_2, \dots, R_n qui seront données par le rapport :

$$\frac{U_1}{I_1}, \frac{U_2}{I_2}, \dots, \frac{U_n}{I_n}$$

que nous calculerons après avoir enregistré dans un tableau II, les courants I_1, I_2, \dots, I_n et les tensions U_1, U_2, \dots, U_n qu'ils établissent aux bornes du rhéostat (fig. 3c).

L'équation 4 (tableau I) élevée au carré permet d'écrire la Loi de Joule pour chaque valeur de R, pointée expérimentalement. Les produits

$$P_{Rn} = U_n \cdot I_n$$

$$= R_n \cdot I_n^2 = \frac{R_n \cdot I_n^2}{(R_n + r)^2}$$

nous aideront à tracer la courbe P_R représentative de la fonction traduite par l'équation 5 du tableau I.

Les mesures des I_n et des U_n sont rassemblées tableau II. L'application brutale des formules du tableau I n'aboutit pas toujours aux valeurs reproduites puisque d'inévitables erreurs métrologiques sont venues perturber la logique des relations mathématiques. De plus, le maximum de la courbe (fig. 4) est « flou ». La réponse n'est pas précise. Elle s'étale entre 45 [Ω] et 55 [Ω], dans notre cas où nous avons opté pour r, résistance de la source, égale à 50 [Ω].

Une série de mesures effectuées à R constante et r variable procure évidemment le même résultat, r = R pour une puissance optimale qui vaut par conséquent :

$$P_{charge\ max} = R \cdot \frac{E^2}{(r + R)^2}$$

$$= R \cdot \frac{E^2}{(2R)^2}$$

donc :

$$P_{R\ max} = \frac{E^2}{4R}$$

Telle est la raison pour laquelle les livres énoncent que la puissance de bruit sur un récepteur est égale à $k.T.B.$, alors que la tension de bruit appliquée (formule de Johnson) est :

$$e_{\text{moy}} = \sqrt{4 k.T.B.R.}$$

Il suffit d'élever ce radical au carré puis de le diviser par $4 R$ pour s'en persuader, étant admis que l'entrée du récepteur est purement résistive et de valeur $R [\Omega]$. Les paramè-

tres de cette équation sont k , constante de Boltzmann, T , température absolue en degrés Kelvin, B , bande de fréquences Δf acceptée (1).

(1) La constante k de Boltzmann est tirée d'évaluations statistiques. Mieux vaudrait-il la désigner par facteur puisqu'il s'agit d'un nombre pourvu d'une dimension, à savoir une énergie divisée par des degrés Kelvin [°K] qui vaut :

$$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ [J/°K]}$$

Pour faire œuvre de physicien, il conviendrait d'effectuer la recherche et l'évaluation des indéterminations en tenant compte des caractéristiques de E, I, U, W, R , communiquées par les constructeurs en même temps que des fautes expérimentales. Les $\pm \Delta I$ multipliés par les $\pm \Delta V$ doivent s'encadrer dans les $\pm \Delta W$ afin de préciser quels sont les $\pm \Delta P = f(\pm \Delta R)$. Mais ces opérations faciles n'apporteraient qu'une confir-

mation de l'énoncé

$R \pm \Delta R = r \pm \Delta r$
au maximum de puissance. Ce sont ces diverses « altérations » qui le rendent « flou » comme nous l'avons noté ci-dessus.

Cette méthode peut être appliquée à toutes les adaptations de résistances et nous recommandons vivement à nos lecteurs d'effectuer des relevés de $P_R = f(R)$ lors de leurs mises au point, puisqu'un ampèremètre et voltmètre suffisent.

Dans un autre exposé, nous présenterons l'adaptation en alternatif, qui, sans être compliquée, nécessite quelques astuces dans la mise en équation.

Si nos lecteurs désirent que l'auteur leur fournisse l'étude mathématique entièrement détaillée (pas à pas), qui prouve la nécessité d'avoir une résistance de charge égale à la résistance de source pour un rendement optimal, qu'ils daignent nous le faire connaître. Nous sommes à leur disposition dans cette rubrique.

B. MARIN

Tableau II : Relevés métriques et calculs relatifs au tracé de $P_R = f(R)$

Conditions initiales : f.é.m. de la source continue $E = 30 \text{ [V]} = c^{\text{ste}}$. Résistance interne de la source figurée par $r = 50 [\Omega] = \text{constante}$.

Position du curseur Fig.c de R	Mesures des I_n $I = \frac{E}{R+r}$	Pointés des U_n $U = R \cdot I$	Valeurs des R_n $R = U/I$	Ordonnées des P_{R_n}	Fig.
court-circuit GC	0,600	0,00	0	0,00	Fig. 3 (a)
1	0,540	2,70	5	1,49	
2	0,500	5,00	10	2,50	
3	0,460	6,90	15	2,97	
4	0,430	8,60	20	3,71	
5	0,400	10,00	25	4,00	
6	0,376	11,28	30	4,25	
7	0,350	12,25	35	4,29	
8	0,333	13,20	40	4,40	
9	0,311	13,90	45	4,45	
10	0,300	15,00	50	4,50	
11	0,286	15,72	55	4,50	
12	0,280	16,80	60	4,50	
13	0,250	17,50	70	4,38	
14	0,240	18,00	75	4,32	
15	0,214	19,26	90	4,11	
16	0,200	20,00	100	4,00	
17	0,175	21,00	120	3,68	
17	0,175	21,00	120	3,68	
18	0,157	22,00	140	3,46	
19	0,100	25,00	250	2,50	
20	0,086	25,80	300	2,20	
21	0,030	28,50	950	0,85	
hors-circuit HC	0	30,00	∞	0	Fig. 3 (b)

CODE des COULEURS

pour RESISTANCES et

CONDENSATEURS

DE nombreux correspondants nous demandent souvent de publier les codes des couleurs utilisés pour le marquage des résistances et des condensateurs. Certes, cela a déjà été fait ; mais il faut penser aussi à nos nouveaux lecteurs. C'est le but du petit article qui suit.

D'autre part, dans ce nouvel article, nous avons ajouté les plus récents codes de marquage employés par les fabricants de composants RC ; par contre, nous avons éliminé les anciens codes (J.A.N. et A.W.S.) que l'on rencontrait autrefois sur les appareils des « surplus militaires » U.S. et qui, présentement, ont pratiquement disparu.

Avant tout, il convient de rappeler la liste des **valeurs normalisées**. Les valeurs nominales indiquées dans le tableau 1 s'entendent en **ohms** pour les résistances et en **picofarads** pour les condensateurs. Naturelle-

ment, outre les nombres indiqués, il y a aussi tous leurs multiples décimaux (10, 15, 22, 33... 100, 150, 220, 330, etc.). Ce tableau est divisé en

Résistances et Condensateurs $\pm 20\%$	Résistances et Condensateurs $\pm 10\%$	Résistances et Condensateurs $\pm 5\%$
Condensateurs ≤ 10 pF ± 1 pF	Condensateurs ≤ 10 pF $\pm 0,5$ pF	Condensateurs ≤ 10 pF $\pm 0,25$ pF
1	1	1
	1,2	1,1
		1,2
1,5	1,5	1,3
		1,5
	1,8	1,6
		1,8
2,2	2,2	2
		2,2
	2,7	2,4
		2,7
3,3	3,3	3
		3,3
	3,9	3,6
		3,9
4,7	4,7	4,3
		4,7
	5,6	5,1
		5,6
6,8	6,8	6,2
		6,8
	8,2	7,5
		8,2
		9,1

trois colonnes :

1^{er} colonne : Valeurs des résistances et condensateurs en tolérance $\pm 20\%$ et condensateurs plus petits ou égaux à 10 pF avec tolérance de ± 1 pF.

2^e colonne : Valeurs des résistances et condensateurs en tolérance $\pm 10\%$ et condensateurs plus petits ou égaux à 10 pF avec tolérance de $\pm 0,5$ pF.

3^e colonne : Valeurs des résistances et condensateurs en tolérance $\pm 5\%$ et condensateurs plus petits ou égaux à 10 pF avec tolérance de $\pm 0,25$ pF.

Examinons donc maintenant les codes normalisés pour résistances et condensateurs, et plus spécialement, le code international des couleurs de marquage. Ce code se rapporte donc aux résistances ainsi qu'aux condensateurs des types mica, céramique, papier polyester ou autres ; il est publié intégralement dans le tableau 2 ci-après.

Couleurs	Chiffre significatif	Résistances		Condensateurs au mica		Condensateurs au papier		Condensateurs « céramique »			Tension de service (volts)	
		Multi-plicateur	Tolérance %	Multi-plicateur	Tolérance %	Multi-plicateur	Tolérance %	Multi-plicateur	Tolérance			Coef. de températ.
									≤ 10 pF	> 10 pF		
Noir.....	0	1		1	20	1	20	1	2 pF	20 %	0	
Marron.....	1	10	± 1 %	10		10		10		1 %	- 30	100
Rouge.....	2	100	± 2 %	100	2	100	2	100	0,25 pF	2 %	- 80	200
Orange.....	3	10 ³		10 ³	3	10 ³		10 ³		2,5 %	- 150	300
Jaune.....	4	10 ⁴		10 ⁴		10 ⁴		10 ⁴			- 220	400
Vert.....	5	10 ⁵			5	10 ⁵	5		0,5 pF	5 %	- 330	500
Bleu.....	6	10 ⁶				10 ⁶					- 470	600
Violet.....	7	10 ⁷				10 ⁷					- 750	700
Gris.....	8					10 ⁸		0,01			- 2 200	800
Blanc.....	9					10 ⁹	10	0,1	1 pF	10 %		900
Or.....		0,1	± 5 %		5	0,1	5				+ 100	1 000
Argent.....		0,01	± 10 %		10		10					2 000
Sans couleur ...			± 20 %				20					500

En voici immédiatement l'application.

RÉSISTANCES

Les valeurs sont toujours indiquées en **ohms**.

Premier cas : figure 1.

Le marquage des couleurs peut se faire soit par des anneaux soit par de simples points. Nous avons :

a = premier chiffre significatif

(à lire dans la colonne 2 du tableau) ;

c = second chiffre significatif (colonne 2 également) ;

e = multiplicateur (colonne 3) ;

g = tolérance (colonne 4).

En **b, d, f** et **h**, nous avons la couleur du corps. Mais dans ce procédé de marquage, cette couleur n'intervient pas pour la lecture de la valeur : cela indique seulement :

Noir = corps non isolé ;
autre couleur = corps isolé.

Enfin, s'il s'agit d'une résistance bobinée, le point **a** est beaucoup plus gros que les autres, ou l'anneau **a** est de largeur double.

Second cas : figure 2.

Le marquage des couleurs peut se faire selon l'une des deux représentations de la figure. Nous avons :

b et **d** = premier chiffre significatif ; couleur du corps (colonne 2) ;

a = second chiffre significatif (colonne 2) ;

c = multiplicateur (colonne 3) ;

e = tolérance (colonne 4).

Si l'une des couleurs **a** ou **c** n'existe pas, cela indique que **a** ou **c** a la même couleur que le corps et prend donc la valeur de cette couleur.

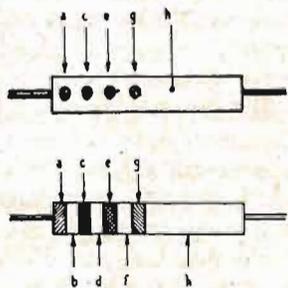


Fig. 1

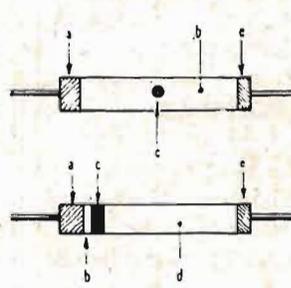


Fig. 2

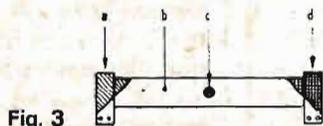


Fig. 3

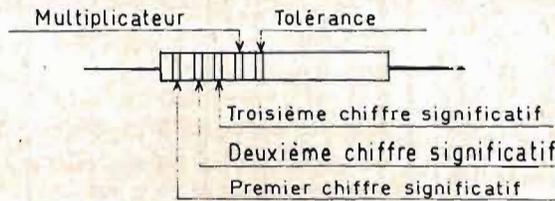


Fig. 4

	Noir	Marron	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or	Argent
1 ^{er} Chiffre significatif		1	2	3	4	5	6	7	8	9		
2 ^e Chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
3 ^e Chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Multiplicateur		1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶			10 ⁻¹	10 ⁻²
Tolérance			± 1 %	± 2 %								

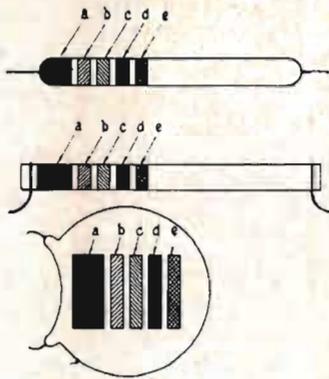


Fig. 5

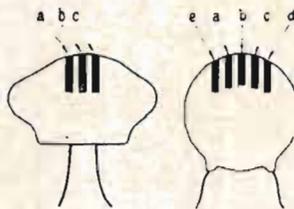


Fig. 8

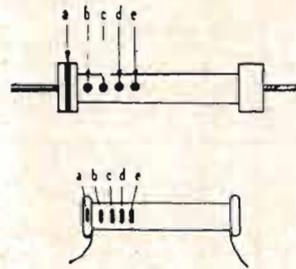


Fig. 6

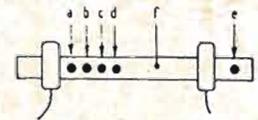


Fig. 7

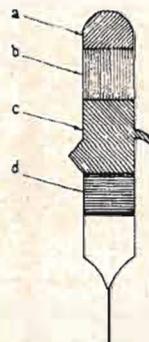


Fig. 9

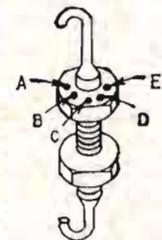


Fig. 10

Si l'anneau e n'existe pas en teintes or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de $\pm 20\%$.

Troisième cas : figure 3.

b = premier chiffre significatif (colonne 2);

d = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 3);

a = tolérance (colonne 4).

Comme précédemment, si la marque **a** n'existe pas en couleur or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de $\pm 20\%$.

Quatrième cas : figure 4.

Un code de couleurs (pour résistances) à 5 anneaux est également applicable aux valeurs ohmiques comportant trois chiffres significatifs (notamment, cas des résistances de précision aux tolérances de $\pm 1\%$ et $\pm 2\%$). Ce code est indiqué sur la figure 4 qui est suffisamment explicite.

CONDENSATEURS

Premier cas : figure 5.

La valeur est donnée en picofarads d'après la lecture suivante :

b = premier chiffre significatif (colonne 2);

c = second chiffre significatif (colonne 2);

d = multiplicateur (colonne 9).

En outre, nous avons :

a = coefficient de température (colonne 12);

e = tolérance (colonne 11 pour les capacités plus grandes que 10 pF; colonne 10 pour les capacités plus petites ou égales à 10 pF).

La couleur du corps n'a aucune signification. Il ne faut pas confondre, par la présentation, ce type de condensateur avec certaines résistances; ces dernières ne comportant que quatre anneaux, alors que les condensateurs en ont cinq dont le premier est large.

Notons enfin que la majorité des condensateurs à la

céramique ont une tension de service de 350 à 500 volts.

Deuxième cas : figure 6.

b = premier chiffre significatif (colonne 2);

c = second chiffre significatif (colonne 2);

d = multiplicateur (colonne 9);

e = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment);

a = coefficient de température (colonne 12).

La couleur du corps n'a aucune signification.

Troisième cas : figure 7.

f = corps couleur bleue; pas de signification particulière;

a = premier chiffre significatif (colonne 2);

b = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 9);

d = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment);

e = tension de service selon

le code suivant; marron = 150 V; orange = 350 V; vert = 500 V (soit **approximativement** comme indiqué colonne 13).

Quatrième cas : figure 8.

En principe, il s'agit là de condensateurs de forte capacité et sans coefficient de température défini. Nous avons :

a = premier chiffre significatif (colonne 2);

b = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 9);

Certains condensateurs de cette présentation comportent cinq points de couleurs. Nous avons donc en plus :

d = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme précédemment indiqué);

e = coefficient de température (colonne 12).

Cinquième cas : figure 9.

Condensateurs miniatures céramiques sous la forme indiquée.

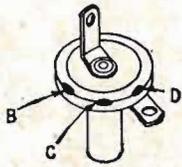


Fig. 11

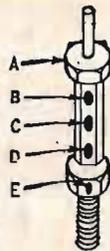
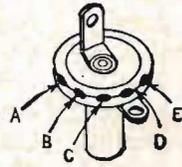


Fig. 12

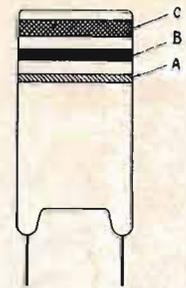
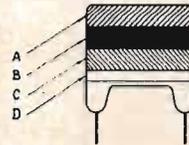


Fig. 13

a = premier chiffre significatif (colonne 2);
b = second chiffre significatif (colonne 2);
c = multiplicateur (colonne 9);
d = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment).

Sixième cas : figure 10.

Condensateurs céramiques de traversée.

a = coefficient de température (colonne 12);
b = premier chiffre significatif (colonne 2);
c = second chiffre significatif (colonne 2);
d = multiplicateur (colonne 9);
e = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment).

Septième cas : figure 11.

Condensateurs céramiques du type relais de câblage. Trois présentations sont normalement adoptées; dans tous les cas, nous avons:

a = coefficient de température (colonne 12);
b = premier chiffre significatif (colonne 2);
c = second chiffre significatif (colonne 2);
d = multiplicateur (colonne 9);
e = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité comme indiqué précédemment).

Note concernant les condensateurs « céramiques »

Nous avons vu que sur certains types de condensateurs, le constructeur indique le coefficient de température (donné dans la colonne 12). Cela mérite quelques explications complémentaires.

TENSION		CAPACITE			
Couleur	Valeur	Couleur	1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} chiffre éventuellement	Multiplicateur
Jaune	4	Marron	1	1	x 10
Bleu	6	Rouge	2	2	
Marron	10	Orange	3	3	
Vert	16	Jaune	4	4	
Rouge	25	Bleu	5	5	
Blanc	40	Violet	6	6	
		Gris	7	7	x 0,1
		Blanc	8	8	
		Noir	9	9	
			-	-	x 1

Fig. 14

CONDENSATEURS CÉRAMIQUE

	COULEUR	Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Grns	Blanc	Or
Circuit	Coefficient de température	0	-33	-75	-150	-220	-330	-470	-750			+100
Découplage	Classe	(5)	(3)	2	3	4	5	6				
CAPACITE	1 ^{er} chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	2 ^e chiffre significatif											
	Multiplicateur	1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵		10 ⁻²	10 ⁻¹		
TOLÉRANCE	C > 10 pf	20%	1%	2%	0 + 100%	5%	-20% + 50%			10%		
	C ≤ 10 pf	2 pf		0,25 pf		0,5 pf					1 pf	

Point noir éventuel indiquant la conformité du condensateur avec le modèle de la spécification CCTU 02-04 A (découplage professionnel).
 NOTA: Les classes (3) et (5) sont représentées en brun et noir dans l'ancienne spécification CCTU 02-04

CONDENSATEURS MICA

Capacité	Catégorie climatique		-55 +100	-55 +85	-55 +125							
	1 ^{er} chiffre significatif	2 ^e chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Multiplicateur			1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴					10 ⁻¹
Tolérance			±20%	±1%	±2%						±0,5%	±5% / ±10%
Classe	CCTU		1	2	3	4	5	6				
	MIL		B	C	D	E	F					
Valeur	COULEUR		Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Grns	Blanc
	1 ^{er} chiffre significatif		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	2 ^e chiffre significatif											
	Multiplicateur		1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶			10 ⁻¹ / 10 ⁻²
Tolérance			±1%	±2%	Sans marquage ±20%						±5% / ±10%	

Fig. 15 RESISTANCES

**NOUS SOMMES 2 JEUNES « LOUPS » de moins de 20 ans,
NOUS DÉMARRONS! LES TEMPS SONT DIFFICILES!
Soyez gentils, aidez-nous, 1 000 fois merci d'avance.**



UNE EXCELLENTE PETITE MACHINE « DIGIT 600 ». Bonne à tout faire. Grande facilité d'utilisation, 4 opérations. Fonctionne sur pile. Dimensions 100 x 55 x 14 mm. **PETIT PRIX 69 F** (frais d'envoi 5 F).



CALCULTRICE
Modèle 210
« SOVRIN »
8 chiffres, 4 opérations. Grande robustesse. Fonctionne sur piles. Dimensions : 135 x 80 x 25. Prise pour alimentation secteur extérieur. **Petit prix 112 F** (frais d'envoi 5 F). Prix alimentation secteur 39 F.

UN MAGNIFIQUE MAGNETO A CASSETTE. Type SOLID STATE,



micro à condensateur incorporé. Contrôle d'enregistrement automatique. Pile, secteur. Prise HP extérieur ou écouteur d'oreille. **LIVRE COMPLET** avec cassette, pile, écouteur, mode d'emploi, cordon secteur, etc. **Petit prix 165 F** (frais d'envoi 15 F).



AUTO RADIO «SONOLOR» type CRITERIUM POGO-FM. **LIVRE COMPLET** avec boîtier HP, antenne, antiparasite, etc. **Petit prix 230 F** (frais d'envoi 15 F).

Dans le domaine des « petits » nous sommes les plus petits et nos prix sont encore plus petits que les plus petits. Rendez-nous visite vous ne perdrez pas votre temps. **NOUS AVONS DES AFFAIRES EN CHAINES HI-FI, ELECTROPHONES, MAGNETO, etc.**

BLOUDEX ELECTRONIC'S

104, rue Saint-Maur, 75011 PARIS - Tél. : 357-15-09.

Il s'agit d'une variation de capacité provoquée par une variation de température, variation de capacité pouvant être négative (diminution) ou positive (augmentation).

Les chiffres de la colonne 12 représentent donc la variation de capacité possible, exprimée en millionnièmes de la capacité totale, par degré centigrade.

Donnons un exemple : soit un condensateur céramique dont la couleur représentant le coefficient de température est bleue ; dans la colonne 12, nous lisons : - 470.

Cela signifie que nous aurons une variation **négative** de capacité (diminution) de 470 millionnièmes (soit 470×10^{-6}) de la capacité totale de départ, par degré centigrade d'élévation de température.

**CONDENSATEURS
À DIÉLECTRIQUE
MYLAR OU FILM
DE POLYESTER**

(condensateurs plats)
Valeurs exprimées en picofarads.

Deux modes de marquage peuvent être rencontrés : Figure 12 (les bandes de couleurs se touchent) :

a = premier chiffre significatif (colonne 2) ;
b = second chiffre significatif (colonne 2) ;
c = multiplicateur (colonne 9) ;

d = tolérance (colonne 10 ou 11 selon capacité comme indiqué précédemment) ; cette quatrième bande est facultative et parfois n'existe pas.

S'il y a deux fois le même chiffre, il n'y a qu'une bande de même couleur, mais elle est évidemment deux fois plus large (confusion des deux bandes).

Une cinquième bande peut indiquer la tension de service selon le code suivant : Rouge = 250 volts continus ; jaune = 400 volts continus.

Mais attention chez certains fabricants utilisant le marquage à quatre bandes seulement, c'est la quatrième

bande qui peut indiquer la tension de service selon le code précisé ci-dessus (et non plus la tolérance !).

Figure 13 (les bandes de couleurs sont espacées) :

a = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

b = second chiffre significatif (colonne 2) ;

c = multiplicateur (colonne 9) ; souvent cette bande est plus large que les deux autres.

**CONDENSATEURS
MINIATURES
AU TANTALE
POLARISÉS**

Valeur exprimée en microfarads.

Présentation et marquage selon la figure 14.

Le marquage ne comporte généralement qu'un seul chiffre significatif. Lorsque ce marquage comporte deux chiffres significatifs (cas représenté par le pointillé sur la figure), il est sous-entendu que ces chiffres doivent être séparés par une virgule.

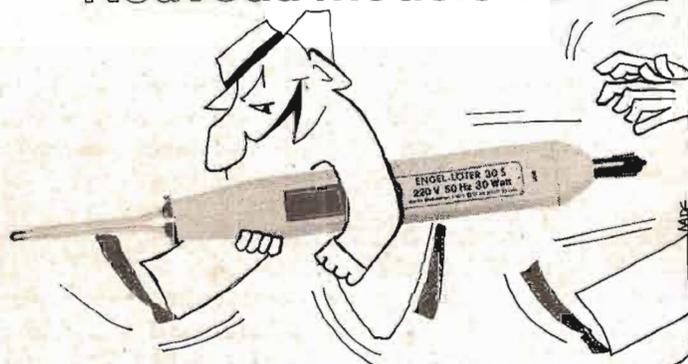
Le fil de connexion correspondant au pôle positif est repéré par un point blanc sur le corps du condensateur.

Nous pensons avoir tout dit, ou à peu près, sur le marquage des condensateurs et des résistances, d'après le code **standard** des couleurs. Mais c'est là une question d'importance et il est nécessaire que nos lecteurs la connaissent convenablement ou... tout au moins, possèdent une documentation détaillée à laquelle ils puissent se référer utilement.

En résumé, le tableau de la figure 15 indique le code des couleurs le plus fréquemment rencontré pour les condensateurs « céramique » et « mica », ainsi que pour les résistances, code utilisé **actuellement** - et notamment en France - et conforme aux spécifications C.C.T.U. (document L.C.C.).

Roger A. RAFFIN

Nouveau modèle 75



Mini-30 Engel

**30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts**

longueur : 250 mm
(sans poignée) : 180 mm
largeur : 24 mm
hauteur : 28 mm

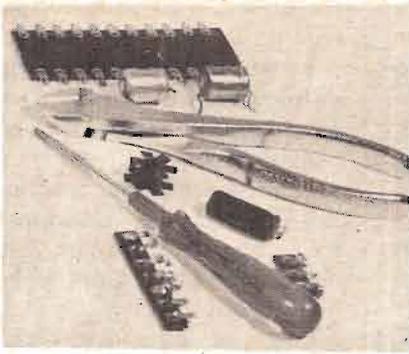
En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**
3 bis, RUE CASTERES 92110 CLICHY TÉL. 737.14.90

pistolet soudeur

à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V, Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.



ABC de L'ELECTRONIQUE

emploi des bobinages commerciaux dans les montages électroniques

LORSQU'ON projette la réalisation d'un appareil électronique (radio, BF, TV, etc.) d'après un « excellent schéma », l'examen attentif de ce dernier et son commentaire font apparaître des difficultés concernant les bobinages préconisés.

Dans le meilleur cas, on donne les caractéristiques des bobinages (valeur, couplage, etc.) et le technicien doit les réaliser et savoir où les trouver.

Dans d'autres cas, on ne donne aucune indication technique, mais on cite la marque étrangère qui fabrique ces bobines.

Enfin, très souvent, il n'y a aucun renseignement sur les bobines. On se contente, par exemple, d'indiquer qu'il s'agit de « transformateurs FI à 10,7 MHz ».

Bien entendu, ces imprécisions n'existent pas dans nos articles spécialement destinés aux réalisations, mais le lecteur est aussi en possession de documents provenant d'autres sources que nos revues (voir notre ABC de septembre 1975).

D'une manière générale, il est indispensable que le technicien amateur (en particu-

lier), puisse, compte tenu de ses moyens, trouver dans la plupart des cas, la solution des problèmes qui se posent lorsque les bobinages dont il a besoin sont décrits d'une manière insuffisante, tandis que le reste de l'étude est satisfaisant.

Il est possible souvent, de trouver une bonne solution en utilisant des bobines commer-

ciales à caractéristiques fixes ou variables, pour constituer des bobinages donnant des résultats équivalents à ceux que l'on attend, de ceux préconisés par les auteurs des montages.

Supposons par exemple qu'il s'agisse d'un transformateur HF ou FI à deux bobines, primaire et secondaire, dont le couplage, dans le texte original, est indiqué comme étant magnétique (voir figure 1A).

Il est facile de trouver un schéma équivalent en faisant appel à deux bobines indépendantes, non couplées magnétiquement, en les associant par couplage électrostatique « en tête » (figure 1B) ou par la base (figure 1C). Les montages équivalents B et C sont excellents, surtout lorsqu'il s'agit de transformateurs à

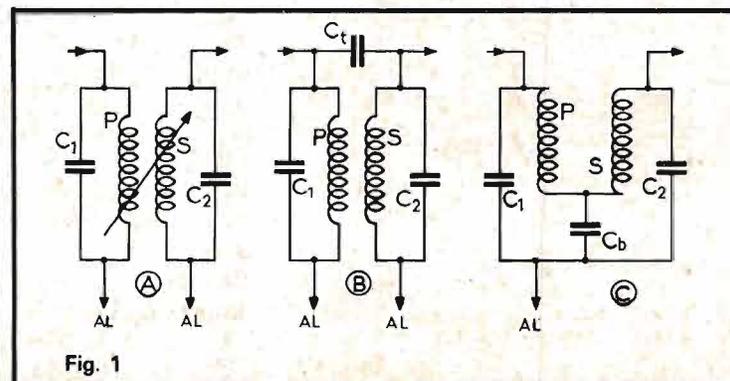


Fig. 1

accord fixe, comme c'est le cas en FI.

Les capacités de couplage C_1 ou C_2 peuvent être calculées si l'on connaît la valeur du coefficient de couplage. Comme il est rare que l'on possède ce renseignement, on déterminera les condensateurs de couplage, expérimentalement en essayant différentes valeurs de capacités.

Dans des cas particuliers, il est toutefois possible de déterminer par le calcul les valeurs de C_1 et C_2 .

La meilleure méthode est toutefois celle expérimentale. On fait apparaître sur l'écran d'un oscilloscope cathodique la forme de la courbe de transmission d'un élément de liaison. Cette forme peut comporter un, deux, ou même plusieurs sommets.

Les éléments de liaison peuvent être des composants plus complexes que des transformateurs à deux enroulements, primaire et secondaire, comme ceux de la figure 1.

Lorsqu'on diminue le nombre des éléments de liaison, dans un montage qui doit être sélectif, il faut que l'on augmente l'effet sélectif produit par les éléments de liaison restants.

Cette exigence est satisfaisante en augmentant le nombre des circuits accordés d'un élément de liaison, en prévoyant un nombre supérieur à deux.

Il est également possible de

remplacer des bobinages par des résonateurs piézo-électriques.

Ces derniers ne sont pas toujours faciles à trouver pour un amateur, surtout s'ils doivent avoir des caractéristiques imposées.

On notera toutefois qu'en général, il sera toujours possible de remplacer un dispositif de ce genre par un bobinage classique et parfois complexe.

Indiquons aussi que les transformateurs sont désignés aussi sous le nom de filtres. En réalité, ils ne sont que des cas particuliers, de la vaste famille des filtres.

BOBINES COMMERCIALES

L'avantage des bobines commerciales réside dans leurs très faibles dimensions et poids, dans la constance de leurs caractéristiques et dans le fait que leurs fabricants donnent des valeurs numériques précises.

Par exemple pour une simple bobine à caractéristiques fixes, on trouvera dans les notices des fabricants les données numériques concernant :
 (a) le coefficient de self-induction L ;
 (b) le coefficient de surtension Q ;
 (c) la résistance en continu de l'enroulement ;
 (d) le courant maximum admissible ;

(e) la fréquence de résonance de la bobine ;

(f) la tolérance sur la valeur de L ;

(g) les dimensions et la forme ;

(h) la température ambiante.

Dans le présent article, nous donnerons des indications sur les bobines et les bobinages Cambion, société anglaise représentée en France par Techmation (à Paris, Lyon, Mulhouse, Toulouse et Marseille).

A noter que la société française Orega fabrique également des bobinages de ce genre. Ses produits ont été étudiés dans notre revue et le seront encore par la suite.

Voici maintenant quelques exemples pratiques permettant de dégager le mode d'utilisation de bobines commerciales.

Exemple 1 : Bobines d'arrêt

C'est le cas le plus simple. Il s'agit d'un enroulement sans prise, à deux bornes, entrée et sortie, utilisable dans un nombre considérable d'applications.

On la nomme aussi « self de choc » terme peu élégant, mais ayant la vie dure.

La valeur L d'une bobine d'arrêt est généralement indiquée dans les documentations ou les schémas.

Voici à la figure 2 un exemple de montage d'une bobine d'arrêt BA. Il s'agit d'une partie d'amplificateur HF ou FI montrant la liaison par trans-

formateur T_1 entre le collecteur de Q_1 et la base de Q_2 .

Le découplage du retour du circuit primaire P est réalisé avec le condensateur C_1 et la bobine d'arrêt BA.

A première vue, on pourrait dire qu'une résistance ferait aussi bien l'affaire. En réalité, il existe des cas où la bobine est préférable par exemple si la tension d'alimentation est réduite et que le transistor Q_1 doit fonctionner sur une tension de valeur pas trop basse.

Dans ce cas, la BA sera tout indiquée. Soit f_0 la fréquence d'accord, I_c le courant de collecteur de Q_1 , E_0 la tension continue du collecteur, C_1 la valeur du condensateur de découplage.

La bobine d'arrêt L doit satisfaire aux exigences suivantes :

1) Présenter une réactance :

$$X_L = 2\pi f_0 L$$
 élevée par rapport à celle du condensateur associé :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_0 C_1}$$

2) Le courant traversant la bobine ne doit pas causer une chute de tension importante et être très inférieur à la limite prévue par le fabricant du bobinage.

Soit par exemple : $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, la tension d'alimentation étant de 6 V et $I_c = 3 \text{ mA}$.

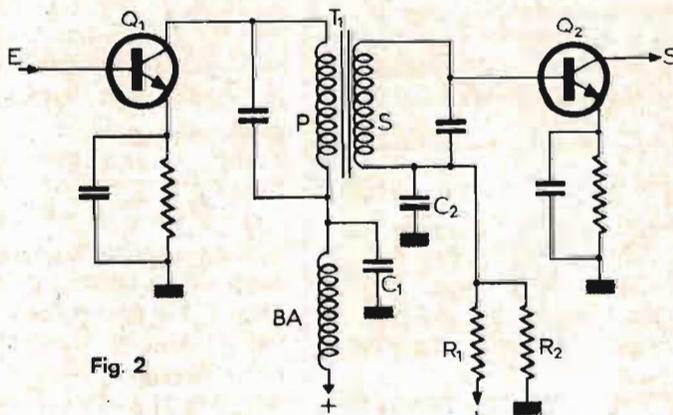


Fig. 2

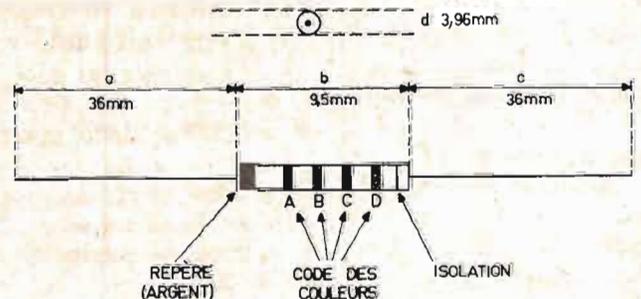


Fig. 3

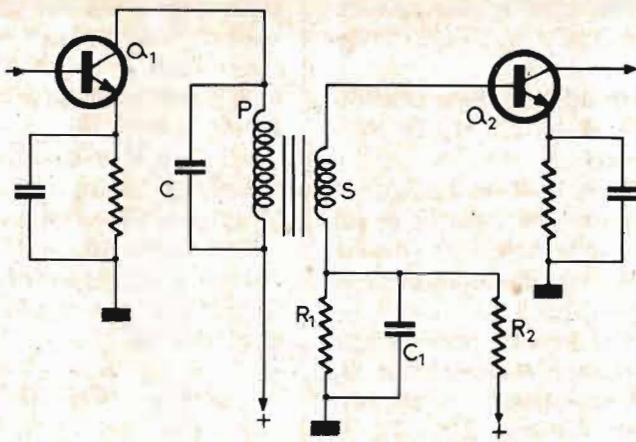


Fig. 4

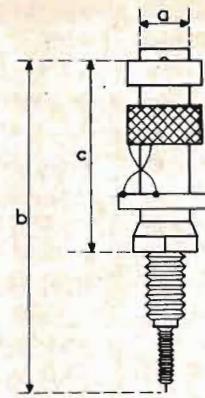


Fig. 5

Déterminons d'abord X_C , on a :

$$X_C = \frac{10^9}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 10} \text{ ohms}$$

ce qui donne :

$$X_C = \frac{100}{2\pi \cdot 10,7} = 1,48 \Omega$$

Pour une grande efficacité du circuit de découplage $L C_1$ il faut que : $X_L \geq X_C$.

Prenons $X_L = 100 X_C = 148 \Omega$. On aura alors :

$$2\pi f_0 L = 148 \Omega$$

d'où l'on tire :

$$L = \frac{148}{2\pi f_0}$$

$$= \frac{74}{\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} \text{ henrys}$$

ou, en microhenrys :

$$L = \frac{74}{10,7 \pi} = 2,2 \mu F$$

Consultons le catalogue Cambion et choisissons d'abord une bobine de la série 550 - 3640, série comportant des bobines d'arrêt (choke) fixes, de $0,15 \mu H$ jusqu'à $33 \mu H$.

La bobine qui convient est de type LT4K 085 de $2,2 \mu H \pm 10\%$.

Elle a les caractéristiques suivantes : Q minimum = 33, fréquence de résonance propre $f_r = 130 \text{ MHz}$, résistance en continu $1,15 \Omega$, courant

maximum admissible : 385 mA.

Il est clair que cette bobine donnera satisfaction. La résistance étant de $1,15 \Omega$ et le courant de Q_1 de 3 mA, la chute de tension E_r dans L sera négligeable :

$$E_r = E_a - E_c$$

ou $E_a =$ tension d'alimentation = 6 V.

On en déduit :

$$E_c = E_a - E_r$$

et,

$E_r = 1,15 \cdot 3/1000 = 0,00345 \text{ V}$ donc E_c sera pratiquement égal à 6 V.

On avait pris $X_L = 100 X_C$. Rien ne s'oppose, bien au contraire, de prendre X_L beaucoup plus grande que 100 fois X_C .

Prenons la bobine de $33 \mu H$, valeur maximum de la série citée. Sa réactance est : $X_L = 2\pi f_0 L = 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 33/10^6 \text{ ohms}$, ce qui donne $X_L = 2217 \Omega$. Il s'agit de la bobine LT 10K 137. Les autres caractéristiques sont $Q = 65$, résistance en continu 3Ω , $I_{\text{max}} = 165 \text{ mA}$.

Si la résistance est de 3Ω , la chute de tension sera de $E_r = 0,009 \text{ V}$, donc insignifiante.

Les dimensions de toutes les bobines de cette série sont les mêmes et sont indiquées sur la figure 3 :

- a = 36 mm environ ;
- b = 9,5 mm environ ;
- c = 36 mm environ ;
- d = 3,96 mm environ.

Il s'agit donc d'un composant miniature de $9,5 \times 4 \text{ mm}$

environ, présenté comme une résistance à fils. Il y a aussi un code des couleurs avec un repère argent à gauche, donc impossibilité de se tromper si l'on connaît le code.

Exemple 2 : transformateur à un seul circuit accordé

Le montage d'une liaison de ce genre est indiqué à la figure 4. Comme l'impédance du primaire P est généralement plus élevée que celle du secondaire S , relié à la base de Q_2 on accordera le primaire.

Le couplage entre P et S doit être aussi serré que possible (K proche de 1).

On donne généralement les caractéristiques suivantes : $f_0 =$ fréquence d'accord ; $B =$ largeur de bande ; $r =$ rapport de transformation :

$$r = \frac{n_p}{n_s}$$

$n_p =$ nombre de spires de P (non connu) ;

$n_s =$ nombre de spires de S (non connu) ;

$C =$ capacité d'accord de P , sur f_0 ;

$C_1, R_1, R_2 =$ éléments de polarisation et de découplage du circuit de base.

On devra connaître également le courant de collecteur de Q_1 et la tension d'alimentation E_a .

Soit le cas d'une liaison FI dans un radiorécepteur, avec accord sur $f_0 = 455 \text{ kHz}$, largeur de bande de l'étage $B = 15 \text{ kHz}$,

rapport de transformation $r = 3/1$, capacité d'accord : $C = 100 \text{ pF}$, $C_1 = 0,1 \mu F$.

On a le choix entre deux méthodes d'accord : capacité C variable et P fixe, ou capacité C fixe et P variable.

Soit par exemple à adopter C fixe et P variable, P étant le primaire dont la valeur sera désignée par L_p .

Si $C = 100 \text{ pF}$, on prendra comme capacité d'accord une valeur supérieure pour tenir compte des capacités parasites.

Soit $C_0 = 110 \text{ pF}$, la capacité fixe d'accord.

La formule de Thomson appliquée à $f_0 = 455 \text{ kHz}$ et $C_0 = 110 \text{ pF}$ donne la valeur de L_p :

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0}$$

qui, sous forme numérique, s'écrit :

$$L_p = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 455^2 \cdot 10^6 \cdot 10^2}$$

ce qui donne :

$$L_p = \frac{10^4}{4\pi^2 \cdot 455^2} \text{ H}$$

On obtient immédiatement, avec une calculatrice électronique $L_p = 122,35 \mu H$.

Voici dans la série 556 - 3338 Cambion la bobine type 556 - 3338-21 à valeur réglable entre $113 \mu H$ et $178 \mu H$.

Une capacité d'accord de 110 pF conviendra. Pratiquement, le condensateur maté-

riel d'accord sera de 100 pF et même de valeur inférieure si l'on constate que les capacités parasites, plus élevées que prévu, empêchent l'accord sur 455 kHz.

La bobine choisie a un Q_0 compris entre 35 et 60, la valeur la plus élevée correspond au maximum de L, ce qui est évident si l'on se souvient de la définition de Q_0 .

Comptons sur $Q_0 = 40$ environ.

Le courant maximum admissible est $I = 48$ mA et la résistance en continu de 7Ω .

Pour un courant de 3 mA, la chute de tension sera de $E_r = 7 \cdot 3 / 1000$ V ou $E_r = 0,021$ V donc insignifiante, même si la tension d'alimentation est très basse.

Le fabricant donne une indication intéressante : le nombre approximatif des spires.

Pour la bobine considérée $n_p = 135$ spires.

A la figure 5 on indique l'aspect de la bobine et ses dimensions sont approximativement :

- a = 4,74 mm
- b = 37,8 mm
- c = 15,06 mm.

Il est clair que la forme de cette bobine permettra l'adjonction d'un secondaire fortement couplé au primaire.

Le rapport n_p/n_s a été donné, il est de 3. Comme $n_p = 135$ spires, $n_s = 135/3 = 45$ spires.

Il ne sera pas difficile d'effectuer cet enroulement, soit au-dessus de ce primaire, soit à côté de celui-ci.

Quelle sera la largeur de bande de l'étage ?

On appliquera la formule :

$$B = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (1)$$

pour avoir la bande à 3 dB (voir figure 6).

On a aussi $B = f_b - f_a$ avec $f_o - f_a = f_b - f_o$ approximativement.

Sans aucune résistance d'amortissement, la bande peut être calculée à partir de Q_0 .

Si $Q_0 = 40$ on a :
 $Q_0 = 2\pi R C_0 f_o$ (2)
 ou $R =$ la résistance parallèle d'amortissement.

Comme $Q_0 = 40$, $C_0 = 110$ pF, $f_o = 455$ kHz, il vient, d'après (2) :

$$R = \frac{Q_0}{2\pi C_0 f} \text{ ohms}$$

Avec les valeurs numériques données on a :

$$R = \frac{40 \cdot 10^{12}}{2\pi \cdot 110 \cdot 455 \cdot 10^3} \text{ ohms}$$

ce qui donne $R = 127\,000 \Omega$.

On déterminera alors la valeur de B à l'aide de (1), mais la comparaison de (1) et (2) permet de retrouver la relation bien connue :

$$B = \frac{f_o}{Q} = \frac{455 \cdot 10^3}{40} = 11\,375 \text{ Hz}$$

donc $B = 11,375$ kHz environ, sans résistances d'amortissement. En fait, il y a lieu de tenir compte aussi des résistances parallèles suivantes : $R_p =$ résistance de sortie de Q_1 et $R_s =$ résistance d'entrée

de Q_2 . Leurs valeurs sont données par le fabricant des transistors ou déterminées par mesures.

On utilisera, bien entendu, les valeurs de R_p et R_s à 455 kHz.

Celles de R_1 et R_2 (figure 4) ne comptent pas dans ce calcul car le circuit de polarisation et de découplage est en série avec S.

Remarquons que si R_s est la résistance d'entrée de Q_2 , elle se rapporte au primaire avec la valeur $R'_s = R_s \cdot 3^2$, 3^2 étant le carré du rapport de transformation.

Faute de données numériques, on pourra réaliser le transformateur, le monter comme indiqué à la figure 4 et mesurer B.

Si B est inférieure à B_0 , c'est-à-dire à 15 kHz (valeur donnée à titre d'exemple) on amortira le primaire avec une résistance que l'on calculera ou déterminera expérimentalement.

Si B est supérieure à B_0 , le montage et les circuits utilisés sont trop amortis et il faudrait les améliorer en augmentant leur sélectivité par un des procédés classiques connus.

Il va de soi que la valeur $B_0 = 15$ kHz peut souvent convenir car s'il y a plusieurs étages FI, la bande globale sera plus petite que B_0 .

**COUPLAGES
CONDENSATEURS
OU PAR BOBINES**

Revenons à la figure 1. Il peut être intéressant de

remplacer le couplage magnétique (figure 1A) par celui à capacité en tête de la figure 1B.

Si le coefficient de couplage K est donné, on a :

$$C_1 = K \sqrt{C_1 C_2}$$

Soit par exemple $C_1 = C_2 = 100$ pF et $K = 0,5$. Il vient :
 $C_1 = 0,5 \cdot 100 = 50$ pF

Pour le montage par la base du transformateur, la formule à utiliser est :

$$C_b = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{K}$$

Si par exemple $C_1 = 100$ pF, $C_2 = 400$ pF et $K = 0,25$, il vient, avec les C en pF :

$$C_b = \frac{\sqrt{100 \cdot 400}}{0,25} = \frac{200}{0,25} = 800 \text{ pF}$$

Voici également à la figure 7 un couplage par bobine L_3 en tête.

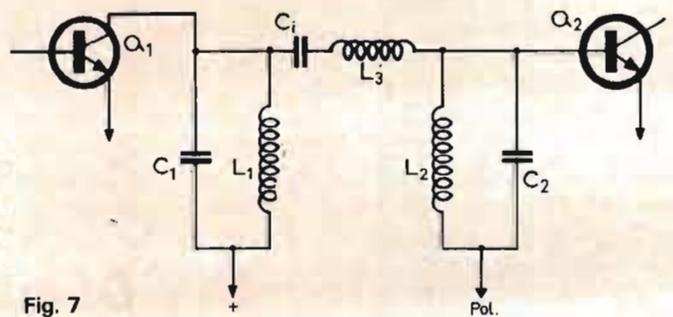
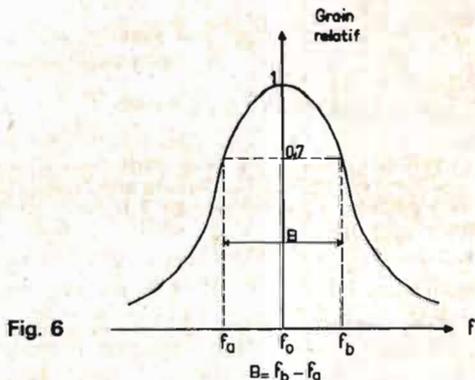
Le condensateur C_1 de forte valeur ne sert qu'à isoler, en continu, le collecteur de Q_1 de la base de Q_2 .

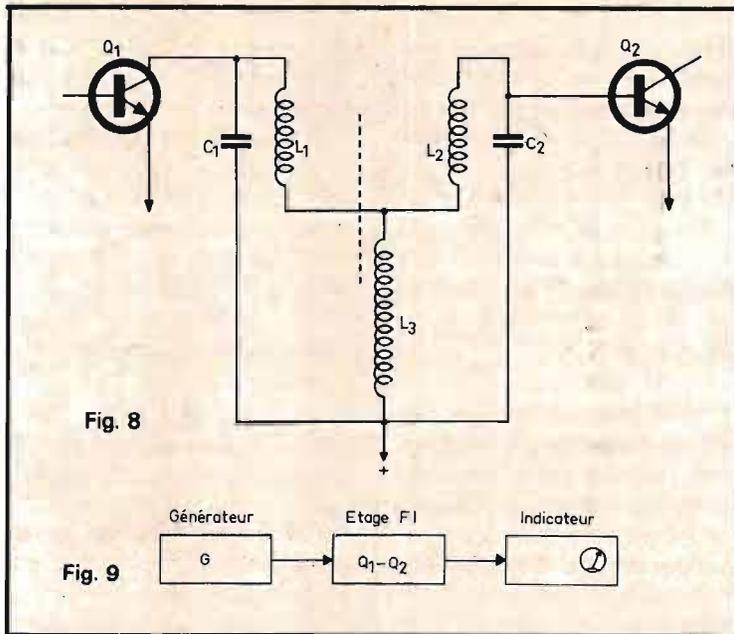
On a :
 $L_3 = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{K}$

avec L_1, L_2, L_3 mesurés avec la même unité (quelconque). Soit par exemple $K = 0,5$; $L_1 = 200 \mu\text{H}$; $L_2 = 100 \mu\text{H}$.

La valeur de la bobine de couplage est :

$$L_3 = \frac{\sqrt{200 \cdot 100}}{0,5} = \frac{141}{0,5} = 282 \mu\text{H}$$





Il est clair qu'il sera possible de trouver une bobine miniature de $282 \mu\text{H}$ d'un type commercial, fixe ou variable.

Dans le catalogue de la marque citée, on trouve entre autres une bobine de $270 \mu\text{H}$ du type 551-7109-42 de valeur fixe.

Si l'on désire monter une

bobine de valeur réglable, on prendra par exemple le type 556-3338-23 qui peut varier entre $262 \mu\text{H}$ et $400 \mu\text{H}$.

A la figure 8 on montre le couplage par bobine, fait à la base du bobinage.

On calculera L_3 à l'aide de la relation : $L_3 = K \sqrt{L_1 L_2}$.

Si par exemple comme pré-

cedemment $K = 0,5$; $L_1 = 200 \mu\text{H}$ et $L_2 = 100 \mu\text{H}$ on trouve $L_3 = 282 \cdot 0,5 = 141 \mu\text{H}$.

On choisira comme précédemment une bobine fixe ou une bobine réglable.

Bobine fixe de $141 \mu\text{H}$: par exemple la bobine du type 550-7109-39 de $150 \mu\text{H}$ valeur proche de celle requise.

Bobine variable : 556-3338-21 réglable entre $113 \mu\text{H}$ et $178 \mu\text{H}$. Se réglera à la valeur exacte prévue.

Mentionnons aussi les transformateurs FI de Cambion.

Le type 533-1181 pour 455 kHz est à primaire accordé ; les types 558-3247 conviennent en FI à 262 kHz ou à 455 kHz . Ces transformateurs sont blindés et à accords réglables.

MESURE DE LA LARGEUR DE BANDE

On mesure B à l'aide du montage de la figure 9.

Un générateur de signaux attaquera la base de Q_1 (figures 2 ou 4 ou montages des figures 7 et 8), tandis qu'un indicateur donnera la tension de sortie de Q_2 .

Les bobinages autres que ceux à accorder seront amortis.

Le générateur sera accordé sur f_0 et on réglera L_1 et L_2 (ou les capacités ajustables si les bobines sont fixes) pour le maximum de tension de sortie.

Faire varier la fréquence de G pour trouver les fréquences f_a et f_b (voir figure 6) correspondant à une tension de sortie de $0,707$ fois celle obtenue à $f = f_0$. La bande sera alors $f_b - f_a$.

RÉFÉRENCES

Documents Cambion.
Cours de TV vol. 1 et 3 de F. Juster (ouvrage épuisé).
Pratique de la TV à transistor de F. Juster (ed. Chiron).

POUR CAUSE D'EXPROPRIATION LIQUIDATION TOTALE DE TOUS NOS STOCKS A DES PRIX SACRIFIÉS

TOUT DOIT DISPARAITRE - FERMETURE DÉFINITIVE

- Importants lots de condensateurs neufs et de réemploi - Nombreuses capacités de $001 \mu\text{F}$ à $50\,000 \mu\text{F}$ - chimiques, papier, tantale, etc.
- Bandes magnétiques en 6,35, 1/2 pouce, 1 et 2 pouces, etc.
- Relais neufs et de réemploi de 1 F à 15 F
- Tubes cathodiques neufs emb. d'origine Tecktro, CSF, etc. de 200 à 300 F
- Très important lot de lampes radio pour amateurs ou collectionneurs, très anciens modèles absolument introuvables.
- Valises électrophone neuves vides pour 1 et 2 H.P. 5 F

- Monnayeurs complets 5 F
- Appareils d'étude ou de labo, le kg 1,50 F
- Fils et câbles divers, simples, multiconduct. souples, rigides, émaillés, blindés, etc. Le kg de 10 à 25 F
- Dissipateurs alu, le kg 10 F
- Choix incroyable de cartes imprimées avec tous leurs composants. Prix 5 F le kg ou à la pièce.
- Gaines, transfos, transistors, potentiomètres, résistances, etc.

ATTENTION : des remises et des prix exceptionnels sont consentis pour les lots complets ou par quantité. Marchandises à prendre sur place. Il ne nous est toujours pas possible de faire d'expéditions, même contre-rembourse-

ment. Pas de catalogue. Tous nos prix sont H.T. (taux réduit de T.V.A. 10% en plus). Nos magasins sont ouverts du lundi matin au samedi après-midi (de 7 h 30 à 12 h et de 13 h à 18 h).

Ets DELZONGLE

Fermé le samedi après-midi

166, rue de Fontenay, 94300 VINCENNES - Tél. : 328.77.25

COMMENT de souder un circuit intégré ?

Il peut arriver que l'on ait à dessouder un circuit intégré « dual in line » à 14 ou 16 broches, soit pour le remplacer, soit pour le récupérer.

S'il est soudé sur une carte imprimée simple face, une pompe à dessouder avec embout téflon convient parfaitement, mais celle-ci s'avère totalement inefficace dans le cas d'une carte imprimée double face. D'autre part, tout amateur ne dispose pas d'une pompe à dessouder.

