

7 f
404 PAGES

L' ANNÉE - N° 1583 - DU 13 JANVIER 1977

LE HAUT-PARLEUR

ISSN 0337-1883

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **BANCS D'ESSAI : LE TUNER LUXMAN T33** ■ **LES ENCEINTES ACOUSTIQUES ASSERVIES PHILIPS RH545**

■ **RÉALISEZ : UN MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE ORIGINAL ET ÉCONOMIQUE** ■ **UN MINI LABORATOIRE** ■ **UNE ALIMENTATION STABILISÉE DE 0 A 50 V/1 A** ■■■



3a

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

Exemplaire complet

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

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

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

FRANCE 140 F
ÉTRANGER 205 F

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

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

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

B.F. - Technique générale - Hi-Fi

- Compensation en température des étages B.F. complémentaires ... 176
- L'enceinte acoustique asservie **PHILIPS RH545** 269
- Le tuner **LUXMAN T33** 282

Radio - T.V. - Technique générale

- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 252
- Largeur de bande optimale des récepteurs MF stéréo 258

Electronique - Technique générale

- Nouvelle technologie des composants électroniques 163
- A.B.C. Etude des diodes 183
- Datathèque du transistor 188
- Sachons utiliser notre oscilloscope 243
- Nouveaux circuits intégrés et leur emploi 263
- Les lasers - Optolisations - La réception 291

Réalisations

- Radio réception à grande distance : une antenne active à ferrite ... 134
- Réalisez un minilaboratoire 141
- Sonorisez vos montages audiovisuels : L'audio-top-logique 150
- Préamplificateur bas bruit pour oscilloscope 161
- Testeur de C.I. D.I.L. 169
- Un multimètre numérique original et économique 211
- Une source ultrasonore : Les ultrasons par piézoxydes 218
- Une alimentation régulée 0 à 50 V/1 A 226
- Visualisation sur téléviseur : Générateur de caractères 233

Mesure - Service

- Le millivoltmètre alternatif **Heathkit IM238** 155

Journal des O.M.

- Réalisation d'un décodeur RTTY à filtres actifs : Le SST6 307

Divers

- Informations Nouveautés 131
- Courrier technique 294
- Petites annonces 312

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 1^{er} trimestre 77
 N° éditeur : 331
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A