La méthode proposée consiste à chauffer en même temps toutes les broches du C.I., et simultanément à tirer assez fort sur celui-ci pour l'enlever de la carte imprimée.

Pour cela, il suffit de mettre, au bout d'un fer à souder d'une cinquantaine de watts, un embout constitué d'un tube de cuivre coupé à 45°, aplati et ajusté à la largeur

du C.I. (voir figure 1).

La largeur devra être un peu inférieure à l'écartement des broches (environ 7 mm après ajustage). Une longueur de 17 mm convient pour un circuit à 14 broches (boîtier TO 116), et une longueur de 20 mm convient, pour un circuit à 16 broches et (à la rigueur) pour un circuit à 14 broches. Les deux lèvres venant en contact avec les broches du C.I. devront être ajustées à la lime jusqu'à ce qu'elles soient bien droites et bien parallèles.

L'auteur a personnellement utilisé un microsoudeur Thuillier, petit et puissant (62 watts) qu'il a « chauffé » avec un embout semblable à celui de la figure 1, réalisé à partir d'un tube de cuivre de 12 x 14.

Lorsque l'on fait chauffer pour la première fois cet « engin à dessouder », il est

indispensable de bien l'étamer en appliquant de la soudure décapante sur les parties susceptibles de venir en contact avec les broches à dessouder.

L'excédent de soudure sera éliminé en secouant le tout ou en essuyant l'embout.

Pour dessouder un C.I. on procédera de la manière suivante :

— Fixer horizontalement (et solidement) la carte imprimée, les composants étant en dessous (voir figure 2).

— Saisir le C.I. par les deux extrémités, soit avec les doigts si on est masochiste (technique généralement efficace, mais on se brûle presque toujours), soit avec une pince de fortune constituée avec un bout de feuillard fixé sur un morceau de bois dont la longueur est légèrement inférieure à celle du C.I. (voir figure 3).

— Appliquer l'engin à des-

souder chaud et bien étamé sur toutes les broches du circuit.

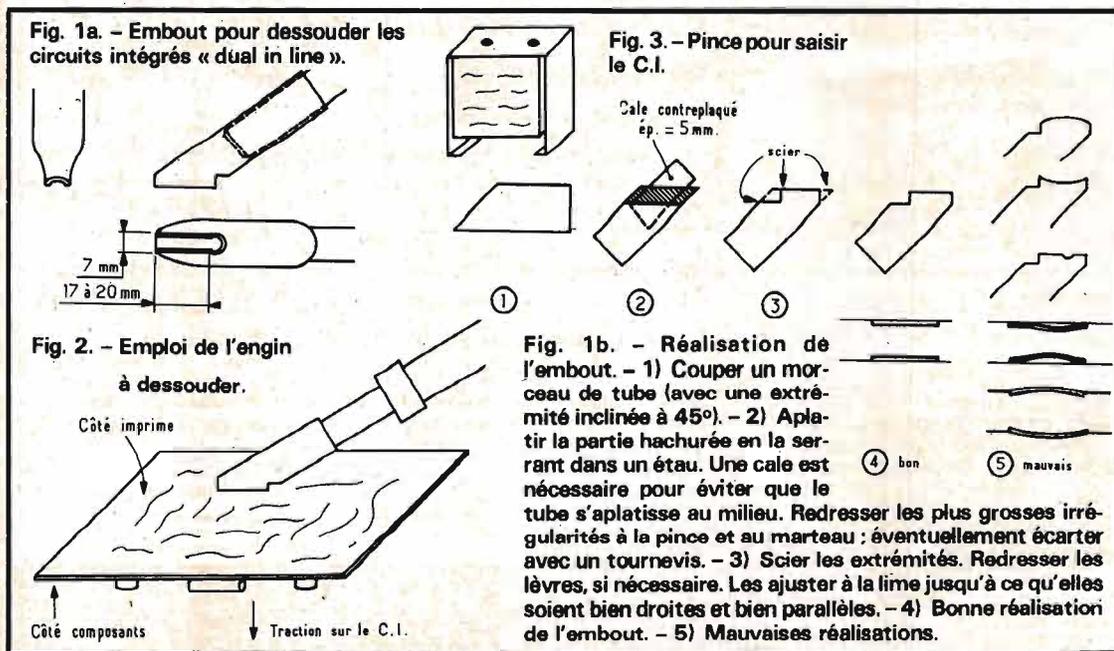
— Tirer assez fort vers le bas en attendant que toutes les soudures aient fondu : le C.I. se détache assez brutalement au bout d'une à trois secondes environ si l'engin est bien appliqué sur toutes les soudures.

— Si le circuit est « récalcitrant » (ce qui est assez rare), ne pas insister, et en rechercher la raison : vérifier que l'embout est bien étamé, qu'il porte bien sur toutes les broches (certaines d'entre elles peuvent être légèrement tordues ou décalées), que toutes les broches ont assez de soudure (dans le cas d'un circuit double face, certaines broches, soudées côté composants, ne sont pas soudées du côté « imprimé »).

— Il sera toutefois nécessaire (après refroidissement du C.I.) de ressouder certaines broches pauvres en soudure, ce qui peut paraître paradoxal, pour pouvoir les dessouder ensuite.

L'expérience montre que les circuits intégrés supportent assez bien cette opération, mais que le câblage imprimé se décolle parfois (côté composants dans le cas d'un circuit double face).

Cette méthode peut être utilisée pour la plupart des composants à broches multiples (transformateurs, connecteurs, supports, etc.) : il suffit pour cela de fabriquer un embout en tube de cuivre capable de chauffer en même temps toutes les broches du composant.



régulation thermique de précision

par lecture photo-électrique

d'un thermomètre

LE principe de cette régulation de température est basé sur un phénomène optique propre aux thermomètres à alcool, ou à tout autre liquide, à l'exclusion du mercure. Ces thermomètres bon marché ont une mauvaise réputation quant à leur précision, car ils sont généralement sommairement gradués par le fabricant ; ce qui n'empêche pas d'être aussi fidèles que les thermomètres à mercure.

Le dispositif décrit ci-après a permis de réguler la température d'une cuve de 45 litres d'eau agitée, avec des oscillations inférieures à $5/100$ °C (un demi-dizième de degré) entre 20 et 50°. La cuve n'était pas calorifugée et la résistance chauffante utilisée de 1 000 W.

L'appareil comprend deux parties :

— le capteur, constitué par une tige de thermomètre à

alcool pouvant coulisser dans un bloc optique, contenant une ampoule d'éclairage et une cellule photo-électrique miniatures ;

— l'amplificateur électronique, qui commande l'alimentation de la résistance chauffante.

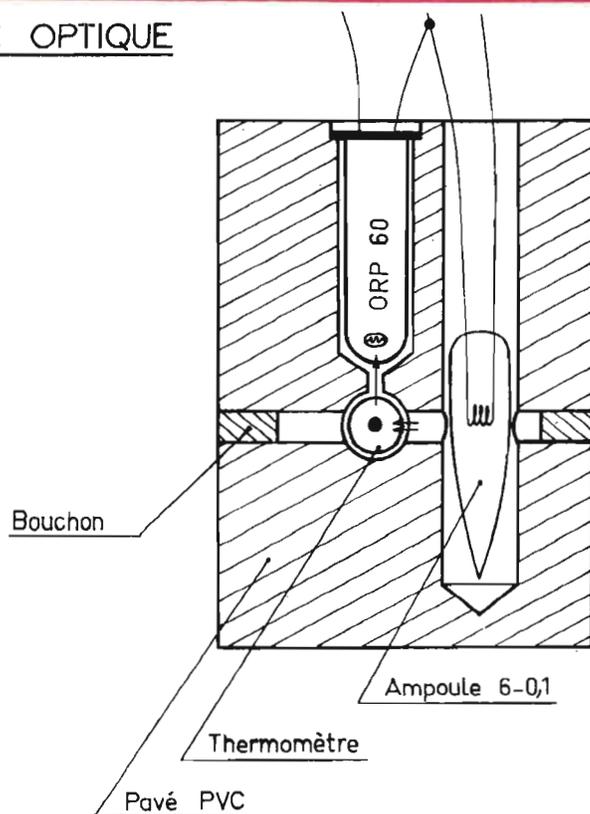
Le prix de revient de l'ensemble est inférieur à 100 F.

PRINCIPE

Lorsqu'on observe un tube capillaire vide éclairé latéralement par un faisceau lumineux étroit perpendiculaire à l'axe de vision, on remarque deux reflets intenses dans le tube : un à la périphérie de la tige de verre, l'autre, plus intense se localise dans le trou axial du tube capillaire. Lorsqu'un liquide « mouillant » le verre, comme par



BLOC OPTIQUE



CAPTEUR

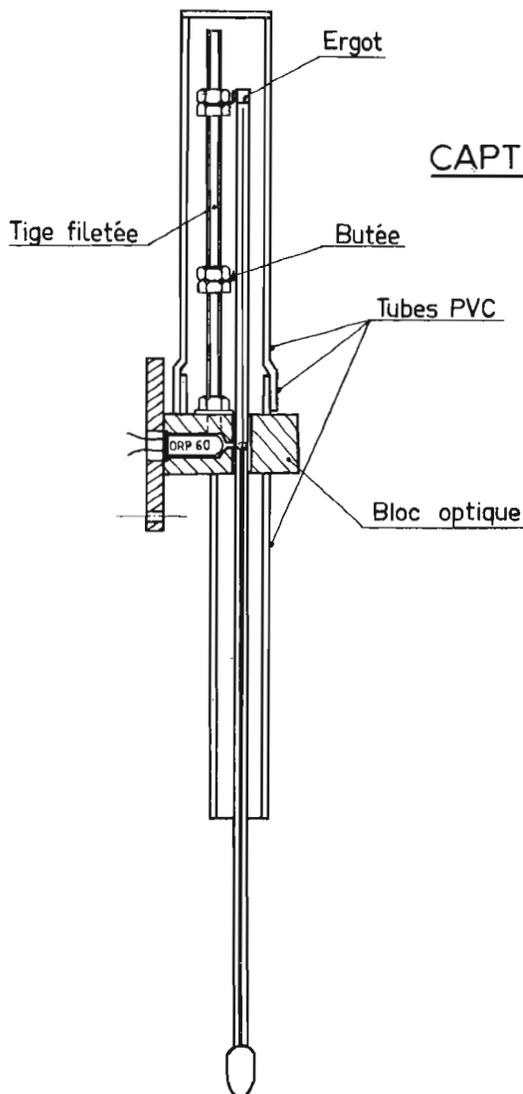


Fig. 1

exemple l'alcool, montant dans le capillaire arrivera à la hauteur du faisceau lumineux il y aura extinction totale du reflet axial, car les indices de réfraction du verre et du liquide étant voisins il ne peut plus se produire cet éclat lumineux dû à une réflexion totale : Il n'est donc pas impératif que le liquide soit teinté. Le reflet latéral est par contre persistant.

Il devient alors facile de disposer près du tube une petite cellule CdS (ORP60) occultée par un trou $\varnothing 1$ à $1,5$ mm qui ne captera que le reflet axial.

Cette cellule est reliée à un amplificateur à haute impédance d'entrée, lequel commande un Triac ou un relais pour alimenter la résistance de chauffage. Le triac est préférable au relais, car l'expérience montre que le point

d'équilibre optique va se traduire par une puissance partielle appliquée à la résistance de chauffage.

Il en résulte donc une régulation dite « Tout-ou-peu » ou « peu-ou-rien », qui conduit à des oscillations de température du bain thermostaté beaucoup plus faibles qu'avec une régulation dite en « Tout-ou-rien ».

REALISATION DU CAPTEUR

On a utilisé un thermomètre à alcool 3 mm/°C diamètre extérieur $4,5$ mm, démonté de sa plaque-support graduée. L'ergot supérieur a été redressé à la flamme.

Le bloc optique a été réalisé dans un pavé de plastique opaque (PVC gris) de 15 mm d'épaisseur dans lequel ont

été percés de nombreux trous pour :

- le passage du thermomètre ($\varnothing 5,0$ mm) ;
- le logement de l'ampoule d'éclairage ($\varnothing 5,5$ mm) ;
- le logement de la cellule ($\varnothing 5,5$ mm).
- l'éclairage du thermomètre ($\varnothing 2$ mm) ;
- l'éclairage de la cellule ($\varnothing 1$ à $1,5$ mm) ;
- la fixation d'une tige filetée $\varnothing 4$ mm, parallèle à la partie émergente de la tige, destinée à recevoir des butées pour les différentes températures de consigne.

Il est évident que la cellule et sa zone de lecture doivent être protégées de l'éclairage ambiant. Pour cela on a obturé par de la colle l'arrière de la cellule, et d'autre part on a collé un tronçon de tube

sous le capteur autour du thermomètre.

La partie supérieure du capteur est recouverte par un capuchon tubulaire amovible.

L'ampoule utilisée est une 6 V/ 100 mA alimentée en 4 volts pour une très grande longévité.

Pour une température de consigne fixe et permanente il suffit d'une goutte de colle pour fixer le bloc optique en un point de la tige du thermomètre. Pour des températures de consigne multiples ou variables il existe une multitude de solutions mécaniques.

Dans le cas présent il s'agissait de thermostatier un bain marie pour développement photographique. Quatre températures étaient nécessaires : $20-24-30$ et 38 °C. La solution choisie a été la suivante :

On fixe un ergot métallique à l'extrémité supérieure du thermomètre, après sa mise en place dans le bloc optique, lequel est fixé sur le bord de la cuve.

Cet ergot vient reposer sur une des 4 butées superposées, et fixées sur une tige filetée de 4 mm solidaire du bloc optique et parallèle à la tige du thermomètre. Ces butées se présentent sous forme d'une languette métallique, pliée à angle droit et dont une extrémité est percée à \varnothing 4,5 mm, pour être positionnée sur la tige filetée à l'aide de 2 écrous.

Une solution plus onéreuse, mais plus élégante, consisterait à utiliser des fibres optiques pour l'arrivée et le départ de la lumière de plusieurs blocs optiques positionnés sur la tige du thermomètre. En ce cas une seule cellule recevant le signal des différents blocs, et un commutateur commandant l'allumage de chaque ampoule seraient nécessaires.

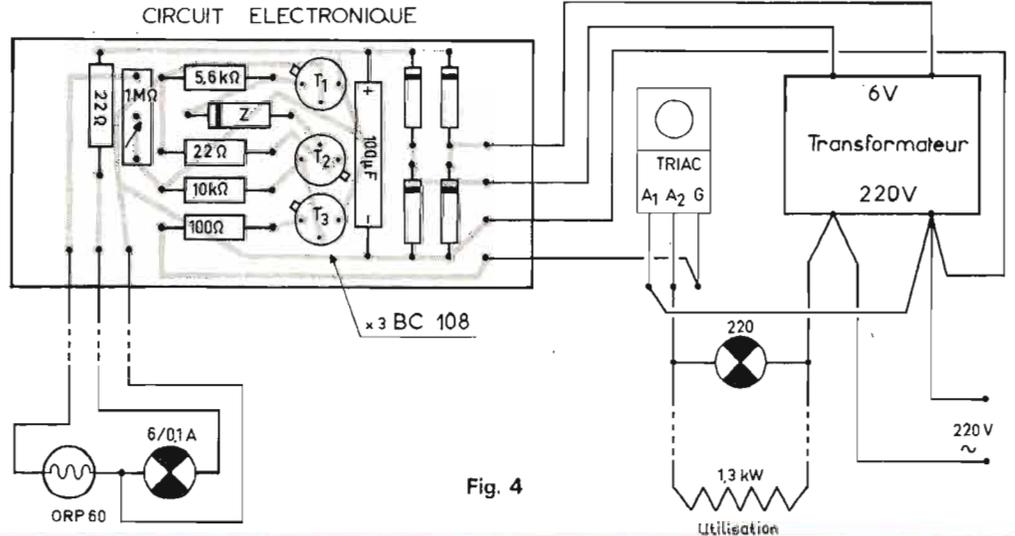
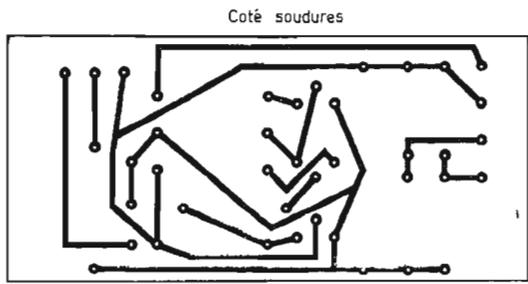
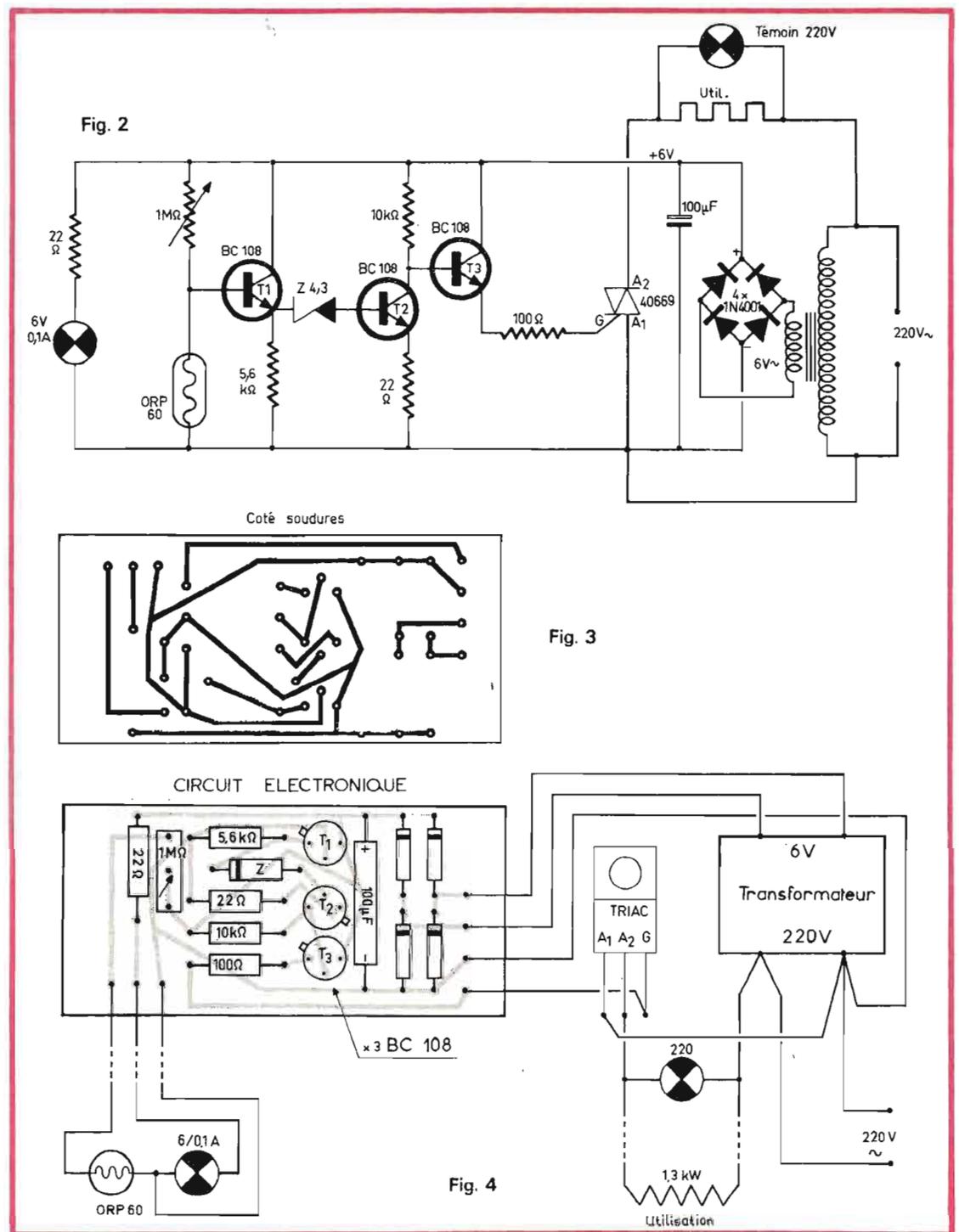
AMPLIFICATEUR ELECTRONIQUE

Il comprend une alimentation secteur délivrant du 6 V continu, un amplificateur continu à haute impédance d'entrée, avec détecteur de seuil par diode zener et un triac 8 A/400 V, dont la gâchette est commandée en courant continu.

Sur l'étage d'entrée à collecteur commun on remarque une résistance ajustable de 1 M Ω . Ce tarage est effectué une fois pour toutes, car il ne dépend que des caractéristiques du capteur, à savoir R. allumage et R. extinction de la cellule.

Lorsque la cellule est éclairée, le transistor T₁ ne conduit pas. De ce fait T₂ est bloqué et T₃ conduit ce qui rend le triac conducteur. T₃ est monté en collecteur commun pour éviter un emballement thermique.

Inversement, lorsque la cellule n'est pas éclairée T₁



conduit, et quand sa tension émetteur devient supérieure à 4,3 V la diode devient brusquement conductrice débloquant ainsi T₂; ce qui fait chuter le potentiel de base de T₃ qui se bloque, bloquant ainsi le triac.

Le montage a été réalisé sur circuit imprimé lequel a été fixé sur l'aile d'une cornière en dural, (25 x 25 mm) qui sert également de radiateur au triac et de support pour le transformateur. Deux trous dans l'autre aile de la cornière

permettent la fixation de l'ensemble dans un boîtier.

REMARQUES

— Certains thermomètres à alcool ont une bande opaque blanche pour mieux visualiser le niveau: Dans ce cas on peut augmenter le rapport R extinction/R éclairage de la cellule en faisant un sommaire filtrage coloré de la couleur complémentaire de l'alcool: Exemples, si l'alcool est rouge, teinter en vert avec

un marqueur feutre la fenêtre de la cellule. Si l'alcool est bleu filtrer en jaune ou orange.

— Le réservoir du thermomètre devra être situé à quelques centimètres de la résistance chauffante (utiliser un « chauffe-liquide » de 500 ou 1 000 W), de telle sorte que le liquide en mouvement aille dans le sens résistance-thermomètre et non l'inverse.

régulateur de vitesse

pour

moteurs à induction

DANS notre rubrique « Courrier Technique », nous avons eu l'occasion de l'écrire à maintes reprises, les variateurs de vitesse à triacs par commande de phase donnent toute satisfaction lorsqu'il s'agit de moteurs du type « Universel » (fonctionnant aussi bien sur courant continu que sur courant alternatif). Par contre, de tels variateurs conviennent mal (pour ne pas dire pas du tout) lorsqu'il s'agit d'un moteur dit « à induction » et conçu pour fonctionner exclusivement sur le courant alternatif.

Disons que l'on peut faire varier la vitesse d'un moteur à induction alternatif en agissant, soit sur l'amplitude, soit sur la fréquence de sa tension d'alimentation, ou sur les deux à la fois. La méthode « tension variable - fréquence fixe » présente un désavantage : le couple maximal du moteur étant proportionnel au carré de la tension appliquée, ce mode de commande n'est efficace que sur une plage de couple extrêmement restreinte.

On obtient une meilleure variation ou régulation de vitesse par un système à fréquence variable ; mais les caractéristiques du moteur peuvent introduire des contraintes susceptibles de limiter l'efficacité de ce procédé.

En général, on obtient les meilleurs résultats avec un système qui fait varier à la fois la tension et la fréquence.

Toutefois, quel que soit le type de régulation de vitesse utilisée, un moteur doit toujours être exploité dans les limites fixées par son constructeur.

La figure 1 représente le schéma synoptique d'un convertisseur auto-commuté qui fournit à un moteur une alimentation variable en fréquence et en tension. Normalement, le circuit convertisseur type comporte un transformateur dont les enroulements primaires à prise médiane sont connectés alternativement à la source d'alimentation par l'intermédiaire de dispositifs de commutation. Cette tension alternative est transformée dans le secondaire qui fournit le courant à la charge. L'inconvénient de ce système est lié à la nécessité d'utiliser un transformateur important lorsqu'il s'agit

d'alimenter un gros moteur.

Le dispositif représenté sur la figure 2 repose sur le même principe de fonctionnement, mais utilise une bobine à prise centrale (L_1) comme auto-transformateur pour alimenter la charge. L'inductance de la bobine n'est pas critique ; il suffit simplement que les enroulements puissent supporter le courant que nécessite le moteur.

Le condensateur de commutation (C_1) doit être assez petit pour qu'il soit possible de lui appliquer la charge complète à la fréquence d'utilisation la plus élevée. Comme il se charge à travers la bobine L_1 , sa valeur dépend de l'inductance de cette dernière. La diode D_1 et l'inductance L_2 appliquent une polarisation inverse sur le thyristor Q_3 lorsque ce dernier se trouve bloqué par le déclen-

chement de Q_4 . Cette polarisation inverse doit être maintenue assez longtemps aux bornes du thyristor Q_3 pour assurer son blocage. La même opération se produit au moment de la commutation de Q_4 , mais cette fois par la diode D_2 .

Les thyristors Q_3 et Q_4 du convertisseur sont commandés par un driver et un oscilateur.

Le driver est fondamentalement un flip-flop. Des transformateurs d'impulsions jouent un rôle de couplage entre les thyristors et le driver.

A ce propos, indiquons que pour la clarté du dessin les divers enroulements des transformateurs d'impulsions ont dû être représentés assez loin les uns des autres... L'enroulement primaire de T_1 est dans le circuit collecteur de Q_{12} , et le secondaire est dans la gâchette de Q_3 ; le primaire de T_2 est dans le collecteur de Q_{15} et le secondaire est dans la gâchette de Q_4 ; enfin, le primaire de T_3 est dans le circuit de base B_1 du transistor unijonction Q_6 , alors que les deux secondaires sont intercalés dans les gâchettes de Q_1 et Q_2 .

La fréquence du multivibrateur du driver est commandée par un oscilateur à unijonction qui délivre des impulsions à une fréquence déterminée par le groupement « résistance-capacité » qui se trouve dans le circuit d'émetteur. Ces impulsions déclenchent un monostable qui

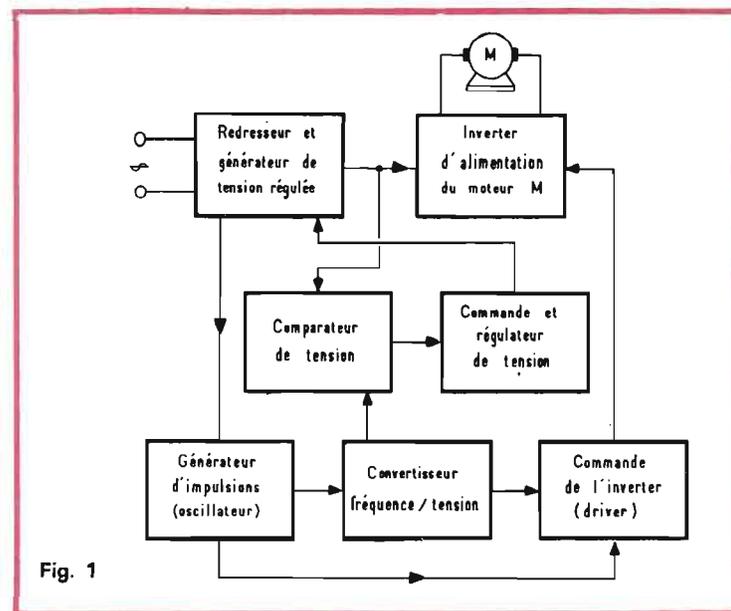


Fig. 1

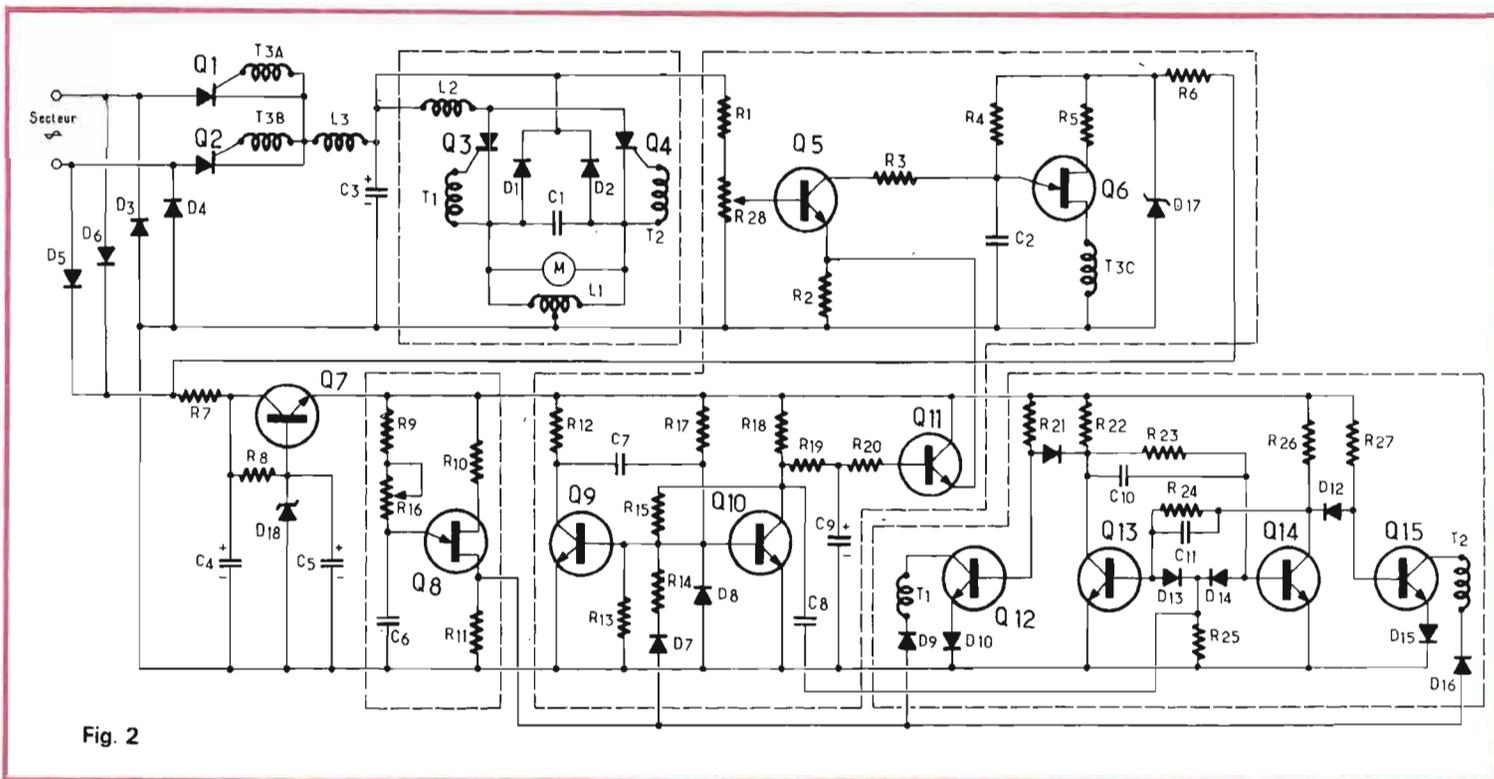


Fig. 2

déclenche à son tour le multivibrateur du driver. La fréquence de la tension appliquée au moteur est égale à la moitié de celle qui est produite par l'oscillateur à unijonction du fait de la division par 2 des flip-flops.

Nous avons déjà dit que l'on obtient une meilleure régulation de vitesse en faisant varier en même temps la fréquence et l'amplitude de la tension appliquée au moteur. Cette fonction est remplie par le régulateur de tension qui est constitué essentiellement d'un monostable dont la sortie filtrée permet d'obtenir un niveau de courant continu. La sortie de ce monostable délivre également une impulsion négative qui sert au déclenchement du multivibrateur du driver.

L'amplitude de la tension de sortie filtrée est directement fonction de la fréquence de sortie du monostable, puisque la durée de l'impulsion est fixe et sa fréquence variable. La tension filtrée est appliquée à un comparateur de tension constitué par les transistors Q5 et Q11. La tension de comparaison est celle qui est appliquée au circuit du convertisseur. Le compara-

teur de tension joue deux rôles : il fixe le niveau de la tension d'alimentation, d'une part, et régule cette tension, d'autre part. Le transistor unijonction Q11 détermine la tension de référence et Q5 la tension d'alimentation. La vitesse de charge du condensateur C2 est fonction du degré de conduction de Q5. Plus C2 se charge vite, plus le transistor unijonction Q6 se déclenche tôt, et les thyristors Q1 et Q2 s'amorcent également plus tôt.

Cela provoque un accroissement de la tension d'alimentation délivrée par le filtre composé de L2 et C3. Les thyristors Q1 et Q2 ainsi que les diodes D3 et D4 forment un pont à double alternance qui alimente le circuit du convertisseur. La plage de variation de la tension d'alimentation (pour une étendue de fréquence convertisseur donnée) est donc déterminée par la largeur de l'impulsion du monostable.

CARACTÉRISTIQUES DES ÉLÉMENTS

- Condensateurs :**
 C1 = 10 µF (non polarisés) 300 V
 C2 = 0,05 µF, 25 V

- C3 = 6 000 µF, 300 V
 C4 = 50 µF, 50 V
 C5 = 50 µF, 25 V
 C6 = C7 = 0,25 µF, 25 V
 C8 = 1 nF, 25 V
 C9 = 50 µF, 25 V
 C10 = C11 = 1 nF, 25 V

- Résistances :**
 R1 = 30 kΩ, 1 W
 R2 = 620 Ω
 R3 = 560 Ω
 R4 = 43 kΩ
 R5 = 330 Ω
 R6 = 22 kΩ, 1 W
 R7 = 3,5 kΩ, 5 W
 R8 = 1 kΩ, 1 W
 R9 = 20 kΩ
 R10 = 2,7 kΩ
 R11 = 390 Ω
 R12 = 10 kΩ
 R13 = 6,8 kΩ
 R14 = 22 kΩ
 R15 = 56 kΩ
 R16 = 60 kΩ, 1 W (potentiomètre linéaire)
 R17 = 150 kΩ
 R18 = 2 kΩ
 R19 = 33 kΩ
 R20 = 10 kΩ
 R21 = 6,8 kΩ
 R22 = 10 kΩ
 R23 = 36 kΩ
 R24 = 36 kΩ
 R25 = 51 kΩ
 R26 = 10 kΩ
 R27 = 6,8 kΩ
 R28 = 2,5 kΩ, 2 W (potentiomètre linéaire)

- Inductances :**
 L1 = 32 mH (à point médian), 10 A
 L2 = 1 mH, 10 A
 L3 = 20 mH, 10 A

- Transformateurs :**
 T1 = T2 = rapport 1/1
 T3 = rapport 1/1 + 1

- Diodes :**
 D1 = D2 = D3 = D4 = MR 1125
 D5 à D16 inclus = 1 N 4001
 D17 = D18 = 1 N 4744 (Zener 15 V, 1 W)

- Thyristors :**
 Q1 = Q2 = Q3 = Q4 = 2 N 5170

- Transistors :**
 Q5 = 2 N 4124
 D6 = 2 N 4871
 Q7 = 2 N 3019
 Q8 = 2 N 4871
 Q9 = Q10 = MPS 6531
 Q11 = 2 N 4124
 Q12 = Q13 = Q14 = Q15 = 2 N 3904
 (Tous semiconducteurs de Motorola).

Roger A. RAFFIN

(d'après documentation Motorola).

MONTAGES ELECTRONIQUES

EXPERIMENTAUX

LES montages expérimentaux proposés dans de précédents articles ayant intéressé de nombreux lecteurs, nous continuons dans le présent article, l'analyse d'autres montages de ce genre.

A noter que la plupart ont été étudiés par des ingénieurs réputés et expérimentés, dans les laboratoires des Universités ou autres écoles supérieures et, le plus souvent, dans les laboratoires des fabricants de semi-conducteurs.

Dans nos analyses on trouvera tous les renseignements figurant dans les documents utilisés, auxquels nous avons ajouté des indications faci-

tant les essais des expérimentateurs, ainsi que des suggestions pour des variantes ou des développements de montages originaux.

Nous ne pouvons pas donner, à nos lecteurs, d'autres renseignements ou fournir des plans de câblage.

Voici maintenant la suite des analyses de montages, proposés par la RCA.

ALIMENTATION À RÉGULATION SHUNT

Le schéma très simple de la figure 1 permet de réaliser un régulateur shunt avec un circuit intégré CA 3093 E.

dont la composition et le brochage sont donnés à la figure 2. Le boîtier à 16 broches est vu de dessus. Il contient trois transistors dont un seul Q_2 (broches 3, 2, 4) est utilisé et trois diodes dont on a utilisé que deux : D_1 zener, et D_2 diode normale.

La tension à appliquer à l'entrée est de l'ordre de 15 V. Celle de sortie est de 8,6 V.

La régulation est de 3 % lorsque le courant fourni par ce régulateur varie de 0 à 40 mA. La caractéristique de température, pour $R_L = 330 \Omega$, est de $\pm 0,007 \%$ par degré Celsius.

AMPLIFICATEUR VF

Voici un montage d'amplificateur VF utilisant un CI très récent de la RCA, le type CA 3100.

Le schéma de l'amplificateur est donné à la figure 3, sur laquelle on a indiqué toutes les valeurs des composants extérieurs.

Cet amplificateur vidéo-fréquence a une largeur de bande de 20 MHz à -3 dB près.

La tension d'entrée est de $36 \mu V$ efficaces. Le gain est de 20 dB.

On appliquera à l'entrée non inverseuse, point 3 (marquée +) la tension à amplifier,

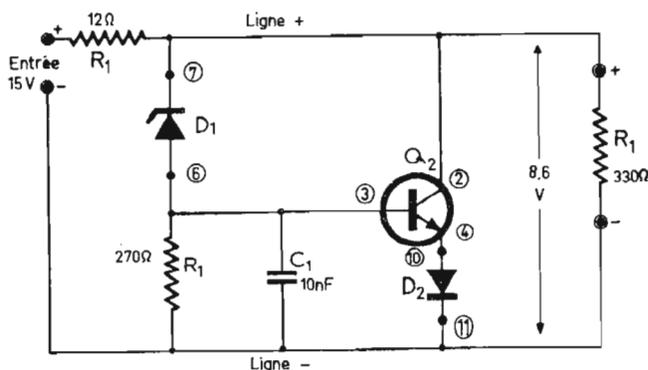


Fig. 1

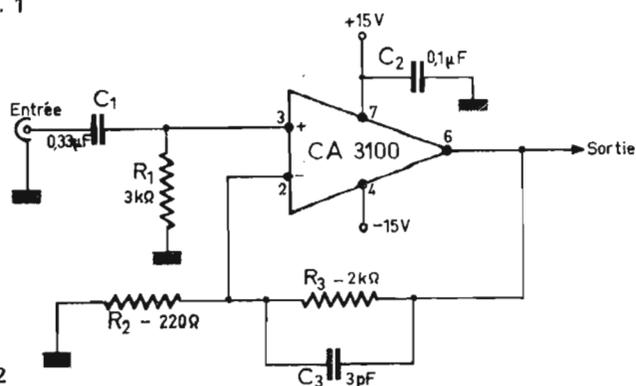


Fig. 2

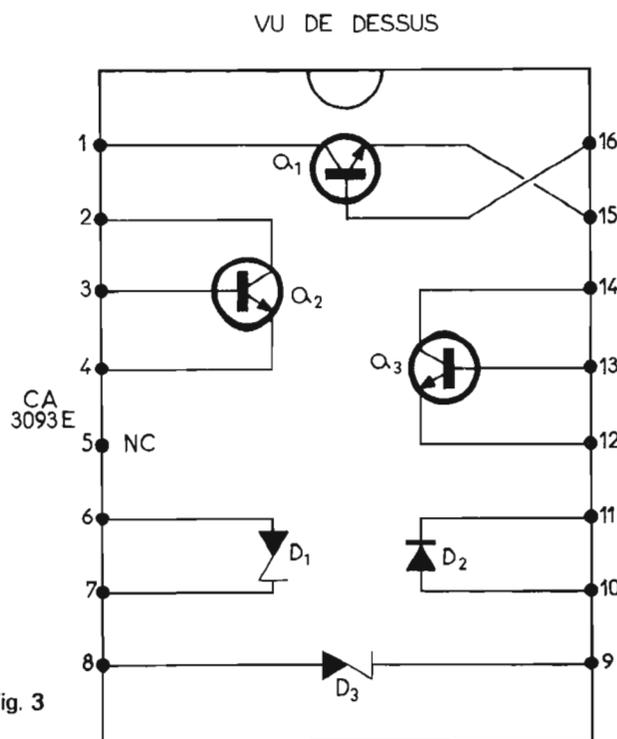


Fig. 3

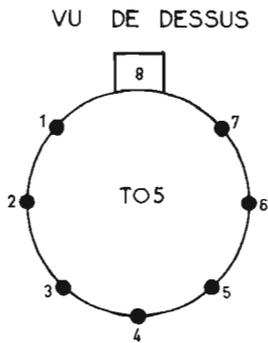


Fig. 4

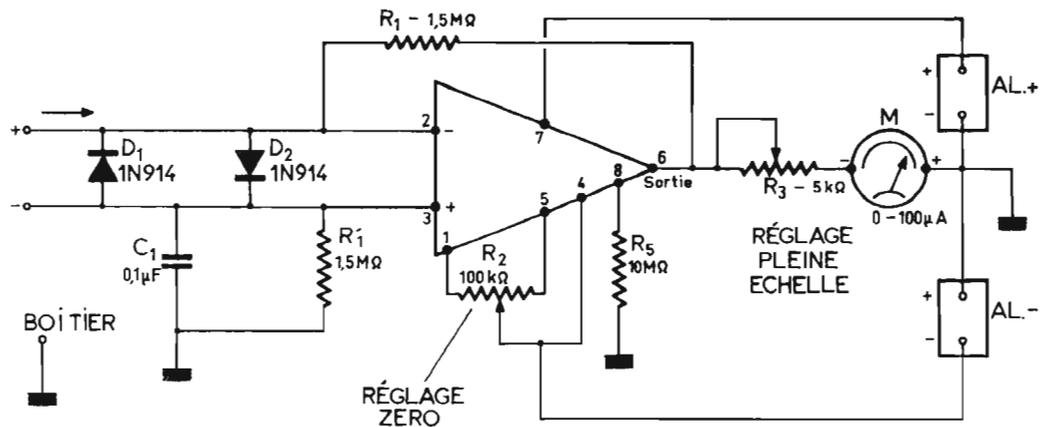


Fig. 5

par l'intermédiaire d'un condensateur isolateur C_1 de $0,33 \mu\text{F}$. L'entrée non inverseuse est polarisée par une résistance R_1 de $3 \text{ k}\Omega$, reliée à la masse.

L'entrée inverseuse, point 2 (marquée $-$) sert de point terminal de la boucle de contre-réaction, s'exerçant à partir de la sortie, point 6 du CI.

Cette CR (contre-réaction) s'effectue à l'aide de la résistance R_3 de $2 \text{ k}\Omega$, shuntée par un condensateur fixe C_3 de 3 pF dont l'effet est le suivant : à des fréquences très élevées, la réactance de ce condensateur diminue et réduit ainsi l'impédance de la boucle, donc, augmente la CR et contribue à la stabilité du montage en réduisant le gain pour f croissant.

Remarquons qu'à 20 MHz par exemple, la réactance d'un condensateur de 3 pF est :

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

$$= \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^7 \cdot 3}$$

ce qui donne :

$$X_c = \frac{100\,000}{6,28 \cdot 2 \cdot 3}$$

$$= 2\,653 \Omega = 2,653 \text{ k}\Omega$$

donc une valeur proche de R_3 = $2 \text{ k}\Omega$.

A noter le système d'alimentation à deux sources de 15 V chacune avec leur point commun à la masse.

Chaque alimentation est shuntée par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ (C_2 et C_3).

Le circuit CA 3100 est un amplificateur opérationnel de précision et de prix réduit. Il est compatible avec les modèles 118/218/318 des autres fabricants (National par exemple).

C'est un composant dans lequel on trouve les techniques bipolaires et P MOS.

Le gain unité est obtenu à $f_T = 38 \text{ MHz}$. Un gain de 42 dB est atteint à $f = 1 \text{ MHz}$.

Le courant de sortie peut atteindre $\pm 15 \text{ mA}$. Ce composant actif peut être utilisé dans diverses applications, comme les suivantes : phase-mètres, oscilloscopes à large bande, amplificateur vidéo et transmission des données.

On a prévu pour ce circuit intégré, le boîtier TO5 pour lequel sont valables les indications des terminaisons.

Le TO 5 est à boîtier cylindrique avec embase à 8 fils disposés, par rapport au fil 8 (à ergot), comme le montre la figure 4. Dans le cas du CA 3100, on peut voir, en consultant le schéma, que les points 1, 5 et 8 ne sont pas utilisés.

Nous espérons obtenir par la suite, d'autres indications sur le CA 3100 de la RCA.

Le boîtier du CA 3100 est métallique et réuni électriquement à $V -$ (point 4) négatif de la source « négative » de tension.

AMPLIFICATEUR - MICROAMPÈREMÈTRE

Voici maintenant une application de l'amplificateur opérationnel NATIONAL, du type LM 4250 - LM 4250 C. Le schéma est donné à la figure 5.

Les résultats obtenus sont les suivants : lorsque le courant d'entrée atteint $100 \mu\text{A}$, le galvanomètre M est à la graduation maximum. Pour cela, il faut adopter un microampèremètre de 0 à $100 \mu\text{A}$, de résistance $2 \text{ k}\Omega$ et gradué de 0 à 100, ce qui est généralement le cas.

La résistance de $2 \text{ k}\Omega$ peut être obtenue aisément, si l'instrument a une résistance propre (marquée généralement sur le cadran), inférieure. Il suffira, dans ce cas, de monter en série avec l'instrument du côté $+$ ou $-$ indifféremment la résistance complémentaire R_c .

Soit par exemple le cas d'une résistance propre R_p de 700Ω . La valeur de R_c sera $2000 - 700 = 1\,300 \Omega$. Pratiquement, on a prévu R_3 , ajustable de $5 \text{ k}\Omega$ qui permettra de régler l'ensemble $R_p + R_3$ à la valeur convenable.

Lorsque le courant d'entrée est nul, M doit indiquer également zéro.

La mise au point consiste par conséquent à régler la position de l'index de M à

zéro avec R_2 et à 100 avec R_3 .

Chaque alimentation doit être de $1,5 \text{ V}$, ce qui est commode, car il existe des piles de cette tension.

On a indiqué par une flèche le sens de circulation du courant d'entrée.

Cet appareil de mesure consomme très peu au repos : $P_R = 1,8 \text{ microwatt}$, ce qui permet en cas d'emploi intermittent le branchement permanent des piles.

A noter le brochage du LM 4250 : boîtier à 8 fils comme celui de la figure 4.

Il existe aussi le montage en boîtier rectangulaire (DUAL IN LINE) à 8 broches (voir figure 6) mêmes numéros des points de terminaison et même brochage.

OSCILLATEUR VCO

Pour les non-initiés, indiquons que VCO signifie oscillateur commandé par une tension. Plus précisément, il s'agit d'un petit montage dont la fréquence est fonction de la tension continue appliquée aux points d'entrée.

A la figure 7, on donne le schéma de cet oscillateur. Celui-ci possède une entrée à laquelle on applique la tension variable de commande et deux sorties, l'une donnant des signaux rectangulaires, et l'autre des signaux triangulaires.

La gamme des fréquences s'étend de 10 Hz à 10 kHz, valeurs qui seront appréciées des amateurs de basse fréquence.

Dans ce montage, rendu relativement simple grâce à l'emploi des circuits intégrés, on utilise des semi-conducteurs NATIONAL :

CI - 1 = LM 101 A ;

CI - 2 = LM 111 ;

Q₁ = FET (transistor à effet de champ) du type 2 N 3972 canal N ;

Q₂ = FET, du type 2 N 5019, canal P ;

D₁ = D₂ = diodes du type 1 N 457 ;

D₃ = D₄ = diodes zener 1 N 751.

Ce générateur exige deux alimentations distinctes de 15 V chacune, montées en série avec le point commun à la masse.

On pourra obtenir la tension variable de 5 mV à 5 V sur le curseur d'un potentiomètre de 50 kΩ par exemple, connecté entre le + et le - d'une source de 5 V, de préférence stabilisée si l'on veut de la précision.

Les tensions ± 15 V devront être également stabilisées.

Le condensateur C₁ de 1 000 pF (1 nF) peut être remplacé par un condensateur de moindre valeur, jusqu'à 20 pF. La fréquence la plus élevée pouvant être obtenue avec cet oscillateur est de 50 kHz si C₁ est réduite.

D'autre part, le potentiomètre R₈ de 20 kΩ permettra de rendre la tension rectangulaire symétrique (périodes partielles égales). Ce réglage se fera avec une tension de commande de 5 mV.

On peut penser aussi à des applications dans lesquelles la tension d'entrée serait alternative, de diverses formes, ce qui permettrait de moduler en fréquence le signal de sortie.

Les signaux de modulateur seront de faible amplitude et à fréquence plus basse que ceux de repos de l'oscillateur.

L'entrée sera polarisée à la tension convenable pour obtenir la fréquence de repos et le signal modulateur pourrait être appliqué à l'entrée par l'intermédiaire d'un conden-

sateur de capacité suffisante pour qu'il ne soit ni réduit, ni déformé. Cet oscillateur pourrait être aussi à la base d'un générateur de notes, dans un instrument musical monodique.

Les deux CI se branchent aisément. Le CI type LM 111 H est à boîtier 8 fils (voir figure 4). Le LM 101 AH utilise le même boîtier.

VARIANTE

Le même oscillateur, conforme au schéma de la figure 7 peut être réalisé avec les C.I. suivants :

CI-1 = LM 301 A

CI-2 = LM 311

Pas de modification des brochages, ni des valeurs des éléments.

APPLICATION DES LEDS

Les diodes LED, les phototransistors et leurs combinaisons : les isolateurs optiques, donnent lieu à de nombreuses applications intéressantes dans la plupart des

domaines de l'électronique appliquée.

Voici d'abord un montage d'isolation optique, relativement simple dont le schéma est donné à la figure 8.

L'ensemble se compose de deux parties, celle d'entrée et celle de sortie. Elles sont complètement isolées entre elles, non seulement grâce à la liaison lumineuse effectuée par l'isolateur optique ISO 1, mais aussi (voir figures 8 et 9) par le fait que les alimentations de ± 15 V sont différentes, ainsi que les masses. Pour cette raison, on les a représentées par des gros points pour le circuit d'entrée et des rectangles pour le circuit de sortie.

Ce montage est dû à Arnold Nielsen de la Ford Motor C^o à Dearborn, Michigan, USA. Il a été décrit dans Electronics de mai 1975.

Nous donnons ici le résumé de l'analyse de l'article original.

L'isolateur opto-électronique de Nielsen, permet aussi une indépendance par rapport à la température.

VU DE DESSUS

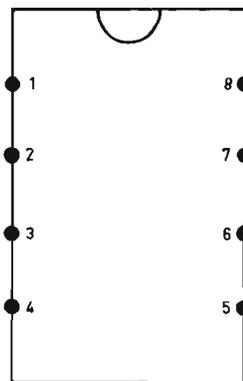


Fig. 6

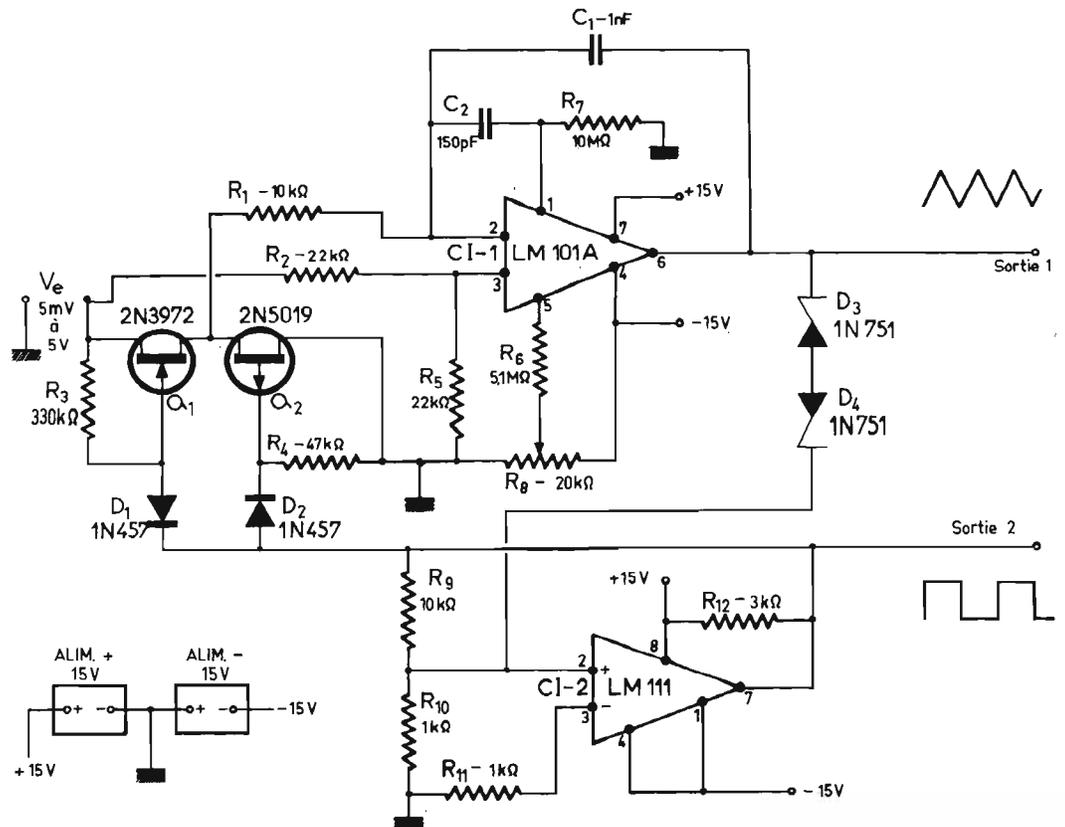


Fig. 7

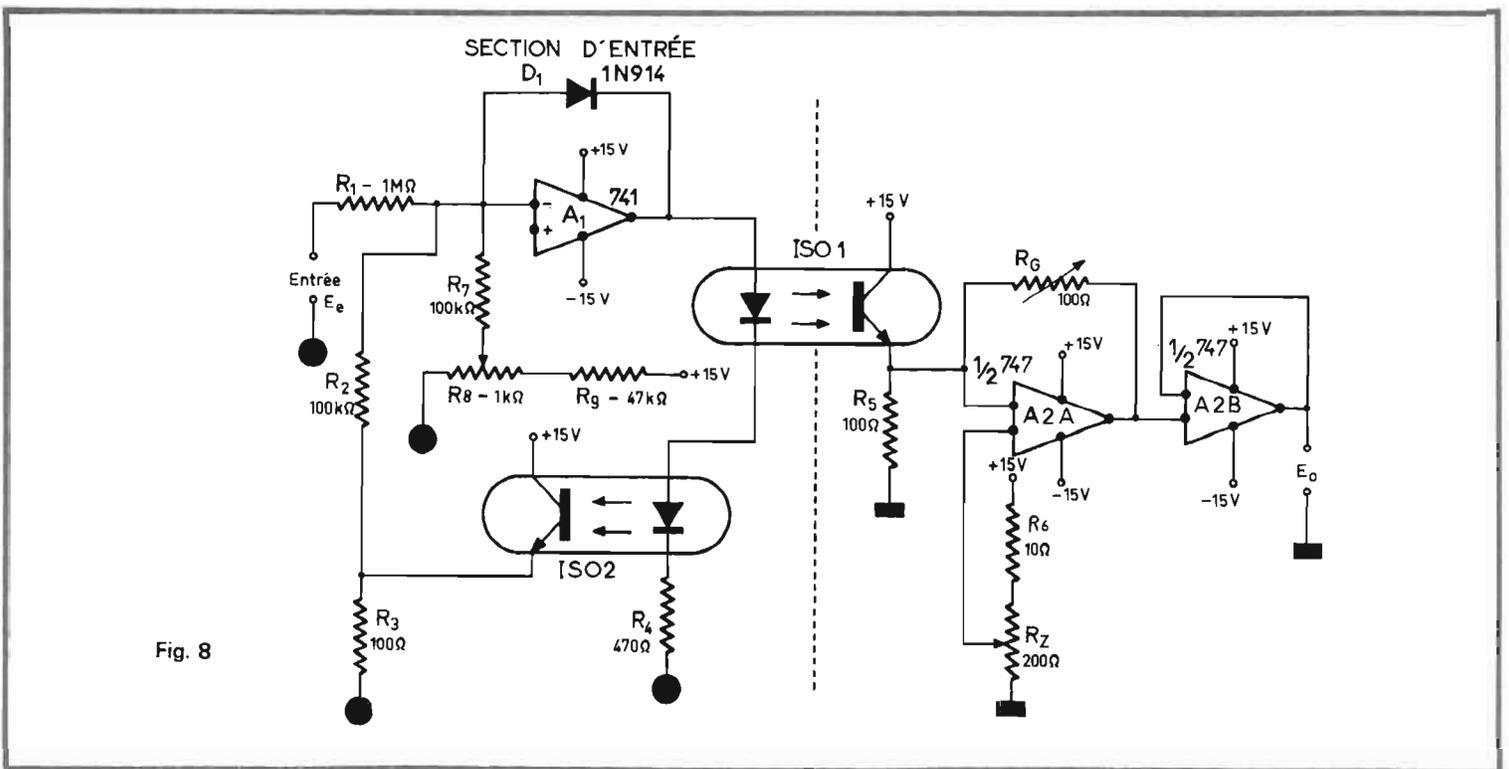


Fig. 8

On a utilisé deux coupleurs optiques FCD 810 ou équivalents. Il s'agit de modèles de Fairchild où l'on trouvera également les deux CI :
 $A_1 = \mu A 741$
 $A_{2A} + A_{2B} = \mu A 747$ (les deux sections d'un seul $\mu A 747$).