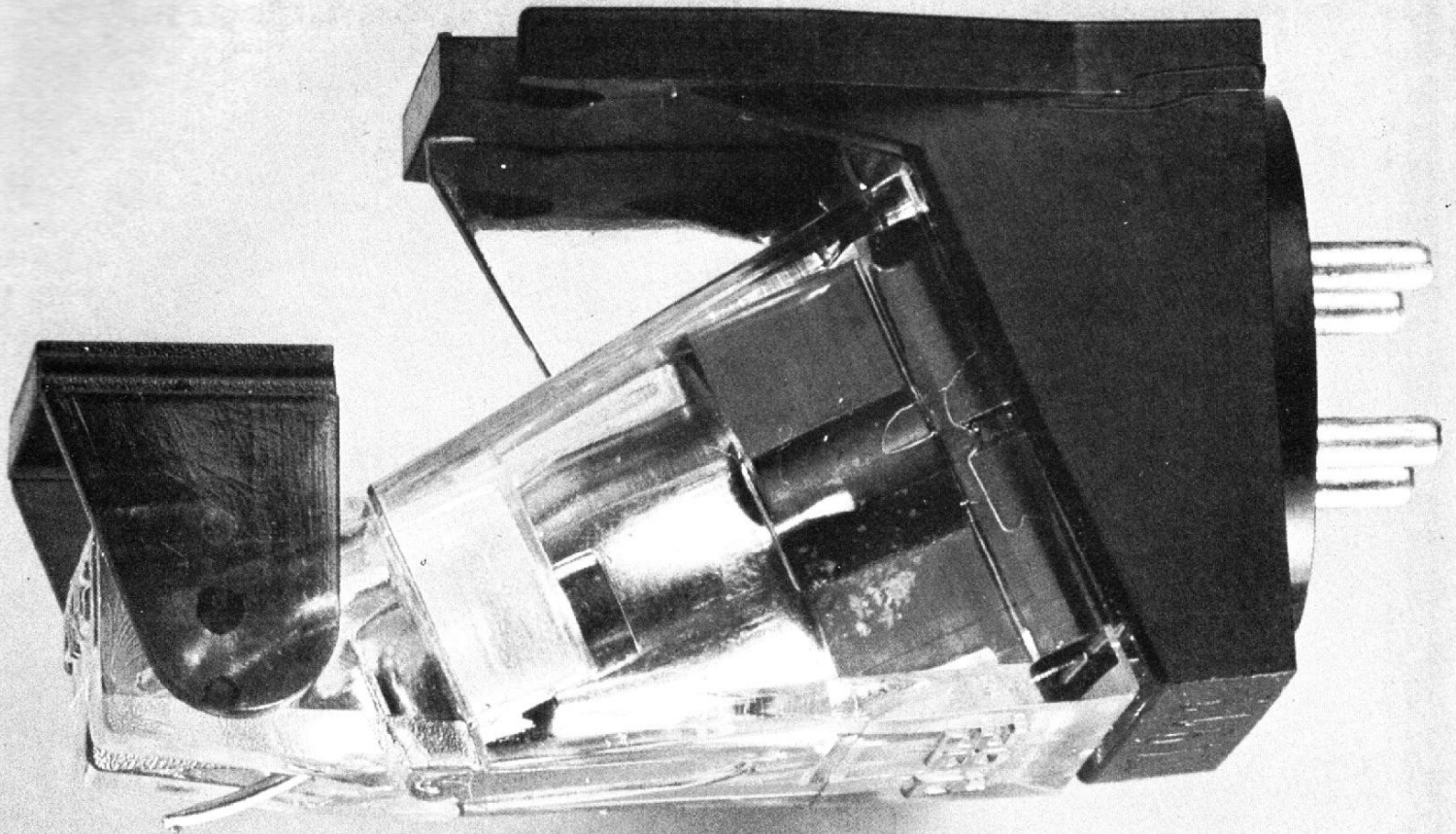
133 000

EXEMPLAIRES

les phonocapteurs

AKG

ACOUSTICS
sont transparents.

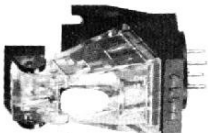


transparentes comme les sons qu'ils reproduisent.
comparez !

voici la nouvelle gamme des phonocapteurs AKG.

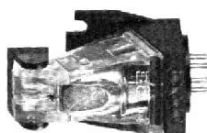
P8ES

elliptique / 10-28 000 Hz
tension de sortie : 3,75 mV
force d'appui conseillée : 1 g
séparation des canaux : 30 dB à 1 kHz



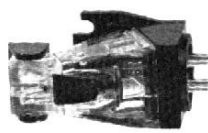
P8E

elliptique / 10-23 000 Hz
tension de sortie : 4 mV
force d'appui conseillée : 1 g
séparation des canaux : 30 dB à 1 kHz



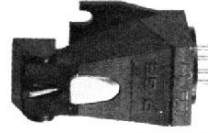
P7E

elliptique / 10-21 500 Hz
tension de sortie : 4,5 mV
force d'appui conseillée : 1,5 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



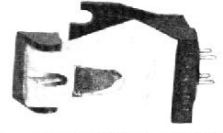
P6E

elliptique / 20-20 000 Hz
tension de sortie : 6,25 mV
force d'appui conseillée : 2,5 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



P6R

elliptique / 20-20 000 Hz
tension de sortie : 6,25 mV
force d'appui conseillée : 3 g
séparation des canaux : 25 dB à 1 kHz



LINE DISTRIBUTION



Editec



Zone industrielle des Chanoux
rue Louis Ampère 93330 Neuilly-s/Marne
tél. 935.97.86



LE HAUT-PARLEUR

Edition VULGARISATION

PARAIT DÉSORMAIS LE 1^{er} ET LE 15 DE CHAQUE MOIS

Vous trouverez notamment dans le N° du 1^{er} du mois :

- **L'ARGUS DE L'OCCASION**
Radio, Télévision, Hi-Fi, Appareils de mesure, Son.
- **DE NOMBREUX BANCS D'ESSAIS**
dans tous les domaines.
- **DES NOUVELLES RUBRIQUES**
que vous réclamiez.
- **LA SCHÉMATHÈQUE**
que vous tiendrez à conserver.

... et bien d'autres sujets divers et attrayants.

LE HAUT-PARLEUR Édition "Vulgarisation"
toujours plus vivant... toujours plus complet...

Réservez-le chez votre marchand de journaux habituel.

OÙ SE PROCURER LES COMPOSANTS

Nous vous proposons aujourd'hui la liste des distributeurs agréés S.G.S.

AURITRONIC, 150, bd d'Alsace-Lorraine, 94170 Le Perreux, Tél. 871.04.53.

EUROMAIL, 8, rue du Port, 92000 Boulogne, tél. 603.12.72. - Zone industrielle, rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles, tél. (15.91) 26.58.11.

GALLEC, Centre des Fontenelles, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre, tél. 774.76.86.

NADIS, 91, rue de la Jonquière, 75017 Paris, tél. 229.55.82 - 229.55.48.

AUVERLEC, 2, rue de l'Industrie, zone industrielle Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex, tél. (15.73) 92.14.77.

D.E.L., 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Vénissieux, tél. (15.78) 69.36.29.

D.E.L., rue de l'Escaut, S.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon, tél. (16.80) 32.76.79.

DELTA ÉLECTRONIQUE, zone industrielle rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles, tél. (15.91) 27.31.54.

DIRECT, 151, rue de Constantine, 76000 Rouen, tél. (16.35) 98.17.98.

IRSUTTI, 25-27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims, tél. (16.26) 88.31.29.

MALBEC, 17, rue du Luxembourg, zone industrielle, 37100 Tours 02, tél. (15.47) 54.43.96.

OUEST COMPOSANTS, 5, rue Lesage, 35000 Rennes, tél. (16.99) 36.00.58.

REMI (agent commercial d'Irsutti), 18, rue Simon, 51100 Reims, tél. (16.20) 96.93.30. SPELEC COMPOSANTS, 89, rue Riquet, 31000 Toulouse, tél. (15.61) 62.34.72 - 62.93.56.

SPELEC COMPOSANTS, 226-228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux, tél. (15.56) 91.16.96.

FONDATION PHILIPPE COHEN

Il y a un an disparaissait Philippe Cohen. Pour célébrer sa mémoire Musique Diffusion Française et son président directeur général M. Jack Setton ont décidé de créer une fondation Philippe Cohen.

Cette fondation est destinée à encourager et à aider un jeune technicien de l'électronique et de l'acoustique décidé à consacrer sa carrière à la haute fidélité.

Le lauréat recevra une bourse de 10 000 F et sera invité au Japon pour y visiter les usines Pioneer.

Chaque candidat, âgé d'au moins 18 ans devra envoyer un dossier complet concernant un projet de recherche à M.D.F. La date limite de dépôt des candidatures est fixée au 15 février 1977.

Le jury chargé de décerner ce prix sera uniquement composé de professionnels et présidé par M. Jack Setton. L'attribution du prix aura lieu pendant le Festival du Son 1977.

Pour toute correspondance, s'adresser à M. Philippe Folie Dupart, secrétaire de la fondation Philippe Cohen, 8, rue Grange-Dame-Rose, 78140 Vélizy-Villacoublay.

GBL ACOUSTIQUE GUY-HF

Cette société d'études et de fabrications d'enceintes acoustiques présente trois enceintes de très haute-fidélité avec une garantie totale de 3 ans.

- G. 35 R : Enceinte à deux voies plus un panneau radiant passif

Puissance : 40 W RMS ; impédance : 4 à 8 Ω ; bande passante : 42 à 25 000 Hz \pm 3 dB ; rendement optimal avec des amplificateurs de 15 à 40 W ; résonance de l'enceinte : 48 Hz ; fréquence de transition : 3 500 Hz.

Composition de l'enceinte : 1 boomer de 30 cm induction 13 000 gauss, 1 tweeter à dôme induction 14 000 gauss, ajustable en niveau par potentiomètre bobiné, 1 filtre : condensateur au papier, atténuation 6 dB par octave.

Finition : noyer d'Amérique satiné ou laqué blanc. Tissu noir. Dimensions : 600 x 300 x 260 mm.

- G. 50 : enceinte HiFi à trois voies

Puissance : 50 W RMS ; impédance : 8 Ω ; amplificateurs recommandés de 20 à 50 W en 4 - 8 Ω ; bande passante : 40 à 40 000 Hz \pm 3 dB ; résonance de l'enceinte : 45 Hz ; fréquences de transition : 500 - 5 000 Hz.

Composition : 1 boomer spécial de 30 cm, 1 médium de 13 cm ajustable en niveau par commutateur à 4 positions, 1 système de 3 tweeters multidirectionnel

Notre Couverture

"LA MASTER CONTROL" ...



la référence de

Cette enceinte asservie de 20 DM3 révolutionne le monde de l'acoustique...

1. Les ingénieurs, musiciens et préneurs de son de Radio-France, FR 3 et de la Télévision Française ont adopté la MASTER devant 10 paires d'enceintes concurrentes étrangères et françaises.

3A a livré à Radio-France depuis le 1^{er} août, 34 MASTER CONTROL pour équiper les studios d'enregistrement mobiles et fixes.