La caractéristique de transfert du signal est fonction de la température T . Le gain d'un seul isolateur optique dépend aussi de la température. Une compensation en température est obtenue grâce au deuxième isolateur optique monté dans la boucle de contre-réaction dans le montage de l'amplificateur opérationnel A_1 .

On remarquera sur le

schéma que les diodes LED des deux coupleurs sont montées en série.

Si la variation de température modifie le couplage entre les deux sections effectué par ISO 1, il y a également modification du taux de contre-réaction qui agit de manière à ce que le gain reste constant.

R_B de $1\text{ k}\Omega$ est le potentiomètre qui, par l'intermédiaire de A_1 , polarise la LED. La polarisation prélevée sur le curseur de R_8 est appliquée à l'entrée non inverseuse de ce CI. Cette tension, amplifiée, est appliquée à l'isolateur 1 de façon à ce que celui-ci fonctionne sur sa caractéristique la plus linéaire.

D'autre part, le signal à transmettre est appliqué à l'entrée inverseuse de A_1 . Le signal amplifié commande la LED de façon que le courant de collecteur ISO 2 atteigne le niveau pour lequel on a $I_{R2} = I_{R1}$. Ainsi l'entrée inverseuse de A_1 sera au niveau de la masse correspondante.

La diode 1N 914 protège la LED contre les surtensions négatives. Cette diode ne fait pas partie de la boucle de contre-réaction de A_1 .

Comme les deux diodes émettrices de lumière (LED) sont en série et appairées on a $I_{R3} = I_{R5}$.

Dans la section de sortie, la capacité de collecteur à base

de Q_2 , tend à diminuer le gain lorsque la fréquence augmente. Cette tendance est compensée par le fonctionnement de A_{2A} comme un convertisseur de courant en tension.

L'amplificateur A_{2B} sert de séparateur côté sortie.

La tension de sortie E_o est donnée par :

$$E_o = I_{R5} R_G = I_{R3} R_o \approx (R_2 + R_3) I_{R2} R_G / R_3 \approx (R_2 + R_3) E_e R_G / (R_1 R_3)$$

Le gain ou l'atténuation du circuit est évidemment $G = E_o / E_e$ égal à $(R_2 + R_3) R_G / (R_1 R_3)$.

Avec les valeurs des composants indiquées sur le schéma de la figure 8 le

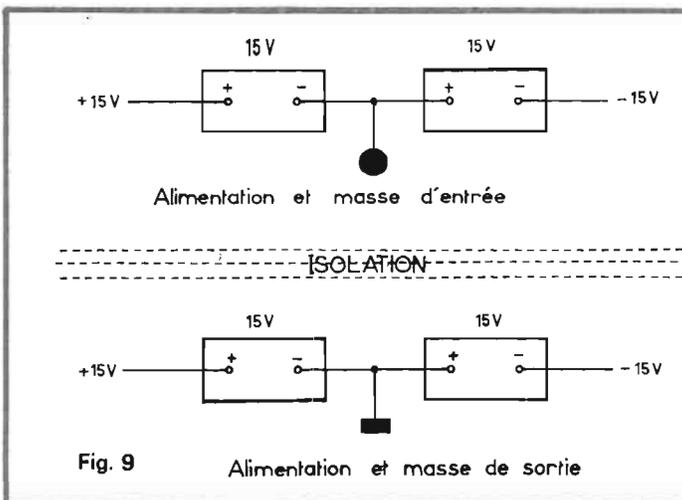


Fig. 9

Alimentation et masse de sortie

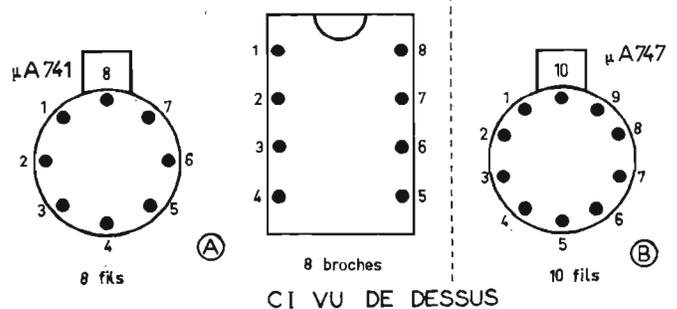


Fig. 10

« gain » de l'ensemble est 0,1 ce qui signifie que la tension de sortie est 10 fois plus petite que celle d'entrée.

Pour la mise au point on devra brancher à l'entrée un générateur de signaux sinusoïdaux et à la sortie un oscilloscope.

Si le signal est augmenté jusqu'à 3 V, il y aura écrêtage à la sortie, visible sur l'écran de l'oscilloscope. On ajustera alors R_B de 1 k Ω pour obtenir un signal symétrique.

Ensuite, on court-circuitera l'entrée et on réglera R_Z de 200 Ω , afin que la tension de sortie soit nulle.

Enfin, on appliquera à l'entrée un signal de 1 V et on réglera R_G de 100 pour obtenir à la sortie 0,1 V.

Le gain restera constant à $\pm 5\%$ pour les variations de température entre 0° et 80 °C.

A l'entrée on pourra appliquer des signaux de tension comprise entre 0 et ± 3 V. Les fréquences limites dépendent des CI opérationnels utilisés. La limite supérieure de la fréquence peut être 50 kHz.

Le degré d'isolation dépend de l'isolation entre les deux alimentations (voir figure 9).

Il est possible d'obtenir des isolations de 80 dB sans dif-

ficulté. L'auteur a utilisé le circuit décrit dans un système de distribution de signaux comportant un signal commun à toutes les sections d'entrée et des sections de sortie complètement isolées entre elles et par rapport à l'entrée.

BROCHAGES

Nous donnons à la figure 10, le brochage des deux CI utilisés dans ce montage.

En (A) μA 741 vu de dessus :

- entrée inverseuse : fil 2
- entrée non inverseuse : fil 3
- sortie : fil 6
- V + : fil 7
- V - : fil 4

Le boîtier rectangulaire 8 broches se branche de la même manière.

En B, le branchement du μA 747. Celui-ci comprend comme on vient de le voir, deux amplificateurs indépendants, mais avec les mêmes deux alimentations.

En boîtier cylindrique 10 broches :

- Sections A et B
- sortie section A : fil 1
- V + section A : fil 2
- entrée inverseuse A : fil 3

entrée non inverseuse A : fil 4

V - : fil 5 sections A et B
entrée non inverseuse section B : fil 6

entrée inverseuse section B : fil 7

V + section B : fil 8
sortie B : fil 9

Le fil 10 n'est pas connecté.

Dans le cas du boîtier 14 broches, le brochage est différent et, de plus, il y a des broches accessibles pour les zéros offset. Dans le montage considéré, utiliser le μA 747 à boîtier 10 fils.

ALIMENTATIONS

Parmi les montages décrits précédemment, quelques-uns nécessitent une alimentation double, de ± 15 V. Afin de faciliter les travaux expérimentaux de nos lecteurs nous allons donner ci-après l'analyse d'une alimentation régulée de ce genre.

Le schéma de la figure 11 est proposé par SESCOSEM. Dans ce montage on trouve à l'entrée un transformateur d'alimentation TA, dont le primaire peut être unique et adapté à la tension du secteur, par exemple 220 V. Il est préférable de prévoir deux secon-

daires distincts a b et c d, de 110 V chacun. Leur montage en parallèle : a c - b d conviendra pour 110 V et celui en série : b - c, conviendra pour 220 V.

Il y aura deux secondaires S_1 et S_2 identiques et à prise médiane prévus pour obtenir un courant redressé de 200 mA. Chaque secondaire donnera après redressement une tension V_1 redressée de 18 à 40 V, par exemple 30 V, ce qui peut être obtenu avec des enroulements secondaires de 35 + 35 V.

La régulation de ce montage permet en effet d'obtenir à la sortie 15 V avec une tension d'entrée du régulateur pouvant être comprise entre 18 et 40 V.

Comme redresseuses D_1 à D_4 on prendra des diodes de 0,2 A ou plus, par exemple des 1 N 4002 Sescossem.

Le filtrage d'entrée est assuré par C_2 ou C_1 de 1 μF tension de service 40 V environ.

Le système de régulation comprend un transistor PNP 2N 2905 et un circuit intégré SFC 2100 N. La tension régulée apparaît aux bornes de C_3 et de celles de C_4 , des condensateurs de 2,2 μF 20 V, ten-

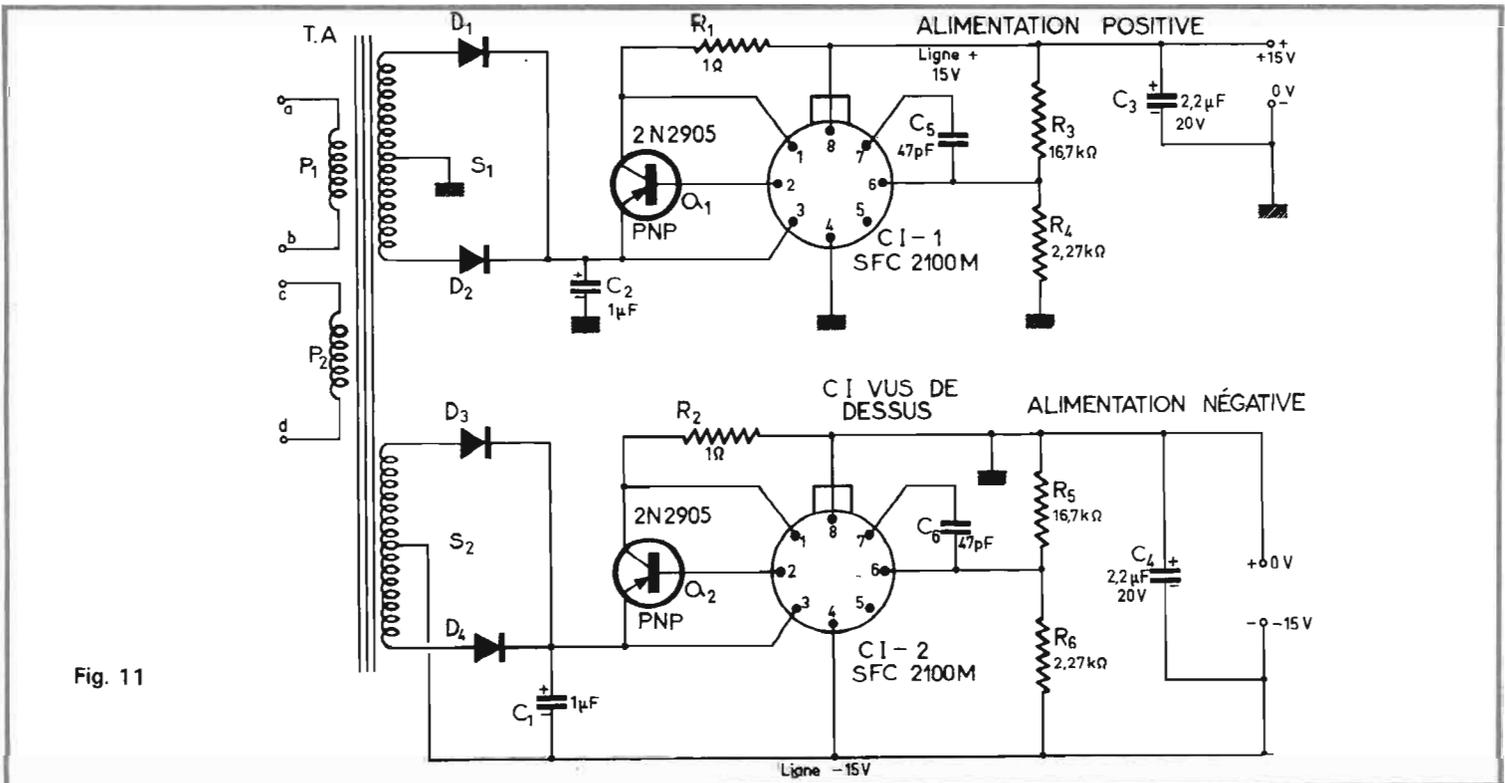


Fig. 11

sion de service, qui convient lorsque la tension de sortie est de 15 V.

Les deux alimentations sont de schémas identiques, avec la particularité que dans l'alimentation « positive », le - est à la masse tandis que dans l'alimentation « négative » c'est le + qui est à la même masse.

Ce montage donne des courants de sortie jusqu'à 0,1 A sous 15 V, avec une excellente régulation.

**ALIMENTATION
± 15 V, 0,2 A**

Pour obtenir 0,2 A pour chacune des deux alimentations de 15 V, on pourra utiliser le montage de la

Comme dans toutes les alimentations de ce genre, le point commun est la masse ou zéro volt ; - de l'alimentation positive et + de celle négative, ce qui est rappelé sur la figure 12 en bas et à droite.

Il est évident qu'il sera possible de se servir de ce montage comme une alimentation de 30 V, mais si l'on n'a pas besoin de ± 15 V, il existe des montages plus simples pour cette application.

Indiquons aussi que les deux alimentations décrites fonctionnent avec des débits de 0 à 0,1 A ou 0 à 0,2 A respectivement, la régulation étant maintenue, quel que soit le courant débité dans les limites indiquées.

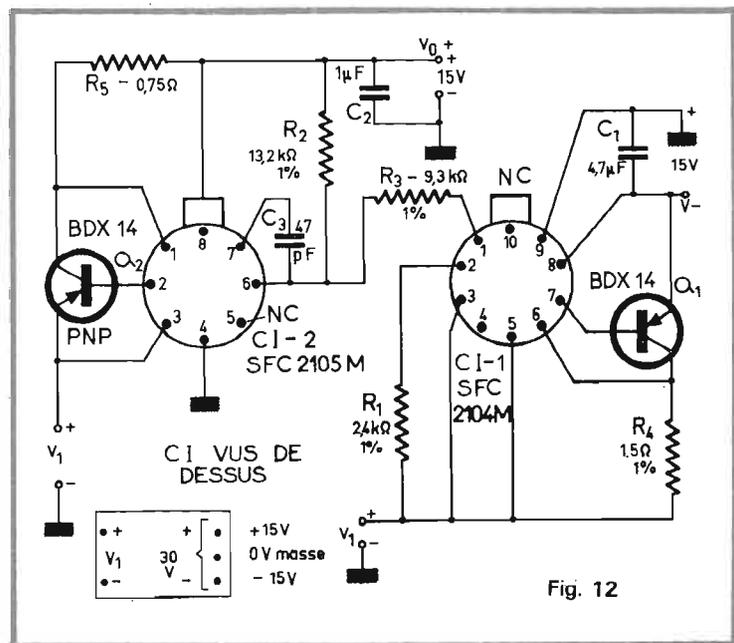


Fig. 12

figure 12, proposé également par SESCOSEM. La tension d'entrée V_1 positive par rapport à la masse, obtenue du redresseur, sera de 18 à 40 V, par exemple 30 V comme dans le montage précédent et obtenue de la même manière à l'aide d'un système redresseur.

Dans le montage de la figure 12, on utilise deux transistors BDX 14 et deux circuits intégrés, CI-2 = SFC 2105 M pour l'alimentation « positive » (à gauche) et CI-1 = SFC 2104 M pour l'alimentation « négative » (à droite sur le schéma).

Utiliser pour C_1 et C_2 des condensateurs au tantale solide (figure 12). Même recommandation pour C_1 , C_3 , C_4 (figure 11). La résistance R_1 permet d'ajuster d'une manière précise les tensions de sortie du montage de la figure 12.

F. JUSTER



SOMMERKAMP

LE PLUS IMPORTANT SPECIALISTE D'EUROPE

dans le domaine de radiotélé-phones importés du Japon de ses propres chaînes de montage.

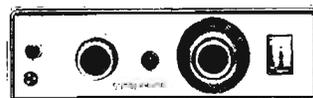
Les marchands en gros ainsi que les magasins spécialisés commandent leur stock directement au dépôt géant.



TS 737, 5 W Mobile, homologué PTT



SOMMERKAMP FT-224 Transceiver, 1/10 W, 24 canaux FM, tous équipés de cristaux pour des répéteurs européens et des canaux simplex. Le transceiver idéal pour le radio-amateur F1 n'opérant pas en CW.

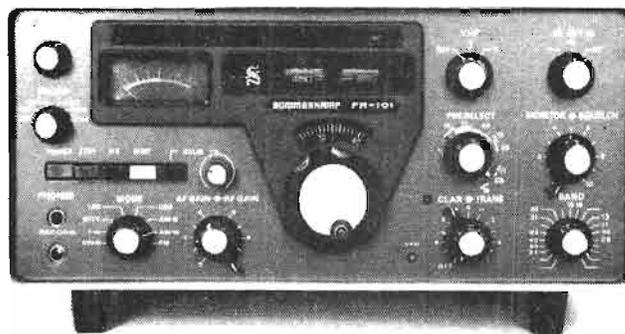
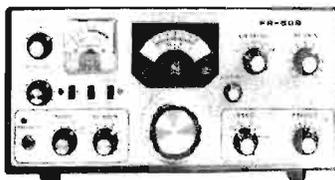


TS 600 G, 5 W Mobile, homologué PTT

SOMMERKAMP Transceiver FT 277 E, nouveau modèle muni du fameux "speech processor" utilisant la méthode haute fréquence pour l'obtention d'une modulation profonde. 160 m à 10 m + 11 m et 10 MHz WWV. BLU/AM/CW sur 110 à 220 Volts alternatif et 12 Volts continu, vernier de réception commutable, soufflerie, haut-parleur incorporé etc., livré avec micro à main et fiches d'antenne.



SOMMERKAMP Récepteur OC, FR 50 B pour SWL. 80 à 10 m + une autre bande à votre choix. Double changement de fréquence. Compagnon de l'émetteur FL 50 B. Réception de BLU/AM/CW. Antiparasites déclenchable, générateur d'éta-lonnage etc.



SOMMERKAMP FR : 101, récepteur 160 m à 10 m et 11 m, 2 m incorporé, 6 gammes pour SWL O.C. LSB-USB-CW-AM-FM.

Adressez vos commandes aux commerçants spécialisés

FRANCE :

SERCI, 11, Bd. St-Martin, 75003 PARIS - 887.72.02
L'ONDE MARITIME, 28, Bd. du Midi, 06150 CANNES-LA-BOCCA - 47.44.30
R. VIDAL, 37, rue Goudard, 13 MARSEILLE - 48.18.37

BELGIQUE :

STEREOHOUSE, FRANS VAN DE VELDE, ON6VV, Kortrijksefoortstr, 219 B. 900 GENT.

SOMMERKAMP ELECTRONIC SAS
CH-6903 LUGANO P.O. BOX 176 SUISSE

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

DE COMMANDE AUTOMATIQUE

PHARES - CODES

GENERALITES

A l'heure où la circulation automobile est presque aussi importante de nuit que de jour et où l'électronique permet de résoudre bien des problèmes jusque-là pratiquement insolubles, il peut sembler paradoxal qu'aucun système électronique n'équipe les voitures afin d'éviter aux conducteurs d'avoir à manœuvrer sans arrêt le commutateur phares-codes de leur véhicule ; ce qui, à la longue, devient fastidieux. De plus, il arrive souvent que certains conducteurs oublient, soit de passer en codes, soit encore attendent que le conducteur du véhicule venant en face les rappelle à l'ordre par un appel de phares avant de se décider à effectuer cette manœuvre, et cela, non seulement gêne considérablement, mais encore peut être dangereux pour la sécurité.

L'appareil décrit ci-après a été conçu et mis au point afin d'assurer la commutation entièrement automatique phares-codes et vice-versa sur tous les véhicules équipés de ce dispositif. De ce fait le conducteur n'ayant plus à intervenir, les inconvénients cités plus haut se trouvent supprimés ; ce qui ne peut qu'améliorer considérablement la sécurité routière de nuit.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

Dans son principe le plus simple le fonctionnement de cet appareil est basé sur la variation de résistance d'une cellule photorésistante suivant l'éclairement de celle-ci par les phares du véhicule venant en sens inverse. Cette cellule couplée à un transistor monté en amplificateur de courant continu commande divers étages qui sont soit bloqués, soit saturés et dont l'étage de sortie actionne un relais assurant la commutation phares-codes.

Le fonctionnement du schéma de la figure 1 basé sur ce principe est le suivant. Une tension continue positive est appliquée aux bornes du

circuit d'entrée composé de R1 - LDR1 et R2 ; le courant qui y circule est fonction de la valeur des éléments composant ce circuit. R1 et R2 ont des valeurs fixes tandis que la résistance de la LDR varie suivant l'éclairement quelle reçoit. Aux bornes de R2 la tension augmente à mesure que la résistance de la LDR diminue, cette tension est appliquée directement sur la base de TR1 monté en collecteur commun, sur son émetteur nous retrouvons une tension continue légèrement inférieure à celle appliquée sur sa base, le gain en tension étant inférieur à l'unité, tandis que le gain en courant est de 100 environ. La charge de TR1 est constituée de P1 et R3 ; c'est sur le curseur de P1 que nous prendrons la tension neces-

saire à la commande de TR2, P1 sert donc à ajuster la sensibilité de l'ensemble à la valeur requise.

Au repos TR2 est saturé, cet état est conditionné par la valeur des éléments constituant le pont de polarisation R4 - D1 et P1 - R3. TR2 saturé, la tension sur son collecteur est nulle et la diode zener DZ1 est bloquée de même que TR3 sur le collecteur duquel la tension est égale à la tension d'alimentation. L'étage suivant TR4, du type NPN est également bloqué, sa base est portée à une tension négative à travers R7 et R8 reliées à la tension négative et dont la valeur totale est plus faible que celle de R9 reliée à la tension positive. Le relais, dont la bobine constitue la charge de TR4 est de ce fait en position repos

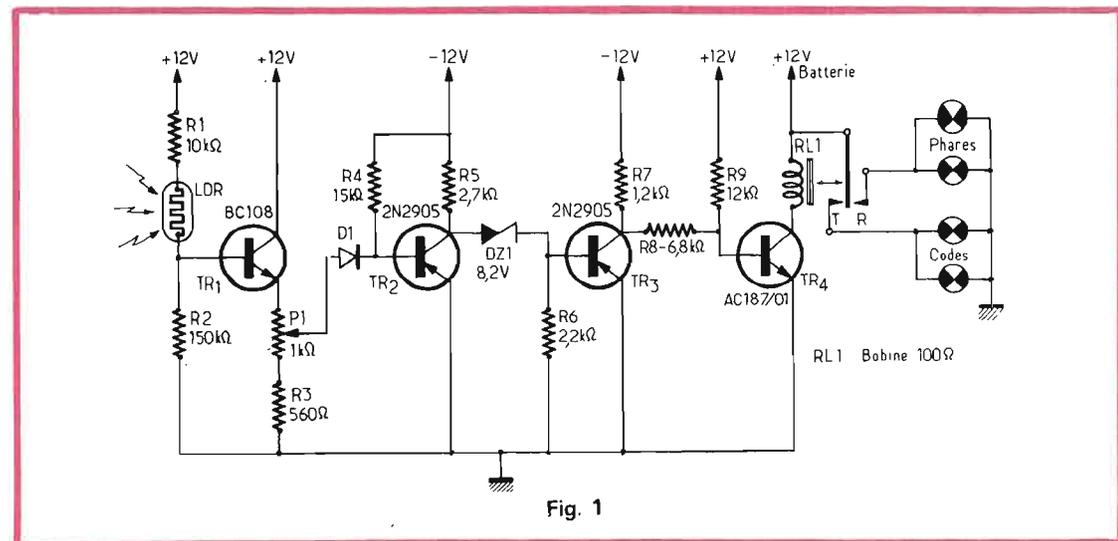


Fig. 1

et les phares sont allumés tandis que les codes reliés au contact travail sont éteints.

Dès qu'une lumière suffisante excite la LDR, la tension qui apparaît sur l'émetteur de TR1 est d'autant plus grande que la LDR est plus éclairée. Une partie de cette tension prise sur le curseur de P1 tend à travers D1 à contrebalancer la tension négative appliquée sur la base de TR2, pour un certain niveau d'éclairage (suivant le réglage de P1) la tension négative sur la base de TR2 diminue rapidement et ce transistor se bloque ; la tension sur son collecteur augmente rapidement et dès qu'elle dépasse le seuil de conduction de la diode zener DZ1 vient polariser négativement la base de TR3 qui se sature, R6 limite cette tension. Au point commun R7-R8 la tension tombe à zéro et TR4 polarisé positivement à travers R9 se sature à son tour fermant à la masse la bobine du relais qui bascule en position travail coupant l'alimentation des phares qui s'éteignent, tandis que les codes s'allument simultanément.

Cet état durera jusqu'au moment où les deux véhicules s'étant croisés, l'éclairage de la LDR diminue très vite, sa résistance augmente, la tension sur le curseur de P1 tombe à un niveau inférieur au seuil de blocage de TR2 qui se sature à nouveau et l'ensemble rebascule en position initiale ; les phares se rallument tandis que les codes s'éteignent.

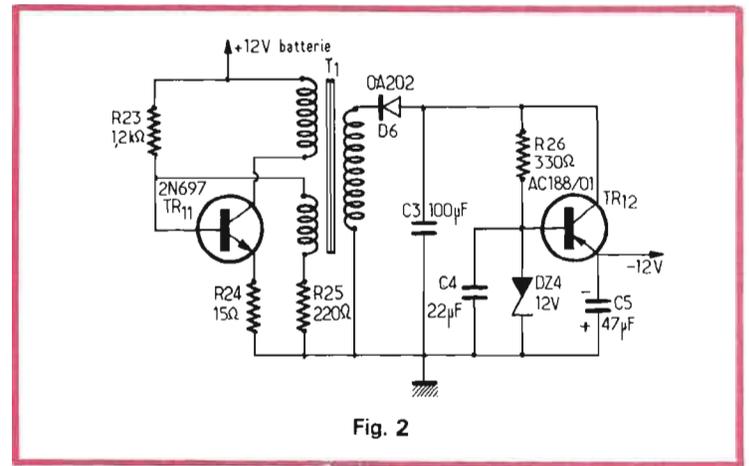
Tel que décrit ici cet ensemble ne pourrait être utilisé dans la pratique pour plusieurs raisons. L'ensemble bascule bien en position codes sur l'éclairage d'un véhicule venant en face, mais dès que ce véhicule passe en codes, l'éclairage diminuant brusquement repasse aussitôt en phares. Ceci nous amène au schéma où un circuit complémentaire supprime cet inconvénient. Ce circuit devient en fait le circuit principal alors

que celui précédemment étudié est conservé et devient le circuit secondaire.

Sur ce schéma nous voyons que la LDR a été remplacée par un phototransistor dont le temps de réponse est inférieur à la microseconde. Ceci pour la raison que nous sommes obligés de travailler avec une sensibilité très grande afin que le basculement phares-codes s'effectue alors que les véhicules se trouvent à une distance suffisante pour ne pas gêner leurs conducteurs ; ce qui correspond à une résistance de la LDR de plus de 2 M Ω , or au moment où les véhicules se croisent cette résistance tombe à quelques dizaines de kilo et même moins. Dans ces conditions le retour en phares ne pouvant avoir lieu que lorsque la LDR aura repris une valeur supérieure à celle provoquant le passage en codes, cela demandera au minimum une dizaine de secondes après que les voitures se seront croisées, ce qui est beaucoup trop long. Pour le circuit secondaire travaillant avec une sensibilité très réduite cela ne pose aucun problème.

Voyons maintenant comment fonctionne l'ensemble ; en l'absence d'éclairage, le phototransistor est pratiquement bloqué et la tension sur son émetteur très faible, TR7 et TR8 sont de ce fait également bloqués tandis que TR9 dont le fonctionnement est identique à celui de TR2 est saturé, sa base étant fortement négative à travers R17, sur son collecteur la tension est nulle et la diode zener DZ3 bloquée. TR10 polarisé positivement à travers R19 est saturé ; au point commun R20-R21 la tension est pratiquement à zéro de même que sur la gachette du thyristor TH1 qui est bloqué et n'a de ce fait aucune influence sur la polarisation de TR4 qui comme dans le circuit précédent est également bloqué et le relais en position repos.

Côté circuit secondaire nous trouvons deux transis-



tors supplémentaires TR5 et TR6 dont le fonctionnement est le suivant. La valeur de R10 - D2 - R4 - D1 - P1 et R3 a été calculée de façon qu'en l'absence d'éclairage de LDR1, TR2 soit saturé et TR5 bloqué. TR5 bloqué, la tension sur son collecteur est supérieure à la tension de conduction de la diode zener DZ2 qui polarise positivement TR6 saturant ce transistor fermant à la masse le circuit de cathode de TH1 à travers R13 et l'espace collecteur-émetteur de TR6 qui sert donc d'interrupteur au thyristor.

Dès qu'un véhicule se présente en face, la lumière des phares venant frapper le phototransistor et la LDR ne provoque pratiquement pas d'augmentation de courant dans celle-ci, par contre le phototransistor répond instantanément au moindre éclairage et quoique son courant d'émetteur soit faible le montage qu'il constitue avec TR7 et TR8 montés en Darlington d'un gain de près de 10 000 en courant fait que sur l'émetteur de TR8 une tension importante apparaît. Une partie de cette tension prise sur le curseur de P2 est envoyée à travers D3 sur la base de TR9 provoquant le blocage de ce dernier ; la tension sur son collecteur remonte brusquement dépassant le seuil de conduction de DZ3 qui vient polariser négativement la base de TR10 contrebalçant la tension positive arrivant par R19. TR10 se bloque et la tension posi-

tive apparaissant au point commun R20-R21 est appliquée à travers D4 à la gachette de TH1 qui s'amorce. Un courant d'environ 25 mA le traverse et s'écoule, d'une part à la masse à travers R13 et l'espace collecteur-émetteur de TR6 toujours saturé ; et d'autre part, à travers D5 et R22 vient polariser positivement la base de TR4 qui se sature provoquant le basculement du relais RL1 en position travail ce qui a pour effet de couper l'alimentation des phares qui s'éteignent tandis que les codes s'allument. Dans le même temps l'alimentation du phototransistor PTR1 est coupée ; TR7 et TR8 se bloquent à nouveau TR9 se sature ainsi que TR10 coupant l'alimentation de la gachette de TH1 qui néanmoins continue de conduire, le courant le traversant étant suffisant à le maintenir en état de conduction tant que TR6 sera saturé et nos deux voitures resteront en codes.

Mais pendant ce temps nos voitures continuent de se rapprocher l'une de l'autre, la résistance de la LDR diminue rapidement et la tension sur la base de TR1 augmente rendant ce transistor conducteur. Sur le curseur de P1 la tension positive tend, d'une part à bloquer D2, ce qui provoque une augmentation assez grande de la tension sur la base de TR5 qui se sature, et d'autre part, à travers D1 cette tension contrebalance la tension négative arrivant par R4 et provoque le blocage de TR2, la

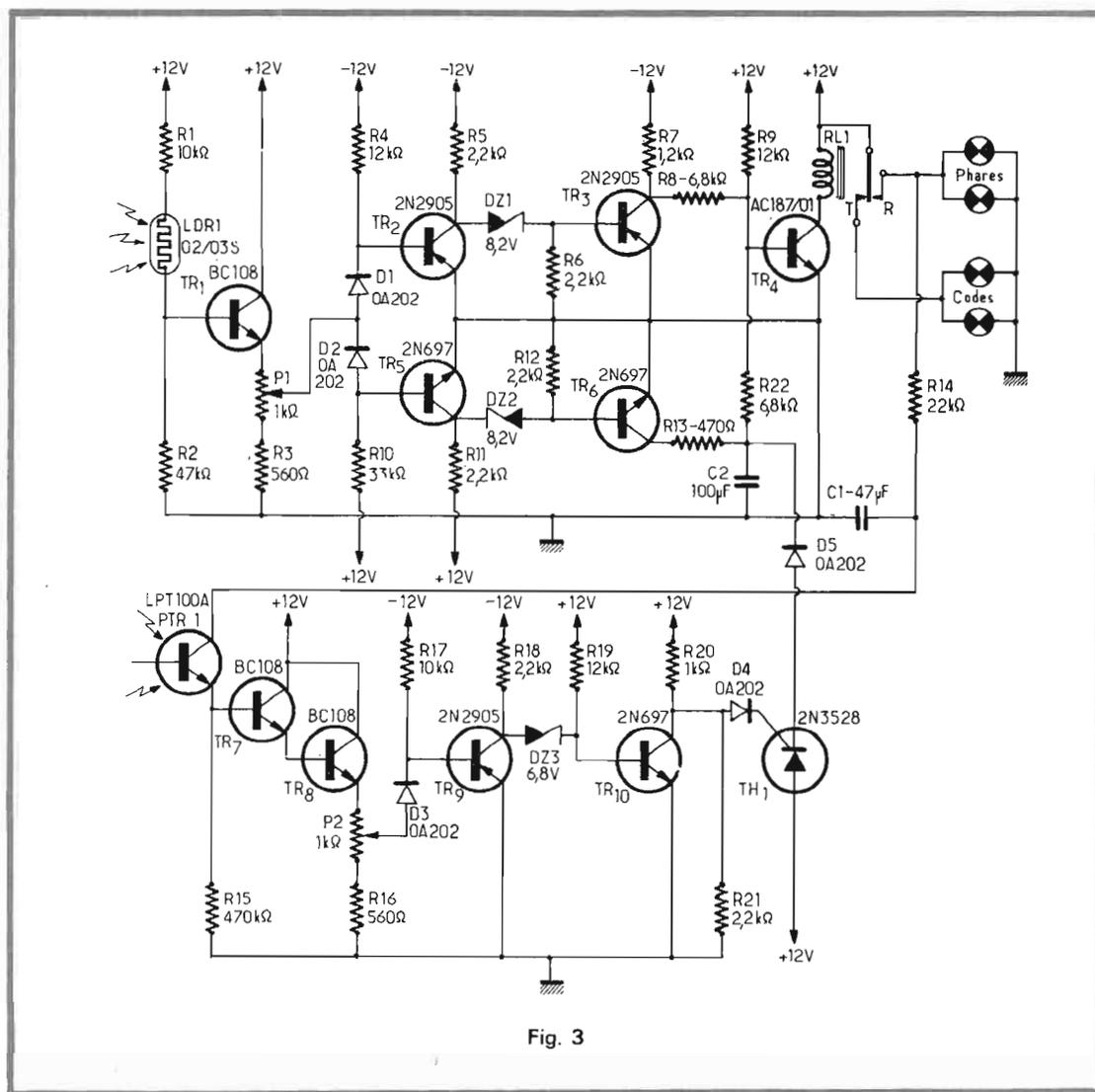


Fig. 3

saturation de TR3 et TR4 comme nous l'avons vu au début de cette étude tandis que sur le collecteur de TR5 la tension tombe rapidement à zéro, DZ2 cesse de conduire provoquant le blocage de TR6. Dès que TR6 se bloque, le courant traversant le thyristor tombe à un niveau inférieur au seuil de maintien et TH1 se désamorce, sa gachette n'étant plus alimentée. C2 se décharge rapidement dans R22 maintenant TR4 saturé pendant la durée de basculement de TR2 et TR3, D5 empêche la décharge de C2 dans le circuit du thyristor. La saturation de TR4 est maintenant assurée à travers R9 et nos véhicules restent en codes. La valeur des différents éléments a été calculée de façon que TR2 se bloque légèrement avant que TR5 se sature afin d'éviter un

battement codes-phares qui risquerait de se produire malgré l'action de C2 qui tend au même but.

Dès que nos deux véhicules se seront croisés, l'éclairage diminue brusquement, la résistance de la LDR augmente rapidement et au bout de 2 secondes environ l'ensemble revient à son état d'origine provoquant l'extinction des codes, le retour en phares, l'alimentation du phototransistor et le circuit est prêt à fonctionner de nouveau dès qu'un nouveau véhicule se présentera en face.

Nous avons vu que certains étages sont alimentés en tension négative, cette tension nous est fournie par un oscillateur classique composé du transistor TR11 et du transfo T1, puis après redressement par D6 cette tension est filtrée et régulée à la valeur requise

par TR12 et les circuits associés.

Cet ensemble fonctionne parfaitement mais présente encore un certain nombre de défauts tel que : vitesse de commutation assez lente due au fait que le blocage (ou la saturation) des transistors ne s'effectue pas instantanément ; rebondissement du relais avec risque d'étincelage des contacts qui doivent pouvoir supporter au minimum 10 A en continu. Enfin un inconvénient important est dû au fait que si plusieurs véhicules équipés du même dispositif n'ont pas des phares identiques et surtout correctement réglés certains passeront en codes alors que les autres resteront en phares, l'éclairage des premiers ayant diminué de plus de moitié sera à ce moment-là insuffisant pour actionner notre

commutateur. Est-ce à dire qu'il n'existe pas de solution et que nous serons obligé d'en rester là ?

Dans le schéma définitif que nous allons étudier dans la 2^e partie de cette description nous verrons comment résoudre ce problème par l'utilisation d'un circuit à retard dans la commutation phares-codes ce qui nous permettra de compenser la différence d'éclairage des véhicules. Ce circuit difficile à mettre au point avec des transistors sera relativement simple avec l'utilisation de circuits intégrés qui nous permettront d'autre part de diminuer de près de 10 fois le temps de commutation phares-codes. Enfin le relais sera avantageusement remplacé par un relais électronique faisant appel à des transistors de grande puissance, ce qui permet de supprimer tous les inconvénients d'un relais électromécanique.

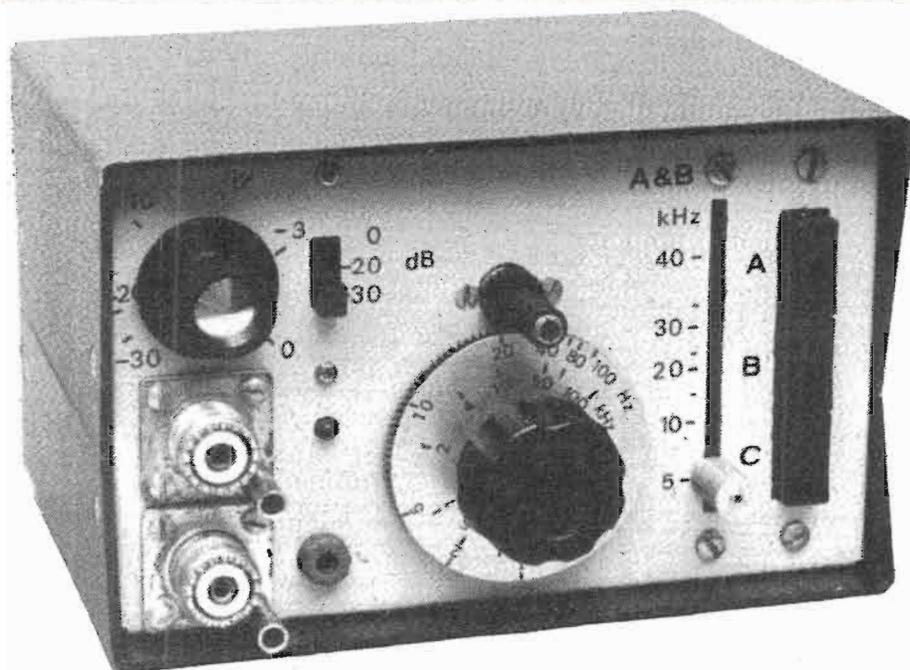
Le résultat s'il n'est pas parfait offre néanmoins toutes les garanties nécessaires, tant au point de vue sécurité de fonctionnement, que de fiabilité, de stabilité de l'ensemble aussi bien dans le temps qu'après un fonctionnement prolongé.

(à suivre)

J. ABOULY

**LA REALISATION
COMPLETE
PARAITRA
DANS NOTRE PROCHAIN
NUMERO**

UN GENERATEUR SIMPLE



POUR TESTS HI-FI

CE générateur audio-fréquences est construit à partir d'un circuit intégré dont nous avons déjà parlé. Il s'agit du circuit EXAR XR 2206 qui a fait l'objet d'une description d'un générateur couvrant de 20 Hz à 20 000 Hz en une seule gamme. Cette fois, et comme nous en avons parlé à la fin de l'article, il s'agit d'une version plus complète et particulièrement appliquée aux mesures de laboratoire.

Si ce générateur capable de délivrer des signaux sinusoïdaux ou triangulaires et rectangulaires offrait déjà pas mal d'avantages sur les générateurs du commerce et pour un prix de revient défiant vraisemblablement toute concurrence, il avait l'inconvénient majeur de ne comporter qu'une seule gamme de fréquence. L'inconvénient de cette gamme unique est que

les mesures fines, pour lesquelles il est nécessaire de connaître et aussi de prédéterminer la fréquence avec une bonne précision étaient pratiquement impossibles. Ce générateur permettait certes de jauger une bande passante en un tour de potentiomètre mais si on voulait connaître avec exactitude les limites d'une bande passante de magnétophone, d'abord il fallait étendre la gamme de fréquences ensuite disposer de ce que l'on appelle une bande étalée.

Le générateur que nous vous proposons possède trois gammes : la première va de 1 Hz à 500 Hz, elle couvre donc une gamme allant des infra-sous au bas médium ; la seconde va de 200 Hz à 100 000 Hz, du bas médium, avec recouvrement, aux ultrasons. La troisième gamme est notre gamme étalée, elle

s'étale donc de 5 000 Hz à 40 000 Hz. Le rapport des fréquences extrêmes est de 1 à 8 tandis que pour les autres gammes il est de 1 à 500. Nous retrouvons ici la possibilité de balayer rapidement une gamme de fréquences et aussi de faire les mesures fines. Une dernière fréquence, fixe celle-là est fournie par ce générateur, elle est de 1 000 Hz, comme vous vous y attendiez.

Nous avons adapté un autre accessoire à notre générateur, il s'agit d'un atténuateur à résistances qui permet de mesurer les bandes passantes des magnétophones à bande et à cassette. Les propriétés des bandes et des têtes magnétiques sont telles qu'il est nécessaire, afin d'obtenir une reproduction satisfaisante de l'ensemble du spectre sonore de préaccueillir les fréquences hautes. A la repro-

duction, ce sont les fréquences basses que l'on relève. Si donc on effectue une mesure de bande passante au niveau 0 dB, les signaux aigus seront écrêtés à l'enregistrement tandis que les signaux de fréquence basse seront écrêtés pendant la reproduction, le résultat global, lu sur le millivoltmètre sera une réduction de la bande passante aux deux extrémités du spectre, sans parler de la distorsion produite par ces mauvais traitements.

La correction apportée, et normalisée dépend de la vitesse de défilement. Dans la pratique, la bande passante sera mesurée, pour les magnétophones travaillant à une vitesse de 9,5 cm/s et au-dessus au niveau - 20 dB, et pour les appareils à cassette et ceux travaillant à 4,75 cm/s au niveau - 30 dB. Nous avons donc prévu pour ce généra-

teur un tel atténuateur. Le mode opératoire sera donc le suivant : on règle d'abord, à 1 000 Hz l'aiguille du vumètre du magnétophone sur le niveau 0 dB, puis il suffira ensuite d'actionner le sélecteur d'atténuation pour que le niveau convenable soit appliqué à l'entrée du magnétophone à tester. Ce qui n'empêche pas d'avoir un potentiomètre de réglage continu du niveau et ayant une dynamique de réglage de l'ordre de 30 dB.

La photo de la face avant montre la disposition de diverses commandes. A gauche : les sorties et les atténuateurs. En haut et à gauche, le potentiomètre de réglage de niveau, au-dessous, deux prises, celle du dessus délivre une tension sinusoïdale ou triangulaire, la sélection s'opérant à partir de la face arrière ; celle du dessous fournit des signaux rectangulaires sous une impédance de sortie relativement élevée. On notera également la présence de l'atténuateur à, -20, -30 dB, au-dessous l'inévitable voyant qui vous évitera des tracas en vous assurant du bon fonctionnement du générateur ; enfin une douille est montée en dérivation sur la sortie de signaux rectangulaires, elle sert à la synchronisation externe d'un oscilloscope.

Au centre, le cadran, étalonné grossièrement, avec ici une démultiplication récupérée à la Foire à la ferraille, il y a déjà quelques années ! L'échelle verticale est celle de la gamme étalée, l'inscription A et B signifie tout simplement qu'il faut appuyer à la fois sur les touches A et B du clavier d'extrême droite pour obtenir cette gamme. Les graduations sont suffisamment espacées pour permettre d'ajuster la fréquence avec une excellente précision, le figlogage pouvant au besoin se faire au fréquence-mètre numérique. Enfin, à droite figure le clavier de sélection avec sa touche « distributeur » la référence de niveau

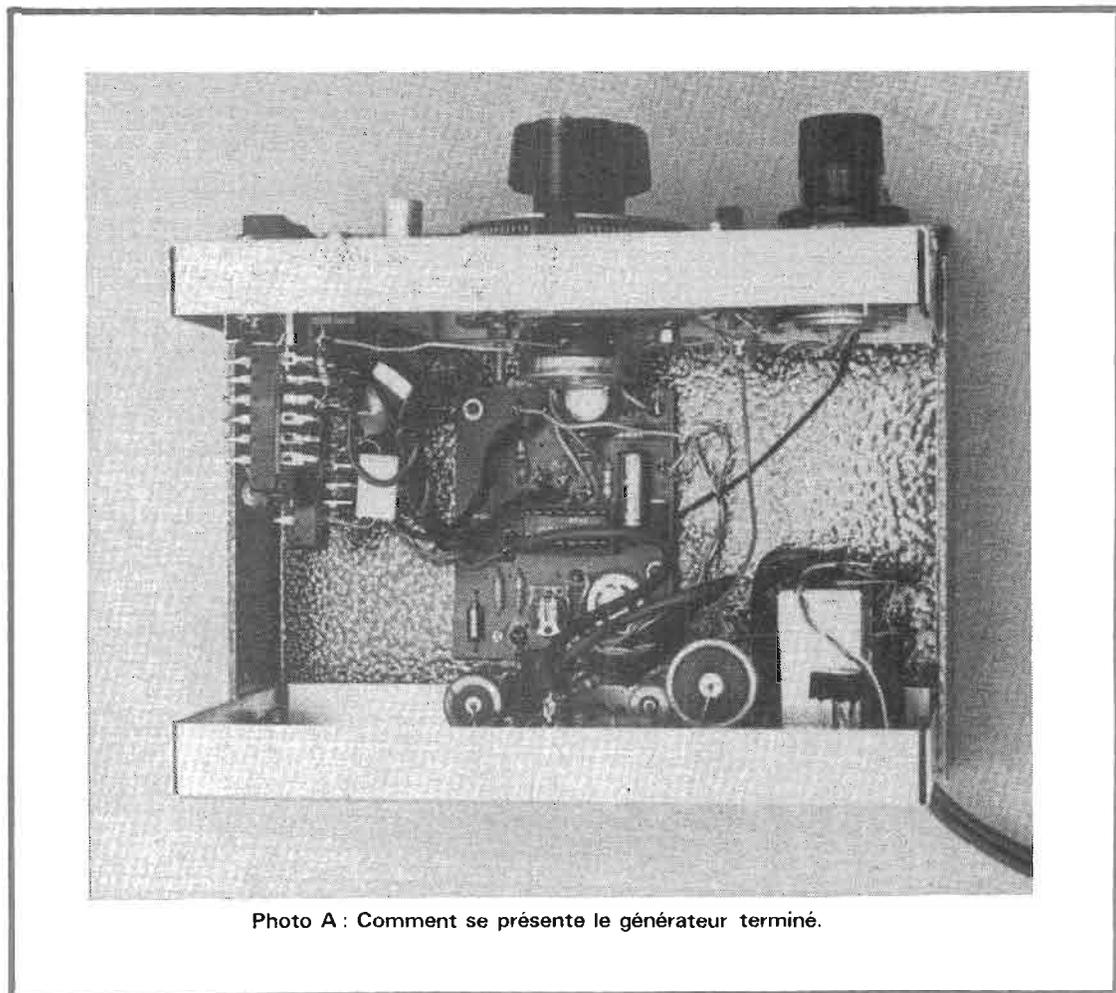


Photo A : Comment se présente le générateur terminé.

1 000 Hz. Nous ne reviendrons pas sur la description d'un circuit intégré, il vous suffira de vous reporter au numéro 1507 de juin 1975 du Haut-Parleur pour en connaître, grossièrement, ses possibilités. A la fin de cet article, nous aborderons une des possibilités de ce circuit intégré, sa faculté d'être directement modulée en amplitude. Pour la modulation de fréquence ou la vobulation, nous y reviendrons plus tard, les études sont en cours...

Le schéma complet du circuit du générateur est représenté figure 1. Nous avons fait usage ici d'une représentation simplifiée des composants, le schéma définitif, où les claviers sont représentés, fournissent les indications complémentaires nécessaires au câblage.

Prenons, borne à borne, le circuit intégré et voyons le rôle de chaque élément. La borne RI permet de commander le niveau de la tension

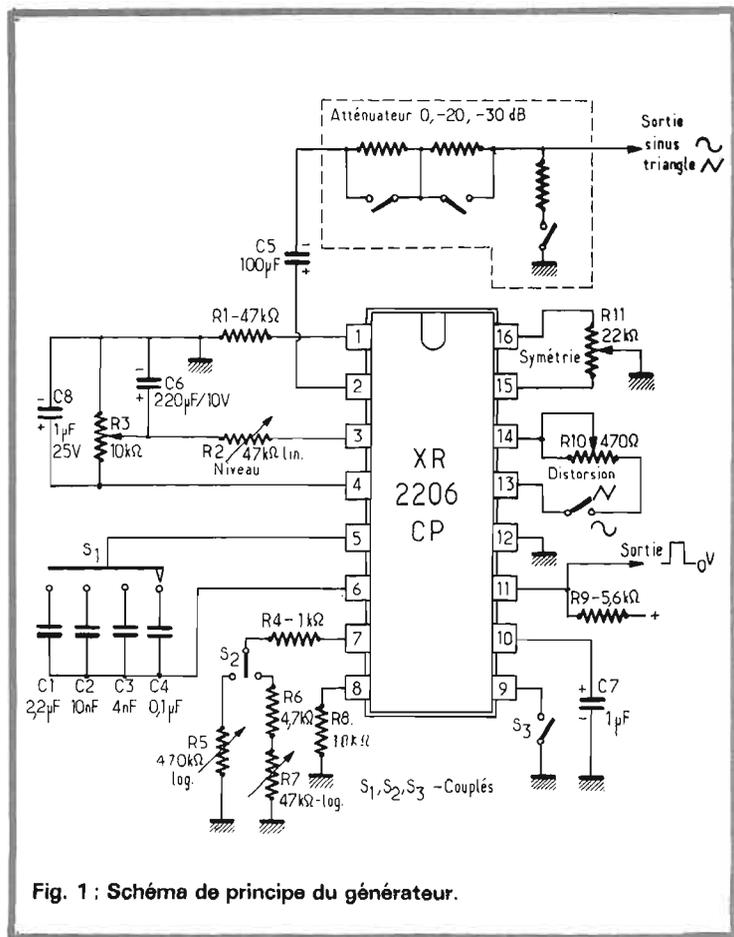


Fig. 1 : Schéma de principe du générateur.

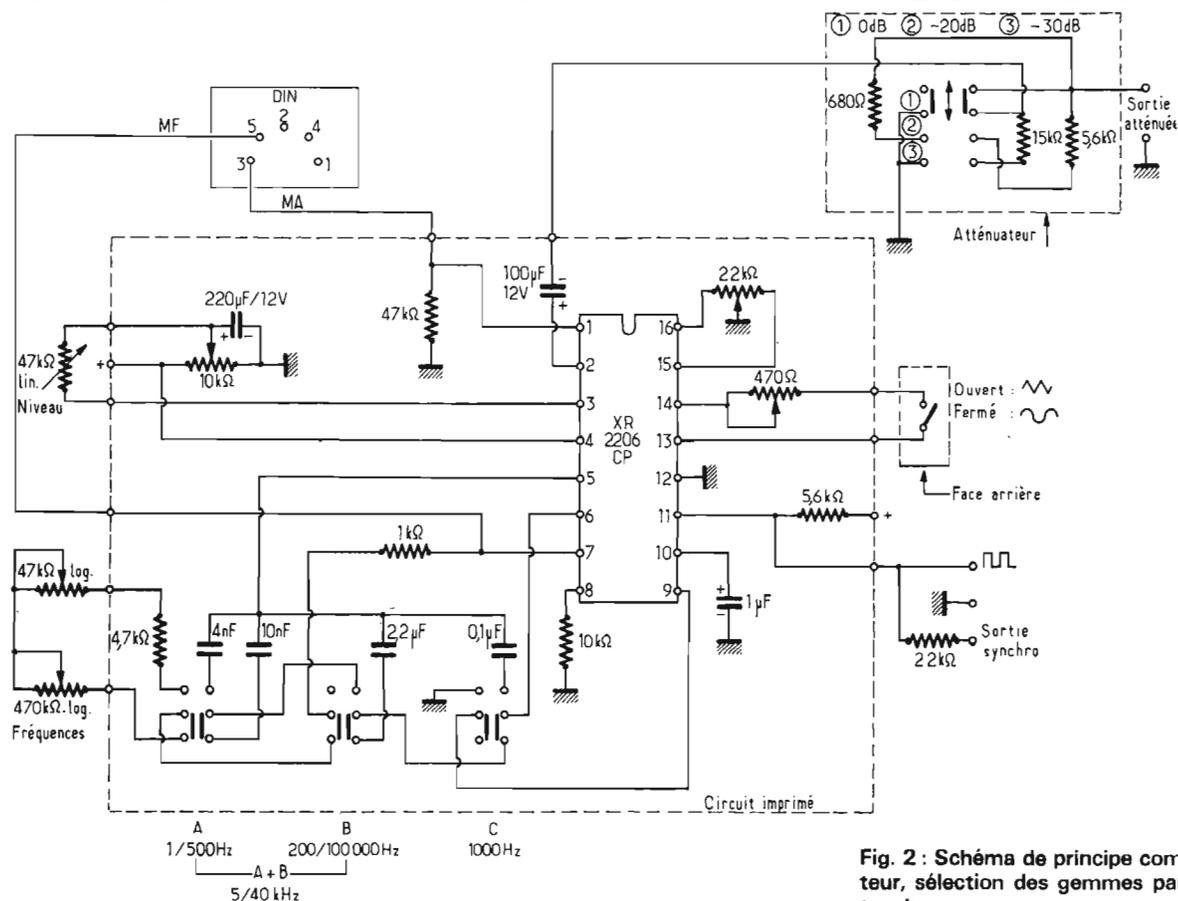


Fig. 2 : Schéma de principe complet du générateur, sélection des gammes par clavier à trois touches.

de sortie, elle servira à une éventuelle modulation d'amplitude du signal. La seconde sortie est réservée à la sortie du signal sinus et triangulaire. La troisième permet de régler l'amplitude de la tension de sortie grâce à une résistance. L'alimentation, pôle positif arrive sur la quatrième broche, les quatre broches suivantes assurant le choix de la fréquence d'oscillation. La 9^e est équipée d'un interrupteur qui la met ou, non à la masse, il s'agit de l'interrupteur permettant de passer instantanément d'une résistance de temporisation à une autre. Cet interrupteur est couplé au commutateur de gamme afin que lors du choix de la fréquence de 1 000 Hz, un condensateur de valeur adéquate (0,1 µF) soit branché entre les bornes 5 et 6.

La borne 10 est une référence interne, et le condensateur sert de découplage. Sur la borne 11 on dispose du signal rectangulaire ; il s'agit ici d'une sortie à collecteur

ouvert qui exige la présence d'une résistance charge de collecteur. La borne suivante sert à alimenter le circuit tandis que les quatre dernières permettent d'affiner la forme du signal sinusoïdal et de réduire par conséquent la distorsion harmonique.

La figure 2 représente le schéma réel que nous avons adopté. Nous avons ici représenté les commutations du contacteur à touches et différencié les éléments du circuit imprimé et ceux se trouvant montés sur le coffret. L'atténuateur a également été représenté, ainsi qu'une prise DIN à cinq broches dont nous n'avons pas parlé pour le moment et qui permet d'introduire un signal de modulation en fréquence et en amplitude. On reconnaîtra aisément les éléments de la figure 1.

L'alimentation se fait à partir du secteur, une suggestion est représentée figure 3, il s'agit d'un simple redresseur suivi d'un étage à collecteur commun, on retrouve sur

l'émetteur du transistor la tension de la diode zener diminuée de celle de la jonction base-émetteur du transistor. Ce transistor est un modèle de petite puissance en boîtier plastique, genre TIP 29 ou BD 135 ; du moment qu'il s'agit d'un NPN, cela suffit, on ne lui demande pas grande chose, si ce n'est qu'un peu de puissance. Il sera installé contre la face arrière après interposition d'une rondelle isolante de mica ou autre.

REALISATION

Si vous avez déjà réalisé le générateur 20-20 000 Hz, vous pouvez reprendre le circuit imprimé que vous avez déjà fait et réaliser un câblage « en l'air » des commutateurs et des éléments externes, ce que nous avons fait ici. Les condensateurs seront alors montés directement sur le commutateur à touches.

Ceux qui préfèrent un montage plus propre pourront sui-

vre l'exemple du circuit imprimé. Ce circuit imprimé comprend un nombre réduit d'éléments et pourra être tenu en place par l'intermédiaire du clavier, il ne restera plus alors qu'à réaliser l'atténuateur, directement sur le commutateur à trois positions, qu'à brancher les potentiomètres sur le clavier à touches et compléter le câblage.

L'alimentation, très simple sera construite sur une plaque de veroboard ou M Board, ou encore sur circuit imprimé, cette dernière méthode, bien appliquée permettant un câblage très propre. Il ne reste plus alors qu'à brancher l'appareil et à vérifier son fonctionnement. L'étalonnage en fréquence se fera à partir d'un fréquence-mètre numérique. Si les potentiomètres logarithmiques étaient construits avec une précision suffisante, il serait possible de suivre les indications présentées sur les photos. La référence 1 000 Hz par contre est facile à obtenir,

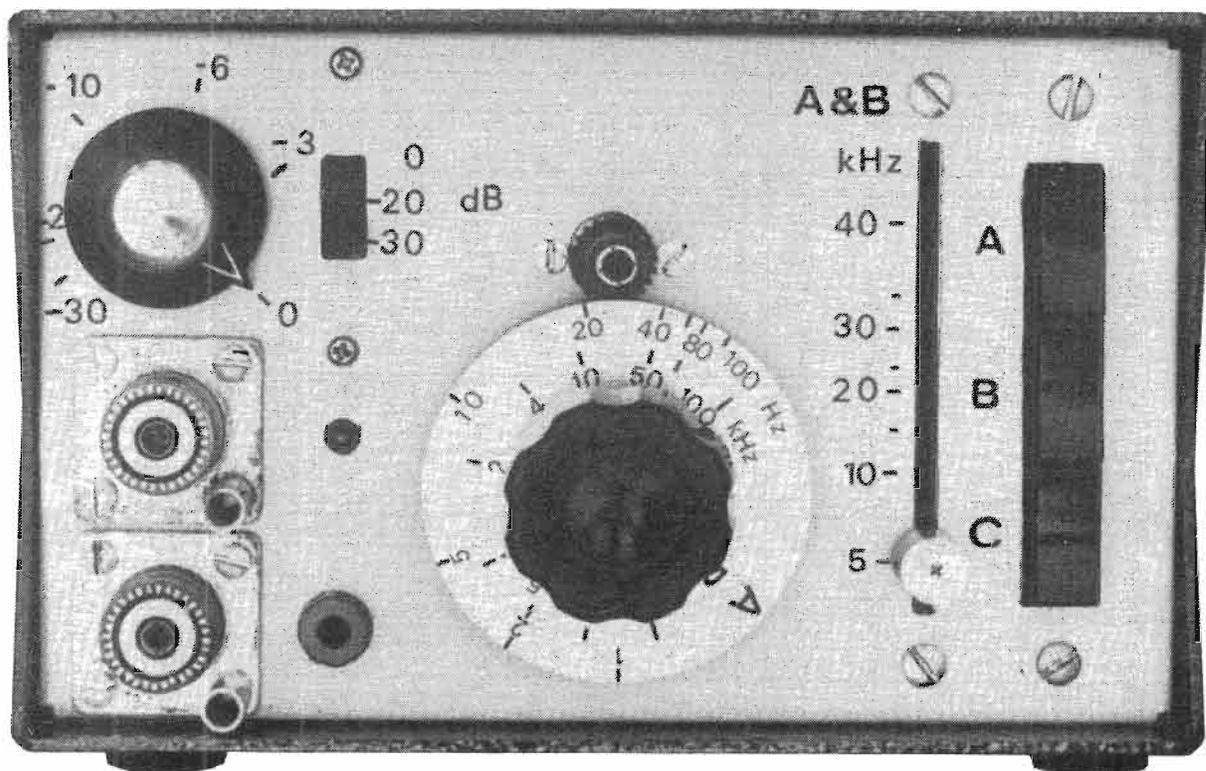


Photo B : La face avant du générateur. Dimension de la façade 156 x 95 mm.

sa précision ne dépend en effet que de celle des composants, R8 et C4 et de celle du circuit intégré. Une fois cette fréquence établie, vous pourrez, en vous aidant d'un oscilloscope étalonner l'appareil par l'intermédiaire des figures de Lissajous.

Vous pouvez étalonner également votre 1 000 Hz à partir de la fréquence du secteur, fréquence en générale très précise. Si vous envoyez du 50 Hz, prise par exemple à la sortie d'un transformateur (pas celui de l'alimentation pour des problèmes de masse) sur l'entrée verticale de votre oscilloscope et le signal à 1 000 Hz sur l'entrée horizontale, vous devrez obtenir une image immobile, alors, votre générateur sera accordé sur 950, 1 000 ou 1 050 Hz, les harmoniques 19, 20 ou 21 du secteur. Pour savoir si vous êtes bien sur 1 000 Hz, vous pourrez comparer le son avec celui que vous pouvez entendre le matin avant la mise en service des émetteurs MF, ou

alors, si vous connaissez bien la méthode de Lissajous, vous pourrez compter le nombre des point de tangence avec les côtés du rectangle circonscrit à la figure de Lissajous et de faire leur rapport. C'est facile pour les harmoniques 2 à 10 mais cela exige une grande attention au-dessus. De plus la figure doit être parfaitement immobile. Finalement, la méthode la plus simple reste celle du fréquencemètre, alors, si vous n'en n'avez pas, faites le tour de vos relations...

MODULATION D'AMPLITUDE

L'une des particularités de ce montage est de permettre la modulation d'amplitude. Cette modulation peut être soit une modulation d'amplitude normale, soit encore une modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse. Dans le premier cas, nous avons la figure de la photo 1, dans le second cas la photo 2. Le schéma 6 représente le branchement de la prise de

modulation d'amplitude. Un potentiomètre permet de régler le point de polarisation de la borne 1. Pour effectuer une modulation avec suppression de la porteuse, on commence par annuler le signal de sortie du générateur (suppression de la porteuse), en modifiant la position du curseur du potentiomètre. Cette suppression se voit très bien sur l'écran de l'oscilloscope et peut également s'entendre. Le taux de réjection de la porteuse est d'environ 60 dB. Il ne reste plus alors qu'à envoyer un signal de modulation pour voir apparaître les deux bandes latérales dont les fréquences seront égales à celle de la porteuse + ou - celle du signal de modulation. A titre d'application, on peut envoyer un signal audio, par exemple provenant d'un micro ce qui permet de trafiquer une voix, on peut également envoyer le signal de sortie d'une guitare électrique pour en tirer d'étranges effets de transposition...

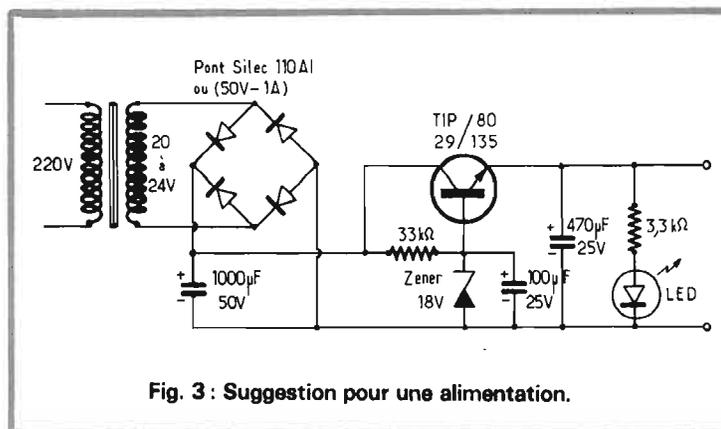


Fig. 3 : Suggestion pour une alimentation.

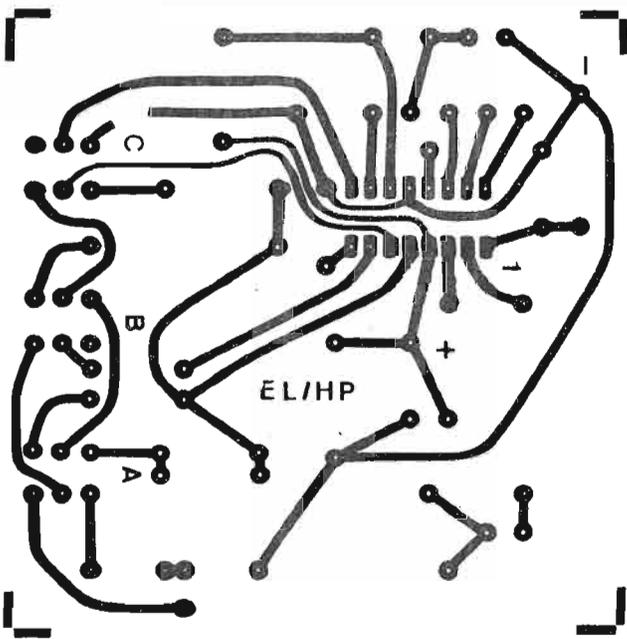


Fig. 4 : Plan du circuit imprimé.

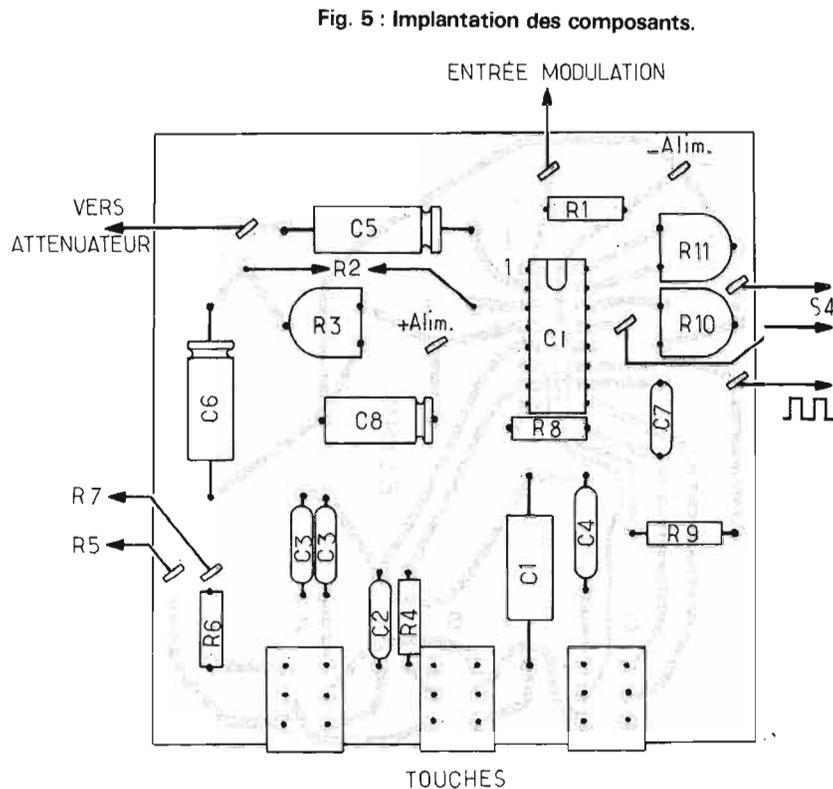


Fig. 5 : Implantation des composants.

Pour effectuer une modulation d'amplitude, on règle par ce potentiomètre l'amplitude du signal pour qu'elle soit égale à la moitié de l'amplitude initiale, il ne reste plus alors qu'à envoyer le signal de modulation.

CONCLUSIONS

Incontestablement, ce circuit intégré permet de réaliser des générateurs dignes d'intérêt. Nous utilisons ce modèle pour des tests Hi-Fi depuis quelques mois déjà et en sommes très satisfaits ! Ses per-

formances sont très suffisantes et le système de gamme étalée rend de grands services. Mais ce circuit offre encore d'autres possibilités, que nous allons expérimenter par la suite et dont évidemment nous vous ferons part.

Etienne LEMERY

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 circuit intégré XR 2206 CP tekelek-Cité des bruyères, rue Carle-Vernet 92310 Sèvres.
- 1 potentiomètre 47 k Ω log. à course linéaire.
- 1 potentiomètre 470 k Ω log.

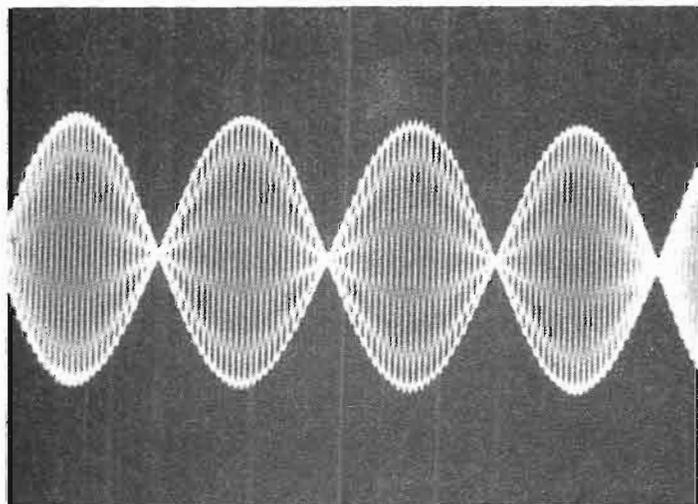


Photo 1 : Oscillogramme d'une tension modulée avec conservation de la porteuse.

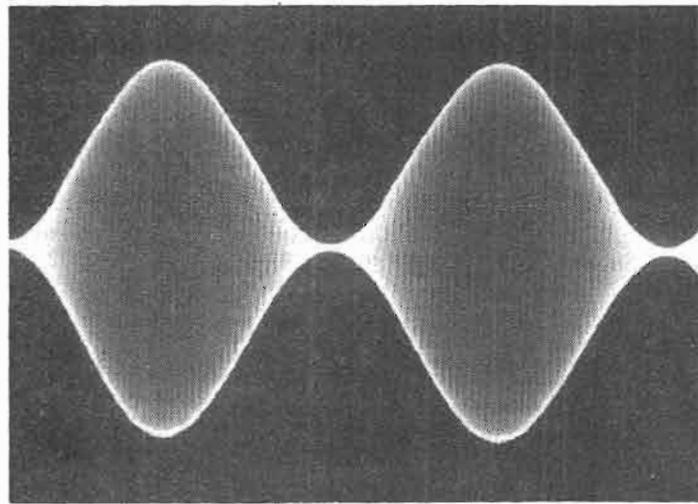


Photo 2 : Oscillogramme d'une tension modulée avec suppression de la porteuse (bande latérales uniques).

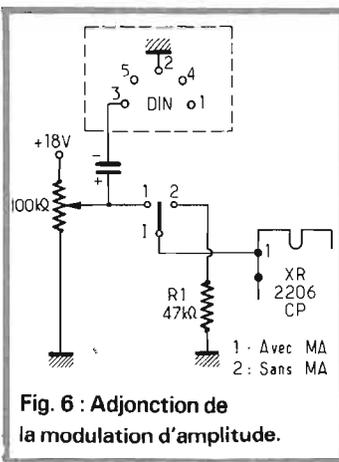


Fig. 6 : Adjonction de la modulation d'amplitude.

- 1 potentiomètre 47 k linéaire.
- 1 ajustable 22 k.
- 1 ajustable 470 Ω.
- 1 ajustable 10 k.
- 1 résistance de 47 k.
- 1 résistance de 1 k.
- 1 résistance de 4,7 k.
- 1 résistance de 10 k.
- 2 résistances de 5,6 k.
- 1 résistance de 680 Ω.
- 1 résistance de 15 k.
- 1 résistance de 22 k.
- 1 condensateur chimique 220 μF 12 V.
- 1 condensateur chimique 100 μF 12 V.

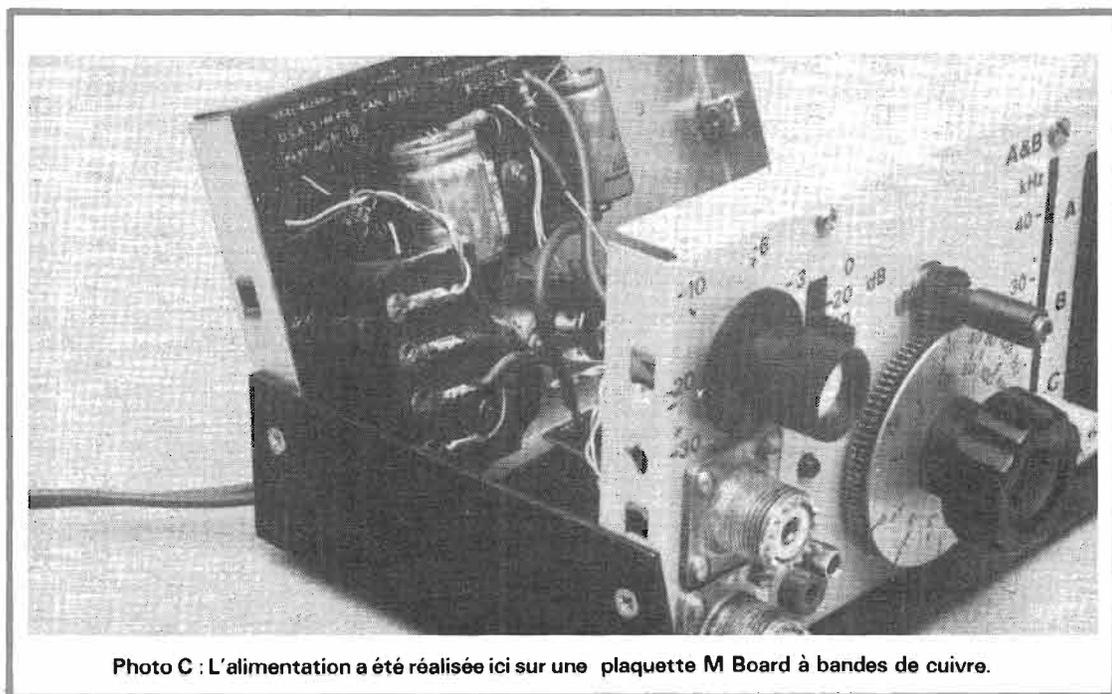
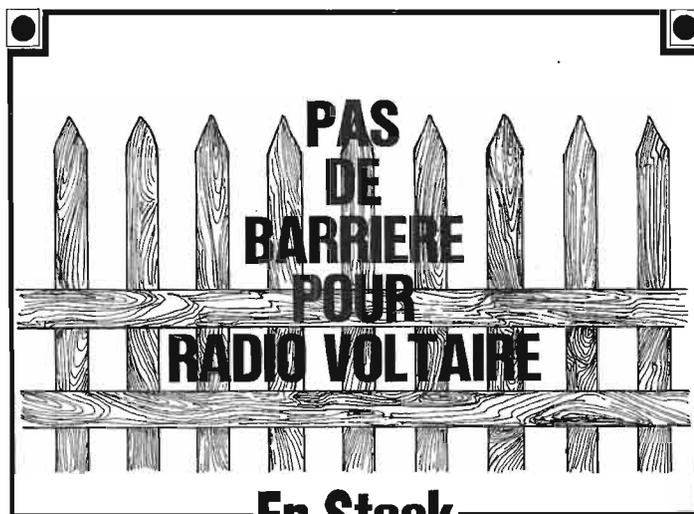


Photo C : L'alimentation a été réalisée ici sur une plaquette M Board à bandes de cuivre.

- 2 condensateurs chimique 1 μF 25 V.
- 1 condensateur mylar 2,2 μF.
- 1 condensateur mylar 0,1 μF.
- 1 condensateur mylar 10 nF.
- 1 condensateur de 4 nF (association de plusieurs condensateurs).

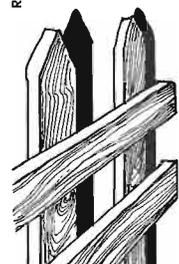
- 1 clavier à trois touches indépendantes, 2 inverseurs par touche.
- 1 inter simple.
- 1 commutateur à glissière, trois positions, deux circuits.
- 1 coffret Opelec (chez ACER).
- 1 circuit imprimé, 1 alimen-

tation suivant schéma ou autre, prises de sortie, fil, soudeure, etc.



En Stock

RAPY



**TEXAS INSTRUMENTS
RTC COGECO
INTERNATIONAL RECTIFIER
GENERAL INSTRUMENT
EUROPE
A. JAHNICHEN & C^{ie}**



RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

150, 155, av. Ledru-Rollin - 75011 Paris
Tél. 357.50.11 +

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



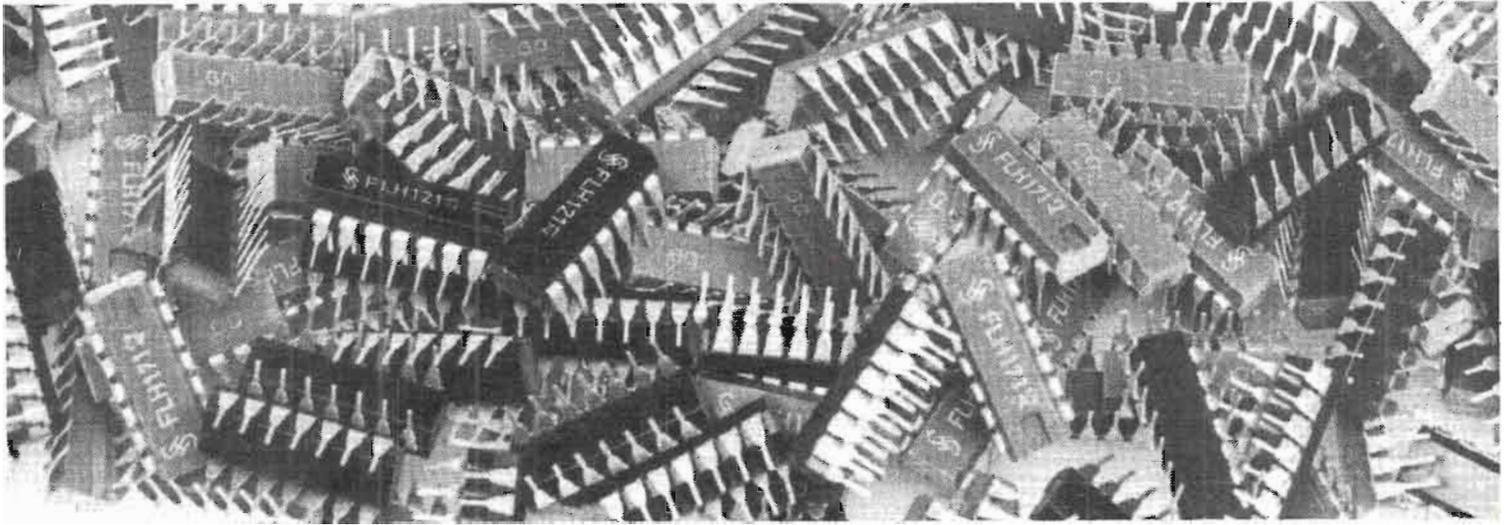
LEA

**LABORATOIRE
ÉLECTRO-ACOUSTIQUE**

5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967-27-84

COUPON-REPOSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN CRÊTEMÈTRE à diodes électroluminescentes

NOUS avons décrit récemment un indicateur de crête faisant appel à un galvanomètre comme indicateur. Cet indicateur était on ne peut plus classique et, cette fois, nous donnons à fond dans le modernisme en décrivant un instrument de mesure du même genre mais où l'échelle du vumètre a disparu et où l'aiguille a été remplacée par une série de diodes électroluminescentes qui s'illumineront en fonction du niveau du signal qui sera injecté à l'entrée du montage.

Nous ne reviendrons que brièvement sur l'intérêt de l'indicateur de crête et sur la supériorité qu'il possède sur le vumètre traditionnel.

Les signaux de nature musicale sont caractérisés par une dynamique. Cette dynamique est le fait que les instruments ne jouent pas toujours ensemble et que le niveau sonore qu'ils délivrent n'est pas toujours le même. Lors d'un enregistrement

magnétique, sur bande ou sur cassette, il est important de ne pas dépasser le niveau de saturation de la bande magnétique sous peine de voir une distorsion désagréable apparaître. L'indicateur de niveau classique donne une indication de la valeur moyenne du

niveau tandis que l'indicateur de crête signalera les pointes de niveau en les mettant en mémoire, suffisamment longtemps pour que le preneur de son ait le temps de les voir.

Un autre inconvénient de l'indicateur de niveau classique, ou même d'ailleurs celui que nous avons précédemment décrit dans cette rubrique est que l'échelle de lecture est linéaire et que de ce fait il n'est pas possible de lire une dynamique élevée. L'échelle du vumètre est utilisable entre -10 dB et +3 à 6 dB, cette dynamique n'est donc que de 16 dB environ.

La figure 1 représente le synoptique du montage du crête-mètre à diodes électroluminescentes. Il comprend

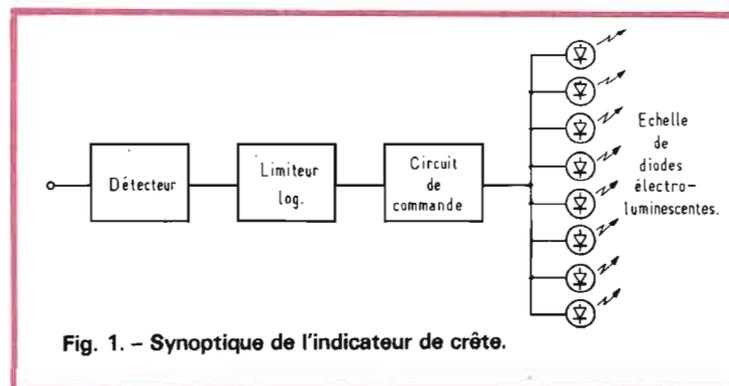


Fig. 1. - Synoptique de l'indicateur de crête.

quatre parties distinctes : un détecteur qui transforme les tensions alternatives en une tension continue proportionnelle à sa valeur de crête, un convertisseur pseudo-logarithmique qui est un circuit non linéaire utilisé pour élargir la dynamique, la plage de tension d'entrée utile ; ensuite vient un circuit de commande qui reçoit la tension continue sortant du convertisseur non linéaire pour la comparer à une tension de commande et provoquer l'allumage d'une seule diode parmi les 16 qui composent le dispositif d'affichage.

Le détecteur et le convertisseur non linéaire sont réalisés avec des composants discrets tandis que le circuit de commande des diodes électroluminescentes est un circuit intégré spécialement conçu pour réaliser des dispositifs d'affichage lumineux à diodes LED.

LE CIRCUIT INTEGRE

Le circuit intégré que nous avons utilisé ici est un UAA 170 produit par Siemens. Ce circuit intégré a été initialement conçu pour réaliser des

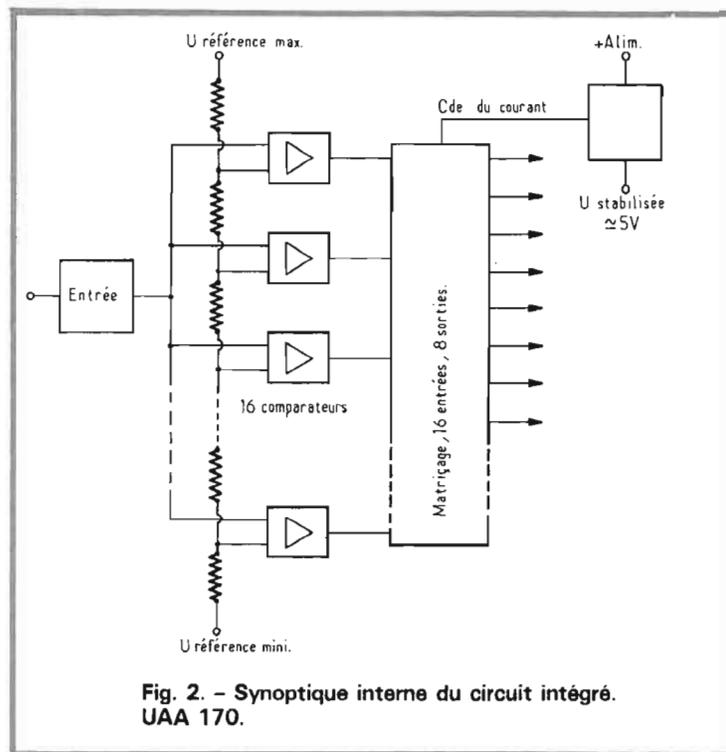


Fig. 2. - Synoptique interne du circuit intégré. UAA 170.

échelles de cadran destinés à remplacer les mécaniques complexes et coûteuses qui entraînent les aiguilles de cadran, cette élimination n'est évidemment possible que lorsque la sélection des stations est électronique, chose parfaitement réalisable aujourd'hui non seulement en modulation de fréquence mais

aussi en amplitude modulée grâce aux diodes varicap à forte capacité. Ces circuits intégrés ont été étudiés pour Blaupunkt et équipent en particulier l'auto-radio « Berlin » de cette firme. Toutes sortes d'applications de ce circuit sont évidemment possibles chaque fois que l'on a une tension variable et que l'on veut

avoir une image de cette tension. Nous nous limiterons ici au vumètre. L'indication du niveau sonore apparaîtra sous la forme d'un point lumineux se déplaçant au rythme de la modulation. Un autre type de circuit, produit par ce même constructeur, permet d'obtenir une échelle de longueur variable. Chez d'autres constructeurs existent également des circuits de ce genre, Texas-Instruments par exemple.

La figure 2 représente le synoptique du circuit intégré UAA 170. On trouve d'abord un circuit d'entrée à haute impédance qui reçoit la tension à « mesurer ». A la sortie de ce circuit, le signal attaque une série de comparateurs de tension qui détecteront si la tension de l'entrée est supérieure ou inférieure à la tension de référence. Il y a 16 comparateurs et 16 tensions de références. Ces tensions sont délivrées par un réseau de résistances intégrées et identiques, ainsi, lorsque l'on applique entre les extrémités de l'échelle une tension, les comparateurs sont alimentés par des tensions régulièrement espacées.

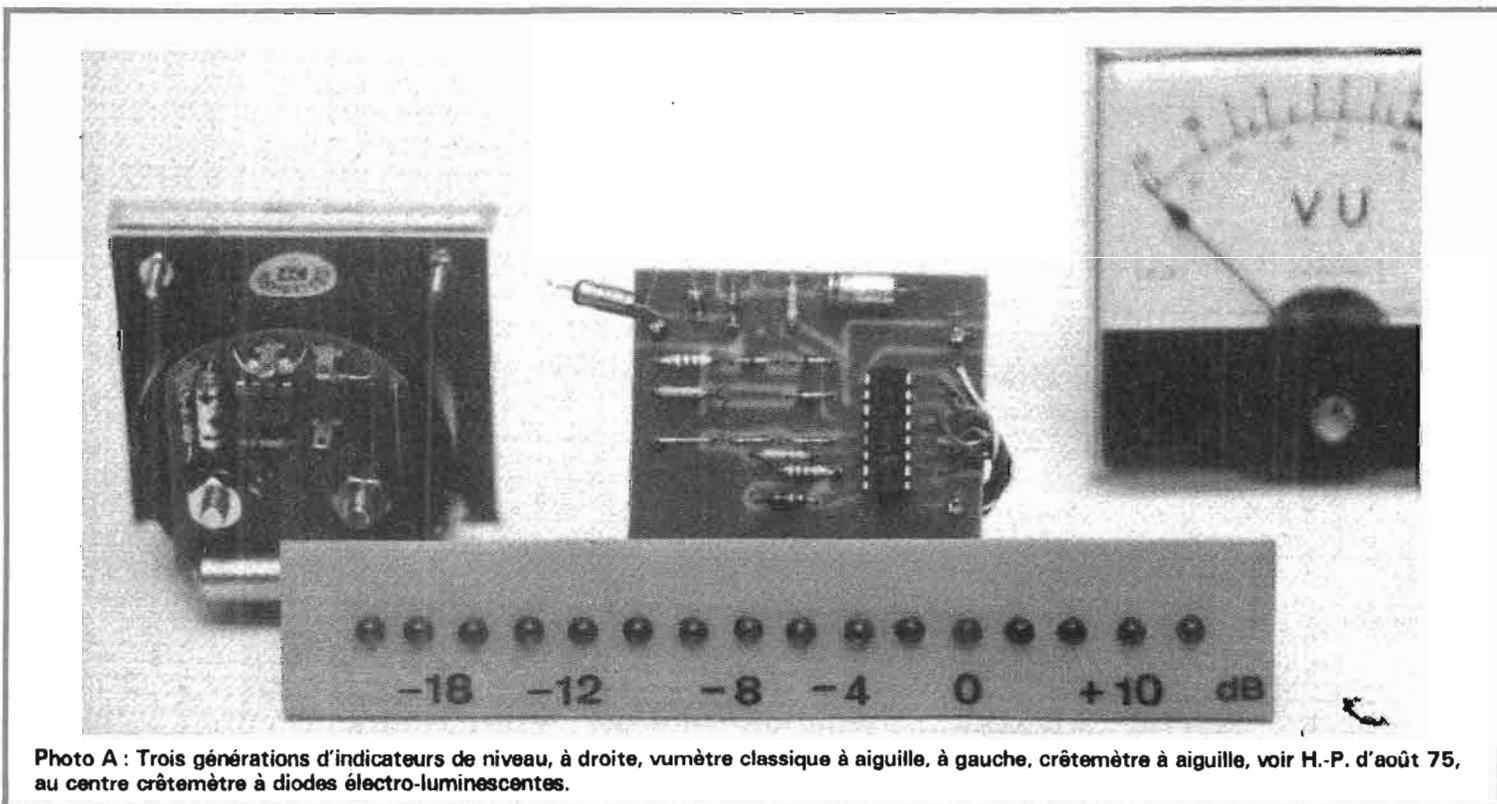


Photo A : Trois générations d'indicateurs de niveau, à droite, vumètre classique à aiguille, à gauche, crête-mètre à aiguille, voir H.-P. d'août 75, au centre crête-mètre à diodes électroluminescentes.

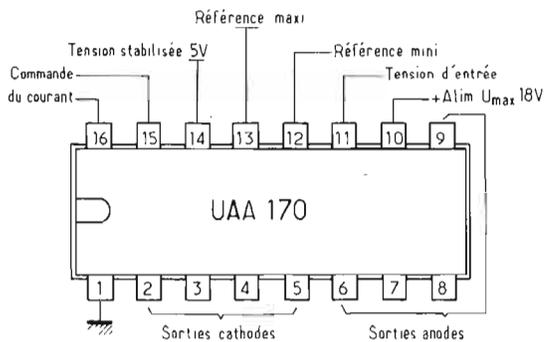


Fig. 3. - Branchement du circuit intégré.

Les deux extrémités de l'échelle sont accessibles et permettent de fixer le seuil d'allumage non pas par rapport à la masse, mais par rapport à une tension donnée que l'on pourra choisir. Cette possibilité permet entre autres applications de placer plusieurs circuits en série, avec des tensions de référence différentes, on peut ainsi obtenir des échelles de 16, 30, 45, etc., diodes. Le circuit intégré dispose d'une référence de tension interne qui permet de fixer les tensions de références sans circuit extérieur; ainsi, ces tensions sont indépendantes de la tension d'alimentation du circuit.

Le circuit suivant le comparateur est un système de matricage; 16 diodes, cela nécessite au minimum 17 fils de liaison: un fil commun et 16 fils indépendants, or le prix d'un circuit intégré est à peu près proportionnel, au nombre de ses broches. Le constructeur a donc fait appel ici à un dispositif de matricage qui consiste à relier ensemble, quatre par quatre, les cathodes et les anodes des diodes.

Avec 8 fils, il devient alors possible d'allumer chaque diode une par une. Le nombre de fils devient réduit, ainsi que celui des broches du circuit intégré au bénéfice du constructeur. Cette possibilité se paye, comme nous le ver-

rons tout à l'heure par une certaine complication du circuit imprimé. En outre, ce regroupement des diodes oblige à employer des diodes d'un même type pour chaque groupe de quatre. Sur notre appareil, nous avons utilisé 12 diodes vertes, pour les niveaux autorisés et 4 diodes rouges pour la zone interdite. La figure 3 donne le branchement externe du circuit intégré. On notera par exemple entre les bornes 15 et 16 la possibilité de régler la luminosité des diodes, en fonction de la lumière ambiante par exemple, ou, par le choix de résistances fixes d'une illumination constante. Il existe une autre particularité du circuit, si l'écart entre les deux tensions de référence est important, la transition entre deux diodes consécutives est brutale tandis qu'au-dessous d'une certaine différence, la transition est progressive et permet d'estimer un niveau de tension intermédiaire. Dans le montage que nous vous proposons, la tension de référence est suffisamment faible pour que nous ayons cette particularité. En fait, elle n'est aucunement gênante puisque les signaux BF sont en général très variables et que par conséquent, la lumière passe très rapidement d'une diode à l'autre, la persistance rétinienne faisant le reste.

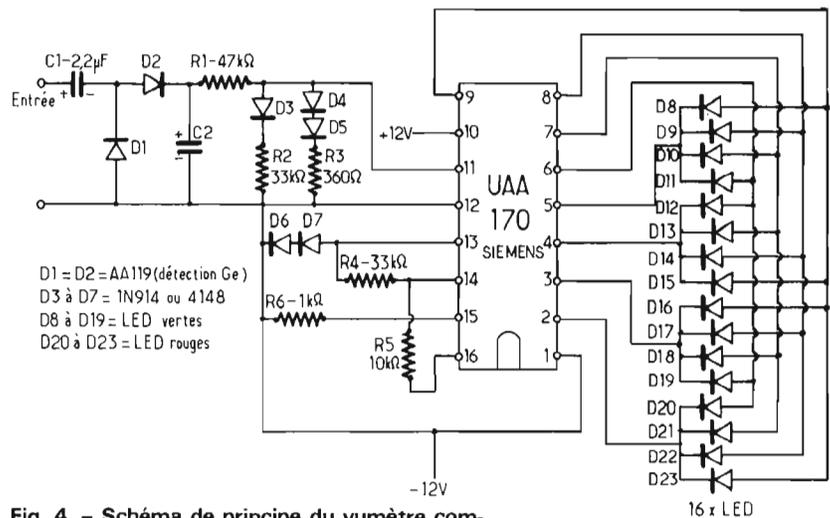


Fig. 4. - Schéma de principe du vumètre complet.

Le détecteur utilisé est du type doubleur de tension. Ce doubleur est constitué des diodes D1 et D2 et des condensateurs chimiques C1 et C2. On retrouve aux bornes du condensateur C2 le double de la tension de crête, dans le cas d'un signal élevé pour lequel la tension de seuil des diodes est négligeable. Dans le cas contraire, nous obtenons un redressement avec seuil, il faut alors que la tension ait atteint une certaine valeur pour que la tension du condensateur C2 soit proportionnelle à la tension d'entrée.

La résistance R1 associée aux diodes D3 à D5 et aux résistances R2 et R3 constitue un potentiomètre d'un genre un peu particulier, en effet, la tension que l'on recueille sur l'anode de D4 n'est pas proportionnelle à la tension d'entrée. Pour une faible tension, c'est-à-dire avant que le seuil de conduction de la diode D3 soit atteint, cette tension est égale à la tension d'entrée. Dès que la conduction commence, la résistance R2, de 33 000 Ω, vient se placer en parallèle sur l'entrée du circuit intégré. Si on augmente alors la tension d'entrée, les deux diodes D4 et D5 se mettent à conduire et la résistance R3 shunte le signal. On obtient de la sorte un écrêteur qui permet d'obtenir une courbe de ten-

sion sortie/entrée à peu près logarithmique. Les valeurs que nous donnons ici ont été déterminées expérimentalement et donnent une linéarité suffisante pour les applications que nous voulions en faire. Pas question ici de concurrencer les vumètres de studio dont le prix de revient est sans commune mesure avec celui de cet appareil. Les derniers éléments de ce circuit servent à fixer l'intensité de l'éclairage: résistances R5 et R6 et la tension de référence supérieure (R4, D6 et D7). Nous avons employé ici deux diodes au silicium; cette solution a été adoptée pour compenser le coefficient de température des diodes de circuit d'écrêtage (diodes D4 à D5). Là encore, il ne s'agit que d'une approximation, satisfaisante.

Le circuit intégré et son montage se passent de commentaires, on remarquera simplement la manière dont sont reliées les diodes au circuit intégré. Certaines cathodes sont communes, certaines anodes également, ce ne sont pas les mêmes. Cette disposition est obligatoire, elle pose quelques problèmes de construction si l'on ne dispose pas d'un circuit imprimé à double face; nous verrons un peu plus loin comment résoudre pratiquement ce problème au demeurant fort simple et qui ne demande qu'un peu

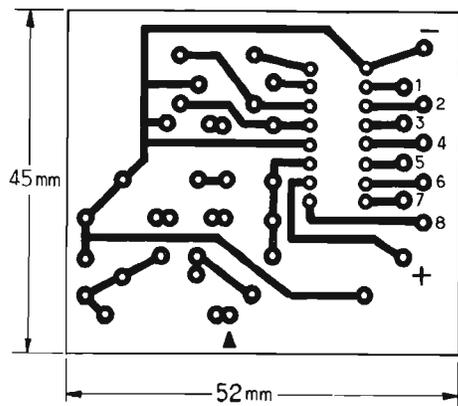


Fig. 5. - Circuit imprimé du vumètre.

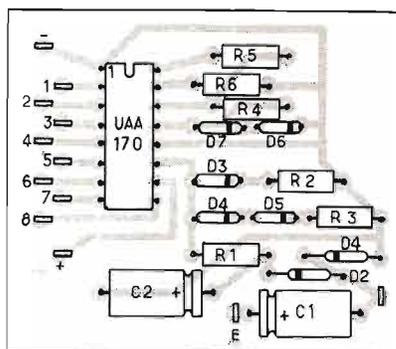


Fig. 6. - Implantation des composants.

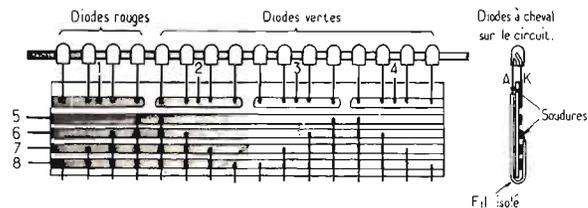


Fig. 7. - Réalisation de l'afficheur à diodes.

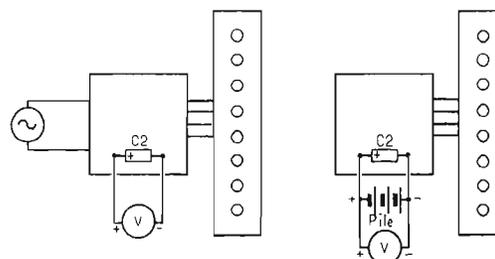


Fig. 8. - Comment étalonner le vumètre à partir d'une mesure en continu.

d'attention. Nous ne donnons pas ici de type de diode particulier, il y en a beaucoup trop dans le commerce, à des prix très différents les uns des autres. Douze de ces diodes sont vertes, les quatre dernières, celles correspondant à la tension la plus élevée rouges.

REALISATION

Elle se décompose en deux parties, l'électronique proprement dite et l'affichage. L'électronique sera réalisée sur un circuit imprimé dont nous donnons le schéma ou sur un circuit genre Véro-board, au pas de 2,54 mm. Ce pas étant celui du circuit intégré. Cette dernière méthode de montage est particulièrement adaptée à la situation, car le montage est simple. La figure 5 donne le schéma du circuit imprimé et la 6 l'implantation des composants.

Les huit sorties du circuit imprimé seront reliées à l'affi-

cheur. Il est intéressant d'utiliser pour cette liaison du fil plat pour cette liaison du fil plat en nappe. Nous avons pris du fil de récupération (fil de téléphone) dont le principal inconvénient est d'être rigide. Pour reconnaître les fils, employer par exemple le code des couleurs, fil marron borne 1, rouge borne 2, etc.

L'étape suivante sera la réalisation de l'afficheur. Notre prototype est destiné à être inséré dans une table. La façade a été usinée dans une plaque de plexiglas et les trous ont été ajustés pour que les diodes entrent à force (elles ne sont pas usinées avec une précision suffisante pour qu'elles dépassent d'une longueur identique), un ajustement est nécessaire si l'on veut obtenir un crétémètre bien fini.

La figure 7 donne une idée de réalisation. Le circuit imprimé pourra être réalisé par gravure mécanique ou chimique, ou encore on pourra utiliser un circuit à bandes conductrices. Les cathodes

des diodes seront soudées directement côté cuivre du circuit imprimé, les anodes par l'intermédiaire d'un fil isolé (fil téléphonique par exemple). Les diodes sont montées à cheval sur le circuit, on veillera à leur sens de branchement. Il ne reste plus alors qu'à brancher les deux circuits et vérifier le

fonctionnement. Dès la mise sous tension, la diode verte de l'extrémité inférieure de l'échelle doit s'allumer, si maintenant on injecte une tension à l'entrée du circuit, le point lumineux doit se déplacer. Si tout se passe comme nous l'indiquons, il ne reste plus qu'à étalonner l'appareil.

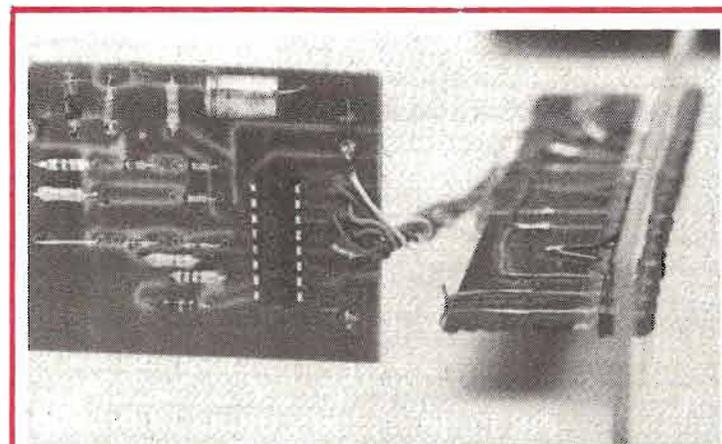


Photo B : Détail du crétémètre dont on remarquera le nombre limité de composants, à droite, l'indicateur à diodes, le circuit imprimé est ici placé entre les « pattes » des diodes LED. Il s'agit ici du prototype, il ne faudra pas s'étonner de remarquer une différence entre la réalisation présente et celle qui est proposée dans l'article.

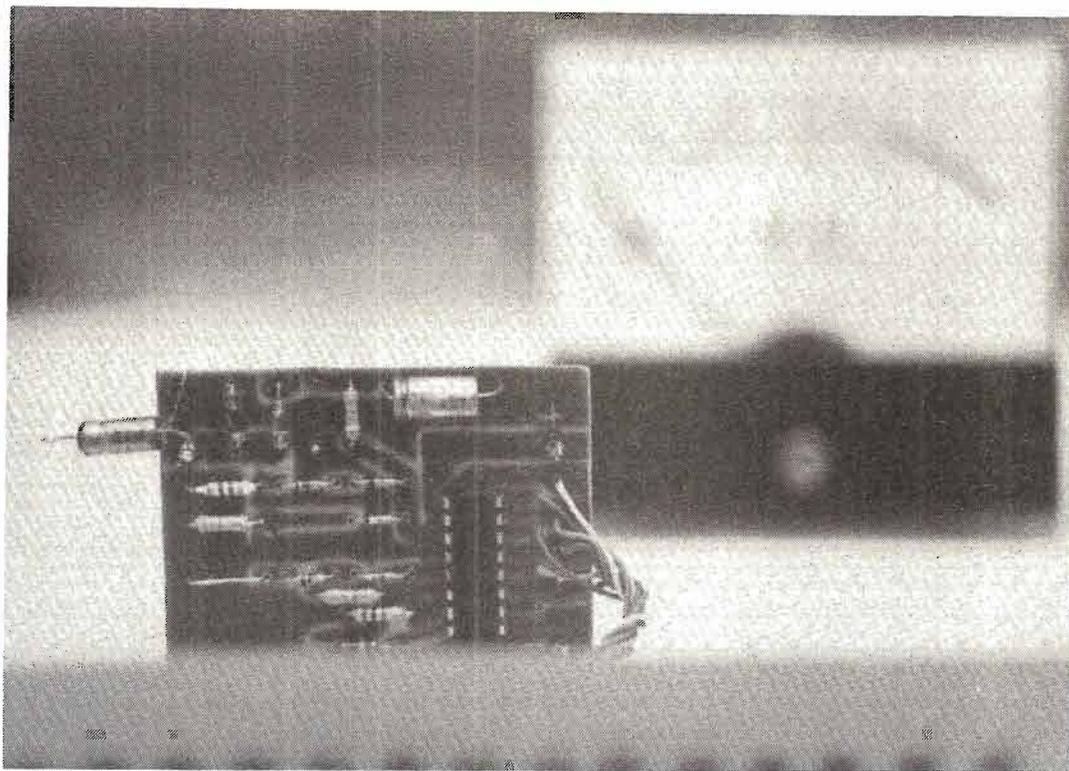


Photo C : Autre détail... sans commentaire.