2. Le « CES » à Chicago, le premier salon mondial de la Hi-Fi a consacré LA MASTER CONTROL comme une des trois meilleures enceintes mondiales.

LA MASTER a été sélectionnée au « First Annual

Consumer Electronics Design and Engineering Exhibition » et présentée pendant les cinq jours du show à l'ensemble du public américain.

3. De plus en plus les studios d'enregistrement de disques français contrôlent leurs bande-mères avec la MASTER CONTROL.

LA « MASTER » est garantie de 25 HZ à 40 KHZ \pm 2 DB 60 W.

Les Américains disent :

- Tilset, canadien stereo guide et audio - winter 75.
- THE MASTER CONTROL must be placed in the highest class as an accurate reproducer for domestic use or as a studio monitor...

(Traduction : LA MASTER CONTROL doit être placée au plus haut de gamme des enceintes, comme un reproducteur très fidèle, tant pour les particuliers que pour les contrôleurs de studios professionnels.)
« Since the quality of the andante goes unchallenged, we decided to tackle something a little less expensive... The 3A apogee... »

(Traduction : Puisque la qualité de l'ANDANTE est toujours inégalée, nous avons décidé de tester quelque chose de moins cher... l'APOGEE 3A...)

4. L'ELECTRONIQUE POUR VOUS - JUIN 1975

« ORGUE : restitution très aérée et présence 6/7

ORCHESTRE DE CHAMBRE : excellente restitution,

bonne transparence des cordes, bonne définition 6/7

MUSIQUE MILITAIRE : excellent, en particulier les applaudissements sont très vrais 6/7

VOIX MASCULINES ET FEMININES : voix très présentes, très grande pureté 6/7

JAZZ : très bonne tenue en puissance, surtout dans les transitoires médium aigu. Présence saisissante, équilibre spectral excellent 6/7

Une réussite exceptionnelle qui tient à une technique d'asservissement parfaitement maîtrisée, allié au choix d'un élément aigu hors pair. Indiscutablement un modèle Monitor dont le qualificatif, une fois n'est pas coutume, n'est pas galvaudé.

EN CONCLUSION, LES MEILLEURES COTATIONS PUBLIÉES DANS LA REVUE DEPUIS DEUX ANS.

5. LA MASTER CONTROL...

une acoustique proche de la perfection.

25-50.000 HZ normes DIN

Puissance max. 60 Watts

Enceinte équipée du fameux tweeter

Plan ultrasonic équilibré

Amplificateur d'asservissement intégré dans chaque

enceinte de 120 Watts.

L'ANDANTE MASTER CONTROL
LA RENOMMÉE MONDIALE DE



ayant un angle de rayonnement de 180° ajustable en niveau par potentiomètre bobiné. Un filtre self à air-condensateur au papier, résistance bobinée atténuation 12 dB et 6 dB par octave termine cet ensemble.

Finition : noyer d'Amérique ou laqué blanc. Tissu noir, profil anodisé argent.

Dimensions : 640 x 360 x 300 mm. Garantie totale 3 ans.

— N.602 : enceinte à trois voies

Puissance : 50 W RMS ; amplificateurs préconisés de 20 à 50 W en 4 ou 8 Ω ; bande passante : 40 à 25 000 Hz ± 3 dB ; résonance de l'enceinte : 45 Hz ; fréquences de transition : 1 800 - 6 500 Hz ; impédance : 8 Ω.

Composition de l'enceinte : un boomer de 30 cm travaillant dans une double cavité à événements freinés ; 1 médium : chambre de compression de 270 x 100 mm ajustable en niveau par commutateur à 4 positions ; 1 aigu : tweeter à dôme ajustable par potentiomètre bobiné ; 1 filtre : self à air, condensateur au papier, résistances bobinées, atténuation 12 dB et 6 dB par octave.

Finition : noyer d'Amérique satiné ou laqué blanc. Tissu noir. Profil anodisé argent.

Dimensions : 640 x 360 x 300 mm.

Fabrication : GBL - GUY-HF, 71140 Bourbon-Lancy.

CALCULATRICES NATIONAL

Les principaux fabricants défendent maintenant pied à pied leur logique propre d'utilisation : c'est pour les uns la notation algébrique, pour les autres la notation polonaise inverse ; l'une ou l'autre est bien sûr plus claire, plus commode, etc., selon le cas.

La guerre des écoles fait rage et chaque fabricant s'efforce de convaincre l'utilisateur d'adopter « sa » logique.