ETALONNAGE

Nous avons vu que le redresseur était un doubleur de tension ; de ce fait, comme aux bornes de C2 on recueille une tension continue ; on pourra placer directement un voltmètre à courant continu aux bornes de C2 pour étalonner l'appareil. Deux solutions sont possibles pour cet étalonnage, soit vous disposez d'un générateur BF délivrant un niveau suffisant, soit vous ne disposez que de piles. Dans le premier cas, vous branchez le générateur à l'entrée du montage, le voltmètre continu vous donnera la tension crête à crête ; cette tension est égale à $V_{eff} \times 2\sqrt{2}$. Pour le niveau 0 dB, c'est-à-dire 0,775 V, on lira 2,2 V sur le voltmètre continu, l'une des diodes sera alors allumée, elle correspondra au niveau 0 dB. Avec les valeurs de composants proposées, le 0 dB est atteint lorsque la dernière diode verte est allumée. La dynamique totale atteint 36 dB et la dernière diode s'allume pour une surcharge de 14 dB par rapport au zéro. Si votre contrô-

CONTROL DATA

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

PROGRAMMEURS

en 4 mois 1/2

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 6 mois 1/2

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harmel

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

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

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

Stages agréés par l'Etat.

Loi n° 71575 du 16 juillet 1971

Monsieur Harmel

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

Nom Prénom

adresse

Profession Age

leur universel possède une échelle en dB, il sera possible de l'utiliser, à condition toutefois que les graduations de l'échelle des tensions soit linéaire, ce qui n'est pas le cas de beaucoup d'appareils.

UTILISATION

L'utilisation de cet indicateur de niveau de crête est celle d'un vumètre, il indiquera le moment où une surcharge risque de se produire. Il peut aussi être branché à la sortie d'un amplificateur dont il donnera une idée du niveau de sortie, même si son étalonnage n'est pas rigoureux. Cet appareil possède en outre un avantage, unique sur le vumètre à aiguille : le côté attractif de son point lumineux sans cesse en mouvement, et changeant aussi parfois de couleur ; un nouveau gadget psychédélique. Voilà ce que vous pourrez faire de ce nouvel accessoire, alors pourquoi ne pas l'essayer ?

E.L.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 circuit intégré Siemens UAA 170
- 5 diodes type IN 914 ou IN4148
- 2 diodes de détection genre AA119
- 12 diodes électroluminescentes vertes
- 4 diodes électroluminescentes rouges
- 2 condensateurs 2,2 μ F 12 V chimiques
- 2 résistances de 33 k Ω
- 1 résistance de 10 k Ω
- 1 résistance de 47 k Ω
- 1 résistance de 1 k Ω
- 1 résistance de 360 Ω
- Circuit imprimé ou Veroboard, fils de couleurs (8 couleurs) plaque plexiglas ou autre matière (cache).

LA PROTECTION

DES CONTACTS

DES RELAIS

CHACUN sait fort bien que les grains de contact des relais sont soumis à l'effet d'une étincelle d'intensité plus ou moins importante lors de chaque ouverture du circuit (ou parfois même lors de la fermeture). Il est absolument évident qu'à la longue, après de multiples fonctionnements, l'action des étincelles est caractéristique : les contacts sont rongés et le relais est hors d'usage. Ici, nous pensons plus particulièrement aux relais-reed (ou à lames souples) qui sont généralement plus fragiles que les classiques relais de conception antérieure.

On nous demande souvent ce qu'il est technologiquement possible de faire pour supprimer, ou tout au moins pour réduire au maximum, les effets destructeurs de ces étincelles. Disons tout de suite, qu'il n'y a pas de remède miracle, qu'il y a divers cas spécifiques à considérer, et qu'en général il convient de tâtonner pour déterminer par expériences successives les valeurs optimales des composants destinés à la suppression des étincelles. Il convient notamment de considérer si l'on a affaire à une charge capacitive, ou inductive, à du courant continu ou du courant alternatif, etc. Nous allons examiner ici les cas les plus fréquents.

La durée de vie des contacts d'un relais peut être considérablement réduite dans le cas d'une charge utilisatrice capacitive, et notamment si, de plus, des phénomènes de résonance peuvent se produire (cas du courant alternatif). Notons qu'une capacitance même relativement faible, de l'ordre de 50 pF, peut être suffisante pour ronger rapidement les contacts d'un relais. Les dommages sont alors causés surtout au moment de la fermeture du circuit où l'on est en présence (avec ce genre de charge) d'une pointe d'intensité excessivement importante.

Deux solutions sont possibles et nous les indiquons sur la figure 1. En série avec le

contact du relais à protéger, on peut intercaler, soit une résistance R (de faible valeur pour ne pas perturber le fonctionnement de l'utilisation, mais de valeur cependant suffisante pour limiter la pointe d'intensité à la fermeture), soit une inductance L de 20 à 30 μ H environ.

Lorsqu'il s'agit d'une charge utilisatrice inductive, les dommages à craindre se manifestent lors de l'ouverture du circuit (extra-courant de rupture ou force contre-électromotrice). Ici les solutions sont différentes selon qu'il s'agit de courant continu ou de courant alternatif.

Dans le cas du courant continu, la méthode de suppression est simple et effi-

cace : il suffit de connecter une diode D en polarisation inverse en parallèle sur la charge (voir fig. 2). Lorsque le circuit est normalement fermé, la diode ne conduit pas et est sans effet ; au moment de l'ouverture du circuit, l'extra-courant de rupture dont la polarité est l'inverse de celle du courant d'alimentation, passe alors directement par la diode, qui se comporte comme un court-circuit. Naturellement, il convient de choisir un type de diode qui puisse tenir à la tension d'alimentation (lorsqu'elle est polarisée en inverse) et qui puisse écouler l'intensité de l'extra-courant de rupture sans être détruite.

Dans le cas du courant alternatif sur une charge inductive, la solution est représentée sur la figure 3.

Un condensateur C et une résistance R montés en série, sont connectés en parallèle sur la charge utilisatrice. Disons tout de suite, que les résultats obtenus sont exactement les mêmes si l'on monte le groupement RC en parallèle sur les contacts du relais (comme cela est également représenté sur la figure).

Il reste maintenant à déterminer les valeurs de la résistance R et du condensateur C, valeurs qui dépendent de la tension et de l'intensité présentes dans le circuit. Pour cela, nous devons considérer la tension d'alimentation en

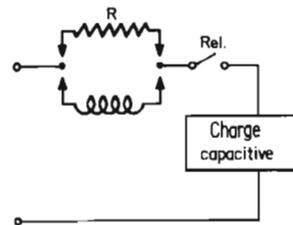


Fig. 1

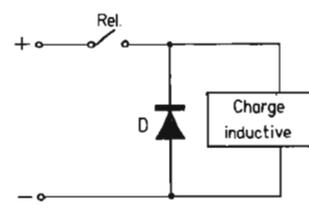


Fig. 2

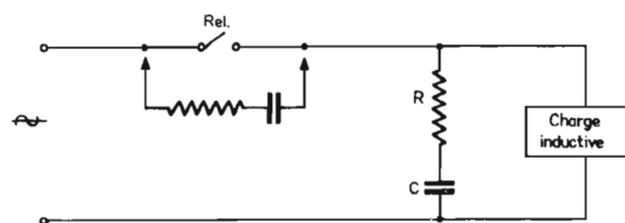


Fig. 3

volts efficaces et l'intensité en ampères efficaces circulant dans le circuit lorsqu'il est fermé, et nous nous reportons au diagramme de la figure 4.

Prenons un exemple. Soit une tension d'alimentation de 250 V eff. et une intensité de 0,8 A eff. Sur la partie droite (I) de l'échelle de gauche, nous repérons l'intensité de 0,8 A. La valeur optimale de la capacité est indiquée directement en face de la partie gauche (C) de cette échelle ; soit, dans notre exemple : 0,065 μ F environ.

Ensuite, pour déterminer la valeur de cette résistance R, à l'aide d'une règle joignons le point 0,8 A au point 250 V de l'échelle courbe centrale, puis prolongeons jusqu'à l'échelle R de droite (en pointillés sur la figure). La valeur indiquée pour la résistance est donc de 30 Ω dans notre exemple.

Il convient de préciser qu'il peut s'agir là d'une valeur minimale pour la résistance requise. En effet, plus la tension de crête de l'extra-courant de rupture est élevée, plus la valeur de cette résistance devra être accrue. Le cas échéant, une détermination de la valeur optimale par expériences successives est donc nécessaire.

Pour terminer, voyons le cas de l'allumage de lampes à incandescence (clignoteur, par exemple). La résistance à froid des filaments des lampes à incandescence n'est seulement que le 1/8 ou le 1/10 de la résistance présentée à chaud en éclairage normal. De ce fait, lors de chaque fermeture du circuit, il s'ensuit une pointe d'intensité très importante traversant les contacts du relais.

Deux solutions sont possibles (fig. 5). On peut intercaler une résistance R en série dans l'alimentation (résistance de faible valeur afin de ne pas trop perturber l'éclairage des lampes, mais de valeur suffisante pour limiter la crête d'intensité à froid). On peut également maintenir les fila-

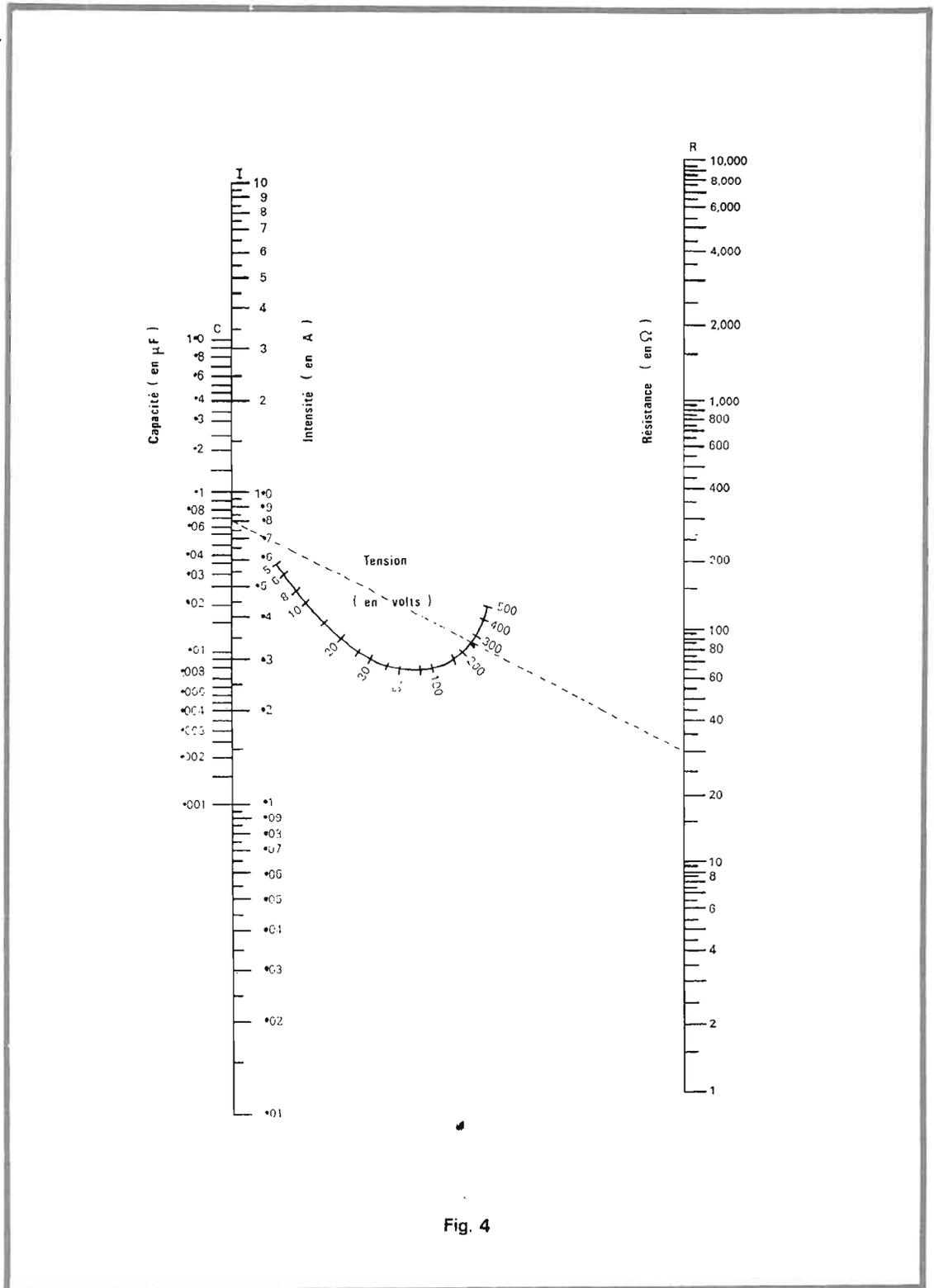


Fig. 4

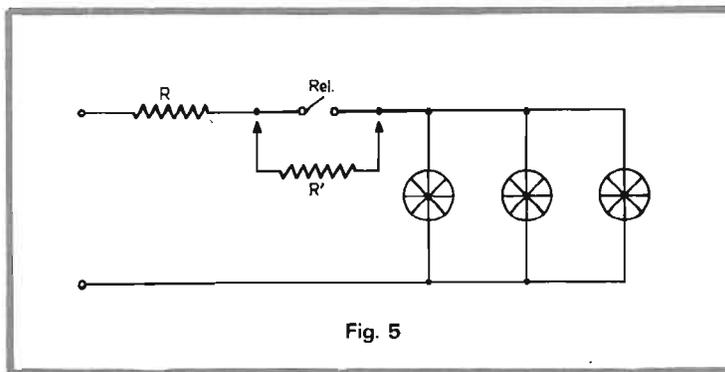
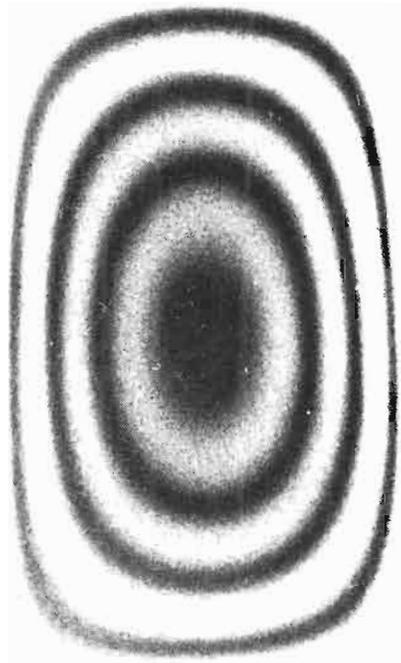


Fig. 5

ments sous une certaine température afin que leur résistance ne soit pas aussi faible qu'à froid (mais sans que pour autant les lampes ne s'éclairissent) en montant une résistance R' de valeur appropriée en parallèle sur les contacts du relais.

Roger A. RAFFIN
(D'après une notice de « F.R. Electronics Limited »).



LES LASERS



Marc FERRETTI

TELECOMMUNICATIONS OPTIQUES: des sources mieux adaptées

DEPUIS l'invention du laser en 1960, l'utilisation de la lumière pour la transmission des informations a fait l'objet de nombreux travaux dans le monde entier. On ne s'est pas seulement préoccupé des lasers oscillants sur différentes fréquences optiques, de l'ultraviolet à l'infrarouge, mais on a aussi étudié des systèmes de modulation, de détection, de commutation, de doublage de fréquence, etc.

La plupart des études ont porté sur le milieu de propagation. Très vite on s'aperçut que l'atmosphère est un milieu très perturbateur pour la propagation des faisceaux lumineux. Sauf dans les cas très spécifiques des liaisons spatiales ou à très courtes distances, la propagation de la lumière doit être protégée et

on est confronté ainsi au problème du guidage de la lumière. Le guidage par fibres diélectriques semble être

aujourd'hui le mode le plus prometteur ; la mise au point dès 1970, de fibres à très faible atténuation (moins de

20 dB/km) a suscité un très grand effort de recherches sur les fibres de verre (en France, particulièrement au C.N.E.T.) et l'on dispose aujourd'hui de fibres dont l'atténuation descend jusqu'à 2 dB/km.

Il est assez paradoxal de constater que les télécommunications optiques initialement imaginées pour des débits d'informations très élevés (supérieurs au gigabit par seconde), trouvent aujourd'hui des applications pour des débits beaucoup plus faibles (quelques mégabits par seconde). C'est parce que l'on trouve aux fibres optiques des avantages par rapport aux fils et câbles coaxiaux classiques : ainsi, le faible encombrement et le faible poids des fibres optiques sont autant d'avantages dans les installations à bord des avions et des navi-

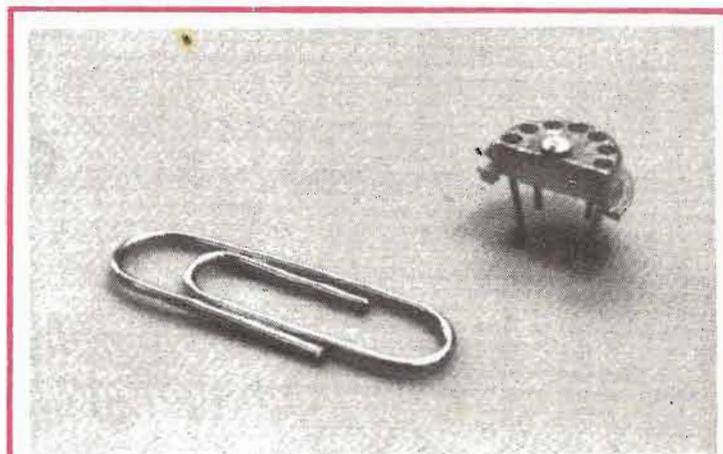


Photo 1 : Le laser à semi-conducteur peut-être miniaturisé à l'extrême : par exemple Hitachi a réalisé l'an passé un laser dont la surface radiante est de l'ordre du micron-carré. Ce type de micro-lasers est destiné aux communications optiques.

res ; en outre, s'ajoute le fait que les fibres optiques sont insensibles au brouillage électromagnétique. D'autres applications paraissent intéressantes : liaisons entre ordinateurs, télémesures...

DE NOMBREUSES SOURCES, POUR LES COMMUNICATIONS OPTIQUES

Au moins quatre films offrent déjà sur le marché commercial, des systèmes complets de communication optique : il s'agit de Metrologic Instruments Inc., American Laser Systems Inc., International Lasers Systems Inc. et Data Optics Corp. Une douzaine d'autres firmes industrielles commercialisent des sous-ensembles pour des liaisons par laser.

Aux Etats-Unis, les Bell Telephone Laboratories ont évalué que si seulement 10 % des abonnés au téléphone envisageaient de souscrire un abonnement au système de visiophonie (téléphone + télévision) « Picturephone », il faudrait accroître d'un facteur 20 la capacité des liaisons par visiophonie ! C'est pourquoi, aux Bell Telephone Laboratories, les recherches sur les communications optiques sont poursuivies « fiévreusement » selon l'expression de J.S. Cook, chef des recherches sur les systèmes optiques chez Bell.

En France, de semblables recherches sont menées au C.N.E.T., chez Thomson-CSF, et aux Laboratoires de Marcoussis.

Plusieurs types de lasers peuvent être utilisés pour les communications optiques.

Pour les communications « non guidées », s'effectuant directement à travers l'atmosphère, plusieurs expériences ont été menées avec des lasers à anhydride carbonique. Ainsi, aux laboratoires de recherches Siemens, un laser à CO₂ dont le faisceau est modulé par un modulateur en arséniure de gallium, sert dans un système de commu-

nications atmosphériques d'une portée de 5 km. Aux U.S.A., le laboratoire de recherches Hughes a réalisé pour l'Army Electronics Command un semblable communicateur optique, avec un modulateur en tellure de cadmium ; la portée de ce système est d'environ 8 km.

Deux autres systèmes de communications à grande capacité ont été développés respectivement par Lockheed Aircraft Corp et par Mc Donnell Douglas Corps., à partir de lasers à grenat d'yttrium-aluminium dopé au néodyme (lasers YAG) ; le faisceau émis dans la proche infrarouge subit un doublement de fréquence puis il est modulé au moyen d'un cristal de tantalate de lithium.

Metrologic dispose d'un système de communications à laser à hélium-néon pouvant être modulé par des signaux analogues et digitaux ; il peut être utilisé pour la transmission d'informations sur de courtes distances ; la faible puissance du faisceau (quelques milliwatts) limite la portée utile de l'ensemble.

Des systèmes de communications par fibres optiques sont déjà opérationnels. Par exemple l'U.S. Naval Air Systems remplace 1 450 m de fils, dans un avion militaire type A7 par 250 m de fibres optiques ; par ailleurs, l'U.S. Naval Electronics Center a installé un système de communications par fibres à bord de l'un des navires de la

sixième flotte : chaque câble de communication contient 300 fibres de 62,5 microns d'épaisseur.

Gain de masse et de volume, insensibilité au brouillage, immunité aux radiations nucléaires : tels sont les avantages militaires essentiels offerts par les communications optiques. C'est pour tirer parti de ces avantages que la Royal Aircraft Establishment, en Grande-Bretagne, a demandé à Marconi-Elliotts de lui fournir un ensemble complet de communications ; de même, Boeing envisage d'installer des interconnexions optiques, conçues à partir de diodes électroluminescentes, pour la transmission de données aux missiles.

Pour la plupart des systèmes de communication, que ce soit par fibres ou à travers l'atmosphère, la meilleure source cohérente paraît être le laser à semi-conducteur. Il est en effet compact et son rendement est relativement élevé ; il en existe de trois types : lasers à simple hétérostructure, à double hétérostructure et à grande cavité optique. Les lasers à double hétérostructure peuvent fonctionner en régime continu car le courant minimal à partir duquel on observe l'effet laser est relativement bas (2 000 A/cm², voire moins de 1 000 A/cm²). Les lasers à simple hétérostructure sont encore caractérisés par des courants de seuil élevés et ne

peuvent ainsi pas travailler en régime continu.

Le laser à grande cavité optique constitue un compromis entre les deux types précédents : il s'agit d'un laser à double hétérostructure modifié, contenant une couche épaisse d'arséniure de gallium GaAs de type n, adjacente à une couche de GaAs de type p. La couche de type n possède un indice optique voisin de celui de la couche de type p ; cette propriété permet à la radiation émise dans la couche de type p de se propager dans la cavité optique formée par la couche de type n.

Chacun de ces lasers peut être utilisé pour les communications optiques : pour les liaisons atmosphériques à longue portée, le laser à simple hétérostructure constitue un bon choix bien que le laser à grande capacité optique offre la possibilité d'une plus grande capacité de transmission d'informations. Pour les communications par fibres, le laser à double hétérostructure est le meilleur choix ; on a également envisagé d'utiliser des lasers YAG pour ce cas d'application.

Néanmoins, ce n'est pas entre le laser en semi-conducteur et le laser YAG que la compétition pour les communications optiques se joue, mais c'est entre le laser en semi-conducteur et la diode électroluminescente. Celle-ci est bon marché, peut émettre un faisceau optique (non cohé-

**TABLEAU 1
LASERS EN SEMICONDUCTEURS**

	Simple hétérostructure	Double hétérostructure	Grande cavité optique
Courant minimal (A/cm ²)	8 000	2 000	2 000
Puissance maximale (watts)	24 à 80	0,5	1,5
Fonctionnement continu à la température ambiante ?	non	oui	oui
Disponibilité commerciale ?	oui	non	oui, mais en fonctionnement pulsé

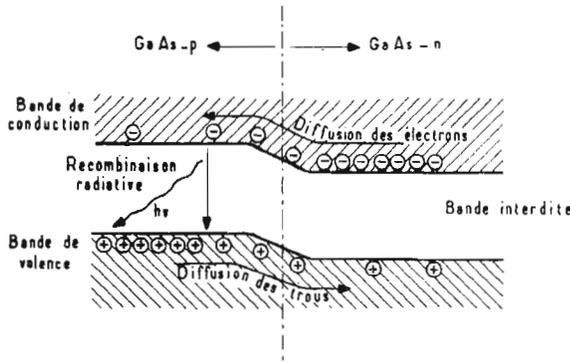


Fig. 1. — Une diode électroluminescente polarisée en direct : près de la jonction, il se forme un excès de trous et d'électrons par rapport à l'équilibre ; cet excès donne naissance à des recombinaisons radiatives et une émission de lumière.

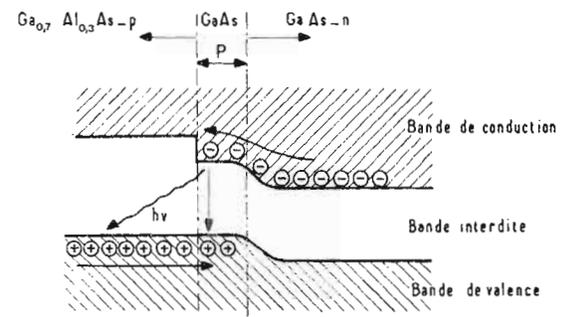


Fig. 2. — Simple hétérojonction. Les électrons injectés depuis le GaAs-n sont confinés en GaAs-p, à cause de la discontinuité de la bande de conduction. Il en résulte que l'épaisseur du volume actif est celle de la couche en GaAs-p, alors que pour une homojonction elle est déterminée par la longueur de diffusion des électrons.

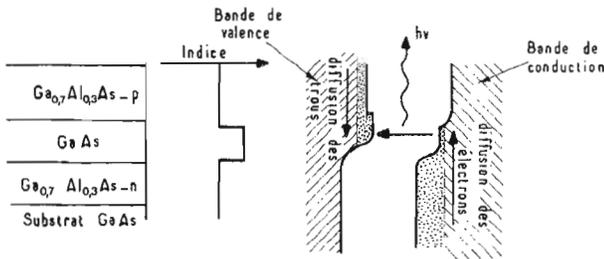


Fig. 3. — Laser à double hétérostructure.

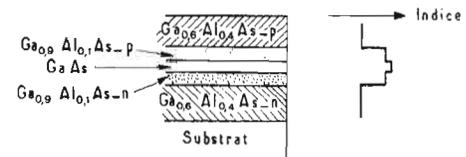


Fig. 4. — Lasers à confinements séparés.

rent continu dont la puissance atteint 100 mW ; son courant de seuil est d'environ 100 A/cm².

La firme American Laser Corp emploie des diodes électroluminescentes dans son système de transmission optique dénommé « 732 » ; elles travaillent, à 35 MHz, avec des fibres optiques dont la longueur est de 30 m au plus. Cette même firme utilise des lasers en semi-conducteur dans un système atmosphérique de communication, le modèle « 736 » dont la portée est de 8 km.

VENONS-EN AUX SOURCES EN SEMI-CONDUCTEUR

Pour expliquer de nombreux phénomènes de conduction électronique dans les semi-conducteurs, on a introduit la « théorie des bandes » : un électron se trouve normalement dans la bande de valence, mais s'il reçoit de l'énergie supérieure à un certain seuil d'énergie, l'électron

sautera dans la bande de conduction ; la bande interdite sépare la bande de valence de la bande de conduction. Un électron ne peut pas se trouver dans la bande interdite.

On peut très bien imaginer un électron enfermé dans le carcan du maillage cristallin formant le solide : il se trouve dans la bande de valence. Si on fournit de l'énergie au solide (en le chauffant par exemple), l'électron reçoit en partie cette énergie et va avoir tendance à la restituer, sous forme mécanique par exemple. Si l'énergie apportée est suffisamment grande, et est supérieure à la largeur de la bande interdite, l'électron brisera son carcan et ira se perdre dans le nuage électronique qui se déplace librement à travers le cristal. L'électron sera dès lors dans la bande de conduction.

Mais en sautant ainsi d'une bande à l'autre, l'électron laissera un « vide » dans le maillage cristallin : c'est un « trou » de la bande de valence. L'électron transporte

une charge négative : le trou sera donc positif par manque d'une charge négative.

Lors de son déplacement libre dans le cristal, au sein du nuage électronique, notre électron peut éventuellement rencontrer un tel état libre de la bande de valence. L'électron va dès lors « tomber dans le trou » ; la transition par laquelle un électron redescend de la bande de conduction à la bande de valence est appelée « recombinaison d'une paire électron-trou ». Cette recombinaison peut s'effectuer éventuellement avec émission d'un photon et l'on parle de recombinaison radiative. Cette émission peut être spontanée ou stimulée par un événement extérieur.

Considérons donc une jonction p-n (fig. 1) réalisée dans un seul matériau (c'est une homojonction) et polarisons-la dans le sens direct. Les trous qui sont majoritaires dans la région p diffusent vers la région n, de même un courant d'électrons diffuse de la partie n vers la partie p. Au

voisinage de la jonction, on trouve ainsi simultanément des électrons et des trous en excès par rapport à l'équilibre ; leur recombinaison sera radiative ; on observe dès lors l'émission de rayonnement dans une diode électroluminescente.

Certaines jonctions ne sont pas « recombinantes ». Néanmoins on peut les utiliser dans des systèmes radiatifs : on utilise des « hétérojonctions » constituées de matériaux différents, pour injecter des porteurs de charges (électrons et trous) dans une région où la recombinaison est possible. Cette possibilité est remplie avec les couples formés d'arséniure de gallium (GaAs) et d'arséniure de gallium-aluminium (AlGaAs).

La différence de largeur de bande interdite de ces deux matériaux donne naissance à une discontinuité (fig. 2) de la bande de conduction à l'interface du couple GaAs/AlGaAs ; cette discontinuité agit comme barrière de potentiel et prévient la diffu-

sion des électrons au-delà de l'interface. Le volume actif est alors confiné à la couche intermédiaire.

La double hétérojonction associe l'effet du confinement des paires électron-trou injectées, à un confinement de l'onde émise par la différence des indices de réfraction entre les couches de GaAs et de GaAlAs (fig. 3).

Des structures encore plus élaborées ont été proposées, dans lesquelles les fonctions de confinement des porteurs de charge électronique et de confinement de l'onde électromagnétique sont séparées (fig. 4).

La différence entre une diode électro-luminescente et une diode laser réside dans la manière dont la lumière émise dans la zone active est utilisée. Pour une diode électro-luminescente, le rayonnement est émis perpendiculairement à la zone active ; une diode laser comporte toujours, en plus de la zone active, une cavité optique constituée par deux faces clivées perpendiculaires au plan de la zone active (fig. 5).

Les premiers lasers à semi-conducteurs à jonction p-n ont été réalisés en 1962 par diffusion de zinc dans du GaAs du type n ; pour ces diodes à homojonction, de très forts courants étaient indispensa-

bles : les densités minimales de courant étaient de l'ordre de 100 kA/cm² à la température ambiante ; malgré leur faible surface (0,0003 cm²), elles ne pouvaient fonctionner en continu à l'ambiante. En améliorant la qualité des matériaux et la technique de mise en œuvre, le seuil de densité de courant a été abaissé à 30 kA/cm². L'emploi d'une simple hétérojonction a permis de ramener à 10 kA/cm² la densité de seuil ; avec les doubles hétérojonctions, il a été possible d'abaisser encore (moins de 1 000 A/cm²) le seuil de la densité de courant : une diode laser à double hétérostructure peut ainsi fonctionner en continu à la température ambiante.

Pour réduire la surface active des diodes laser, et faciliter le fonctionnement continu, on a proposé diverses structures « ruban » (fig. 6, 7) permettant de réduire la résistance thermique de la diode.

DES DIODES ELECTRO LUMINESCENTES POUR LES FIBRES OPTIQUES

Les diodes réalisées actuellement ont une structure plane ; cette dernière techno-

logie utilise très médiocrement le rayonnement émis. On s'est donc attaché à accroître le rendement d'émission des diodes électro-luminescentes et permettre leur emploi dans les télécommunications optiques.

Ainsi, W. N. Carr a fabriqué voici dix ans, une diode en GaAs surmontée d'une calotte sphérique.

Plus récemment, C.A. Burrus a conçu une géométrie de diode spécialement adaptée aux communications par fibres (fig. 8).

Les diodes électro-luminescentes sont des émetteurs de lumière non-cohérente : ils émettent dès lors sur de nombreux modes spatiaux. Il convient dans ces conditions de les associer à des fibres multimodes. Le couplage diode-fibre est relativement aisé avec la diode de Burrus (fig. 8) dont la zone émissive est plaquée contre la face d'entrée de la fibre optique.

Les diodes utilisant comme matériau de base de l'arséniure de gallium-aluminium, émettent, selon la teneur en aluminium de ce composé ternaire, dans la plage de longueurs d'onde comprises entre 0,75 et 0,90 μ. Cette plage correspond justement à une zone de faible absorption de la lumière dans les fibres ; les fibres en silice présentent

aussi de faibles taux d'absorption dans la proche infrarouge, au voisinage de 1 à 1,1 μ ; ainsi les diodes émettant dans cette dernière région peuvent également être utilisées ; c'est le cas en particulier des diodes en arséniure de gallium-indium qui émettent à la longueur d'onde de 1,05 μ.

Dans certaines diodes, on observe simultanément une émission spontanée et une émission stimulée : ces diodes présentent une radiance relativement élevée et la largeur spectrale de leur faisceau est sensiblement plus faible que celle des diodes électro-luminescentes. Des diodes électro-luminescentes en arséniure de gallium, travaillant dans ce mode intermédiaire entre la diode incohérente et le laser, ont été étudiées en 1970 par L.N. Kurbatov ; celui-ci appela ce type de composants, des diodes superluminescentes (fig. 9). D'autres diodes superluminescentes ont été réalisées au cours de ces dernières années, dans des structures relativement sophistiquées (double hétérostructure). Le faisceau émis est incohérent, comme celui d'une diode électroluminescente, il présente une polarisation optique ; de faibles largeurs spectrales ont été obtenues (20 angströms).

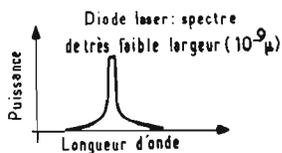
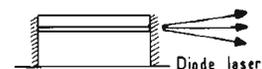
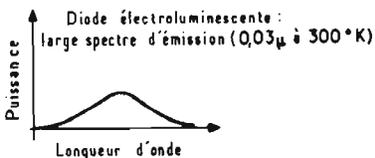
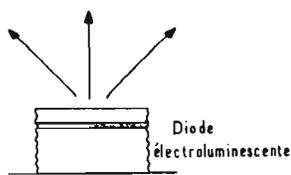


Fig. 5. - Diodes émettrices de lumière.

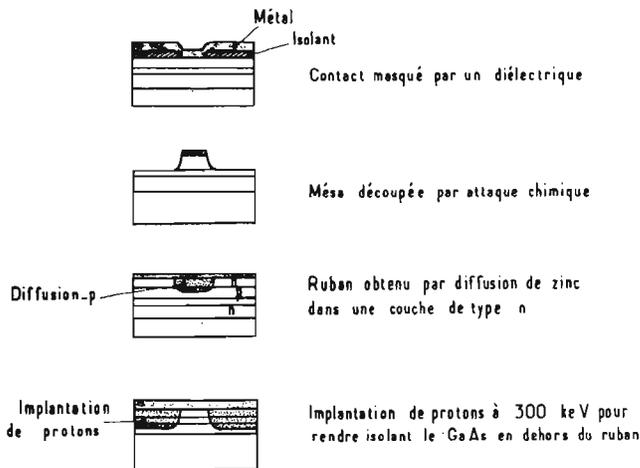


Fig. 6. - Structures de ruban.

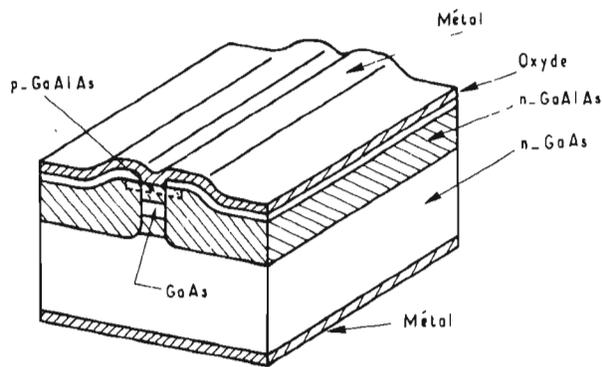


Fig. 7. - Pour réduire le courant traversant une diode laser, Hitachi Ltd a développé une technologie dans laquelle la zone émissive est réduite à la dimension d'un filament : épaisseur : 0,5 micron, largeur : 0,5 à 2 microns, longueur : 400 microns.

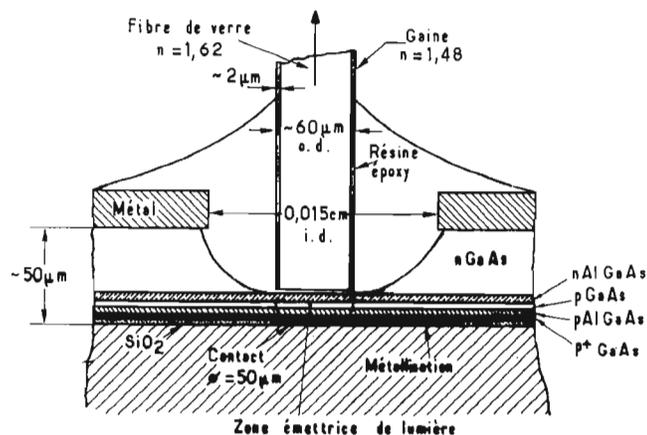


Fig. 8. - La diode électroluminescente de Burrus et son couplage à une fibre optique.

LA DIODE LASER POUR LES FIBRES MONOMODES

Les lasers en semi-conducteur sont exceptionnellement bien adaptés pour les transmissions par fibres optiques : ils sont compacts, leur rendement est élevé, et ils peuvent être pompés et modulés simplement et directement par le courant injecté. Parmi toutes les technologies étudiées pour ces lasers, seule celle relative à la double hétérostructure obtenue par épitaxie en phase liquide paraît

être la plus prometteuse. Ces lasers émettent leur faisceau cohérent dans la plage de longueurs d'onde comprise entre 0,75 et 0,9 μ , où les pertes dans les fibres sont faibles (fig. 10).

L'un des problèmes posés par les lasers à injection réside dans l'obtention d'un mode unique de fonctionnement : les structures de ruban.

Le couplage de lasers en semi-conducteur aux fibres ne pose pas de problèmes fondamentaux, en particulier dans le cas des fibres multimodes. Le couplage à des fibres monomodes est cependant moins aisé car la section

droite d'un faisceau monomode est elliptique, alors que la fibre possède un cœur circulaire : un transformateur de mode (lentille cylindrique par exemple) est donc nécessaire pour que l'efficacité du couplage soit satisfaisante.

La durée des recombinaisons radiatives des porteurs de charges dans le GaAs et dans l'AlGaAs est très faible : de l'ordre de la nanoseconde dans l'arséniure de gallium et quelques nanosecondes dans l'arséniure de gallium-aluminium ; l'émission stimulée réduit cette durée. Les lasers à injection peuvent ainsi être directement modulés à

grande vitesse par le courant injecté.

LE LASER YAG ET LES COMMUNICATIONS PAR FIBRES

Le laser YAG peut être utilisé pour les transmissions par fibres optiques : il émet sur la longueur d'onde de 1 064 μ , correspondant à l'une des régions de faible perte de fibres en silice ; en outre, il est relativement aisé d'obtenir un faisceau monochrome et monomode avec un laser YAG ; enfin le pompage de lasers YAG par des diodes

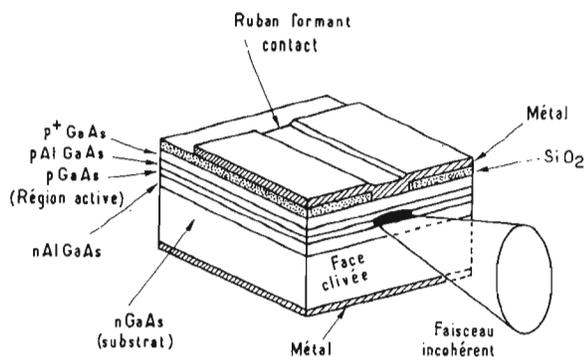


Fig. 9. - Diode superluminescente réalisée par Burrus.

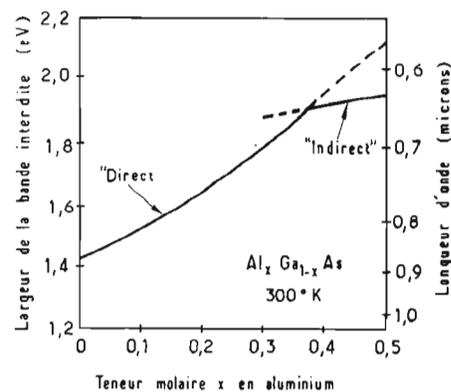


Fig. 10. - Une diode laser émet entre 0,75 et 0,90 micron selon la teneur, en aluminium du composé ternaire d'arséniure de gallium-aluminium.

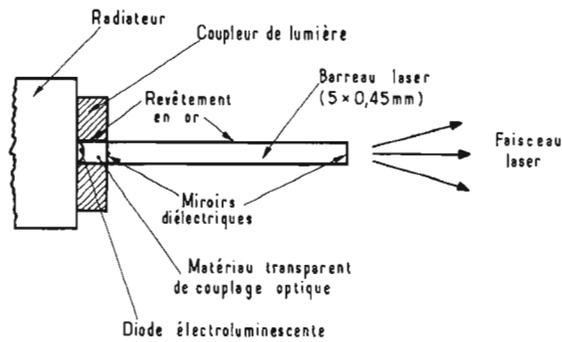


Fig. 11. - Le pompage en bout d'un laser Yag par une diode électroluminescente.

électro-luminescentes permettrait de réaliser des installations à longue durée de vie.

L'une des bandes principales de pompage du laser YAG se situe autour de la longueur d'onde $0,81 \mu$, de sorte qu'on peut pomper ce type de laser avec des diodes en phosphore-arséniure de gallium, ou en arséniure de gallium-aluminium. Dans un montage réalisé en 1971 par F.W. Ostermayer, 64 diodes en GaAsP montées dans une cavité semi-elliptique, et alimentées avec une puissance de 30 W, permettaient de produire un faisceau de laser YAG dont la puissance était

de 1,4 mW. Plus récemment, en 1973 N.P. Barnes obtint 52 mW dans un faisceau de laser YAG refroidi à 269 °K (-4 °C) et pompé par une matrice de diodes en AlGaAs.

Il est possible de pomper un laser YAG avec une seule diode électroluminescente, placée sur l'une des faces extrêmes du laser. L'essai a été mené par R.B. Chesler en 1973 avec un barreau de grenat d'yttrium aluminium long de 5 mm et large de 0,45 mm (fig. 11). Par ailleurs, J. Stone est parvenu à fabriquer des lasers à partir de fibres optiques en silice fondue, dont le cœur a été dopé avec du néodyme. Le diamètre du cœur

(quelques dizaines de microns) et la puissance minimale absorbée (1 à 2 mW) sont compatibles avec les caractéristiques des diodes électroluminescentes.

Les lasers YAG ne peuvent pas être directement modulés : il faudra donc leur adjoindre un modulateur optique externe.

Marc FERRETTI

A lire pour en savoir davantage

« Télécommunications optiques » par E. Spitz - Revue Technique Thomson-CSF, vol. 6, n° 14 (déc. 1974).

« Sources de lumière à semi-conducteur » par B. de Crémoux - Revue Technique Thomson-CSF, vol. 6, n° 4 (déc. 1974).

« Research toward optical-fiber transmission systems » par S.E. Miller, E. A.J. Marcattili et Tingye Li - Proceedings of the I.E.E.E., vol. 61, n° 12 (déc. 1973).

« The outlook in communications » par Forrest M. Mims - Laser Focus (sept. 1974).

TABLEAU 2
SOURCES POUR TÉLÉCOMMUNICATIONS
PAR FIBRES OPTIQUES

	Sources incohérentes		Sources cohérentes	
	Diode électroluminescente	Diode superluminescente	Laser en semiconducteur	Laser YAG
Matériau	double hétérostructure en AlGaAs	double hétérostructure en AlGaAs	double hétérostructure en AlGaAs	grenat d'yttrium aluminium dopé au néodyme
Pompage	courant continu	courant continu	courant continu	diodes électroluminescentes
Puissance d'alimentation	0,2 - 0,5 W	3 - 5 W	0,2 - 0,5 W	1 - 2 W
Puissance optique émise	5 mW	50 mW	de 10 mW (monomode) à 50 mW (multimode)	de 2 mW (monomode) à 5 mW (multimode)
Longueur d'onde du faisceau émis (micron)	0,75 - 0,9	0,75 - 0,9	0,75 - 0,9	1,06
Largeur spectrale (angströms)	350	50	moins de 20	moins d'1
Modulation	directe	directe	directe	par modulateur externe
Largeur de bande de la modulation	quelques centaines de MHz	quelques centaines de MHz	quelques GHz	égale à celle du modulateur

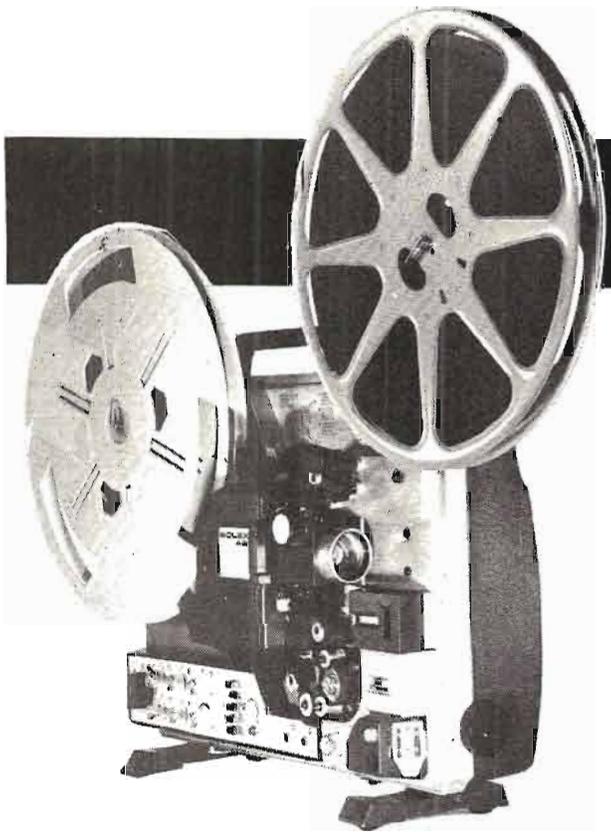


PHOTO-CINÉ

NOUVEAUTES TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

Le CISCO, ou premier Salon International de l'Équipement des Salles Cinématographiques de Spectacles et de Congrès Matériels et Equipements de Production Cinéma, suivant sa dénomination exacte, a permis aux visiteurs, techniciens et praticiens d'étudier sur 16 000 m² les productions des principaux constructeurs de matériels et de 318 sociétés, réparties sur 151 stands.

La transformation essentielle de la technologie du matériel de studio, et surtout de projection, consiste dans l'utilisation croissante des appareils de projection automatique, grâce aux défileurs ou dérouleurs, qui permettent d'assurer désormais la projection des films du programme sans rebobinage, soit pour une séance, soit même ce qui est surprenant, pour toute une semaine de programmation!

Peut-être pourrait-on songer ainsi à des systèmes de télédistribution, avec un centre de régie qui assurerait la

transmission des films désirés, au moyen d'un système de sélection de commande électronique?

En attendant, cette automatisation offre de nombreux avantages de caractère technique et économique, en augmentant la rentabilité de l'exploitation, de plus en plus essentielle à notre époque de récession.

Mais, il ne s'agit pas seulement de projecteurs automatiques ou automatisés, avec système électromécanique et électronique intégrés, les dispositifs de commande électroniques permettent désormais la transformation des installations quelconques des cabines à un ou deux projecteurs en installations automatiques, dans des conditions généralement faciles.

Les programmeurs électroniques ne sont pas, d'ailleurs, seulement utilisables pour la commande automatique des projecteurs et des installations de salles, on les emploie pour assurer la pro-

jection combinée de projecteurs de diapositives en Multivision, et pour la création de « Murs d'images » dont la vogue ne cesse d'augmenter.

Un autre fait important est constitué par les progrès de matériels de petits formats 16 mm, ou Super-8, non plus seulement dans le domaine purement amateur, mais dans le domaine semi-professionnel, ou professionnel.

De même que le projecteur de 35 mm est automatisé, on réalise désormais des projecteurs sonores 16 mm de haute qualité, ayant les mêmes caractéristiques.

Dans le domaine de la prise de vues, toute une gamme de caméras sonores Super-8, désormais de haute qualité, assurent la prise de vue et de son synchronisée, et possèdent tous les perfectionnements des caméras professionnelles. Nous voyons même réaliser les premiers projecteurs Super-8 de haute qualité professionnelle.

Enfin, si les principes méca-

niques et optiques des caméras et des projecteurs sont essentiellement conservés, nous avons pu examiner des prototypes dont le fonctionnement est basé sur des dispositifs d'avant-garde à défilement continu modifié, et un système d'obturation électronique supprimant l'emploi de l'obturateur mécanique, non seulement, semble-t-il, pour les prises de vues à grande vitesse, mais même pour des applications plus étendues.

LA TECHNIQUE VIDÉO SE TRANSFORME AUSSI

La technique cinématographique et la technique vidéo, c'est-à-dire utilisant les procédés de télévision pour l'enregistrement, la reproduction et la projection des images, sont désormais de plus en plus étroitement associées et doivent bénéficier de leurs perfectionnements mutuels.

Le nombre des matériels vidéo présentés au CISCO

était cependant encore relativement réduit ; pourtant, l'étude des présentations nous a permis d'étudier des réalisations nouvelles et remarquables.

La plus intéressante concernant sans doute essentiellement un problème étudié depuis longtemps à la télévision, et qui concerne la projection sur grand écran des images télévisées, qu'il s'agisse d'images transmises directement ou « en conserve », sur bande magnétique.

Les solutions présentées jusqu'ici ne permettaient d'obtenir que des images de faible surface ou imparfaites ; les appareils étaient complexes, d'entretien difficile, avec des éléments de durée de service réduite. Pour la première fois, semble-t-il, nous avons vu un projecteur puissant de haute qualité fournissant à volonté des images en couleurs de grande surface, jusqu'à 6 mètres de base, et c'est là, sans doute, une nouveauté surprenante, d'autant plus remarquable qu'il semble possible d'adapter désormais sur l'écran de projection un système simple d'écran-filtre assurant un certain effet de relief, qui augmente encore la qualité de la projection elle-même.

En dehors de cette nouveauté essentielle nous avons

pu voir également quelques modèles de caméras électroniques intéressantes, d'utilisation de plus en plus facile pour les installations portables ou simplifiées d'amateurs et des magnétoscopes de types divers, caractérisés également par leur facilité de transport et d'utilisation, et présentant des particularités intéressantes assurant les opérations de montage, d'images et de sons, de correction et de trucage.

Nous avons ainsi noté, tout d'abord, un projecteur remarquable réalisé par la **General Electric Company** du type PJ 5000 pour images en couleurs, et qui offre ainsi un grand nombre d'avantages jusqu'ici inconnus, avec un éclairage de niveau élevé, la possibilité de télécommande, l'emploi d'un système relativement simple de valve de lumière, et un seul faisceau lumineux pour la projection.

Cet appareil original est, dès à présent, utilisable pour les projections d'actualité, les projections sportives, l'information, les démonstrations, l'enseignement, la formation industrielle et les séminaires de tous genres.

Jusqu'ici, on ne pouvait guère utiliser pratiquement pour les projections d'images télévisées sur grand écran que des appareils à tube cathodique de diamètre réduit et à grande brillance, de durée de

service généralement faible, et qui devaient être associés, la plupart du temps, avec des systèmes optiques à miroir concave et lentilles de Schmidt de meilleur rendement, et dont la mise au point était extrêmement difficile.

Le seul appareil de haute qualité assurant des images de grande surface était constitué par l'**Eidophor**, dont le prototype date de 1944, mais qui a été constamment modifié, et assurant une plus grande luminosité, grâce à l'utilisation d'une source lumineuse de grande puissance avec des faisceaux lumineux modulés par une surface réfléchissante, suivant les variations des signaux de télévision eux-mêmes.

Mais, pour obtenir la projection des images en couleurs dans les modèles les plus récents, il fallait employer trois objectifs et trois faisceaux lumineux, pour projeter chacune des images en couleurs primaires ; l'appareil est non seulement de très grandes dimensions mais extrêmement coûteux.

Ce projecteur de la General Electric est équipé, au contraire, avec une seule valve de lumière et un seul objectif permettant la projection sur un écran de 1,20 m à 6 m, soit pour la projection frontale, soit pour la projection arrière.

La lanterne de projection contient une source lumineuse de 650 watts constituée par une lampe au xénon à arc court ; un tube scellé contient la valve de lumière et l'objectif de projection du type Schlieren disposé devant le tube cathodique, avec la surface d'huile qui détermine la projection des images suivant les modifications de la réfraction ou de la diffraction. L'emploi de tube complètement scellé permet d'obtenir une durée de service de 2000 à 3000 heures et, d'ailleurs, on n'utilise pas évidemment la brillance de l'écran du tube cathodique ; ce dernier sert uniquement à moduler la lumière, qui est fournie par l'arc au xénon.

Tout l'ensemble est remarquable, et nous espérons pouvoir publier dans un prochain numéro de la revue des précisions sur le détail du fonctionnement de cet appareil de haute qualité.

Un inventeur spécialiste des recherches cinématographiques M. F. Savoye, qui a étudié depuis de longues années le problème de la projection en relief en cinéma et en télévision et a d'ailleurs réalisé les premières salles à écran d'observation collectif, a eu l'idée d'établir un écran filtre tramé transparent à réseau assurant un certain effet de relief cinétique des



Fig. 1



Fig. 2

images, en l'appliquant simplement sur l'écran de projection et sans obliger le téléspectateur à employer des lunettes de sélection.

Cet écran signalé dans la revue a été essayé en combinaison avec ce projecteur de télévision, et les résultats obtenus semblent avoir été très intéressants, ce qui augmente encore l'intérêt de cet appareil.

Le problème de la caméra électronique présente des difficultés de solution dans le cas des petites installations utilitaires et d'amateurs sinon semi-professionnelles, lorsqu'il s'agit d'employer un appareil simple de petites dimensions et économique.

Eumig nous a montré un modèle VC 551 miniature à tube cathodique Vidicon de 2/3 de pouce, grille séparée, déviations et concentrations magnétiques, muni d'un viseur reflex à oculaire correcteur et d'un objectif zoom F: 1,9.

Cet appareil fournit une image de 320 lignes en résolution horizontale et de 625 lignes verticales à 50 images seconde ; il peut être relié à la presque totalité des magnétoscopes commercialisés par l'entrée vidéo ou la prise d'antenne, grâce à un bloc secteur universel original à modulateur V.H.F., ce qui le rend indépendant de tout système particulier.

La mallette qui le contient avec un bloc-secteur d'alimentation et éléments de liaison constitue ainsi un ensemble complet pour les prises de vues, et qui met vraiment le système vidéo à la portée de tous (fig. 1).

LE DÉVELOPPEMENT DU MATÉRIEL AUDIO-VISUEL D'ENSEIGNEMENT

L'importance du matériel audio-visuel augmente constamment et l'on commence, en particulier, à prendre enfin conscience du rôle qu'il peut jouer dans la formation et l'enseignement.

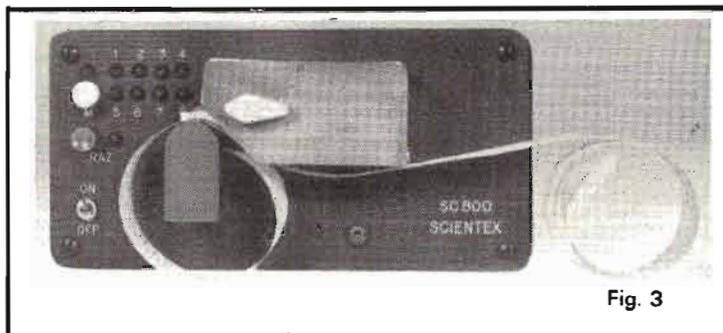


Fig. 3

L'acquisition des divers appareils optiques et électroacoustiques par l'Etat et les industriels peut assurer un marché régulier aux fabricants et importateurs et concourir ainsi aux progrès techniques dont bénéficieront les amateurs.

Un équipement moyen en appareils audio-visuels dans chaque établissement du second degré vient ainsi d'être fixé par le ministère de l'Education et a fait l'objet d'une circulaire parue dans le Bulletin Officiel de ce ministère le 29 mai.

Les enquêtes effectuées ont montré les inégalités régionales du « parc » audio-visuel français. Cette circulaire avait donc pour objet d'y remédier spécialement pour l'enseignement du second degré en donnant des indications moyennes pouvant être modifiées suivant les besoins des établissements.

Ces indications sont fournies sur le tableau 1 ci-contre ; des stages et des journées d'information sur les moyens audio-visuels sont, d'ailleurs, organisés pour les enseignants et les documentalistes.

NOUVELLE GAMME DE CASSETTES MAGNÉTIQUES

En dehors des récentes bandes magnétiques au dioxyde de chrome à faible bruit de fond utilisées en particulier pour la sonorisation, on peut maintenant utiliser des bandes à l'oxyde ferrique très améliorées, n'exigeant pas de polarisation ultrasonore spéciale.

Les nouvelles cassettes magnétiques **Scotch** dites à « Haute Energie » contiennent une bande aux oxydes gamma-ferriques de grande finesse et de dispersion très uniforme pour améliorer les

performances. La bande de ce type a, d'ailleurs, déjà été utilisée pour l'instrumentation et la technique vidéo.

L'utilisation de cet oxyde gamma-ferrique à faible bruit assure un gain de 3,5 dB pour les sons aigus par rapport aux cassettes standard ; le naturel et la pureté de l'audition sont ainsi augmentés.

De plus, la bande utilisée comporte une couche dorsale traitée ou « Post-track » offrant plusieurs avantages (fig. 2).

Cette couche dorsale est conductrice, ce qui élimine les charges d'électricité statique dues aux frottements, d'où suppression de l'attraction des poussières qui peuvent encrasser les têtes magnétiques de lecture et déterminer des pertes de signal.

Ce traitement supprime en outre les plis transversaux et les altérations des bords dus aux glissements latéraux.

Enfin, le défilement est plus souple et le bobinage plus régulier ce qui évite les risques de blocage.

UN PROGRAMMATEUR DE MULTIVISION MINIATURISÉ

La commande simultanée ou non de plusieurs projecteurs automatiques de diapo-

TABLEAU 1

Appareils	Equipement moyen pour un établissement de 600 élèves	Equipement moyen pour un établissement de 600 à 1 000 élèves	Equipement moyen pour un établissement de plus de 1 000 élèves
Rétroprojecteurs	3	4	5
Projecteurs de diapositives	5	7	10
Projecteurs 16 mm cinéma	1	1	2
Projecteurs cinéma 8 mm ou super 8 mm	3 dont 1 S 8 sonore	4 dont 1 S 8 sonore	5 dont 1 S 8 sonore
Electrophones	2	4	5
Magnétophones :			
— à bandes	2	4	12
— à cassettes	2	3	5
T.V.	3	4	5
Radio	2	2	3

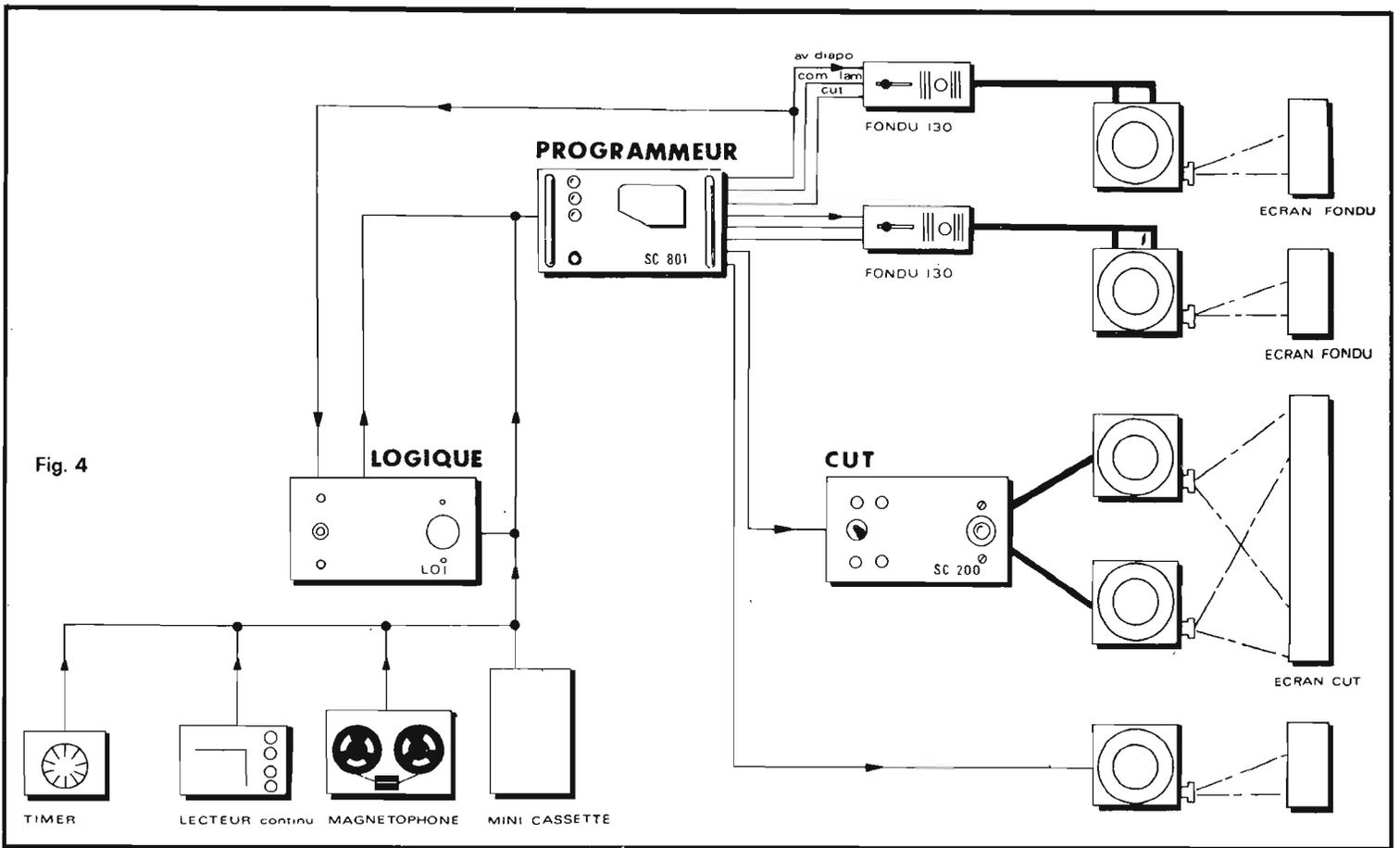


Fig. 4

sitives pour réaliser la « multivision » et des « murs d'images » est de plus en plus en faveur. Mais les programmeurs (ou programmeurs) utilisés sont souvent complexes et de grandes dimensions.

Le nouvel appareil **Sciencetex d'Audiovision Equipement** est caractérisé essentiellement par son prix réduit et sa miniaturisation (fig. 3).

Son encombrement très limité de 180 x 90 x 140 mm est quatre fois plus réduit que celui des modèles classiques, ce qui permet un transport facile et un gain de place très utile, notamment dans les locaux exigus.

Le poids est également faible de 1,500 kg seulement contre 7 à 8 kg pour les modèles habituels, soit une réduction de l'ordre de cinq fois. Le transport est facilité, l'appareil peut même être expédié par la poste.

Pourtant, la fiabilité est accrue et non diminuée. Les composants très étudiés évitent les risques de panne et le circuit électronique est

monté sur plaquette démontable et interchangeable. Le prix est également réduit de moitié par rapport au prix moyen des appareils de cette catégorie.

Cette unité de base d'un système de programmation permet la réalisation immédiate d'un mur d'images ; au moyen d'accessoires également miniaturisés il permet tous les effets spéciaux de fondu enchaîné ou fondu final à vitesse variable avec un nombre quelconque de projecteurs (fig. 4).

Les différents effets sont programmés par perforation d'une bande standard à 8 moments, mais la synchronisation est assurée par un top magnétique unique qui peut être lu par les magnétophones les plus simples, même à cassettes.

On obtient ainsi l'animation automatique de tout spectacle audio-visuel ; la commande d'avance manuelle et automatique en coup par coup jusqu'à 10 pas/seconde, la commande manuelle et automatique de remise à zéro des projecteurs

avec visualisation et la télécommande est possible.

La commande automatique originale est polyvalente et modulaire. Il suffit de changer les connexions et d'associer l'appareil avec d'autres accessoires également miniaturisés pour réaliser d'autres effets très divers et d'un autre genre : commande de jets d'eau éclairés, de spectacles « son et lumière », de feux d'artifice, ou même mise en marche et arrêt d'appareils électriques quelconques.

PROJECTEUR A GRANDE PUISSANCE

Les projecteurs de diapositives 6 x 6 ou 24 x 36 (5 x 5) de grande puissance permettant de couvrir un écran de 2 à 6 mètres de côté sont très souvent utiles pour la projection en salles semi-obscurées, pour les démonstrations, les conférences, les congrès, etc.

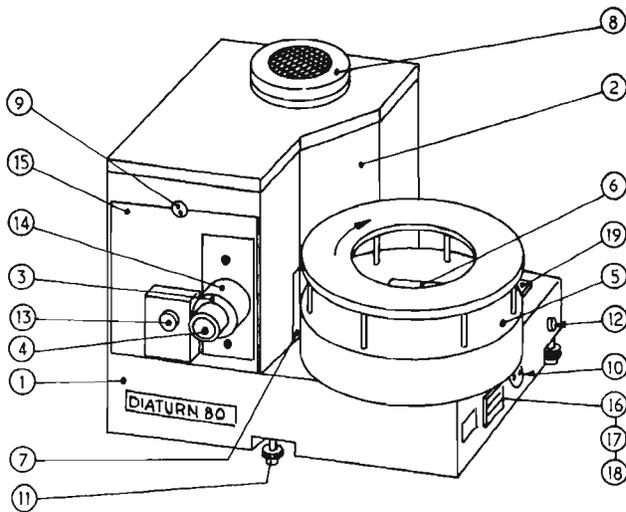
Le projecteur **Diaturm 80 Ernemann** présenté récemment, permet en outre la projection de fonds, de décors, sur une scène en direct ou

par transparence. Il peut être utilisé partout où la lumière ambiante est telle qu'il faut avoir recours à une puissance de l'ordre de 8 000 lumens fournie par un appareil de ce genre.

Cet appareil peut utiliser des diapositives 6 x 6 cm contenues dans des magasins à 80 diapositives à commande manuelle et automatique. Il est maniable, de fonctionnement aisé, de transport facile pour un appareil de cette puissance ; le bruit est très faible, et le changement de diapositives rapide. Un ventilateur séparé assure le refroidissement (fig. 5).

Le projecteur peut aussi utiliser les diapositives 7 x 7 cm (DIN 108). Les vues peuvent être projetées une par une manuellement ou par minuterie incorporée permettant de régler le temps d'arrêt de 1 à 50 secondes automatiquement et de façon continue. Avec la marche manuelle, on peut projeter image par image en marche arrière.

Un dispositif de télécom-



- 1 Chassis
- 2 Capot
- 3 Porte-objectif
- 4 Objectif
- 5 Magasin 6 x 6 interchangeable
- 6 Pousse-dia
- 7 Couloir
- 8 Soufflerie
- 9 Verrouillage
- 10 Prise alimentation
- 11 Vis pour réglage en hauteur

- 12 Prise télécommande qui se trouve maintenant à l'arrière
- 13 Bouton manuel pour synchronisme du pousse-dia
- 14 Mise au point de l'objectif
- 15 Bouton sécurité porte-objectif
- 16 } Fusibles
- 17 }
- 18 }
- 19 Touche de fonction

Fig. 5



Fig. 6

mande permet la commande à distance avec un câble de 4 mètres et au-delà on peut utiliser des objectifs de 75 à 250 mm de focale.

La lampe de projection de 1 200 watts est du type Métallogen fonctionnant sous 100 V alternatif; elle exige une surtension d'allumage de 12 KV de pointe; sa température de couleur est 6 000 °K (lumière du jour) et son rendement lumineux élevé de 92 lumens/watt.

UN PROJECTEUR À FILM À VUES FIXES

L'emploi d'un film à vues fixes au lieu de diapositives séparées est une technique qui présente de nombreuses possibilités.

L'image fixe isolée a l'avantage d'être facilement séparée et interchangeable, mais offre des inconvénients. Le stockage dans de multiples paniers est encombrant, il faut constamment composer les programmes successifs et il y

a des risques inévitables d'inversions ou de pertes.

Lorsque le programme répond à un thème visuel constant, on peut reproduire les diapositives sur des films à vues fixes, en bandes ou « films trips » dont le prix est très inférieur à celui des films à vues animées, la réalisation plus rapide, et les adaptations plus faciles.

Le nouveau projecteur **Dukane 28 A2** équipé d'un écran de 27 x 20 cm intégré anti-reflet à haut rendement lumineux, utilise le film à vues fixes avec une mini cassette synchronisée avec les images. Les deux fonctions sont d'ailleurs dissociables; on peut d'une manière indépendante « visionner » le film ou reproduire les sons de la cassette (fig. 6).

Cet appareil présente, par ailleurs, trois caractéristiques essentielles.

1) Un bouton de commande permet, en quelque sorte, de « feuilleter le film » image par image, en avant ou en arrière, à la vitesse désirée;

l'image utile peut être retrouvée en quelques secondes.

2) Les réembobinages de la bande de film et de la cassette sont simultanés, ce qui permet le retour automatique à zéro du programme audiovisuel.

3) Le film est entraîné et guidé automatiquement dans le projecteur; il n'y a plus besoin de chargeurs, plus ou moins encombrants et coûteux, d'où une économie importante pour l'établissement des programmes audiovisuels.

UN NOUVEAU FILM INVERSIBLE COULEURS

La sensibilité des films couleurs, en particulier des films inversibles utilisés pour les diapositives, augmente constamment, bien que les autres qualités de définition et de rendu des couleurs soient conservées.

En complément du film Agfacolor CT 18 d'une sensibilité de 50 ASA, **Agfa**

Gevaert vient aussi de présenter un nouveau film inversible couleur CT 21 de sensibilité plus élevée 21 DIN soit 100 ASA. La rapidité est obtenue sans perte de finesse de grain et de définition.

Ce film en cartouches 24 x 36 de 36 poses permet de choisir une valeur de diaphragme supplémentaire pour l'amateur exigeant et désireux de photographier dans des conditions plus difficiles: sujets en déplacements rapides, sports, jeux, photos par temps couvert, au crépuscule sinon de nuit. Ce film est également développé dans les laboratoires Agfacolor du monde entier.

UN DUPLICATEUR RAPIDE DE CASSETTES

La duplication des cassettes est une opération nécessaire pour l'édition, tout autant que pour la sonorisation d'une série de programmes et elle offre encore des difficultés. Le nouveau système d'

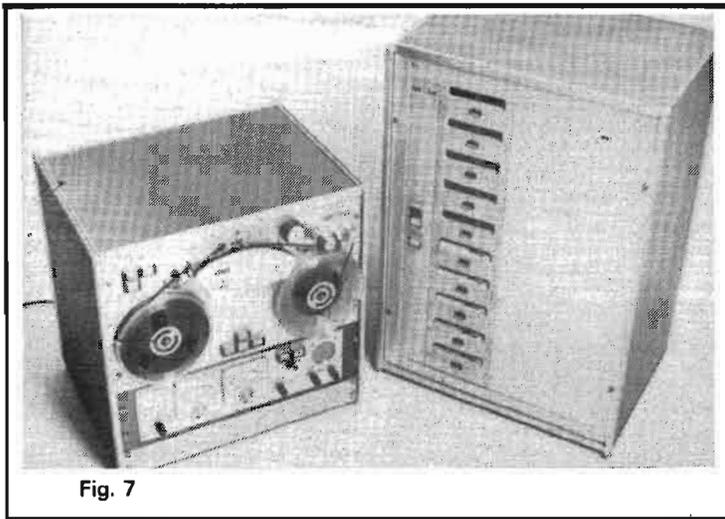


Fig. 7

duplication « Lyrec » permet d'obtenir une vitesse de duplication 8 fois plus grande que la vitesse normale et peut copier 10 cassettes à la fois à partir d'une bande en bobine (fig. 7).

La machine traite des cassettes compact C30, C60, C90 et C120, elle est utilisable avec bande magnétique ordinaire ou au dioxyde de chrome ; elle copie deux pistes monophoniques simultanées, ou deux pistes stéréo simultanées.

LA PRATIQUE DE LA PRISE DE SON SYNCHRONE DE PRÉCISION À LA PRISE DE VUES

La synchronisation du son à la prise de vues soulève nombre de questions embarrassantes, auxquelles il est quelquefois difficile de répondre.

A de rares exceptions près, la sonorisation des films 16 mm par exemple se fait par procédé magnétique, depuis la prise de vues jusqu'à la projection, s'il s'agit de tirages limités ou de films destinés à la télévision. En revanche, lorsqu'il s'agit de films dont on tire un grand nombre de copies, on préfère la sonorisation par procédé optique ; cependant, dans ce cas également, la prise de son se fait sur bande magnétique.

On distingue communément ainsi deux systèmes de sonorisation magnétique :

Le système mono-bande, dit **Commag** (composite magnetic track) et le système bi-bande, dit **Sepmag** (separate magnetic track).

Le système Commag exige l'emploi de films pré-pistés qui permettent d'exposer l'image et d'enregistrer le son correspondant sur un seul et même support, dans la caméra elle-même ; cela résoud, du même coup, tous les problèmes de synchronisation.

Cet avantage comporte toutefois certains inconvénients :

le montage est quasi impossible, du fait que le son n'est pas à la même place que l'image, la qualité sonore dépend des caractéristiques du bloc sonore incorporé à la caméra.

A cause de ses limitations, ce procédé est ainsi réservé à certains cas particuliers, tels que reportages pris sur le vif, interviews rapides, son d'ambiance dans des fêtes et manifestations sportives, etc.

Pour obtenir une qualité sonore parfaite, on utilise, le plus souvent, le système bi-bande dont les possibilités sont beaucoup plus étendues.

Dans le système Sepmag ou procédé son pilote dans l'étape définitive, le son et l'image s'inscrivent sur deux bandes **séparées** de même format et de même vitesse de défilement, ce qui assure la plus haute qualité sonore, tout en offrant une très grande souplesse d'emploi.

A la prise de vues, caméra et magnétophone sont entraînés indépendamment par un moteur électrique à vitesse stabilisée et reliés entre eux par un câble spécial (fig. 8).

Le procédé son pilote consiste à enregistrer sur la bande de 6,35 mm du magnétophone un signal proportionnel à la vitesse de la caméra, qui s'inscrit indépendamment du son utile (son utile = son que l'on désire enregistrer et reproduire).

Ce signal constitue une sorte de « perforation magnétique » reflétant exactement sur la bande-son, la vitesse de défilement de la bande-image, sur laquelle on se basera ultérieurement pour synchroniser la machine chargée de transférer le son sur bande magnétique perforée. Les caractéristiques du signal-pilote, normalement fourni par un générateur incorporé à la caméra, doivent répondre à des normes précises :

signal sinusoïdal de 50 Hz sous 0,75 V à 25 i/sec (Europe),

signal sinusoïdal de 60 Hz sous 0,75 V à 24 i/sec (USA).

La cadence de prise de vues de la caméra doit, en outre, être réglée à $\pm 2\%$ près ($\pm 1/2$ im/sec) et très stabilisée (variation maximale de $\pm 0,2\%$).

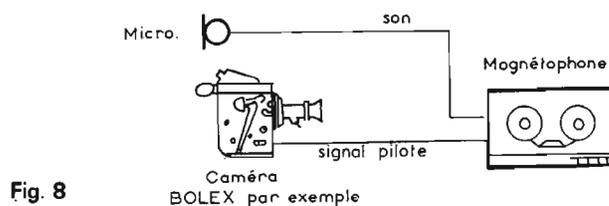


Fig. 8

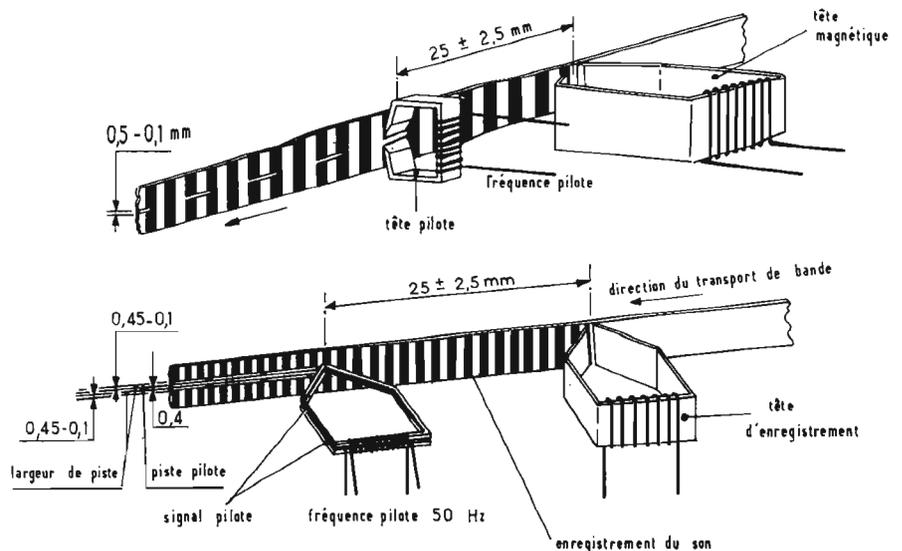


Fig. 9

Le magnétophone doit être pourvu d'une tête pilote spéciale capable d'enregistrer le signal-pilote sans perturber l'enregistrement du son utile. Il existe plusieurs systèmes, dont les plus connus en Europe sont on le sait actuellement le **Pilotton** selon la norme DIN 15575, et surtout le **Néopilotton**, que l'on trouve sur tous les magnétophones de reportage professionnels (fig. 9).

La vitesse de défilement du film dans la caméra étant reportée sur la bande, grâce au signal pilote, il manque encore une marque de départ pour repérer le début de chaque plan sur chacune des deux bandes.

On utilisait primitivement une claquette fixée sur un tableau noir (fig. 10) qu'un assistant fermait brusquement au début de chaque prise de vues. En reportage, où l'on doit pouvoir se passer d'assistant, on utilise maintenant un dispositif automatique comportant d'une part, une lampe miniature logée dans la caméra et qui voile les premières images de chaque plan, d'autre part, un générateur de fréquence incorporé au magnétophone et qui enregistre simultanément un bourdonnement ou « boop » sur la bande son. La fin du signal sonore coïncide avec la dernière image voilée, d'où un repérage précis.

Dans ce dernier cas, la caméra doit non seulement fournir le signal pilote mais encore une tension continue de 12 V, commutée par un relais, nécessaire pour alimenter le générateur de signaux du magnétophone pendant la durée d'allumage de la lampe claquette.

Avec le système **Sepmag**, le câble nécessaire à la transmission du signal pilote est quelquefois gênant. On peut l'éliminer en asservissant indépendamment caméra et magnétophone sur une fréquence rigoureusement stable contrôlée par quartz (fig. 11).

Il n'y a plus de synchronisation proprement dite ; le



Fig. 10

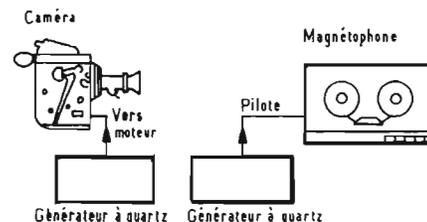


Fig. 11

signal-pilote nécessaire pour le transfert du son sur bande perforée est fourni directement par l'oscillateur à quartz du magnétophone. La précision obtenue par le quartz pour les deux appareils évite le risque de tout décalage.

La suppression de la liaison par câble entre la caméra et le magnétophone nécessite cependant une liaison par radio, ou l'emploi d'une claquette manuelle. Ces problèmes de liaison nouveaux sont fort intéressants et nous aurons l'occasion d'y revenir.

Le transfert du son et des signaux de synchronisation sur bande magnétique perforée est effectué généralement indépendamment du traitement des images par des spécialistes.

La bande perforée est entraînée à vitesse constante par une machine synchronisée par le réseau électrique, et on agit sur la vitesse de défilement de la bande magnétique originale pour réaliser la synchronisation d'après les informations données par la lecture du signal pilote (fig. 12).

LA PRATIQUE DU MACROCINÉMA

Le cinéma en très gros plan ou macrocinéma offre un grand intérêt, il permet de trouver partout des sujets de films passionnants et d'ouvrir l'accès d'un monde miniature qui paraît invisible à l'observation ordinaire.

La caméra utilisée doit nécessairement être équipée d'un système de visée réflex à travers l'objectif pour que l'image inscrite sur le film soit exactement la même que celle observée dans le viseur.

La caméra doit être très

rapprochée du sujet à filmer, le champ est réduit, le contrôle du temps d'exposition devient difficile. Le champ de mesure des cellules photoélectriques intégrées est difficilement le même que le champ de l'objectif. Il faut utiliser une caméra comportant une cellule derrière l'objectif à réglage automatique du diaphragme sans l'action de la mesure.

Cet automatisme est utile lorsque les sujets sont animés de mouvements rapides et ne peuvent être filmés que pendant de courts instants. Il en est ainsi pour les insectes.

La profondeur de champ est également très faible et ne dépasse pas quelques millimètres lorsqu'on emploie de forts grossissements pour des sujets dont la taille ne dépasse pas quelques centimètres. On utilise de préférence un verre de visée à réticule.

Il est bon de choisir un film très sensible pour pouvoir utiliser une ouverture de diaphragme réduite et, par suite, la profondeur de champ la plus grande possible ; cette sensibilité peut atteindre 160 ASA.

Si les conditions d'éclairage ne sont pas suffisantes, on peut employer une torche d'appoint dont il existe des modèles nouveaux décrits récemment et qui est fixée à la caméra de façon que le faisceau lumineux soit dirigé vers un point situé à quelques centimètres de l'objectif.

Pour les prises de vues à l'extérieur avec lumière du jour et d'appoint, il faut alors employer un film du type universel, dont il existe de nouvelles émissions Kodak récentes du genre Ektachrome G, indiquées aussi récemment.

Le filtre habituel de conversion de la caméra Super-8 doit alors évidemment être escamoté.

Pour régler l'objectif de façon à obtenir une mise au point rapprochée en déplaçant la position des lentilles, il suffit généralement de déplacer vers la droite un anneau molleté spécial, jusqu'au moment où une graduation se trouve en face de l'échelle de lecture. On rétablit le fonctionnement normal en ramenant l'anneau molleté vers la gauche.

L'objectif offre l'avantage ainsi de permettre les prises de vues très rapprochées sans aucun dispositif additionnel ; le bloc entier des lentilles se déplace simplement vers l'avant, sous l'action d'un dispositif hélicoïdal. En choisissant une distance focale de 38 mm, on peut ainsi obtenir des prises de vues jusqu'à une distance de 45 cm.

En cadrant l'objet à photographier dans le viseur réflex, l'anneau commandant la variation de distance focale peut aussi être manœuvré de façon à obtenir le fond de l'image désirée et à rendre flous les objets environnants, qui sont placés en avant et à obtenir un grand nombre d'autres effets optiques.

Il est possible, également, d'étudier la profondeur de champ possible obtenue avec un réglage déterminé, en agissant sur une manette spéciale placée sur la monture. La profondeur de champ est toujours la distance sur laquelle tous les objets apparaissent avec une netteté suffisante, lorsque l'objectif est mis au point sur un sujet déterminé.

La profondeur augmente lorsqu'on choisit une petite ouverture de diaphragme,

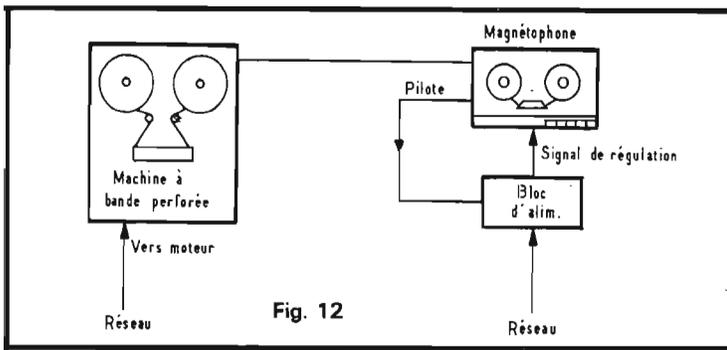


Fig. 12

lorsqu'on utilise une distance focale courte, ou pour des sujets éloignés. Lorsqu'on peut ainsi contrôler la profondeur de champ avant la prise de vue, on peut déterminer rationnellement l'ouverture du diaphragme la meilleure à adopter.

UN PROCÉDÉ INTÉRESSANT : LE ZOOMING EN PHOTOGRAPHIE

La variation de la distance focale ou « zooming » n'a pas seulement une influence sur la surface de l'image, la netteté de l'image des sujets disposés au premier plan ou à l'arrière plan, mais également sur les effets de perspective.

L'objectif Zoom permet d'obtenir une large gamme de distances focales ; cependant, il y a des conditions optimales permettant d'obtenir un cadrage précis, et les effets désirés pour les portraits, les instantanés et de nombreux effets divers.

Suivant le sujet et les conditions photographiques, on choisit la distance focale qui peut assurer le meilleur effet possible.

Pour les instantanés, on adopte, de préférence, la plus grande distance focale et une valeur de l'ordre de 100 mm paraît la meilleure pour le portrait ; elle élimine les difficultés pour obtenir des premiers plans de qualité, rend les fonds plus flous et reproduit les sujets avec le meilleur effet de perspective.

L'effet de zooming ne peut être obtenu qu'avec un objectif Zoom à distance focale variable ; il constitue le pro-

céde permettant d'obtenir une image qui semble converger vers un point, en assurant à l'ensemble le meilleur effet dynamique.

L'effet obtenu dépend de la rapidité de manœuvre de l'anneau commandant la variation de focale ; il est possible d'obtenir une variation intermittente pour obtenir le contour du sujet, qui semble diminuer graduellement de dimension.

Si nous orientons aussi la caméra de la gauche vers la droite ou vice-versa pendant cette opération, ou si nous la déplaçons du bas vers le haut, par exemple, toutes sortes d'effets intéressants peuvent être obtenus.

En raison du fait que l'obturateur doit rester ouvert pendant la durée de rotation de l'anneau de réglage, il y a toujours une possibilité de surexposition. L'emploi, cependant, d'un filtre de densité neutre peut permettre de réduire la vitesse d'obturation.

Les effets de zooming peuvent être étudiés par l'opérateur lui-même, qui obtient des résultats intéressants, dépendant de ses qualités personnelles et de son imagination. Pour les amateurs de diapositives, en particulier, une série de vues effectuées progressivement ou non, avec des distances focales différentes permet de réaliser des séquences curieuses, dont l'effet est analogue à celui des images animées ; avec un projecteur à fondu enchaîné sonore, le résultat est évidemment encore beaucoup plus curieux.

P. HÉMARDINQUER

G 3037 Que votre ampli soit faible (1 W, 5) ou puissant



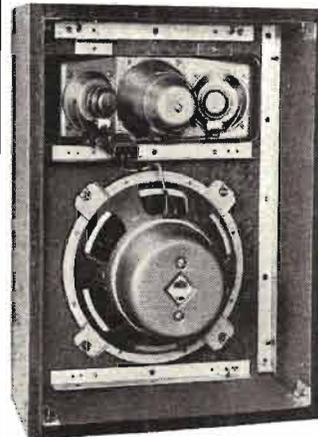
la célèbre combinaison

vous assure un rendement inégalé, avec une excellente musicalité et encaisse sans effort

30 WATTS EFFICACES

4 Haut-Parleurs :

- 1 Boomer 300 mm
- 1 Médium à compression
- 2 Tweeters 100 mm



Monté dans une armature en aggloméré qui s'habille aisément de bois ou de tissu (facilement agrafable).

Dimensions : 600/450/200 mm

Livrable en 4 et 8 ohms, à un prix . . . agréable.

✂-Bon à découper-

NOM _____
Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

ELLO

VENTE PAR CORRESPONDANCE · BP 289
ELECTRONIQUE ET LOISIRS * 06407 CANNES

UN VÉRITABLE AUTO-RADIO Pour Tous

le prix ne peut plus vous arrêter

149,90 Frs + PORT
20 Frs

LIVRÉ AVEC CACHE ET HAUT PARLEUR ENCASTRABLE

• CARACTÉRISTIQUES
SUPERHÉTÉRODYNE 8 CIRCUITS ACCORDÉS
ÉTAGE RF ACCORDÉ
SORTIE PAR PUSH-PULL DE TRANSISTORS A
SYMÉTRIE COMPLÉMENTAIRE

- GAMMES :
PO : 185 à 605 m GO : 780 à 2 000 m
- PUISSANCE DE SORTIE : 2,8 W
- IMPÉDANCE DE SORTIE : 4 Ω
- ALIMENTATION : ACCUMULATEUR 12 V ou à la main
- CONSOMMATION : 80 à 90 mA

Car Radio R 81



• GÉNÉRALITÉS

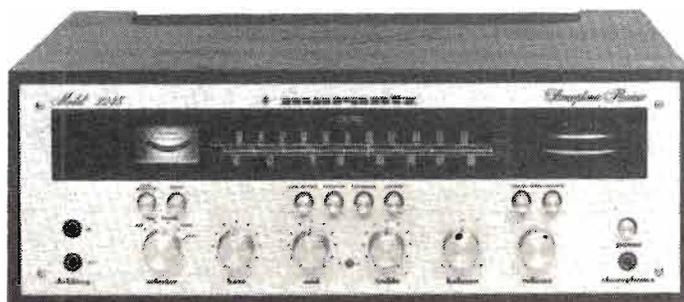
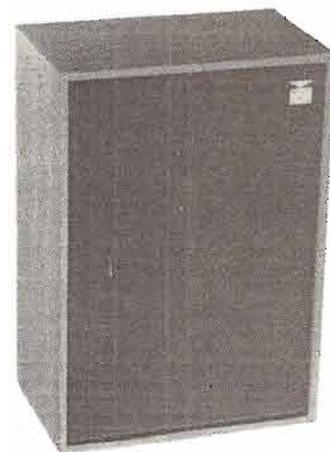
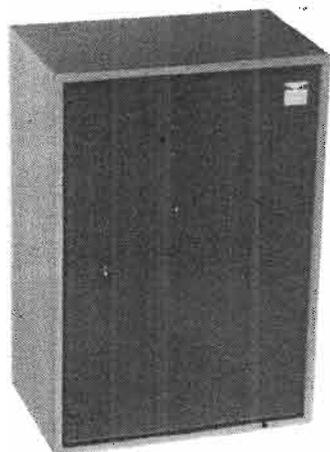
Récepteur autoradio monobloc en métal cadmié entièrement équipé de semi-conducteurs (transistors et diodes), prévu pour fonctionner sur batterie de 12 V et recevant les gammes PO et GO.

GARANTIE USINE - expédition dans toute la France

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT * MINIMUM D'EXPÉDITION 5000 FRs
Sur Place : NICE, 1, Rue Chateaubriant et à CANNES, 37, Boulevard Carnot *
ADRESSEZ VOTRE CORRESPONDANCE BP 289 06407 CANNES

C.C.P. MARSEILLE
106 10 X

SELECTION DE CHAINES HIFI



A CHAINE MARANTZ 2220

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner amplificateur Marantz 2220
 — Une platine tourne-disque Thorens TD166
 — Deux enceintes acoustiques Siare B3X

Le tuner amplificateur Marantz 2220

Partie tuner :
 Gammes : PO - FM
 Sensibilité FM : 2,1 μ V (à 30 dB)
 Distorsion harmonique : 0,5 % (stéréo)
 Rapport signal/bruit à 50 μ V : 60 dB
 Sélectivité : 50 dB
 Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz)

Partie amplificateur :
 Puissance : 2 x 20 W
 Distorsion d'intermodulation : 0,9 %
 Distorsion harmonique : 0,9 %
 Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz \pm 1 dB
 Rapport signal/bruit : 93 dB (phono)

Sensibilité des entrées :
 Phono : 2,1 mV/35 k Ω -
 Tuner aux. : 180 mV/100 k Ω

La table de lecture Thorens TD166

Entraînement à couple élevé par courroie.
 Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente.
 Poulie à embrayage pour démarrage instantané.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute.
 Plurage et scintillation : 0,06 %.
 Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB.
 Longueur du bras : 230 mm.
 Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Siare B3X

Puissance nominale : 25 W
 Bande passante : 35 à 20 000 Hz
 Impédance : 4 à 8 Ω
 Enceinte à 3 voies
 Système actif-actif
 Equipement : 2 HP-P de 17 cm de diamètre et un tweeter
 Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

B CHAINE MARANTZ 2280

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner amplificateur Marantz 2220

— Une platine tourne-disque Akai AP003.
 — Deux enceintes acoustiques Kef Chorale

Le tuner amplificateur Marantz 2220

Voir chaîne A.

La platine tourne-disque Akai AP003

Platine semi-automatique
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Entraînement du plateau par courroie
 Moteur synchrone 4 pôles à hystérésis
 Pleurage et scintillement : < 0,05 %
 Rapport signal/bruit : > 52 dB
 Relève bras hydraulique
 Dimensions : 440 x 123 x 358 mm.

L'enceinte acoustique Kef-Chorale

Puissance : 30 W
 Bande passante : 35 à 40 000 Hz
 Impédance : 8 Ω
 Equipement : 2 haut-parleurs
 Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

C CHAINE SANSUI AU7500

Cette chaîne comprend :

— Un amplificateur Sansui AU7500.
 — Une platine tourne-disque Thorens TD166.
 — Deux enceintes acoustiques Scott S11.

L'amplificateur Sansui AU7500

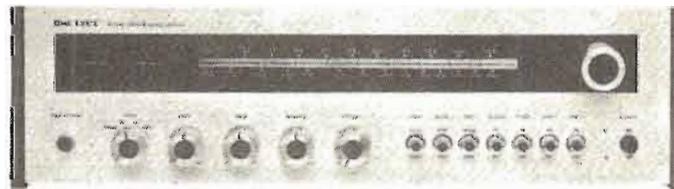
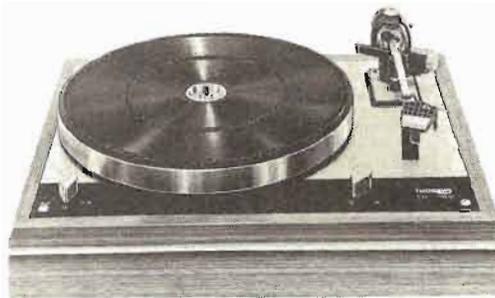
Puissance : 2 x 40 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : < 0,1 %
 Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %
 Réponse en fréquence (phono) : 30 à 15 000 Hz \pm 0,5 dB
 Entrées : Phono : 2,5 mV/50 k Ω - Micro : 2,5 mV/50 k Ω - aux. : 100 mV/50 k Ω - Magnétos : 100 mV/50 k Ω
 Dimensions : 140 x 440 x 322 mm.

La platine Thorens TD166

Voir chaîne A.

L'enceinte acoustique Scott S11

Enceinte 3 voies
 Bande passante : 35 à 20 000 Hz
 Impédance : 8 Ω
 3 HP dont un boomer de 25 cm de diamètre
 Dimensions : 600 x 294 x 362 mm.



D
CHAÎNE SANSUI
AU7500

Cette chaîne comprend :
— Un amplificateur Sansui AU7500.
— Une platine Thorens TD160.
— Deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

L'amplificateur Sansui AU7500
Voir chaîne D.

La table de lecture Thorens TD160

Entraînement du plateau par courroie.
Moteur 16 pôles synchrone bi-phasé.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute.
Plateau en alliage de zinc non magnétique.
Régularité de vitesse : 0,06 %.
Niveau de bruit : non pon-

déré, 43 dB, pondéré, 65 dB.
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique 3A Allegretto
Enceinte 3 voies équipée d'un boomer de 25 cm.
Courbe de réponse : 40 Hz à 20 000 Hz.
Puissance nominale : 40 W.
Distorsion harmonique : < 1,5 %.
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

E
CHAÎNE SCOTT
R36S

Cette chaîne comprend :
— Un tuner amplificateur Scott R36S.
— Une platine tourne-disque Thorens TD166.
— Deux enceintes acoustiques Siare C3X.

Le tuner amplificateur Scott R36S

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 30 W/8 Ω
Courbe de réponse : 12 à 40 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,4 %
Partie tuner
Gamme : PO - FM
Sensibilité FM : 1,9 μV
Rapport signal/bruit : 60 dB
Distorsion harmonique : 0,4 %
Séparation des canaux : 35 dB
Dimensions : 460 x 140 x 330 mm.

La platine Thorens TD166

Voir chaîne A.

L'enceinte acoustique Siare C3X

Enceinte 3 voies
Puissance : 35 W
Impédance : 4/8 Ω
Bande passante : 30 à 22 000 Hz
Dimensions : 540 x 300 x 240 mm.

F
CHAÎNE SCOTT
R36S

Cette chaîne comprend :
— Un tuner-amplificateur Scott R36S.
— Une platine tourne-disque Thorens TD160.
— Deux enceintes acoustiques Martin micro-max.

Le tuner-amplificateur Scott R36S

Voir chaîne E.

La platine tourne-disque Thorens TD160

Voir chaîne D.

L'enceinte acoustique Martin-Micro-max.

Enceinte 2 voies. Potentiomètre de réglage pour l'aigu.
Puissance : 45 W
Bande passante : 38 Hz à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.

Notre Courrier Technique



RR - 5.68 - M. AMIGUES, 11 Carcassonne.

1° Voir réponse précédente RR - 5.54.

2° Antiparasitage des dispositifs à triacs : veuillez vous reporter, par exemple, à nos numéros 1334 (page 232), 1338 (page 232), ainsi qu'à « Electronique Professionnelle » N° 1389 (page 43).

3° Alimentation stabilisée : Veuillez consulter notre N° 1433 (page 224) où est

publiée la description d'une alimentation pouvant débiter jusqu'à 3 ampères et réglable en tension de 0 à 30 volts.

RR - 5.69 - M. Bruno LEROY, 45°Orléans.

1° Dans l'utilisation envisagée, vous pouvez fort bien remplacer le tube EL 300 par un EL 502 et le tube DY 802 par un EY 88, cela n'a aucune importance...

Bien entendu, il faudra tenir compte de la différence des tensions de chauffage entre DY 802 et EY 88 ; et à ce propos, nous vous précisons qu'il est nécessaire d'utiliser deux enroulements de chauffage distincts (même si la tension est la même).

2° Diode BYZ 18 : diode redresseuse 6 ampères ; tension inverse de crête maximale = 400 volts.

Diode SFR 150 : diode

redresseuse 2,5 ampères ; tension inverse de crête maximale = 100 volts.

Les autres semiconducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas sur nos documentations.

RR - 5.70 - M. Albert MULLER, Liège - Belgique.

Tous les transistors cités dans votre lettre sont de fabrication MOTOROLA. Pour



vous les procurer en Belgique, veuillez vous adresser à :

C. N. Rood S.A. Place de Jamblinne de Meux 37 - Bruxelles 1040.

RR - 5.71-F — M. Henri PLANCHARD, 69 Lyon nous demande s'il ne serait pas possible de monter un correcteur physiologique sur un amplificateur BF, sans avoir à échanger le potentiomètre normal (de volume) contre un potentiomètre spécial à prise intermédiaire (souvent difficile à se procurer).

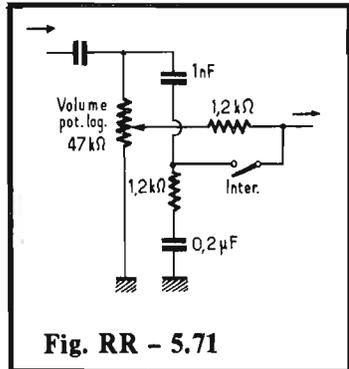


Fig. RR - 5.71

Le montage que vous envisagez est parfaitement concevable et, sur la figure RR - 5.71, nous vous représentons l'une des solutions possibles.

RR - 6.01-F — M. BOUBEKEUR, Constantine - Algérie, nous demande ce qu'est un triac, un thyristor, une diode « tunnel » et une diac.

1° Un **thyristor** est un redresseur au silicium dont la conduction dans le sens direct est commandée par une électrode supplémentaire appelée **gâchette**; il comporte donc trois électrodes : la cathode, l'anode et la gâchette. Lorsque la tension sur l'anode est négative, on est en présence d'un redresseur normal polarisé en inverse (non-conduction). Si la tension d'anode est positive, et si aucun courant n'est appliqué sur la gâchette, le thyristor reste encore à l'état bloqué (non-conduction). Mais la tension d'anode étant toujours positive, si l'on applique à la

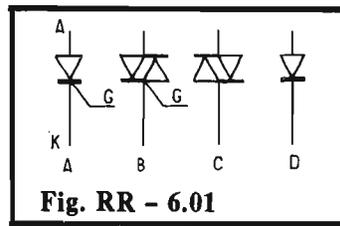


Fig. RR - 6.01

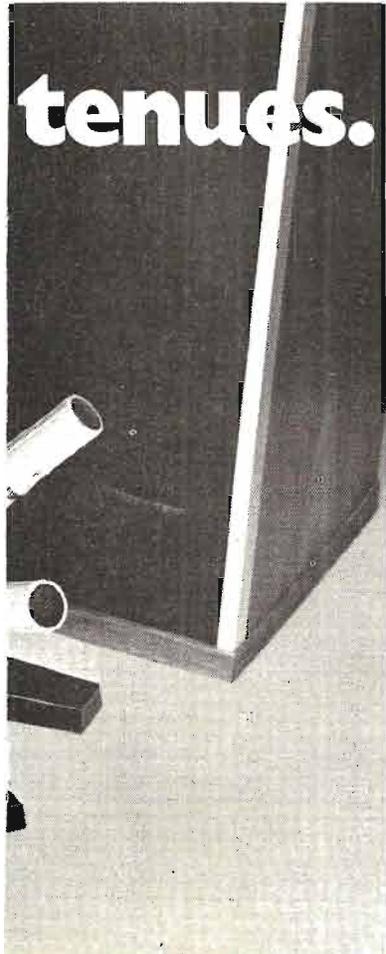
gâchette une impulsion positive d'amplitude suffisante, le thyristor est amorcé et devient conducteur (représentation schématique sur la figure RR - 6.01 en A).

2° Le **triac**, lui, est un élément bidirectionnel, c'est-à-dire qu'il peut être rendu conducteur dans les deux sens sous l'effet du courant de gâchette (alors que le thyristor ne conduit que dans un sens). Le triac est donc constitué, si l'on peut dire, par deux thyristors disposés en tête-bêche, mais avec une seule gâchette. Son utilisation est évidente en courant alternatif puisqu'elle permet l'exploitation de deux alternances (représentation schématique en B).

3° Une **diac** est constituée par deux diodes connectées en

tête-bêche (voir en C); on utilise généralement une diac en série dans la liaison à la gâchette de commande d'un triac. Cette sorte de double diode à déclenchement bidirectionnel permet d'isoler (si l'on peut dire) la gâchette par rapport au circuit de commande jusqu'à ce que la tension dudit circuit de commande soit suffisante pour le déclenchement du triac. En d'autres termes, il faut que la tension de déclenchement issue du dispositif de commande soit suffisante pour rendre la diac conductrice... et atteindre la gâchette du triac.

4° La **diode « tunnel »** tire son nom de l'effet « tunnel » qui consiste dans la manière dont une particule peut traverser une barrière de potentiel trop élevée pour être franchie d'une façon normale (barrière qui empêche la conduction inverse dans le cas des diodes normales). Dans une diode « tunnel », le courant commence d'abord à croître sensiblement proportionnellement



Platine 3500 X stéréo

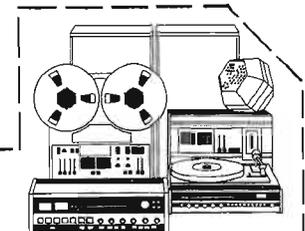
Ses caractéristiques sont autant de performances garanties

3 vitesses : 4,75 - 9,5 et 19 cm/s.
4 têtes, technique d'enregistrement "Cross-Field" Tandberg.
Permet le monitoring (test-A-B), le son sur son et l'écho.
Réglages des niveaux entrée et sortie par potentiomètres linéaires.
Vu-mètres très lisibles de classe professionnelle.
Pleurage et scintillement maximum : 0,07 % à 19 cm/s.
Diaphonie à 1000 Hz : mono > 60 dB, stéréo > 50 dB.
Bande passante à 19 cm/s : 30 à 25 000 Hz
Bande passante à 9,5 cm/s : 30 à 20 000 Hz
Rapport signal/bruit (IEC A-Curve, 3 % distorsion) : pondéré : 64 dB ; avec Dolby : 72 dB. non pondéré : 57 dB ; avec Dolby : 61 dB.

Mixage possible en mono (1 entrée line et 1 entrée micro).
Arrêt automatique par cellule photo-électrique.
Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.
Existe avec système "Dolby"* sous la référence 3600 XD Stéréo.

Prix constatés : 3500 X : 2.710 F. - 3600 XD : 3.352 F.

* Dolby : marque déposée. Dolby Laboratories Inc. USA.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

- Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de la platine 3500 X stéréo
- Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom : _____
Prénom : _____
Adresse : _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG
hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

avec la tension appliquée ; puis cette tension augmentant toujours, on s'aperçoit qu'à partir d'un certain point, le courant s'inverse et diminue. On est alors en présence d'une « résistance négative » ; de ce fait même, ce type de diode peut être utilisé en oscillation ou en amplification (représentation schématique en D).

Pour davantage de détails sur ces semiconducteurs (et les autres !), nous pouvons vous conseiller la lecture de l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●
RR - 6.02 — M. BLOO-TACKER, 59 Wattrelos.

Divers articles sur la synchronisation et les dispositifs synchronisateurs entre magnétophone et projecteur de diapositives ont déjà été publiés dans nos revues. Nous vous suggérons de bien vou-

loir vous reporter aux numéros suivants :

HAUT-PARLEUR N° 1152 (p 136) ; 1161 (p 98) ; 1165 (p 156) ; 1172 (p 78) ; 1264 (p 148) ; 1490 (p 184).

RADIO PLANS N° 259, 265, 278, 283, 301, 325.

●
RR - 6.03 — M. LERIN, 75 Paris.

Il est possible que votre récepteur auto-radio capte davantage de parasites à la suite de l'installation d'un allumage électronique sur votre véhicule ; en fait, les étincelles d'allumage sont probablement plus « chaudes », plus énergiques, et les parasites rayonnés sont plus violents.

En tout cas, il faut tout de même penser que le déparasitage d'origine n'était peut-être plus en très bon état... Il vous faut donc revoir notamment les points suivants : bougies antiparasites, ou résistances-suppressors intercalées, ou faisceau antiparasite (selon le cas) ; condensateur à l'entrée

de la bobine ; supressor à l'entrée du distributeur (douille centrale) ; condensateur au point où est prise l'alimentation du récepteur ; etc. Pour plus de détails, vous pourriez vous reporter à l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●
RR - 6.04 — M. MUS-CAT, Montpellier.

1° Vous voulez monter un jack sur la face avant de votre amplificateur. D'accord ; mais pour brancher quoi ? Nous supposons qu'il s'agit d'un casque, mais nous n'en sommes pas certains. Il faudrait donc nous le confirmer et aussi nous communiquer le schéma de votre appareil afin que nous puissions vous indiquer ce qu'il convient de faire, les points de connexion, etc.

2° Même réponse en ce qui concerne le kit dont vous nous entretenez. Il faudrait nous en

communiquer le schéma pour voir si les adjonctions envisagées sont possibles.

Vous nous dites avoir un ami électronicien ; en conséquence, étant sur place, il nous semble qu'il pourrait valablement vous renseigner ou vous conseiller.