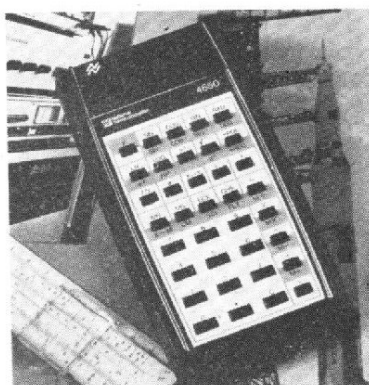
Avec les nouveaux modèles annoncés au Sicob, National met tout le monde d'accord en proposant les deux notations. A l'utilisateur de faire son choix.

— NS 4640. Logique polonaise inverse. 3 mémoires adressables ; fonctions trigono-

métriques, logarithmiques et statistiques ; rechargeable. Livrée avec housse et chargeur.



— NS 4650 : logique algébrique. Mantisse 3 chiffres exp. 2 chiffres 2 niveaux ; mémoire dynamique, toutes fonctions scientifiques conversions radians en degrés, polaires en rectangulaires touche échange, affichage mémoire. Avec housse et chargeur.



— NS 4660 : logique algébrique ; 3 mémoires adressables. Fonctions trigonométriques, logarithmiques et statistiques ; rechargeable. Livrée avec housse et chargeur.

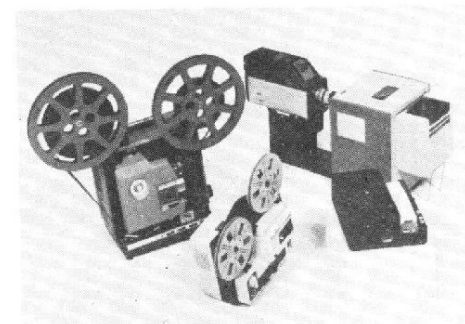


BELL ET HOWELL DISTRIBUTION

Le Télécinéma WV 9000 National multiplexeur pour transfert d'images sur bandes vidéo.

Cet équipement (un multiplexeur National WV 9000 N) solidaire d'une caméra couleur National WV 2300 codée SECAM ou PAL (ces 2 versions se branchant directement sur n'importe quel magnétoscope) permet d'effectuer le transfert sur bandes vidéo d'images optiques pouvant provenir alternativement :

- d'un projecteur de diapositives,
- d'un projecteur 16 mm,
- d'un projecteur super-8.



La caméra du Télécinéma est dotée de l'automatisation complète des niveaux et de l'équilibrage des couleurs.

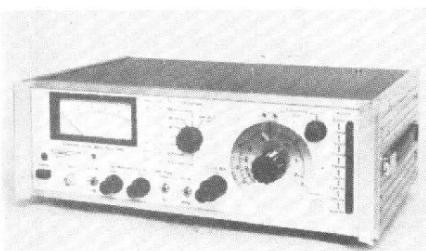
Le multiplexeur qui reçoit sur son petit écran incorporé (100/75 mm) les images à transférer, est muni d'un banc-titre qui assure le défilement du générique au rythme désiré, une télécommande à distance permettant le contrôle de la cadence de ce banc-titre.

INSTRUMENTATION DYMAR

Dymar, distribué par Tekelec-Airtronic, annonce qu'il a repris la conception de toute sa gamme d'appareils. Ceux-ci sont réalisés dans des boîtiers d'encombrement plus réduit et les performances sont encore améliorées.

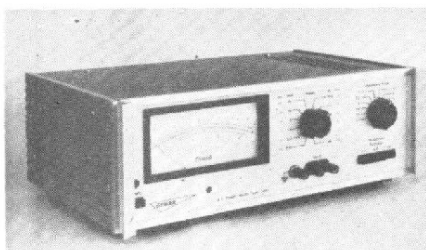
Nous signalons en particulier le Distorsiomètre 2065 :

- Sensibilité : 300 mV à 10 V.
- Fréquence : 6,4 Hz à 64 kHz.
- Taux de distorsion mesurable : jusqu'à 0,03 %.



Et le Wattmètre audiofréquence 2085 :

- Puissance : de 150 μ W à 50 W.
- Fréquence : 100 Hz à 10 kHz.
- Précision : 3 %.
- Impédance : de 1,2 Ω à 1 000 Ω .



UN CENTRALISATEUR LECTEUR DE DONNÉES

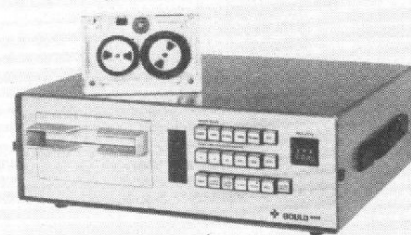
La Division Instruments et Systèmes de Gould Inc. annonce la sortie d'un centralisateur/lecteur de données, compact et portable, qui a été spécialement étudié pour être utilisé dans un environnement sévère comme celui que l'on rencontre dans l'automobile, la marine, l'aviation, et sur les chantiers.