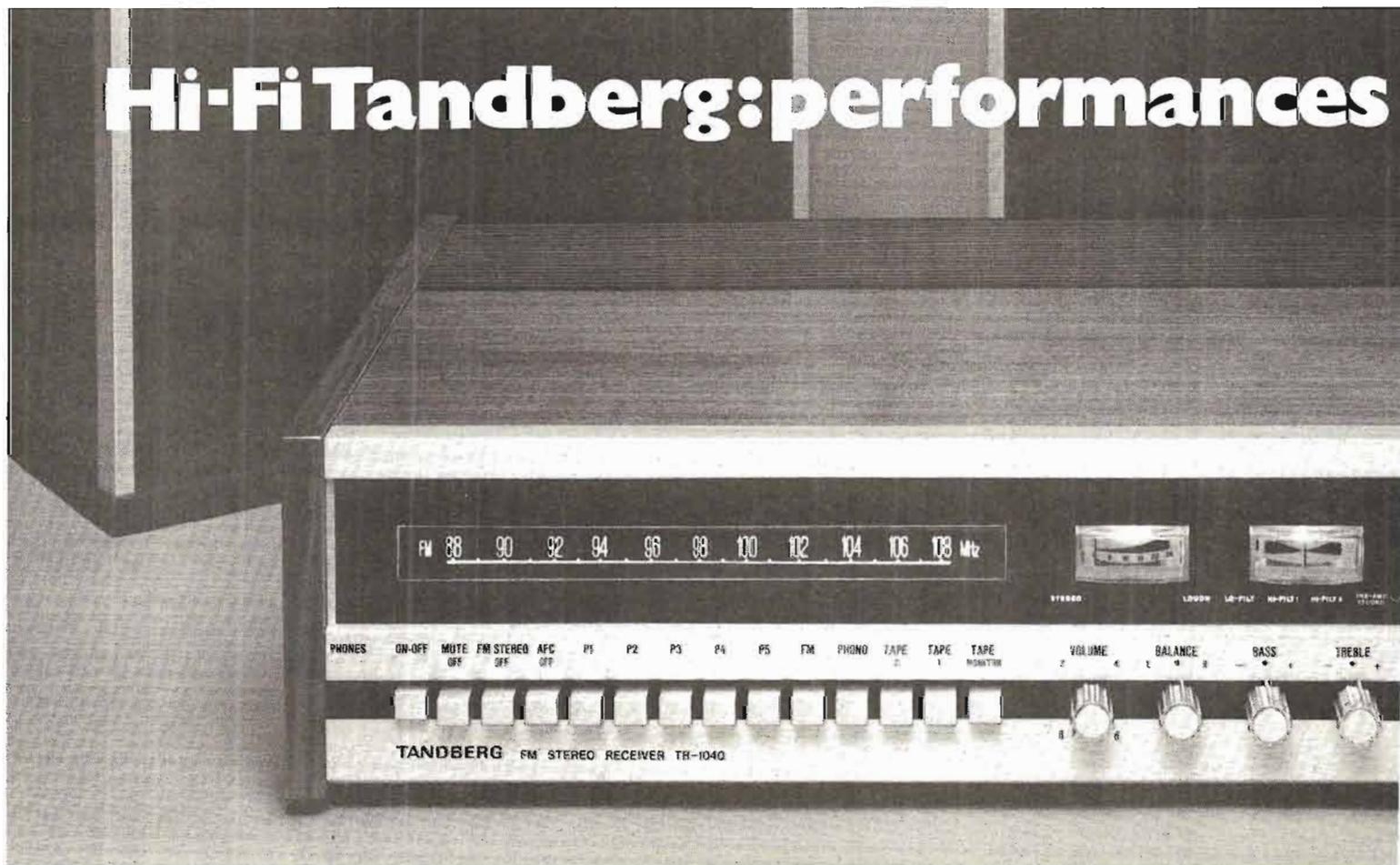
Pour notre part, nous vous rappelons que s'il s'agit de montages réalisés sur circuits imprimés, les modifications sont pratiquement impossibles (ou extrêmement difficiles et délicates).

●
RR - 6.05 — M. GRAS Yves, Lyon.

Nous avons déjà entendu parler de cette cassette à bande auto-nettoyante et démagnétisante ; mais personnellement, nous avouons ne pas avoir encore eu l'occasion de l'expérimenter.

Notre ami Charles OLIVERES de la revue « Hi-Fi Stéréo » va certainement se pencher sur le problème et nous publier un banc d'essai objectif

Hi-Fi Tandberg: performances



comme à l'accoutumée... En tout cas, la firme AMPEX qui diffuse ce matériel, est réputée sérieuse.

RR - 6.06 — M. Michel BURTIN, Annecy.

Le problème du déparasitage des triacs a déjà fait l'objet de divers articles dans nos publications. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux revues suivantes :

HAUT-PARLEUR N° 1291 (p 65); 1334 (p 232); 1338 (p 232).

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE N° 1389 (p 43).

RR - 6.07-F — M. A. FABRE, Aix-les-Bains.

Transistor MPF 122 (Motorola) : F.E.T. à canal N double porte ; Pd = 500 mW max ; V ds = 15 V ; V ds max = 25 V ; Id = 30 mA max ; G fs = 8 millimhos (mini), 18 millimhos (maxi).

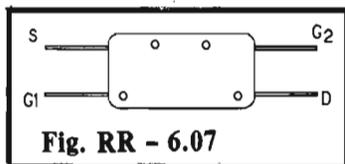


Fig. RR - 6.07

Le type MPF 121 est très semblable, mais avec G fs = 10 millimhos (mini) et 20 millimhos (maxi).

Le brochage de ces transistors est représenté sur la figure RR - 6.07.

Nous n'avons pas trouvé de renseignement concernant votre circuit intégré parmi nos documentations ; le cas échéant, écrivez directement à la R.T.C., 130, avenue Ledru-Rollin, 75540 Paris Cedex 11.

RR - 6.08 — M. C. BARUCH, Biarritz.

Nous n'avons pas le schéma du récepteur auto-radio SHARP modèle AR 942.

Les transistors indiqués par les références citées dans votre lettre ne figurent dans aucune de nos documentations ; il ne s'agit certainement

pas d'immatriculations, mais plutôt d'un simple marquage industriel propre au constructeur.

Il est tout de même anormal que le fournisseur qui vous a vendu ce récepteur auto-radio ne veuille pas ou ne puisse pas le réparer. On nous reproche parfois de ne pas toujours être tendre avec les radioélectriciens ; il faut bien reconnaître cependant que **certain**s ont des pratiques commerciales abusives, décevantes, sinon révoltantes !

Si l'on vous a diagnostiqué un transistor HF défectueux, il doit tout de même être possible de le remplacer par un type français courant prévu pour cette fonction, et nous nous refusons à admettre qu'aucun radioélectricien de votre région ne soit capable de mener à bien un tel travail !

RR - 6.09 — M. B. de CORNULIER, Lunéville.

Nous pourrions évidemment vous étudier et vous éta-

blir les schémas des montages que vous souhaitez réaliser. Nous formulons cependant deux remarques préalables :

1° Si l'on considère le prix de revient des études demandées ajouté au prix d'achat des composants nécessaires, vous allez aboutir à une somme plus importante que l'achat des appareils tout prêts dans le commerce.

2° Vous nous dites qu'en 20 000 km, les vibrations de votre moto ont détruit deux compteurs et trois compteurs **mécaniques** ! C'est une bien curieuse moto destructrice que vous possédez là ! Et de ce fait, cela élimine d'office tout équipement **électronique** envisagé pour cet « engin ». En effet, tout montage électronique est certainement beaucoup plus fragile qu'un montage mécanique, et nous pensons en particulier au cadre du ou des galvanomètres indicateurs (qui ne feraient pas long feu).

tenues.

Ampli-tuner TR 1040 P

Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

Ampli-tuner stéréo FM Haute Fidélité.
Puissance de sortie : 2 x 40 watts sur 8 ohms à 0,2 % de distorsion.

Tuner FM - fréquence : 87,5 à 108 MHz.

5 stations préréglées.

Sensibilité du tuner FM 0,8 µV.

Contrôle des graves et des aigus par canal sépare.

Indicateurs d'accord et d'intensité très lisibles.

Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.

3 filtres (1 LOW et 2 HIGH).

Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faible niveau.

Possibilité de contrôler les enregistrements

grâce à une touche monitor.

Préamplificateur pour tête magnétique avec correction RIAA.

Prise de raccordement pour 3 magnétophones dont une pour enregistrement à tonalité corrigée.

Réglage de la sensibilité des entrées magnétophones et phono.

Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.

Affichage lumineux des fonctions.

Equippé pour recevoir 4 enceintes.

Prix constaté : 3.692 F.

Enceinte : TL 2520

Puissance de sortie : 40 watts.

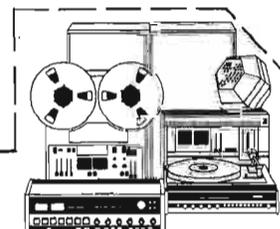
Impédance : 8-4 ohms.

Courbe de réponse : 45 à 20 000 Hz.

3 voies : 1 woofer 25,40 cm, 1 mid-range 8,70 cm.

1 tweeter 2,54 cm Dome.

Prix indicatif : 900 F.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de l'ampli-tuner TR 1040 P

Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom : _____

Prénom : _____

Adresse : _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

RR - 6.10 — M. Jean-François JOLIVET, Avignon.

1° Vous auriez dû nous préciser si votre récepteur OC est à lampes ou à transistors, cela étant très important du point de vue **longueur** de l'antenne à employer.

2° Les « boîtes d'accord » sont principalement utilisées en émission, entre la sortie de l'émetteur et l'antenne, dans le but d'adapter au mieux charge et impédance.

Certes, il y a une douzaine d'années (ou davantage), on a vu aussi apparaître des boîtes d'accord pour récepteurs qui s'intercalaient entre l'arrivée d'antenne et le récepteur ; il s'agissait généralement d'un circuit présélecteur en π . Mais on s'est rapidement rendu compte que, dans le cas présent, cela ne faisait qu'un ou deux boutons de plus à régler lors de chaque changement de gamme ou de station, pour une amélioration tout à fait illusoire. Et cette disposition est maintenant abandonnée.

RR - 6.11 — M. R. BINEAU, 28 Luce.

Puisqu'il est dit sur la notice de votre amplificateur qu'en aucun cas l'impédance de sortie doit être inférieure à 4 ohms, il est absolument évident qu'il ne faut pas y connecter une charge de 2,5 Ω .

Il serait nécessaire de changer le transformateur de liaison afin qu'il présente au

moins l'impédance minimale requise.

Même remarque en ce qui concerne la sortie du magnétophone (dont vous ne nous précisez pas l'impédance).

RR - 6.12-F — M. Jean FROGER, 44 Bouguenais.

4 E 27 : tétrode d'émission. Chauffage direct = 5 V - 7,5 A. Dissipation anodique maximale = 75 W ; V_a max = 4000 V ; F max = 75 MHz.

Amplificateur HF classe C/CW : V_a = 2000 V ; V_{g2} = 500 V ; V_{g3} (plaques de concentration) = 60 V ; V_{g1} = -200 V ; I_a = 150 mA ; I_{g2} = 11 mA ; I_{g1} = 6 mA ; W_{g1} = 1,4 W hf ; W_o = 230 W hf.

Brochage, voir figure RR - 6.12.

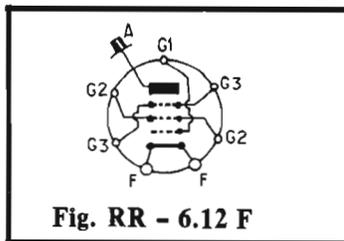


Fig. RR - 6.12 F

RR - 6.13 — M. Jean-Luc COUTAREL, 13 Istres.

1° Les caractéristiques du tube double tétrode type P2 - 40 B de la S.F.R. sont identiques à celles du tube 829 B américain. Nous vous les rappelons brièvement :

Chauffage indirect 6,3 V, 2,25 A ou 12,6 V 1,125 A ; W_a = 40 W ; S = 8,5 mA/V ; F max = 200 MHz.

Amplificateur HF classe C/CW : V_a = 750 V ; I_a = 120 mA ; V_{g2} = 200 V ; V_{g1} = -50 V ; W_{g1} = 0,5 W hf ; W_o = 65 W hf.

Le brochage de ce tube est identique à celui que nous avons représenté à la page 345 du N° 1499 pour le tube QQE 04/20.

2° Nous n'avons pas de schéma correspondant à ce que vous souhaitez. Ce n'est pas un amplificateur HF à « large bande » qu'il vous faudrait... C'est un amplificateur aperiodique !

3° Les interrupteurs type ILS conviennent parfaitement pour commuter des courants HF ; les pertes sont même très faibles. Une réserve cependant : il importe de connaître l'intensité et la tension du courant HF à commuter et de les comparer avec les possibilités (caractéristiques) de l'interrupteur ILS envisagé.

RR - 6.14 — M. Claude RIGAL, 30 Ales.

Nous avons décrit deux montages permettant l'examen oscilloscopique de l'allumage des moteurs à explosion.

Veillez vous reporter à notre N° 1042 (page 26) et à notre N° 1405 (p 171).

RR - 6.15 — M. IMOUGA HOUCINE, Kenita - Maroc.

Nous avons consacré plusieurs articles au remplace-

ment des transformateurs « lignes et THT » sur les téléviseurs, et notamment par les transformateurs dits « universels ».

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos numéros suivants : 1355 (page 124), 1364 (p 111) ; 1374 (p 181) ; 1379 (p 308).

Par ailleurs, il arrive qu'un tel transformateur claque tout seul... par vieillesse si l'on peut dire. Mais il arrive aussi qu'il soit détruit pour une cause **extérieure** (un court-circuit, par exemple, un composant défectueux, un condensateur claqué, etc.). Il importe donc de supprimer cette cause **extérieure**, sans quoi le nouveau transformateur sera encore détérioré.

RR - 6.16 — M. GERET Richard, 76 Rouen.

Le schéma de montage de mélangeur de microphones que vous nous soumettez n'est pas valable ; de simples résistances ajustables en série ne suffisent pas.

1° Il faudrait nous communiquer le **schéma** interne de la table de mixage que vous utilisez, ou tout au moins le schéma de la partie concernant l'entrée microphonique.

2° Il faudrait également nous dire si, dans le cas de l'utilisation d'un seul microphone, vous disposez d'une réserve de gain suffisante (en d'autres termes, si vous n'êtes pas obligé de pousser le potentiomètre à fond).

* HAUTE FIDELITE - VIDEO
 ■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
 au service de l'amateur exigeant

* 85 — ■ 180 bd. de la MADELEINE
 06000 NICE tel: (93) 87.58.39

Pour une

**FORMATION
 TECHNIQUE**

RIEN NE VAUT UNE ECOLE SPECIALISEE UNIQUEMENT
 DANS LES CARRIERES TECHNIQUES

Electronique, Informatique, Electricité, Automobile, Radio, Télévision, Mécanique, Travaux du Bâtiment, Aviation, Chimie, etc...

Demandez la brochure gratuite n°160 des préparations à distance EXCLUSIVEMENT TECHNIQUES à :

Ecole Technique Moyenne et Supérieure de Paris :
 94, rue de Paris. 94220 CHARENTON

ORGANISME PRIVE REGI PAR LA LOI DU 12.7.71, SOUMIS
 AU CONTROLE PEDAGOGIQUE DE L'ETAT

Nanti de ces renseignements, nous pourrions alors envisager une solution à votre problème.

●
RR - 6.17 — M. VALADE, 86 Poitiers.

Nous vous suggérons de vous reporter au N° 1506 de notre revue « Electronique Pratique » :

a) page 38 : préamplificateur pour pick-up magnétique ;

b) page 77 : préamplificateur stéréophonique universel à circuit intégré.

●
RR - 6.18 — M. Alain TREMOUREUX, 56 Peillac-Malansac.

Une alimentation stabilisée réglable de 0 à 50 volts et 2 ou 4 ampères a été décrite dans RADIO PLANS N° 299, page 18.

Une alimentation stabilisée réglable de 0 à 40 volts (3 ampères) a été décrite à la page 126 du HAUT-PARLEUR N° 1334.

Nous pensons que l'un de ces montages pourrait vous donner satisfaction.

●
RR - 6.19 — M. BURLET, 94 Cachan.

Nous ignorons s'il existe un club DX - TV dans la région parisienne...

Nous lançons un appel par ces lignes, et s'il existe un tel club, qu'il veuille bien se faire connaître en nous communiquant son adresse, afin que nous puissions renseigner notre lecteur.

●
RR - 6.20 — M. Jean-Pierre CLAIN, 78 Les Clayes-sous-Bois.

Nous ne voyons pas du tout à quel schéma, ni à quelle schématisation, vous faites allusion...

S'il s'agit de la schématisation éditée par la « Société des Editions Radio », c'est à cette société qu'il convient de vous adresser. En voici l'adresse : 9, rue Jacob, 75006 Paris.

RR - 6.21-F — M. Pierre BROSSAT, 84 Avignon nous demande comment supprimer, ou tout au moins atténuer, l'arc (étincelle) se produisant sur un commutateur commandant la mise en service d'un transformateur (arc qui ronge très rapidement les lames de contact de ce commutateur).

La solution est représentée par le schéma de la figure RR - 6.21. Il faut shunter le contact Int. du commutateur à protéger par un condensateur C en série avec une résistance R d'amortissement.

Malheureusement, il n'y a pas de valeurs précises prédéterminées dans ce domaine ; il convient de définir par expérience le groupement qui apporte l'atténuation la plus efficace de l'étincelle. Nous vous suggérons 0,047 μ F avec 33 à 36 Ω ; ou 0,1 μ F avec 22 à 27 Ω .

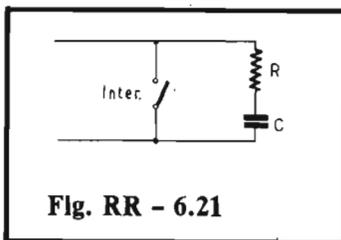


Fig. RR - 6.21

●
RR - 6.22 — M. Guy LIBERGE, 69 Charbonnières-les-Bains.

Vous nous entretenez d'un article que nous avons publié « il y a quelques années » sur les baffles compensés...

Pour que nous puissions répondre utilement à vos questions, il faut aussi que nous puissions nous reporter à l'article ; et pour cela, il convient de nous préciser dans quel numéro (et page) il a été publié. Dans cette attente, nous demeurons à votre disposition.

●
RR - 6.23 — M. JOUBARD, 14 Vire.

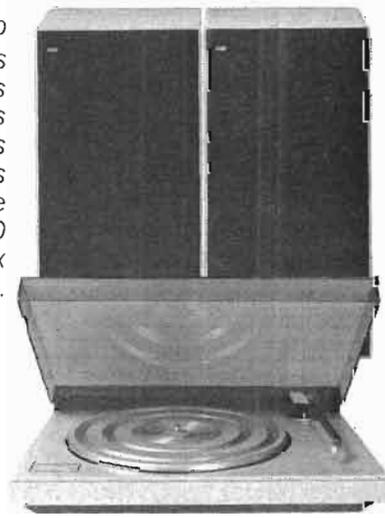
1° La diode Zener type BZ 111 a une dissipation de 0,4 W et une tension nominale de référence de 30 V. En

BANG & OLUFSEN

CHAINE 2000

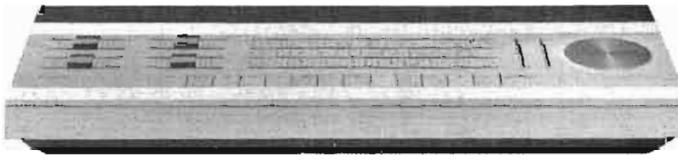
L'EXIGENCE

- Ampli-tuner stéréo
- 2 x 40 watts efficaces
- FM/ondes longues et moyennes
- 5 stations pré-réglables
- Platine tourne-disques automatique
- Beogram 3400
- Enceintes Beovox Uni-phase S. 45.



L'ensemble complet :

7.400 F ttc
prix maximum autorisé



Caméra 7

7, rue Lafayette - 75009 Paris

Nous ne sommes pas seulement un magasin de vente mais aussi un point de rencontre et d'échanges entre mélomanes. Nos auditoriums vous sont largement ouverts. Vous y serez reçus par des Conseils Haute Fidélité qui tiennent avant tout à vous assurer de longues années de satisfaction : nous seuls pouvons vous faire bénéficier de la garantie spéciale Bang & Olufsen de 2 ans (bon fonctionnement, vol, incendie). N'hésitez pas à venir nous voir avant toute décision d'achat.

Les Club-Centers Bang & Olufsen

conséquence, vous pouvez la remplacer par le type BZY 88/C 30 (série 400 mW) ou par le type BZX 79/C 30 (série 500 mW) de la R.T.C.

2° Le montage d'alimentation dont vous nous entretenez ne présente rien de particulier à signaler ; il suffit d'ajuster les potentiomètres de réglage prévus pour obtenir la tension de sortie requise et un bon fonctionnement du système de disjonction.

RR - 6.24 — M. Francis LOPEZ, 32 Nogaro.

1° Dans le montage correcteur de tonalité décrit à la page 144 du N° 1343, les cinq potentiomètres sont du type à loi de variation linéaire et de 25 kΩ (carbone). Par ailleurs, C2 × 125 μF.

2° Dans votre cas, nous vous suggérons les valeurs approximatives suivantes concernant les résistances d'entrée : R = 100 kΩ ; R' = 10 kΩ.

3° Si vous n'utilisez pas une pile, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à une alimentation stabilisée ; par contre, cette alimentation devra fournir un courant parfaitement et rigoureusement filtré.

RR - 6.25 — M. Gabriel GRESSET, 25 Besançon.

Suite à notre article sur les piézoxydes publié dans le N° 1486, page 146 nous vous prions tout d'abord de prendre connaissance du rectificatif à la page 312 du N° 1490.

D'autre part, en ce qui concerne plus particulièrement le nettoyage par ultrasons, nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à la réponse RR-4.11 publiée précédemment et dans laquelle divers compléments d'ordre pratique ont été donnés.

Dans le cas d'une cuve d'assez grandes dimensions, vous devez réaliser un transducteur à haute intensité par association de rondelles de PXE 42 ou de disques PXE 41 ou 42.

De toutes façons, tous renseignements complémentaires, conseils d'utilisation, mode d'application, etc. peuvent vous être donnés par la R.T.C. qui fabrique ces éléments en piézoxyde (130, avenue Ledru-Rollin, 75540 Paris Cedex 11). Représentant distributeur pour votre région : Ets HOHL DANNER, Z.I. de Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11 - 67450 Mundolsheim.

RR - 6.26 — M. Jean-François PAPON, 85 Sainte-Hermine.

1° Nous répondons strictement à toutes les lettres qui nous parviennent, soit directement au lecteur, soit par l'intermédiaire de la présente rubrique. Mais les délais sont souvent assez longs du fait de la surcharge du Service.

2° Il nous est impossible de vous dire à distance, faute de pouvoir examiner votre montage, ce qui ne va pas dans votre modulateur de lumière.

De plus, vous nous dites ne disposer d'aucun appareil de contrôle. Dans de telles conditions, il nous faudrait pouvoir deviner !

D'après les explications générales données dans votre lettre, nous ne pouvons que formuler les remarques suivantes :

a) Un condensateur de 16 μF (pour 400 - 500 ou 550 V) ne peut être tout petit. Si le vôtre est miniature, c'est peut-être bien un 16 μF... **mais prévu** pour une tension beaucoup plus faible ! Alors, il est possible que ce condensateur soit le fautif (en court-circuit) ; de plus, s'il s'agit bien de cela, il est possible que son claquage ait entraîné la destruction de composants connexes.

b) Si vous avez volontairement court-circuité les sorties « lampes », à ce moment les triacs étaient alors directement en parallèle sur le secteur ! De ce fait, il est également possible qu'ils soient détruits aussi...

RR - 6.27-F — Suite à des demandes faites précédemment par nos lecteurs et publiées dans cette rubrique, nous avons reçu les renseignements suivants de la part de M. MILCENDEAU, 78 Poissy que nous remercions vivement pour son amabilité.

MPSU - 01 : transistor de puissance NPN destiné à ampli BF complémentaire de 5 W ; son complémentaire PNP est le MPSU - 51.

Valeurs maximales d'utilisation : V ceo = 30 V ; V cb = 40 V ; V eb = 5 V ; I cm = 2 A ; Pd = 1 W à 25° C ambiant ; Pd = 8 W à 25° C boîtier.

h fe = min 60 à Ic = 100 mA et V ce = 1 V ;

h fe = min 55 à Ic = 10 mA et V ce = 1 V ;

h fe = min 50 à Ic = 1 A et V ce = 1 V ;

V ce sat. = 0,5 V à Ic = 1 A. Brochage, voir figure RR-6.27.

2 N 4920 : transistor PNP de puissance moyenne ; complémentaire du 2 N 4923.

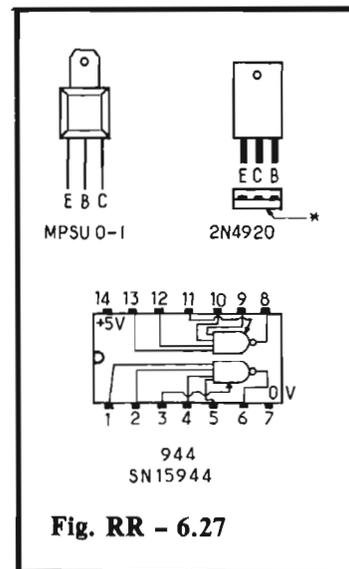


Fig. RR - 6.27

Valeurs maximales d'utilisation : V ceo = 80 V ; V cb = 80 V ; V eb = 5 V ; I cm = 3 A ; Pd = 30 W à 25° C boîtier.
h fe = 20 à 100 à Ic = 0,5 A et V ce = 1 V ;
h fe = 10 mini à Ic = 1 A et V ce = 1 V ;
V ce sat = 0,6 V à Ic = 1 A. Brochage, voir figure RR - 6.27 ; collecteur au boîtier ; le

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE

COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8°)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES **RADIO-ELECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGENIEUR • INGENIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

PREPARATION AUX EXAMENS DE L'ETAT
(FORMATION THEORIQUE)
PLACEMENT
Documentation sur demande HRB

infra

BON si découper ou à recevoir. Veuillez adresser sans enveloppe la documentation demandée (indiquer le numéro pour tous envois)

Préc. choisi : _____
NOM : _____
ADRESSE : _____

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

POUR TOUTS VOS TRAVAUX-MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTROLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA

Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. **Lentille orientable**, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur **rotule à force réglable** raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étau à vis avec prolongateur rapide

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet
75017 PARIS
Téléphone : CAR. 27-56
USINE : 42, av. du Général-Leclerc (91) BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

côté indiqué par un astérisque est la partie métallique destinée au refroidissement.

Circuit intégré 944 : circuit logique de S.G.S. : 2 portes de puissance NAND à 4 entrées + expansion. Equivalence = SN 15944.

Brochage : voir figure RR - 6.27.

RR - 6.28 — M. Roger HADINE, 69 Lyon.

Nous ne pensons pas que le transistor 2 N 5228 soit un composant impossible à se procurer. En fait, ce transistor figure en bonne place sur les catalogues des firmes Fairchild et Motorola, par exemple.

En France :

a) Fairchild Semiconductors S.A., 11, rue Sainte-Félicité, 75015 Paris ;

b) S.C.A.I.B. Motorola, 15/17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

RR - 6.29 — Dans le N° 1490, à la page 307, la réponse RR - 11.35 soulevait un problème concernant notamment l'examen subi par les « radio-amateurs » pour l'obtention de leur licence (épreuve de télégraphie et niveau technique). Nous souhaitons recueillir les avis des OM sur ce sujet et nous sommes maintenant en mesure de faire le point.

Certes, tous les « radio-amateurs » de France ne nous ont pas écrit ; mais nous avons tout de même reçu 77 lettres !

Sur ce nombre, deux lettres seulement prennent la défense de la CW (un correspondant OM et un qui ne l'est pas).

Les 75 autres lettres se rangent derrière notre suggestion. La synthèse de l'ensemble est la suivante :

a) Rendre l'épreuve CW facultative (celui qui veut faire de la télégraphie en a bien le droit et il n'a jamais été dans notre esprit de vouloir la supprimer).

b) Amener l'épreuve technique à un plus haut niveau

(sans pour autant que ce niveau soit celui de l'ingénieur ou même de l'agent technique B.T.S.) ; cela éviterait certainement les âneries que l'on peut entendre sur les ondes.

c) Etre plus sévère sur les modes opératoires (car de nombreux OM ne savent pas trafiquer, notamment en DX).

Voilà en gros, ce qui ressort de l'écrasante majorité qui s'est rangée derrière notre suggestion.

En ce qui concerne le point (b), nous pouvons ajouter ceci : A la suite d'un récent test que nous avons personnellement (et discrètement) conduit, il s'est avéré que 8 amateurs sur 10 ignoraient ce qu'était la tension inverse de crête d'une diode, ce que cela signifiait, à quoi cela servait de connaître cette caractéristique, comment on l'appliquait, etc. Il faut tout de même admettre que cela est tout à fait anormal pour un radio-amateur en 1975, « radio-amateur » qui n'est plus le technicien d'autrefois, mais dans certains cas un simple **opérateur** juste capable de tourner des boutons...

En conclusion, disons simplement qu'il serait sage et intéressant que l'Administration de tutelle se penche sur la question et envisage d'actualiser les épreuves de l'examen dans le sens souhaité par une forte majorité.

RR - 6.30 — M. Raymond FOULOND, 80 Amiens nous fait part des observations suivantes, fruit de ses propres expériences. Nous l'en remercions.

Fidèle lecteur de votre rubrique « Courrier Technique », j'ai remarqué que vous conseilliez souvent tel ou tel montage synchronisateur entre projecteur de cinéma et magnétophone. Je dois avouer avoir essayé à peu près tous les montages proposés, simples et complexes, et même des dispositifs du commerce... Résultats : TOUS sont plus ou moins d'un fonctionnement erratique, et en tout cas, tous

BANG & OLUFSEN

CHAINE 4000

LA VERITE

- Ampli-tuner FM 2 x 60 watts eff. Stéréo et ambiophonie 6 stations FM pré-réglables
- Platine tourne-disques automatique à circuits électroniques Beogram 4002, bras tangentiel
- Enceintes Beovox Uni-phase S. 60.

L'ensemble complet :

12.070 F TTC
prix maximum autorisé



Audiosystems

47, rue Mouffetard - 75005 Paris

Auditorium

4, avenue Menelotte - 92700 Colombes

Hifirama

194, rue de la Convention - 75015 Paris

Philippe Taieb Haute Fidélité

145, rue de la Pompe - 75016 Paris

Nous ne sommes pas seulement des magasins de vente mais aussi des points de rencontre et d'échanges entre mélomanes. Nos auditorium vous sont largement ouverts. Vous y serez reçus par des Conseils Haute Fidélité qui tiennent avant tout à vous assurer de longues années de satisfaction : nous seuls pouvons vous faire bénéficier de la garantie spéciale Bang & Olufsen de 2 ans (bon fonctionnement, vol, incendie). N'hésitez pas à venir nous voir avant toute décision d'achat.

Les Club-Centers Bang & Olufsen

finissent par dérailler à un moment ou à un autre (et il n'est rien de plus désagréable qu'un décalage même minime de synchronisme).

A mon avis, il n'est qu'une solution valable, sûre et définitive, c'est l'emploi d'un film avec bande magnétique couchée tout au long ; on projette le film et l'on enregistre **simultanément** sur la bande : fond sonore, fond musical, bruitage, commentaire, dialogue, etc. (voire par sur-impresion). C'est simple, c'est définitif, il n'y a plus jamais de problème, et c'est désormais la solution que j'ai adoptée et que je me permets de conseiller.

Tel est l'avis de notre correspondant et nous tenions à en faire part à nos lecteurs amateurs de cinéma.

RR - 7.01 - M. Jean-Claude KIEFFER, 141, rue Principale, 57490 Carling, recherche le schéma de l'oscil-

loscope Ribet-Desjardins type 252 C.

*
* *

M. Pierre MAGAT à Cadouin, 24480 Le Buisson Cussac, recherche le schéma du téléviseur Téléavia type T 561.

RR - 7.02 - M. Yannick LE PREVOST, 59 Wasquehal.

Le phénomène que vous constatez est tout à fait normal et son explication est simple :

On ne peut pas alimenter sur une même batterie, deux appareils dont les masses sont fatalement reliées ensemble et dont l'un est conçu avec le (-) à la masse, et l'autre avec le (+) à la masse. Il se produit inévitablement un court-circuit de l'alimentation, cela se conçoit aisément.

Il n'y a évidemment aucune solution valable à cet état de fait, si ce n'est l'alimentation de l'un des appareils par piles, alors que l'autre sera alimenté par l'accumulateur.

RR - 7.03 - M. R. de CHARENTENAY, 06 Menton.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de variateurs de tension pour courant **alternatif**. Or, vous nous parlez de l'alimentation de récepteurs ; de ce fait, nous pensons qu'il s'agit d'alimenter divers appareils sous différentes tensions, en remplacement des piles. Donc, il s'agirait de courant **continu** ; dans ce cas, il faut utiliser, soit un rhéostat électronique pour courant continu, soit (ce qui est encore mieux) une alimentation stabilisée à tension de sortie réglable.

Comme vous pouvez en juger, par manque de précision de votre part, nous ne pouvons pas vous conseiller valablement.

RR - 7.04 - M. Denis CARON, 62 Arras.

1) Votre question se rapportant à l'augmentation de la sensibilité d'un modulateur de lumière a déjà fait l'objet d'une réponse récemment publiée dans cette rubrique.

2) Le transistor BD 123 correspond au type immatriculé 2 N 3055 que l'on trouve sur la plupart des catalogues des fabricants et revendeurs.

3) Dans un radiotéléphone, qu'entendez-vous par décrochement de la réception à la fin de chaque émission ? Nous ne comprenons pas ce que vous voulez dire...

RR - 7.06-F - M. Pierre Alain SULTANA, 91 Massy.

Nous ne voyons pas d'inconvénient majeur à utiliser le préamplificateur de l'Elysée 30 (HP N° 1219, page 49) à l'avant de l'amplificateur Magnétique France décrit à la page 176 du N° 1463.

Bien entendu, certaines dispositions sont à prendre notamment du point de vue « alimentation » :

Il faut chuter la tension de 45 V de l'amplificateur à une valeur de 30 V requise par le préamplificateur. Cela peut s'obtenir en intercalant une résistance de l'ordre de 1 k Ω en série dans la ligne (+) d'alimentation du préamplificateur. Ensuite, la sortie de cette résistance (donc du côté + 30 V) sera découplée à la masse par un condensateur électrochimique de forte capacité (1 000 μ F par exemple). Moyennant quoi les blocages par auto-oscillation à fréquence lente que vous observez lorsque vous augmentez le volume sonore, doivent disparaître.

RR - 7.07 - M. Maxime DAMBRE, 59 Lille.

Votre lettre manque de pré-

cision pour que nous puissions vous répondre valablement.

Tout d'abord, de quel type de moteur s'agit-il ? moteur universel ou moteur à induction pour courant alternatif ?

Dans ce dernier cas, disons que les montages ordinaires de variateurs de vitesse conviennent mal, pour ne pas dire pas du tout..., et notamment dans votre cas où vous nous parlez de **réduire** la vitesse de rotation de 6 fois.

Lorsque vous nous parlez d'un petit moteur tournant à 1 tour pour 4 heures, nous supposons que le **moteur proprement dit** tourne bien plus vite que cela, mais qu'il est suivi d'un train démultiplicateur mécanique (pignons et vis sans fin, par exemple).

De ce fait, nous estimons que la solution la meilleure serait de faire suivre l'axe de sortie d'une nouvelle démultiplication par 6 à l'aide d'un pignon et d'un engrenage.

POUR LES MODELISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION



(nouveau modèle)
Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES
Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (franco 100,00) **95,00**
Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. **144,00**
Prix (franco 150,00)
Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et tour de miniature (position horizontale.) (franco 44,50) 39,00
Flexible avec mandrin (franco 39,50) 34,00
Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées **MECCANO** et **MECCANO-ELEC** en stock
(Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT
(Train - Avion - Bateau - Auto - RC)
Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.
CATALOGUE GENERAL 1975
franco Métropole contre 10 F en timbres Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-VOUS VISITE CONSULTEZ-NOUS

Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.650.95
En plein centre de Paris, face à «France-Soir»
M° Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

- Vous voulez tout connaître sur la **PHOTO et le CINEMA ?**
- Faire le meilleur choix possible avant d'acheter ?
- Etre certain d'obtenir le meilleur prix ?

Voilà les avantages que vous donne le **CINE-PHOTO-GUIDE 1975** 384 pages de descriptions techniques, de tableaux comparatifs, de conseils, etc.
Plus de 1.000 illustrations ... **13 F**



17, rue des PLANTES
75014 PARIS

BON A DECOUPER
ou à recopier et à retourner à **J. MULLER**

17, rue des Plantes - 75014 PARIS
Offre exceptionnelle

Je désire recevoir le **CINE-PHOTO-GUIDE** au prix de (en timbres) au lieu de 13 F. **5 F**

M
Adresse
.....
.....
.....

H.P. 10-75

BEOCENTER 1800 LA DIFFERENCE

- Combiné platine-tuner-ampli stéréo
2 x 22 watts efficaces. FM 4 stations pré-réglables
- Enceintes Beovox Uni-phase S. 30.



L'ensemble complet:
4.870 F ttc
prix maximum autorisé

Coraly

30, rue Eugène-Fournière - 69100 Villeurbanne

Rabut

30, rue du Président-E.-Herriot - 69001 Lyon

Studio Disques

12, place de la Martinière - 69001 Lyon

Nous ne sommes pas seulement des magasins de vente mais aussi des points de rencontre et d'échanges entre mélomanes. Nos auditorium vous sont largement ouverts. Vous y serez reçus par des Conseils Haute Fidélité qui tiennent avant tout à vous assurer de longues années de satisfaction : nous seuls pouvons vous faire bénéficier de la garantie spéciale Bang & Olufsen de 2 ans (bon fonctionnement, vol, incendie). N'hésitez pas à venir nous voir avant toute décision d'achat.

Les Club-Centers Bang & Olufsen

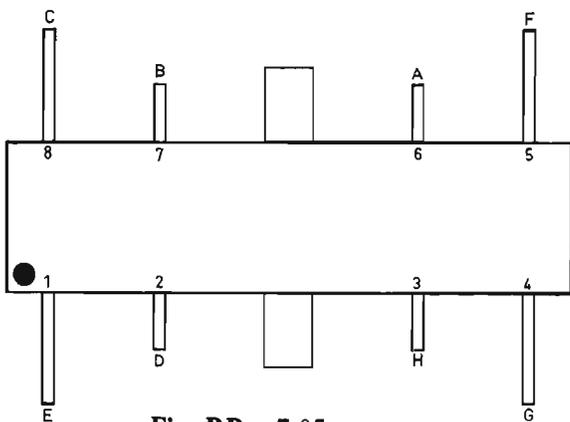
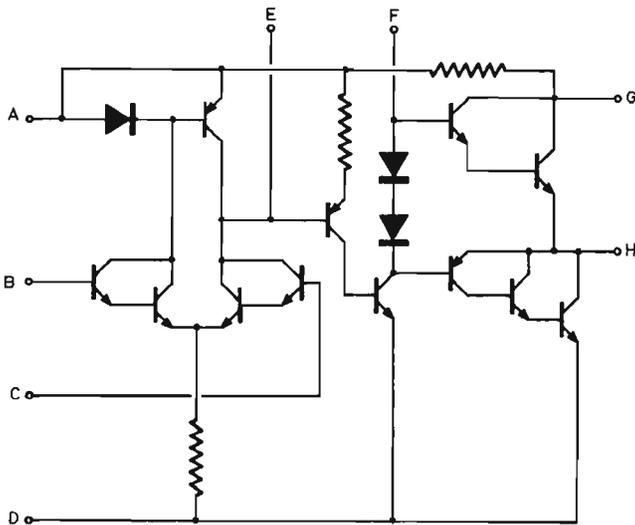


Fig. RR - 7.05

RR - 7.05-F - M. Luc DIHO, 57 Puttelange aux lacs.

Circuit intégré type MFC 9010 (Motorola):

Amplificateur BF; tension maximale d'alimentation: 19 V; puissance dissipée maximale: 480 mW; impédance d'entrée: 500 k Ω ; puissance BF max: 2 W; impédance de charge en sortie: 16 Ω .

Brochage, voir figure RR-7.05.

RR - 7.08 - M. Bernard HUGUET, 69 Lyon.

1) Les brochages des circuits intégrés SN 7400 et SN 7476 ont été publiés à la page 331 de notre numéro 1503 (réponse RR - 3.08-F) à

laquelle nous vous demandons de bien vouloir vous reporter.

2) Nous avons déjà indiqué plusieurs fois le brochage du transistor unijonction type 2 N 2646 (ou 2 N 2647); veuillez, par exemple, vous reporter à la page 330 du numéro 1473, ou à la page 362 du numéro 1478.

RR - 7.09 - M. Paul GUI-CHARD, 01 Pont de Vaux.

Le dernier schéma modifié de votre amplificateur MF que vous nous soumettez est correct.

Certes, vous pouvez utiliser le transformateur d'entrée T₁, ce transformateur n'étant accordé qu'au primaire; mais il ne suffit pas d'employer un transformateur ordinaire dont on supprime le condensateur

d'accord du secondaire. Il faut en outre que ce transformateur réalise l'adaptation d'impédance requise par le filtre céramique faisant suite ; en d'autres termes, ce transformateur doit être abaisseur, c'est-à-dire comporter nettement moins de tours au secondaire qu'au primaire.

A défaut de renseignement précis dans ce domaine, l'idéal serait d'utiliser le type de transformateur de couplage qui a été vraisemblablement prévu par le fabricant du filtre céramique. Ou bien, renseignez-vous auprès de ce dernier sur le type de transformateur MF conseillé.

RR - 7.10 - M. Dominique BOELL, 92 Levallois-Perret.

Nous n'avons pas les caractéristiques (ni le brochage) du tube cathodique type 3 AZP 2. Mais, puisque vous venez d'acquiescer ce tube, votre fournisseur doit être en mesure de vous communiquer ces renseignements.

RR - 7.11-F - M. Christian GAUDEL, 7524 Oestringen (R.F.A.).

Caractéristiques des semi-conducteurs suivants :

2 N 3739 : transistor de puissance, NPN silicium. Conditions maximales : Pd = 20 W ; Ic = 250 mA ; V cbo = 325 V ; V ebo = 6 V ; V ceo

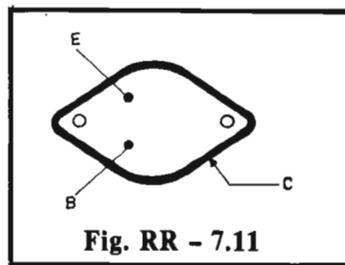


Fig. RR - 7.11

= 300 V ; h fe = 40 à 200 pour V cb = 10 V et Ic = 100 mA ; Brochage voir figure RR - 7.11.

40 429 : triac 6 A ; 120 V eff ; tension inverse max = 200 V ; gate : 2,2 V 25 mA.

40 575 : triac 15 A, 120 V eff ; tension inverse max = 200 V ; gate : 2,5 V 80 mA.

Ce sont les seuls renseignements que nous avons pu trouver parmi nos documentations. Nous n'avons rien en ce qui concerne les autres semiconducteurs cités dans votre lettre.

RR - 7.12 - M. Alain WOBEDO, 57 Niluange.

Avant de donner suite pratique à votre demande d'établissement de schéma, nous pensons qu'il serait sage que vous fassiez le point sur la quadriphonie. Dans ce but, nous vous suggérons notamment la lecture des articles suivants publiés dans nos différentes revues :

Radio-Plans N° 281 (page 30) et 324 (page 33). Hi-Fi Stéréo N° 1445 (page 205). Le Haut-Parleur N° 1379 (page 194).

Ensuite, vous pourrez nous consulter de nouveau en formulant davantage de précision dans votre demande.

Le cas échéant, veuillez également consulter la description du montage Kit Elysée 20 quadristéréo, publiée à la page 137 du Haut-Parleur 1313.

RR - 7.13 - M. Jean-Louis BLADINIÈRE, 26 St-Paul-Trois Châteaux.

Nous n'avons publié aucun montage de table de mixage correspondant à ce que vous recherchez.

Contre honoraires, nous pourrions vous faire étudier un tel montage, avec établissement de son schéma ; toutefois, il conviendrait de nous préciser les points suivants :

a) Impédance d'entrée et tension BF moyenne requise à l'entrée de l'amplificateur que vous utilisez ;

b) Impédance et tension moyenne délivrée par le ou les microphones ;

c) Impédance de sortie et tension BF moyenne délivrée pour chacun des autres appareils lecteurs à mélanger.

A tout hasard, nous vous signalons également la table de mixage universelle décrite à la page 189 du numéro 1355.

RR - 7.14 - M. J.-P. CHAINAIS, 22 Rostrenen.

Concernant les enceintes acoustiques asservies, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux articles que nous avons déjà publiés à ce sujet ; veuillez consulter notamment le Haut-Parleur N° 1444 (page 71) et Hi-Fi Stéréo N° 7-1975 (page 127).

RR - 7.15 - M. Jean-Claude TAYANT, 19 Brive.

Nous ne disposons pas du schéma de l'amplificateur LEAK S-70 et nos documentations ne nous renseignent nullement sur le correspondant éventuel du transistor japonais 2 SD 218.

Nous pensons qu'il serait plus sage et plus simple pour vous de vous adresser directement au vendeur qui vous a fourni cet appareil.

RR - 7.16 - M. Jean-Jacques LAUNAY, 93 Aubervilliers.

Certes, nous avons déjà décrit de nombreux montages de stroboscopes...

Mais, le stroboscope que vous désirez réaliser est destiné à quoi ? compteur de tours ? calage de l'avance d'un moteur à explosion ? simple dispositif pour effet de lumière ? etc.

De ce fait, par manque de précision de votre part, nous ne pouvons pas vous aiguiller sur tel ou tel montage.

La G 102 P/C vient de sortir...



... encore plus précise et plus robuste... toujours aussi compacte et harmonieuse

- Moteur synchrone 16 pôles à grand couple de démarrage.
- Transmission par courroie.
- Lève-bras/abaisse-bras hydraulique, réglable.
- Bras à 2 contrepoids + coquille enfichable (appui de 0 à 5 g).
- Correcteur de force centripète original.
- Rumble - 60 dB.
- Wow et Flutter : mieux que 0,15 %.

G 102 P/C LIGNE BASSE - PERFECTION TECHNIQUE + RÉUSSITE ESTHÉTIQUE signées...



Goldring

Chez votre spécialiste HI-FI ou GOLDRING-France
Mathe électronique, 72, rue Rodier, PARIS-9°
(Doc. sur demande)

Un Transverter

28 ~ 144 MHz —

UN transverter est un appareil auxiliaire qui, par changement de fréquence, permet de transposer sur VHF les signaux LSB, USB ou AM, issus d'un transceiver pour ondes décimétriques. Naturellement, réciproquement, le transverter permet la réception des signaux VHF par transposition dans une bande décimétrique, signaux qui sont alors amplifiés normalement par le transceiver.

Le montage de transverter faisant l'objet de la description qui suit est destiné à être utilisé avec un transceiver comportant la ou les bandes de 28 à 30 MHz. En émission, il peut délivrer facilement une puissance utile de 20 watts PEP; cette puissance peut être exploitée directement (c'est-à-dire être appliquée à l'antenne) ou être utilisée pour « driver » un étage amplificateur VHF de grande puissance.

Le montage réalisé avec soin ne provoque aucun TVI dans le voisinage. Toutefois, sa réalisation ne s'adresse pas aux profanes, mais au contraire aux amateurs ayant déjà acquis une bonne expérience des VHF.

EXAMEN DU SCHÉMA

Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure 1. Nous partons d'un étage oscillateur (section triode du tube V1-ECF 86) à quartz sur 38,667 MHz (overtone 3). La sortie de cet oscillateur est amplifiée par la section pentode du tube ECF 86, puis appliquée à la grille du tube V2 (EL 183) fonctionnant en tripleur de fréquence (116 MHz). Le signal sur 116 MHz est mis en évidence par le circuit L3 C1. Le circuit L4 C2, couplé au précédent, permet l'application du signal à 116 MHz sur les grilles de commande du tube V3 (QQE 03/12).

Simultanément, la sortie du transceiver (utilisé ici en excitateur) est appliquée aux cathodes du tube V3 qui fonctionne en mélangeur changeur de fréquence. La puissance (issue du transceiver) appliquée en ce point doit être de l'ordre de 5 watts PEP. Sur la plupart des transceivers commerciaux (FT DX 505, TS 288, par exemple) une sortie marquée « RF-Out » est prévue en dérivation sur

l'excitation HF des grilles des tubes de l'étage PA (par l'intermédiaire d'un simple condensateur de l'ordre de 10 pF environ). C'est donc les signaux (de 28 à 30 MHz) issus de cette sortie que l'on applique aux cathodes du tube V3. Par addition de fréquences de 116 + 28 à 116 + 30 MHz (soit 144 à 146 MHz), la bande VHF se trouve ainsi couverte; ces signaux VHF sont mis en évidence par le circuit L5 C3, couplé au circuit L6 C4 qui les applique aux grilles du tube final V4. Ce dernier tube amplificateur (QQE 03/12) fonctionne en classe AB1, avec un courant anodique de repos de l'ordre de 25 mA et un courant anodique de crête de l'ordre de 100 mA (cas de la SSB).

La partie réception utilise un transistor MOSFET à double porte Q1 comme amplificateur VHF et un second transistor MOSFET à double porte Q2 comme mélangeur changeur de fréquence.

Les connexions de porte (G1) et de drain (D) sont effectuées sur des prises intermédiaires des bobinages L9 et L10; cette disposition permet d'obtenir une bonne stabilité

du montage amplificateur, sans obligation de neutrody-nage.

A l'étage mélangeur Q2, l'oscillation locale est appliquée à la porte G2 par l'intermédiaire de la bobine L13 couplée à L3. Les signaux résultant du changement de fréquence (28 à 30 MHz) apparaissent aux bornes du circuit L12 et sont ensuite appliqués à l'entrée normale « antenne » du transceiver fonctionnant alors en récepteur.

CARACTÉRISTIQUES DES ÉLÉMENTS

La plupart des éléments ont leurs caractéristiques indiquées sur le schéma. Complémentairement, précisons les points suivants :

- toutes les résistances sont du type 0,5 W sauf mention particulière et de tolérance $\pm 5\%$;
- les condensateurs variables C2, C3, C4 et C5 sont du type papillon ;
- les condensateurs de 1 nF des circuits d'alimentation sont des condensateurs de traversée (by-pass).

Par ailleurs, nous avons :

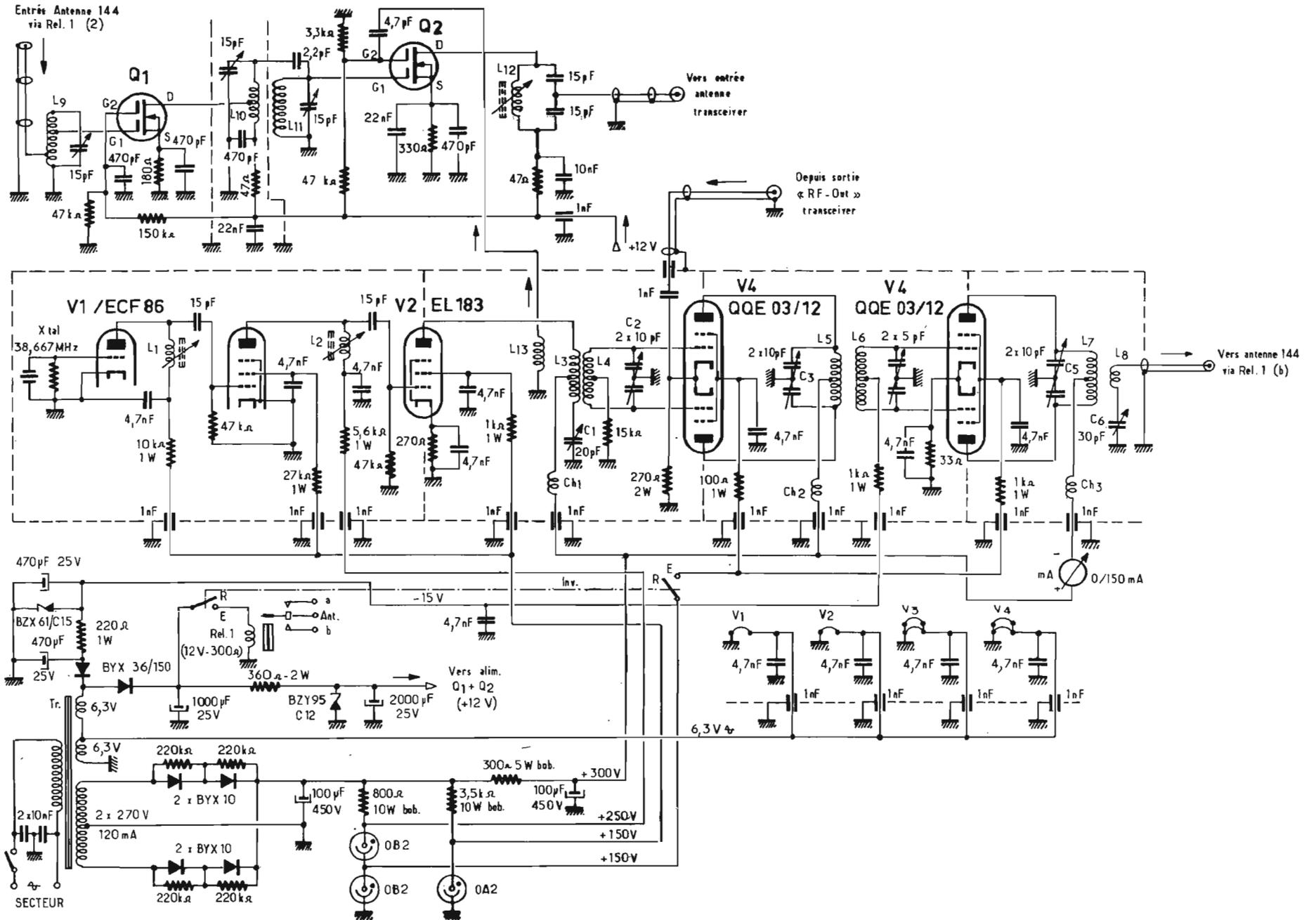


Fig. 1

$Q1 = Q2 = \text{BFR } 84 \text{ (R.T.C.)}$.
Ch 1, Ch 2, Ch 3 = $2,7 \mu\text{H}$, ou bobine d'arrêt VHF d'une vingtaine de tours sur le corps d'une résistance de $100 \text{ k}\Omega$.

L1 = 15 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm; enroulés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

L2 = 12 tours (comme précédemment).

L3 = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm; enroulés sur une longueur de 22 mm sur air; diamètre intérieur 12 mm; prise médiane.

L4 = 3 tours; même fil que précédemment; enroulés sur une longueur de 10 mm; diamètre intérieur 12 mm; prise médiane.

L5 = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés sur une longueur de 15 mm; diamètre intérieur 12 mm; prise médiane.

L6 = 3 tours (comme précédemment).

L7 = 4 tours, comme précédemment, mais sur une longueur de 12 mm; prise médiane.

L8 = 1 tour de fil de cuivre de 10/10 de mm sous gaine plastique; 12 mm de diamètre; intercalé au centre de L7.
L9 = 4,5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm; enroulés sur air, diamètre intérieur 6 mm; prise à 1,5 tour du bas pour la connexion d'antenne et à 3 tours pour la connexion de G1.

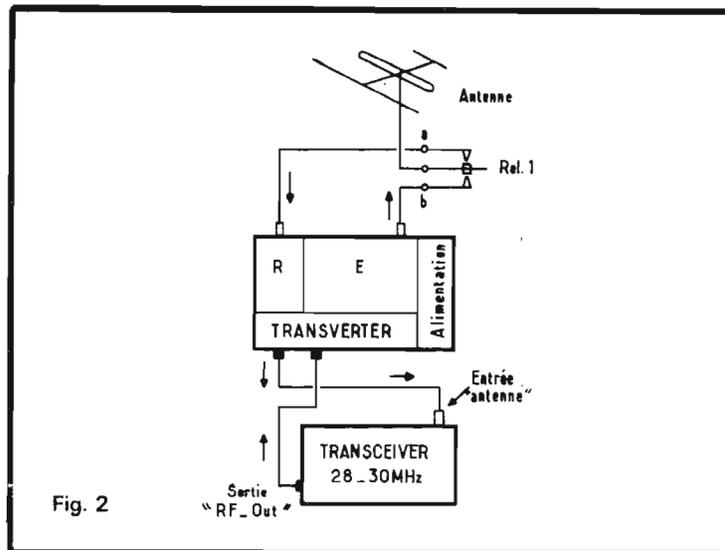
L10 = 4,5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés sur air diamètre intérieur 6 mm; prise à 3 tours du bas pour la connexion du drain.

L11 = 5 tours; même fil et même diamètre intérieur que précédemment.

L12 = 15 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm; sur un mandrin de 6 mm de diamètre, à noyau de ferrite réglable.

L13 = 2 tours (même fil que précédemment) enroulés autour de L3.

$\text{mA} = \text{milliampère}$ de déviation totale pour 150 mA.



CONSTRUCTION

L'ensemble est contenu dans un boîtier métallique (aluminium) aux dimensions suivantes $30 \times 22 \times 15 \text{ cm}$. La partie « émission » proprement dite groupant les lampes V1, V2, V3, V4 est réalisée sur un châssis particulier et cloisonné comme il est indiqué par les pointillés, afin d'éviter tout couplage intempêtif. La partie « alimentation » est également réalisée sur un châssis séparé. Enfin, la section « réception » est construite sur une plaquette perforée; pour éviter les couplages indésirables, le circuit L10 est monté, soit entre deux séparations (plaquettes métalliques reliées à la masse), soit à l'intérieur d'un petit blindage cylindrique.

Le boîtier enfermant l'appareil doit être muni d'ouvertures genre persienne pour faciliter l'aération et le refroidissement des composants à forte dissipation de chaleur (lampes, résistances bobinées).

Les sorties nécessaires aux liaisons au transceiver sont effectuées par des prises coaxiales fixées au boîtier.

LIAISONS AU TRANSCEIVER

Elles sont représentées sur la figure 2. Les prises d'antenne pour les sections

« émission » et « réception » du transverter sont commutées par les contacts a et b du relais Rel. 1.

La sortie de la section « réception » aboutit à l'entrée d'antenne du transceiver.

La sortie « RF-Out » du transceiver aboutit à l'entrée du tube V3 de la section « émission » du transverter.

Toutes ces liaisons sont effectuées en câble coaxial, type 52Ω de faible diamètre.

MISE AU POINT

En ce qui concerne le fonctionnement de l'ensemble, le passage d'émission à réception (et inversement) du transverter s'effectue par la manœuvre de l'interrupteur double Inv.; cet interrupteur applique le courant sur le relais d'antenne d'une part, et sur les écrans des tubes V3 et V4 d'autre part, en position « émission ».

Cet interrupteur double doit donc être commandé en même temps que le commutateur assurant le passage en émission du transceiver; le cas échéant, on peut le remplacer par un relais à deux contacts commandé par le transceiver.

L'ensemble étant en position « réception », ajuster le noyau de la bobine L12 afin d'obtenir le maximum de bruit de fond dans le haut-parleur du transceiver.

A la bobine L3, coupler un ondemètre ou une boucle de Hertz. Ajuster les noyaux des bobines L1, puis L2 et le condensateur C1 de la bobine L3 afin d'obtenir le maximum de signal HF indiqué par l'ondemètre; le cas échéant, déréglé légèrement le noyau de L1 (pour une inductance plus faible) afin de faciliter le redémarrage des oscillations du quartz.

Puis en utilisant un générateur VHF accordé vers 145 MHz, ajuster les circuits de L9, L10 et L11 pour l'obtention du meilleur rapport « signal/souffle ».

L'ensemble étant en position « émission », connecter une antenne fictive à la sortie, en lieu et place de l'antenne normale rayonnante. Le transceiver étant réglé vers 29 MHz, accorder successivement les condensateurs variables C2, C3, C4 et C5 pour l'obtention du signal maximum de sortie.

Eventuellement, vérifier que le maximum HF obtenu dans la charge correspond bien au minimum de l'intensité anodique lue sur le milliampèremètre.

Ensuite, on peut supprimer l'antenne fictive et raccorder l'antenne normale. Le rayonnement optimum peut être vérifié par un contrôleur de champ. On recherche ce rayonnement maximum en ajustant le condensateur C6 en série avec L8 et en retouchant simultanément le réglage de C5 (minimum du mA).

Nous rappelons que dans les crêtes de modulation SSB, le milliampèremètre doit monter vers 100 mA, alors que le courant de repos de cet étage doit être de 25 mA.

Enfin, en ce qui concerne le transceiver proprement dit, il est recommandé de prévoir un interrupteur coupant l'alimentation des écrans des tubes de son étage PA lorsqu'on utilise le transverter.

Réalisation d'un étage de puissance VHF

EMPLOI

LORSQU'IL s'agit d'amplifier un signal VHF ou UHF pour délivrer des puissances relativement importantes, on est vite limité par la courbure de caractéristiques des transistors utilisés.

Il se produit, notamment, les variations de rendement en puissance qui dépendent de l'excursion d'attaque des classes B ou C utilisées et le signal modulé en amplitude est déformé.

Pour éviter cela, on est tenté d'employer une structure symétrique; mais, dès lors qu'on utilise un seul type de transistor, on est gêné dans l'obtention d'une bonne réelle symétrie.

Dans un esprit de simplification, on peut utiliser le montage de la figure 1 qui emploie des transistors complémentaires 2N 5160 et 2N 3866 montés en série.

Les bases sont séparées entre elles par les inductances d'accord L_1 . Un condensateur γ couple les deux transistors en parallèle. La valeur est conditionnée au mieux de la symétrie souhaitée.

Les capacités C permettent, à la fois, l'accord sur la fréquence incidente et l'adaptation aux faibles résistances d'attaque et de sortie (câble 50Ω et antenne « doublet $\lambda/2$ »).

Les collecteurs sont reliés entre eux facilement puisqu'il n'apparaît, sur ceux-ci, qu'un condensateur de 3 à 5 pF (par transistor). La structure de l'accord en sortie s'apparente à deux circuits L_2C « série » dont le second est amorti par la charge de 50Ω .

Des selfs de choc permettent l'alimentation des bases et des collecteurs. Comme les transistors sont en série, il faut prévoir une tension $V_{CC} = 56 \text{ V}$ assez importante.

C'est, malheureusement, l'écueil de ce montage s'il doit être utilisé dans un émetteur portatif. Notons qu'on ne doit pas dépasser, en principe, 40 V par transistor; de plus, le courant de crête ne doit pas monter au-delà de 0,4 A. La puissance moyenne dissipée par le transistor 2N 5160

n'excèdera pas 5 W (transistor sur radiateur adéquat).

Le rendement VHF varie, dans ces conditions, entre 45 et 55 %.

RENDEMENT OPTIMAL

Le rendement optimal dépend de la tension d'alimentation, du courant I_C moyen et de la fréquence. On notera, figure 2, que le produit « gain/bande passante » passe par un maximum à 950 MHz pour un courant de 70 mA, si $V_{CE} = 10 \text{ V}$. Le maximum se déplace avec V_{CC} et avec le courant d'attaque moyen de base. Il y a lieu de rechercher le meilleur rendement en fonction de la fréquence pour une tension V_{CC} donnée et en dosant l'attaque d'entrée des bases.

LINÉARITÉ DE MODULATION

Pour attaquer un étage de puissance par un signal modulé en amplitude, il y a lieu de conserver la meilleure linéarité possible.

Or, pour les raisons citées au début, un seul transistor apporte de la distorsion car le rendement en puissance varie beaucoup avec l'attaque de base en courant VHF.

Pour s'en persuader, il suffit de regarder la courbe A de la figure 3 dont la courbure bien arrondie ne peut que déformer les enveloppes de modulation supportées par la puissance incidente P_C .

Par contre, si l'on se reporte à la courbe B, exprimant la variation de puissance P_S disponible avec le montage symé-

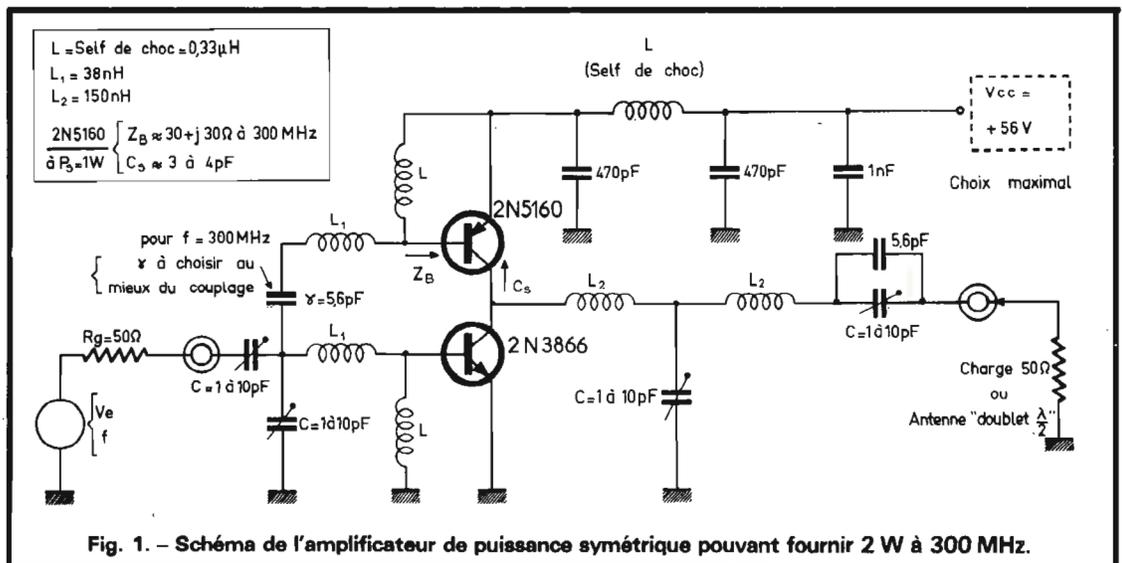


Fig. 1. - Schéma de l'amplificateur de puissance symétrique pouvant fournir 2 W à 300 MHz.

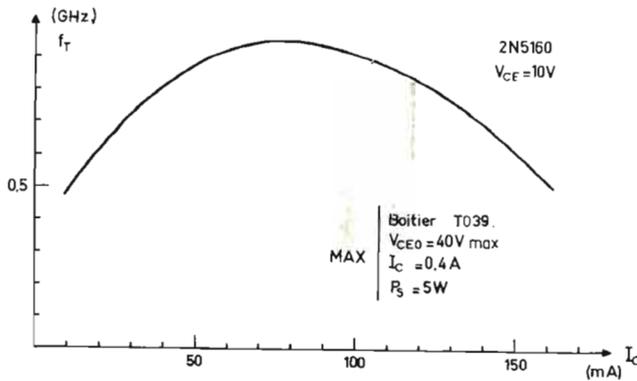


Fig. 2. - Courbe du produit « gain-bande passante » f_T , en fonction du courant collecteur.

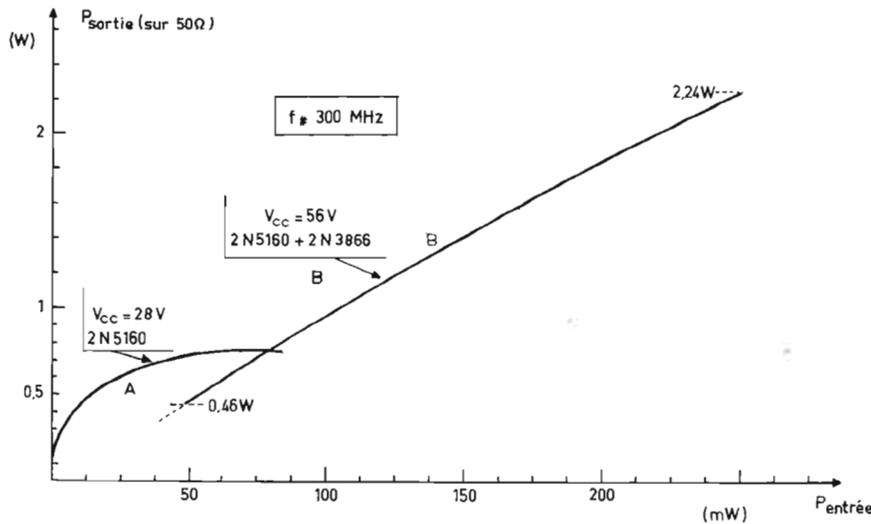


Fig. 3. - Possibilités en puissance du montage à 1 et 2 transistors.

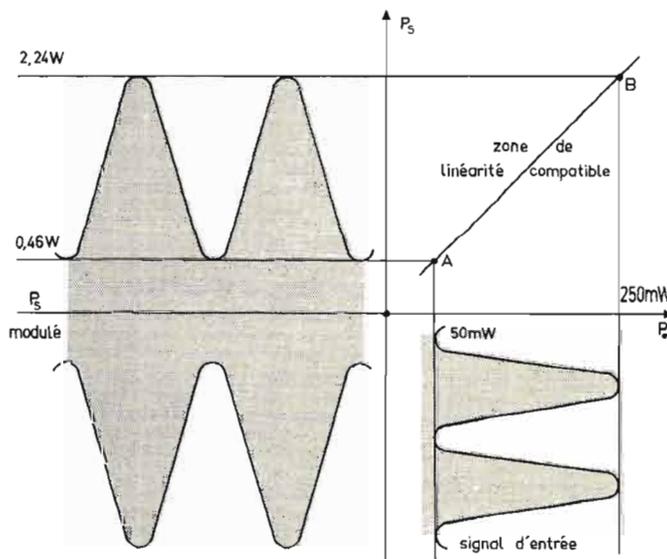


Fig. 4. - Contrôle de la distorsion d'enveloppe.

trique, on remarquera que la courbe reste sensiblement linéaire sur toute l'excursion de 50 mW à 250 mW sur l'entrée.

Respectivement, on obtient des puissances de sortie de 0,46 W et 2,24 W (figures 3 et 4).

Pour vérifier la qualité des enveloppes de modulation, il suffit de comparer les taux de modulation, avant et après l'étage. Entre les tensions appliquées et recueillies et les puissances, il existe la relation fondamentale

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

Comme $R = 50 \Omega$ à l'entrée comme à la sortie, il vient :

$$V = \sqrt{PR} \text{ et :}$$

$$V_{e \text{ min}} = 1,54 \text{ V ;}$$

$$V_{e \text{ max}} = 3,46 \text{ V ;}$$

$$V_{s \text{ min}} = 4,8 \text{ V ;}$$

$$V_{s \text{ max}} = 10,6 \text{ V .}$$

Les taux de modulation étant facilement calculables, il ressort que :

$$M_{\text{entrée}} = \frac{V_{e \text{ max}} - V_{e \text{ min}}}{V_{e \text{ max}} + V_{e \text{ min}}}$$

$$= \frac{3,46 - 1,54}{3,46 + 1,54} \# 48 \%$$

$$M_{\text{sortie}} = \frac{V_{s \text{ max}} - V_{s \text{ min}}}{V_{s \text{ max}} + V_{s \text{ min}}}$$

$$= \frac{10,6 - 4,8}{10,6 + 4,8} \# 38 \%$$

Bien que les chiffres soient différents, le résultat n'est pas mauvais, eu égard à l'attaque importante en modulation.

Avec un seul transistor, il conviendrait de souligner que la différence serait énorme (10 % pour 50 % par exemple) ce qui entraînerait, évidemment, des distorsions d'enveloppe donc d'amplitude après détection...

Ici, pour un taux de modulation moyen de 30 %, la distorsion serait quasi nulle.

MISE AU POINT

Pour la mise au point, nous conseillons le montage de la figure 5, laquelle utilise un processus de sonde coaxiale bien connu que l'on insère

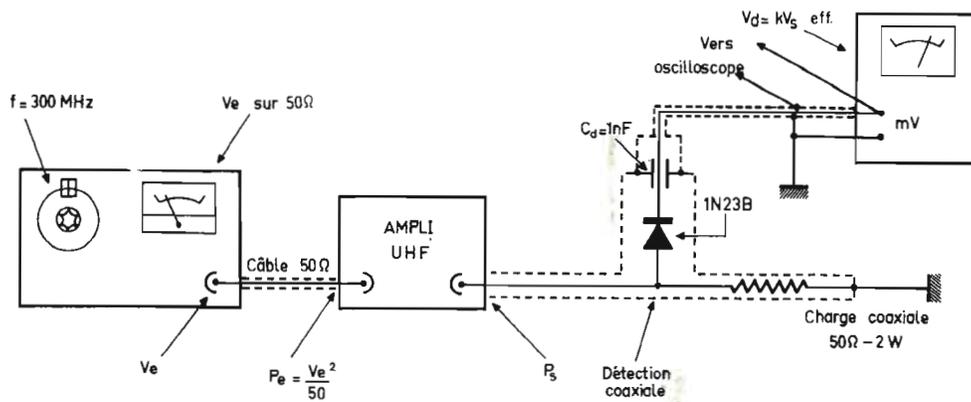


Fig. 5. - Montage d'essai.

dans le câble de liaison avant de terminer celui-ci sur la charge adaptée de 50Ω (puissance : 2 W minimum).

Au lieu et place du multivoltmètre on peut utiliser aussi un oscilloscope. Celui-ci pourra contrôler, par exemple, la qualité du taux de modulation.

On notera que la diode 1N 23B possède un rendement de détection k qu'il conviendra de mesurer pour une attaque

connue. (Branchement direct sur un générateur étalonné en niveau et en fréquence).

On aboutit à une courbe de rendement de détection qui varie, évidemment, avec le niveau d'attaque et, un peu, avec la fréquence.

Quant à la mise au point proprement dite, elle se résume à un accord de fréquence à l'aide des capacités c tout en s'efforçant d'obtenir le maximum de puissance possi-

ble de l'étage, pour une attaque donnée.

Au départ, on place les condensateurs c parallèle au minimum de leur valeur tandis que ceux qui sont en série seront maximum. Le raisonnement inverse est aussi valable.

A mesure que la puissance de sortie s'améliore, en fonction du réglage des uns, on rattrape l'accord au moyen des autres.

Cette méthode de réglage est longue et fastidieuse mais les « amateurs-émetteurs » connaissent bien ce genre de difficultés, rencontrées fréquemment en technique HF.

BIBLIOGRAPHIE

Documents Motorola.

R. Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEMME



BICOURBE

ME 103
TOUT
TRANSISTORS

DU CONTINU A
4 MHz

Sensibilité: 50mV
par division
Base de temps
déclenchée
de 20ms à 0,1µs

gratuit!
DOCUMENTATION -
GENERALE
OSCILLOSCOPES ET
APPAREILS DE MESURES
SUR DEMANDE

PRIX EN KIT :

1090 f. T.T.C.

Tous nos modèles sont
livrés avec un dossier
pratique et technique

Mobel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES DEPARTEMENTS: MESURE 607.88.25
COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____ HP 2
ADRESSE _____

ELECOLIT® 340 Résine conductrice de l'électricité

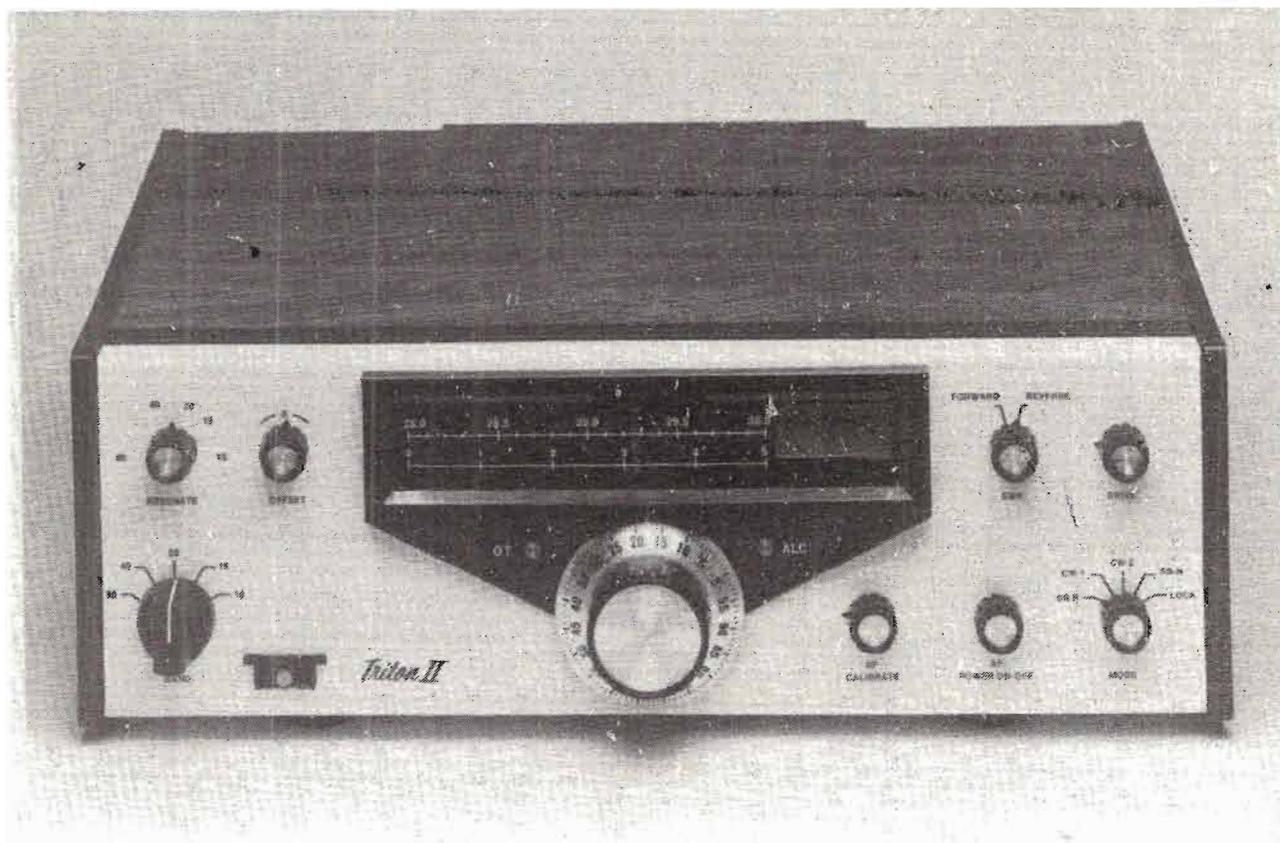
Elécolit 340, alliage chargé à l'argent, permet de réaliser des conducteurs électriques, de réparer et de créer des pistes de circuits imprimés.

Son excellente adhésion sur plastiques, verre, céramiques, et caoutchoucs permet également de rendre les matériaux isolants conducteurs de l'électricité.

Elécolit existe en conducteurs thermiques et électriques de caractéristiques différentes pour l'industrie et les applications spécifiques.

ELECO PRODUITS
92110-CLICHY TEL. 739.98.70





LE TRANSCEIVER TEN-TEC «TRITON II»

NOUS avons analysé voici 2 ans dans le H.-P. n° 1405, un transceiver QRP, l'Argonaut 505, produit par une jeune firme américaine de radio-amateurs. La firme Ten-Tec a grandi, ses modèles se sont étoffés. Les modèles QRO, les Tritons I et II délivrent plus de 100 W, ils sont de facture analogue et d'encombrement identique au 505, qui délivrait 5 W. Utilisables à la station ou en mobile, leur conception et leurs performances les classent dans la catégorie des bons appareils.

CARACTERISTIQUES

Transceiver décimétrique 5 bandes, SSB/CW.
Couverture de gamme : 3,5 - 4 MHz ; 7 - 7,5 MHz ; 14 - 14,5 MHz ; 21 - 21,5 MHz ; 28 - 30 MHz.

Sensibilité : $< 0,3 \mu V$ pour un rapport S + B/B de 10 dB.
Sélectivité : 2,5 kHz à -6 dB ; 6 kHz à -50 dB.
Fréquence intermédiaire : 9 MHz (filtre à quartz).
Compression d'AGC : pour 100 dB antenne, < 10 dB en sortie.
Stabilité : < 100 Hz après 15 mn de chauffage.
Calibration : ± 2 kHz après calage à l'aide du marqueur 100 kHz incorporé.
Commande d'accord : 25 kHz par tour, et 100 kHz par tour entre 28 et 30 MHz.
Antenne : asymétrique 50-75 Ω .
Puissance de sortie basse fréquence : 1 W/8 Ω avec 2 % de distorsion harmonique.
Puissance de sortie : 100 W pour puissance alimentation 200 W.
Microphone : type haute impédance, cristal, cérami-

que, ou dynamique.
Contrôle CW : oscillateur incorporé.
Commutation émission-réception : Vox/PTT.
Suppression de porteuse : 40 dB en simple ton.
Suppression de la bande latérale adjacente : > 30 dB.
Alimentation : 12 - 14 V réglé à 5 %.
Consommation (Triton II) : réception : 0,5 A ; émission : 19 A.
Encombrement : 115 x 330 x 340 mm.
Accessoires : bloc alimentation réseau, type 252, filtre CW type 245, 150 Hz.

PRESENTATION

Comme le 505, le Triton II est bâti de façon modulaire. 14 cartes enfichables et 3 sous-ensembles intégrés au

châssis constituent l'ensemble des circuits. Les circuits de base sont pratiquement inchangés, on peut dire que le constructeur a monté un PA au bout du 505, et apporté quelques modifications, très intéressantes d'ailleurs, qui améliorent les caractéristiques en réception.

La présentation reste celle du 505, même emplacement des commandes, mêmes fonctions remplies. Le cadran est toutefois plus moderne, il comporte le S mètre dans sa partie droite. Le décalage du VFO permet un glissement pouvant atteindre ± 5 kHz, selon la gamme exploitée.

Pour simplifier, le Triton II est un Argonaut 505 sans haut-parleur, avec un calibrateur 100 kHz et 95 W de plus dans le même encombrement, ce qui présente un intérêt très important.

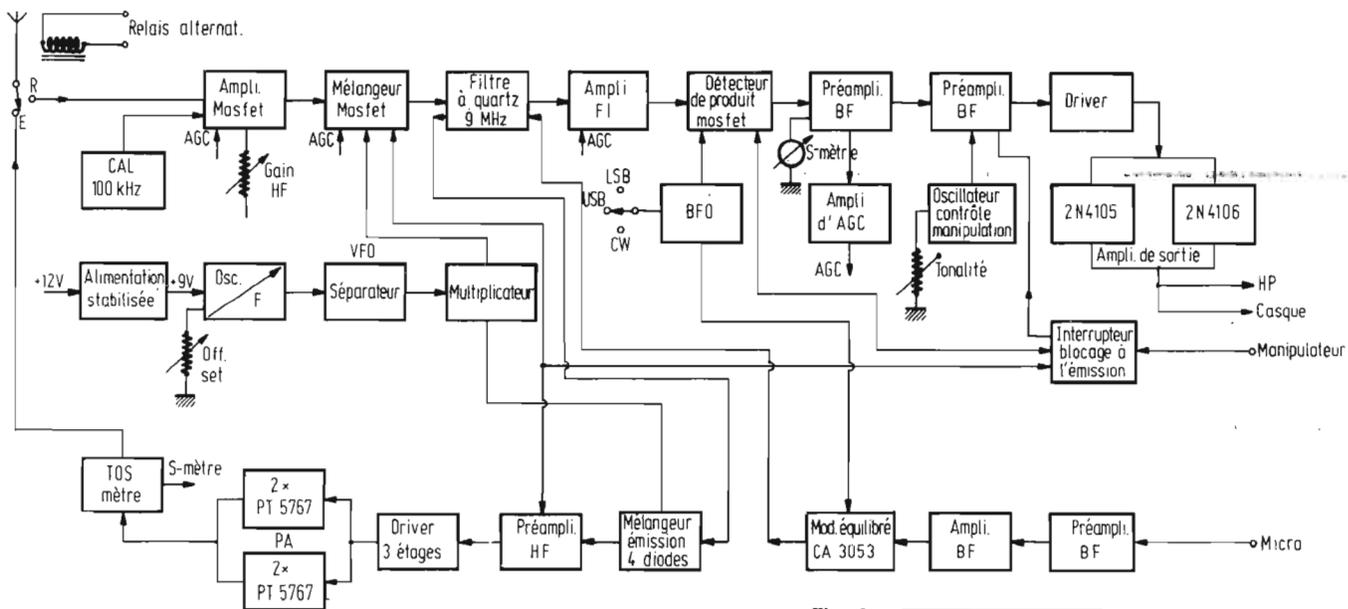


Fig. 1

bande	oscillateur kHz	sortie VFO kHz
80	6250 - 6500	X2 12500 - 13000
40	5333 - 5500	X3 16000 - 16500
20	5000 - 5500	X1 5000 - 5500
15	6000 - 6250	X2 12000 - 12500
10	6333 - 7000	X3 19000 - 21000

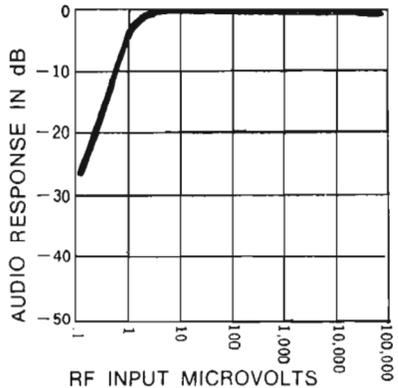


Fig. 3

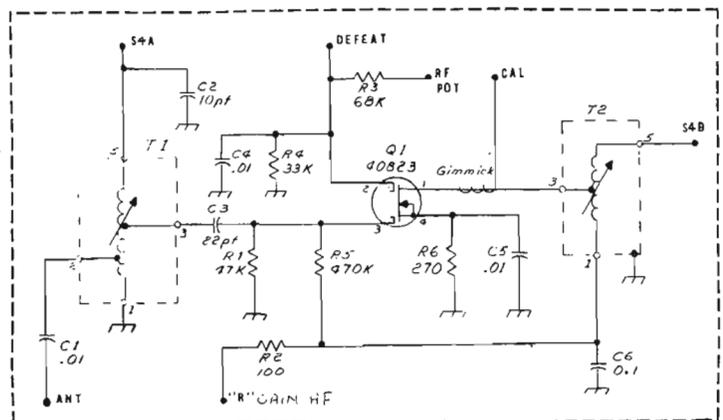


Fig. 2

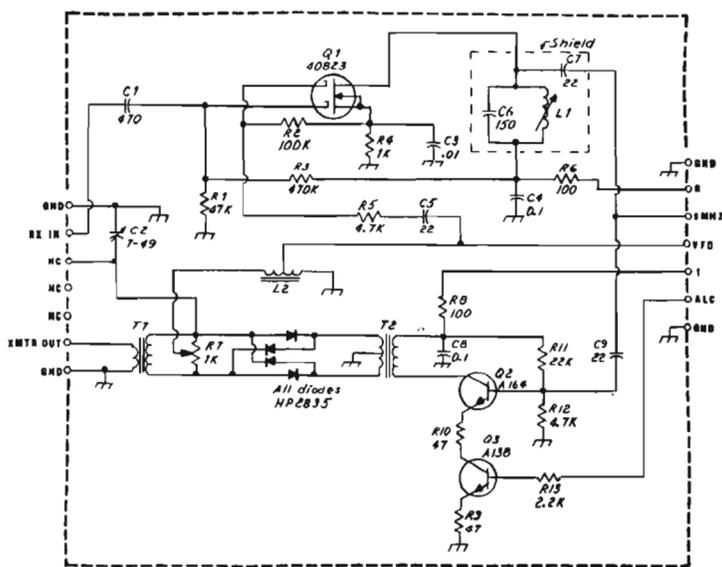


Fig. 4

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma synoptique figure 1 représente l'ensemble des circuits installés. Selon la version, il sera possible de trouver sur le marché lorsque ces lignes paraîtront des appareils équipés d'un circuit intégré en amplificateur BF de

sortie. Il s'agit-là d'une différence mineure.
Réception : De l'antenne, les signaux parviennent dans les circuits du ROS mètre, sont aiguillés par le relai émission-réception et sont appliqués sur la porte 1 du transistor MOS FET de l'amplificateur HF (fig. 2) via le filtre de bande TI dont l'accord est assuré par un variomètre. (il

est fait un usage très large de variomètres dans ces appareils, le VFO est accordé de cette façon). Le gain HF est contrôlé par décalage de la tension de la porte 2 à l'aide du potentiomètre gain RF, et cette électrode reçoit également le signal de CAG. Ce signal est assez rapide (fig. 3) il aurait peut-être été plus judicieux de retarder son

action, à partir de 50-80 μ V, de façon à laisser « respirer » l'amplificateur HF.
 Le changement de fréquence est réalisé dans le transistor MOS FET Q1 (fig. 4), l'injection du VFO est reçue sur la porte 2, la sortie s'effectue sur 9 MHz. Sur la figure 4 nous trouvons le mélangeur émission équipé de diodes montées en modulateur équi-

Fig. 5

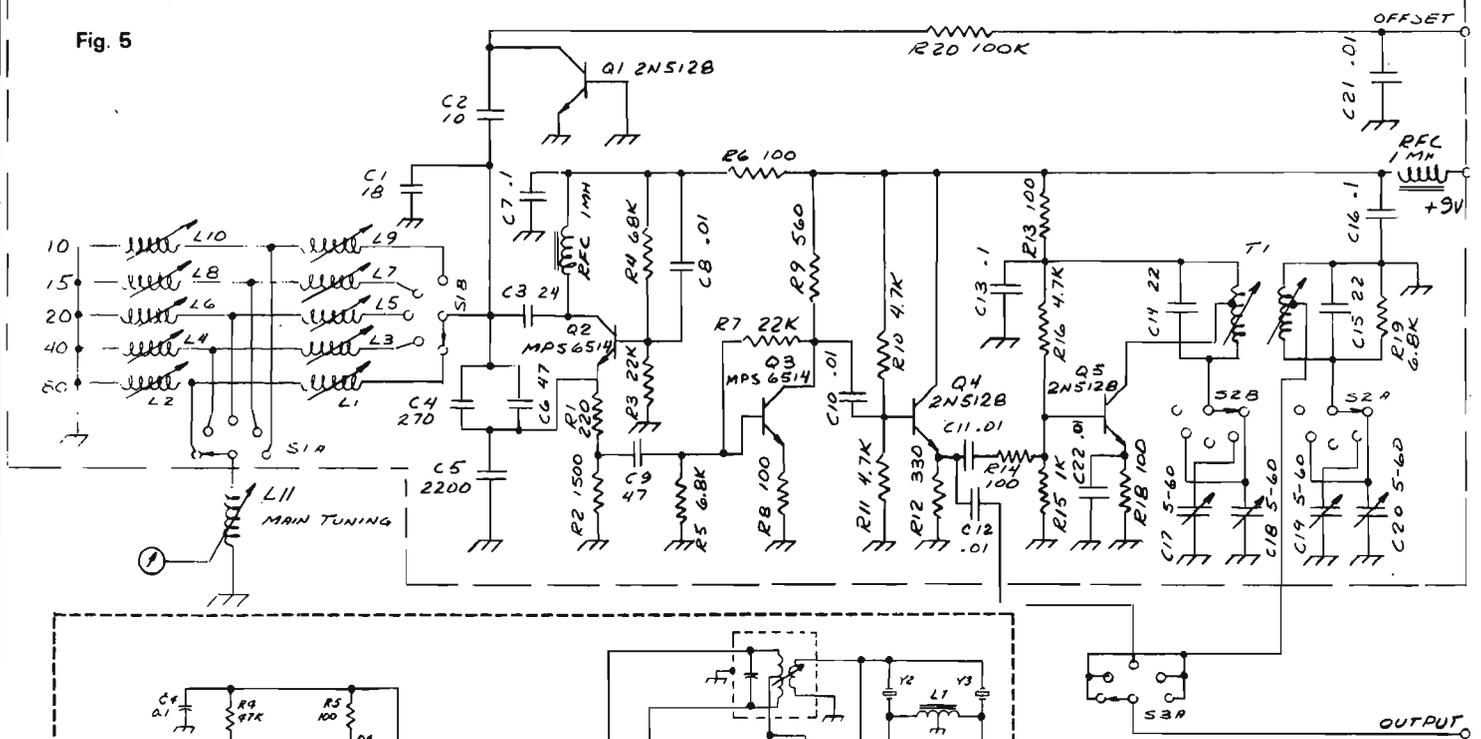
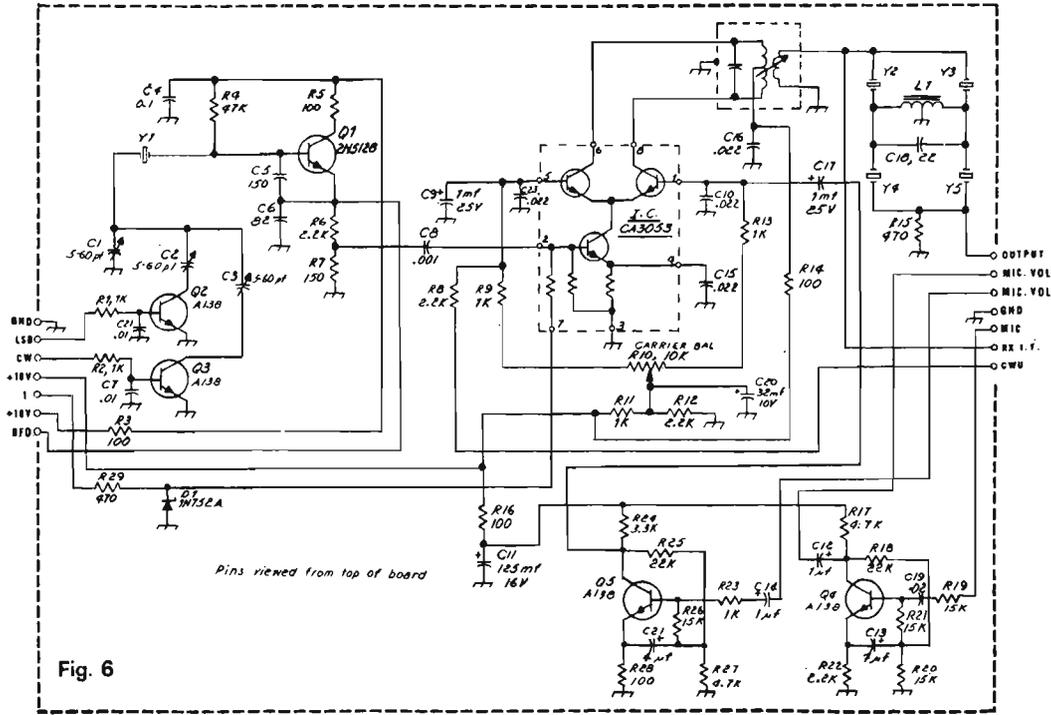
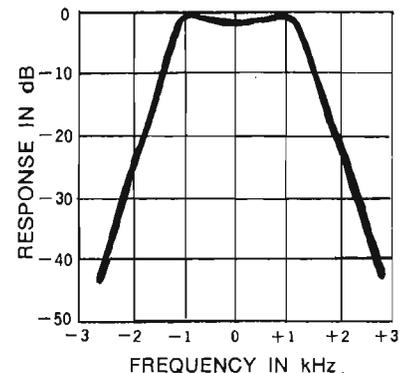


Fig. 6



SELECTIVITY



CW FILTER RESPONSE

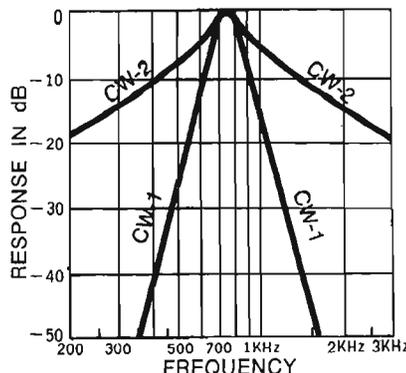


Fig. 7

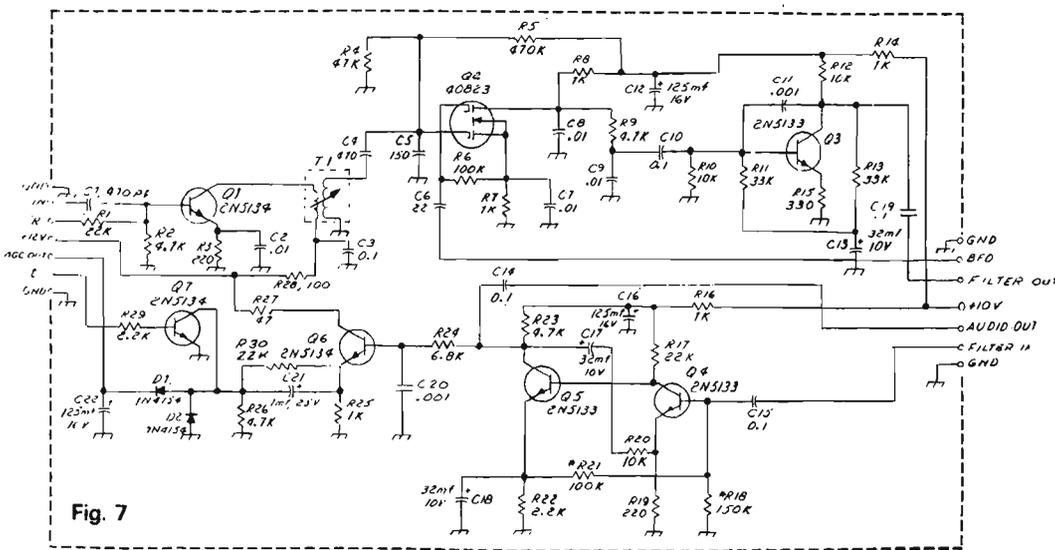


Fig. 8

libré, qui remplacent le circuit intégré CA 3053 précédemment employé. Les diodes sont ici supérieures, améliorant nettement la réjection de la porteuse.

Le VFO (fig. 5) comporte 3 étages, l'oscillateur suivi de 2 séparateurs. Sa stabilité a été améliorée par rapport au 505.

Le décalage de fréquence est provoqué par l'action d'une tension sur la base du transistor Q1, disposé en parallèle sur le circuit accordé. Après changement de fréquence, les signaux sur 9 MHz sont dirigés sur la carte filtre et amplificateur FI (fig. 6 et 7). Le détecteur de produit MOS FET (fig. 7) reçoit le signal BFO généré sur une autre carte; les signaux BF sont alors amplifiés puis injectés sur l'amplificateur de puissance.

Nous ne donnons pas le schéma des cartes comportant les circuits annexes, BF, side tone, commutations.

Les courbes de sélectivité sont données figure 8, on peut noter la pente très raide du filtre optionnel CW à 2 positions, obtenue par le montage de la figure 9 qui comporte 4 amplificateurs intégrés.

Emission : Le signal délivré par le microphone est amplifié par les étages Q4 - Q5 (fig. 6) puis injecté sur le modulateur équilibre CA3053 avec la porteuse 9 MHz obtenue dans l'oscillateur BFO à quartz Q1. Les signaux sortent en double bande latérale. Le décalage de fréquence de Q1 est obtenu en CW ou LSB par l'action des transistors Q2-Q3, à partir des commutateurs de la face avant. Les signaux DSB traversent le transformateur accordé et le filtre à quartz qui éliminent la bande latérale indésirable.

Les signaux traversent ensuite le mélangeur émission à diodes (fig. 4) qui reçoit le signal VFO. Ils sont alors sur la fréquence finale et sont amplifiés par deux étages prédriver, et un driver à 3 étages (fig. 10). Le niveau est alors suffisant pour l'attaque

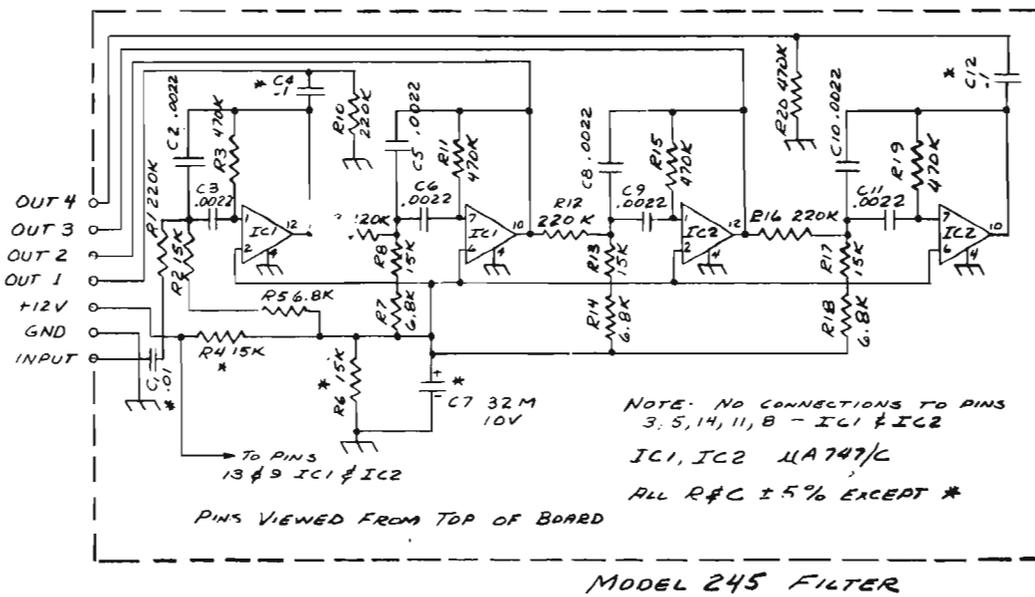


Fig. 9

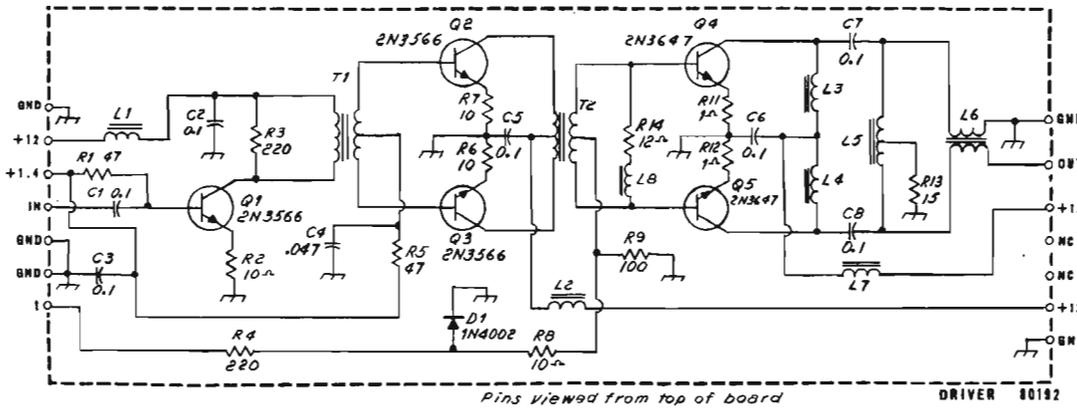


Fig. 10

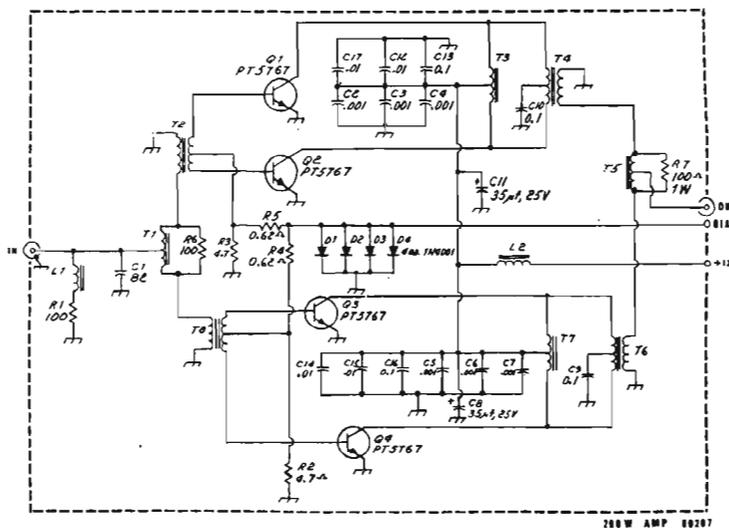
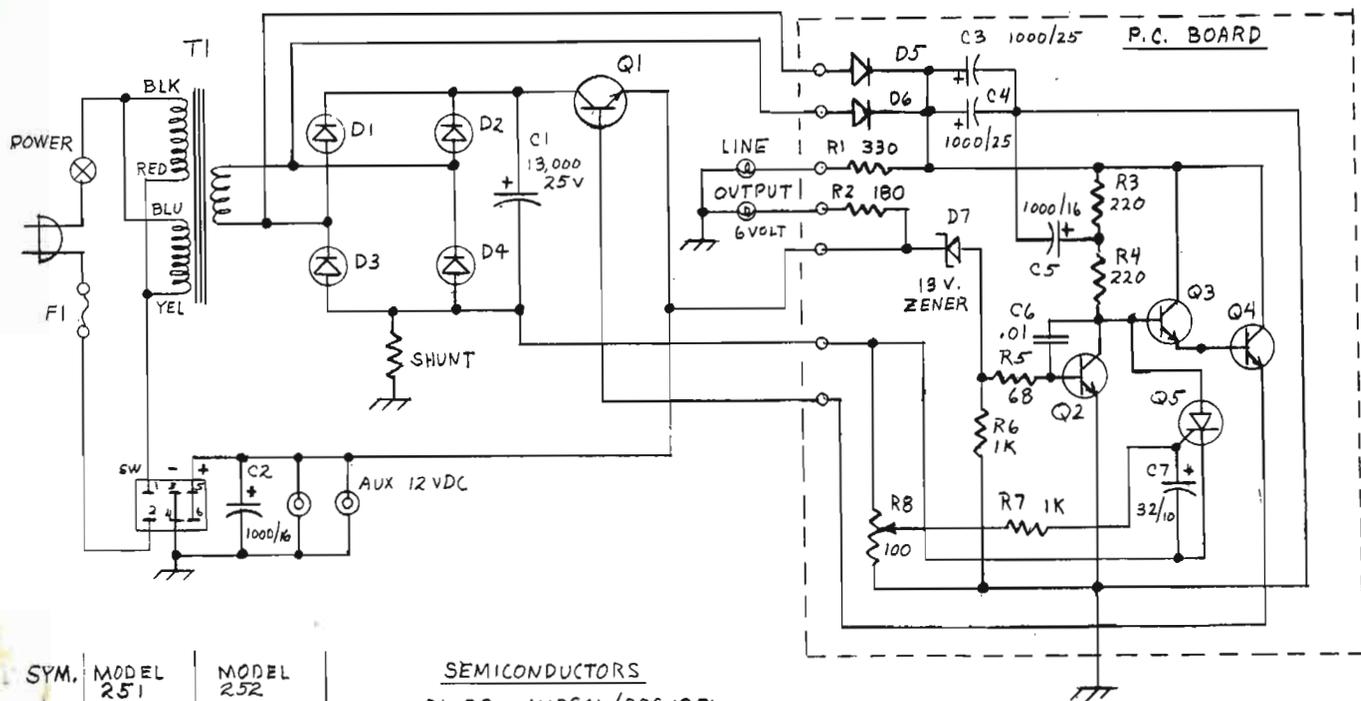


Fig. 11



SYM.	MODEL 251	MODEL 252
F1	2 A.	4 A
Q1	2N3055	2N6258
SHUNT	.067Ω 8 W.	.03Ω, 15W.

SEMICONDUCTORS

D1, D2 - 1N3941 / DRS 1851
 D3, D4 - 1N3941R / DRS 1851 R
 D5, D6 - 1N4002
 D7 - 13 V. ZENER
 Q2, Q3 - 2N5128
 Q4 - 2N3055
 Q5 - 2N5060 / C103Y

Fig. 12

du PA (fig. 11), constitué d'un double push pull.

Dans la section HF, à partir du prédriver, tous les bobines sont installés sur tores ferrite, solution bien supérieure aux circuits accordés conventionnels. Les amplificateurs sont de type large bande sans accord, et l'emploi de tores permet sans accrochage cette configuration de fonctionnement.

Les signaux sont ensuite dirigés vers l'antenne, via le TOS mètre doté lui aussi d'un transformateur torique.

Nous donnons sans commentaires le schéma de l'alimentation réseau régulée, de nombreux OM nous ayant signalé leurs difficultés pour réaliser une alimentation de cette puissance (fig. 12).

TRAFIC

Excellent appareil, doté d'une grande puissance sous un faible volume, ce qui per-

met l'emploi en mobile sans difficultés. Nous retrouvons comme sur le 505 la nécessité de jouer sur le gain HF manuel, car l'efficacité de l'AGC est très rapide. Le décalage du VFO permet une très bonne exploitation lorsque le QRM interférence est intense, cas général sur 20 m.

La sensibilité est très grande, condition primordiale en mobile. Le confort du trafic est très bon. Petit défaut, retouche de l'accord un léger décalage existe entre émission et réception.

MESURES

Réception : La sensibilité est de $0,3 \mu\text{V}$ antenne pour un rapport signal/bruit de 10 dB, à $1 \mu\text{V}$ on note 18 dB ce qui est excellent.

Les réjections sont de 60 dB pour l'image, 52 dB pour la FI, quelle que soit la gamme exploitée.

La stabilité est excellente,

un ΔF de 132 Hz a été relevé sur 4 h, pendant les 15 premières minutes la dérive est de 86 Hz.

La fidélité du cadran est bonne, ± 1 kHz après calibration, l'écart maximal relevé sur la gamme la moins précise est de $\pm 1,1$ kHz.

Emission : La puissance de sortie atteint 120-125 W, selon la bande exploitée.

Côté réjection, la porteuse est à une valeur toujours inférieure à -41 dB, les bandes latérales indésirables à -32 dB. Ces valeurs sont tout à fait remarquables eu égard aux circuits large bande employés, 6 étages suivent le dernier circuit accordé.

CONCLUSION

Le constructeur a réussi à transformer le transceiver 505 QRP en appareil délivrant plus de 100 W sans modifications d'encombrement. Il mérite un coup de chapeau,

car les performances globales sont toutes améliorées, que ce soit en sensibilité, en stabilité ou en puissance. Le Triton se prête parfaitement au trafic, à la station ou en mobile.

J.B.