Dénoté centralisateur/lecteur de données Gould 6100, l'appareil collecte, numérise et stocke des données basse fréquence sur une bande magnétique en vue d'un traitement électronique ultérieur. L'utilisation de la cassette DC 300 A de 3 M assure une intégrité des données enregistrées atteignant un bit pour 10^7 (10 millions) bits.

D'après le fabricant, le robuste Gould 6100 supporte très bien les vibrations définies par la méthode 514 de la Norme MIL 810B. De plus, alimenté par une source autonome de courant continu de 12 ou

28 V, utilisable en option, il fonctionnera dans les automobiles, camions, trains, bateaux, avions et sur les chantiers.

Le centralisateur/lecteur de données Gould 6100 de base peut recevoir deux cartes d'échantillonnage à 8 voies ; il peut ainsi traiter jusqu'à 16 entrées. Selon les cartes choisies, on peut avoir des entrées entièrement analogiques ou bien avoir jusqu'à 6 entrées numériques et 10 analogiques.



Les entrées analogiques possèdent quatre échelles de sensibilité : ± 10 mV, ± 100 mV, ± 1 V et ± 10 V en courant continu. Des cartes d'échantillonnage à gain programmable permettent de choisir individuellement la sensibilité de chacune des huit voies. Des cartes à gain fixe permettent le choix sur place de cette même sensibilité pour les huit voies de la carte. Chaque entrée analogique est entièrement flottante par rapport à la masse du châssis et se trouve intégrée pendant la totalité de la période d'échantillonnage afin que soient virtuellement éliminés les effets de bruit des signaux et des tensions en mode commun.

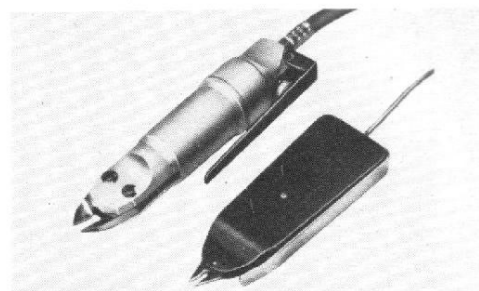
PINCE COUPANTE PNEUMATIQUE RÉVOLUTIONNAIRE

Après la pince Micro Shear, alliant la qualité à un très faible coût.

Tekelec propose la pince pneumatique Micro Pneumatic.

Contrairement à la plupart des pinces coupantes pneumatiques, elle ne comporte pas de mécanisme à piston. Le principe retenu a permis de réaliser une pince 2 fois plus légère (115 g), peu encombrante et ultra-plate, (elle tient dans la paume de la main). Elle peut être activée par le pouce ou tenue comme un crayon. Elle ne requiert que 2 bars de pression, et le tube

de raccordement de diamètre 3,2 mm ne gêne pas les mouvements. Elle est en outre très silencieuse et robuste.



Le bec, très fin, passe partout : sa durée de vie est néanmoins très grande (un million de coupes sur fils cuivre, 500 000 coupes sur métaux ferreux). Elle permet de couper les fils de cuivre jusqu'à $\varnothing 1,6$ mm (gauge 14) et de couper à la fois 3 sorties de circuits intégrés. Les lames sont faciles à changer.

NOUVEAUX TRIACS

Les deux nouveaux triacs BT 138 et BT 139, présentés actuellement par R.T.C. La Radiotechnique-Compelec, sont principalement destinés à la régulation de charges résistives commandées en proportionnel ou en « tout ou rien ».

Ces triacs 10 et 15 ampères sont encapsulés en boîtier plastique TO-220 et sont disponibles chacun en deux versions : 500 et 600 volts.

Leur résistance thermique est garantie inférieure à 0,75 $^{\circ}$ C/W, ce qui permet l'utilisation de radiateurs de faibles dimensions.

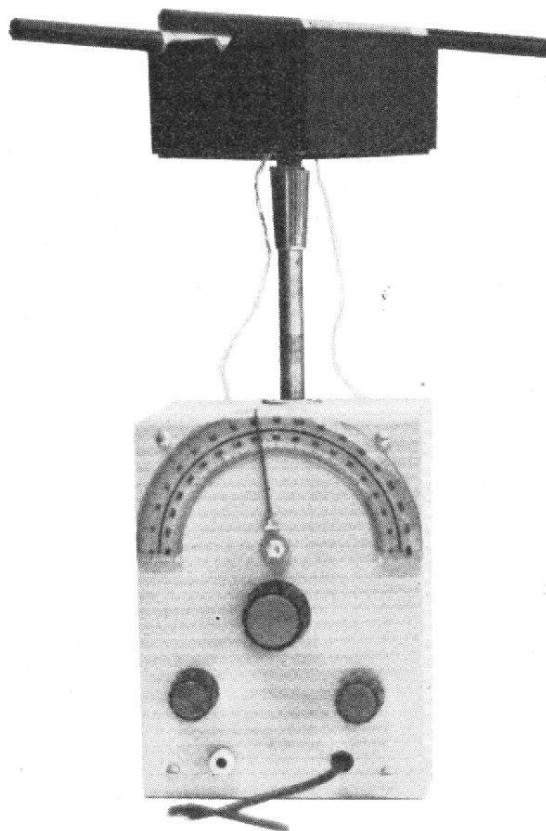
D'autre part, leur technologie leur confère une excellente fiabilité et les rend particulièrement aptes à résister à des dizaines de milliers de cycles de fatigue thermique en utilisation.

Types	BT 138		BT 139	
V_{DRM} (V)	500	600	500	600
I_{TRMS} (A) (à 100 $^{\circ}$ C)	10	10	15	15
I_{TSM} (A)	90	90	115	115
I_{GT} (mA)	35	35	35	35
R_{th} ($^{\circ}$ C/W)	0,75	0,75	0,75	0,75

(suite page 140)

Radio-réception à grande distance

ANTENNE ACTIVE À FERRITE



DEPUIS les débuts de la radio, on sait qu'un récepteur ne peut jamais être meilleur que son antenne. Pourtant, la tendance actuelle au récepteur compact oblige à l'utilisation d'antennes de ferrite de dimensions restreintes et qui sont, de plus, passablement amorties par les masses métalliques du montage qui l'entourent. L'avantage d'une antenne de ferrite, c'est certainement aussi la possibilité de séparer, par une orientation adéquate, deux stations travaillant sur une même fréquence. Mais il est difficile de profiter de cet avantage, quand il faut orienter le récepteur entier.

L'adaptateur autonome, décrit ci-dessous, contient une antenne de ferrite orientable et « active », c'est-à-dire suivie par un circuit qui peut, non seulement, apporter une amplification, mais surtout

une amélioration substantielle de la sélectivité. Cet appareil s'adapte à tout récepteur du commerce, dont on déconnecte, éventuellement par commutation, le propre bâtonnet de ferrite.

LE PRINCIPE ACTIF

Le schéma de la figure 1 illustre le principe de l'antenne active à ferrite. On y utilise un transistor à effet de champ dont l'entrée se trouve connecté directement sur le circuit collecteur d'ondes (L_a , C_a). Ainsi, non seulement on évite la prise habituelle sur le bobinage, ainsi que la complication de commutation qui en résulte, mais surtout on recueille la totalité de la tension disponible. Pour un même résultat, on peut ainsi travailler avec une amplification plus faible, et le bruit de fond se trouve réduit dans la

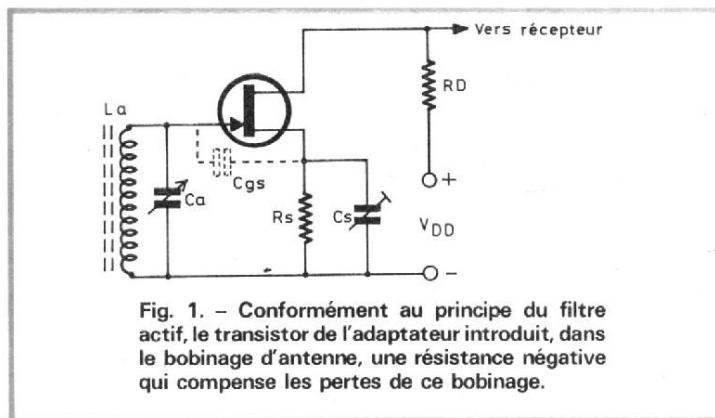


Fig. 1. - Conformément au principe du filtre actif, le transistor de l'adaptateur introduit, dans le bobinage d'antenne, une résistance négative qui compense les pertes de ce bobinage.

même proportion. Même si le gain en tension du montage de la figure 1 est seulement égal à l'unité, le récepteur reçoit environ dix fois plus de tension d'entrée que lorsqu'il fonctionne sur son propre bâtonnet de ferrite qui porte un enroulement dont la prise d'adaptation est généralement effectuée à 1/10 du nombre total des spires.

Ce gain de l'ordre de 10, par rapport au récepteur existant, est surtout important lors de la réception de jour. Il permet alors de capter des stations qui normalement seraient entièrement noyées dans le bruit. La nuit, par contre, les conditions de propagation peuvent être telles que le gain supplémentaire implique une surmodulation de l'étage d'entrée, et cela se traduit par des sifflements et une apparente diminution de la sélectivité. Il sera donc nécessaire de prévoir un ajustage manuel du gain.

Lors de la réception nocturne, la sélectivité est la caractéristique la plus importante du récepteur. Normalement, le bâtonnet de ferrite n'intervient que peu dans la sélectivité globale, car, dans un récepteur de type courant, il se trouve amorti par des masses métalliques environnantes, ainsi que par la résistance d'entrée du transistor de conversion. On arrive déjà à un résultat nettement meilleur,

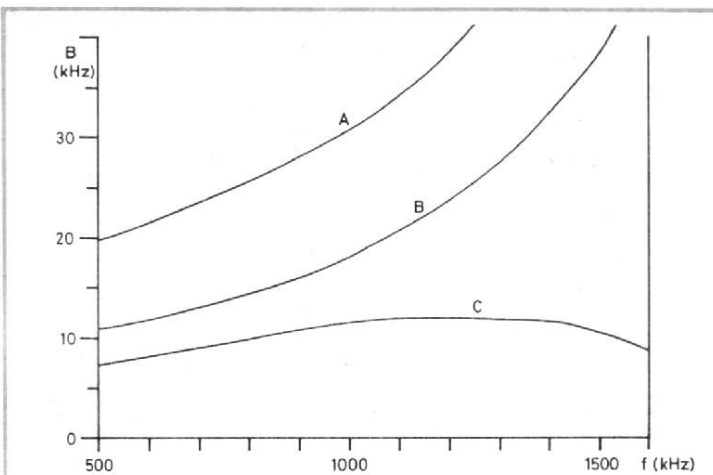


Fig. 2. - Largeur de bande (à ± 7 dB) de diverses antennes de ferrite. A : récepteur de qualité moyenne ; B : récepteur de bonne qualité ; C : adaptateur à antenne active.

leur, si on monte le bâtonnet de façon dégagée, et on l'utilise avec un transistor à effet de champ dont la résistance d'entrée est suffisamment grande pour ne pas apporter d'amortissement.

AMÉLIORATION DE LA SÉLECTIVITÉ PAR FILTRAGE ACTIF

On peut faire mieux en utilisant le transistor à effet de champ de façon qu'il présente une résistance **négative** d'entrée, susceptible de com-

penser les pertes naturelles du bâtonnet de ferrite. Dans le schéma de la figure 1, on obtient cet effet de résistance négative d'entrée à l'aide d'une capacité C_s , de quelques dizaines de picofarads. Puisque le transistor contient, entre gate et source, une capacité c_{gs} , on est en présence d'une mise en série de deux capacités, c_{gs} et C_s , ce qui fait qu'on retrouve le schéma de l'oscillateur « colpitts » ou « Eco ». On peut donc parfaitement obtenir des oscillations, lorsqu'on donne à C_s une valeur trop forte. L'utilisation normale consiste, bien entendu, à donner à C_s une valeur telle qu'on se trouve

tout juste en-dessous de la limite d'entretien des oscillations. Mais même dans ces conditions, une exagération est possible, et on peut arriver à une sélectivité telle que la largeur de bande devient nettement inférieure aux 9 kHz normalement exigés en radio-diffusion. On observe alors une atténuation exagérée des sons aigus, avec renforcement des sons graves. Cependant, on peut y remédier, du moins partiellement, en agissant sur les ajustages de tonalité du récepteur. De plus, en cas de réception perturbée, l'amplification fidèle des sons élevés ne donne pas forcément une écoute agréable, car les perturbations se manifestent précisément plutôt vers l'extrémité supérieure de la gamme des fréquences audibles.

En pratique, l'intelligibilité d'une transmission reste encore acceptable, quand les variations de niveau atteignent ± 7 dB, dans la gamme des sons normalement transmis en radio-diffusion. Des différences de niveau plus fortes sont admissibles, quand le récepteur possède des commandes de tonalité permettant une compensation.

La notion de la largeur de bande à ± 7 dB a été utilisée lors de l'établissement du graphique de la figure 2, comparant diverses antennes de fer-

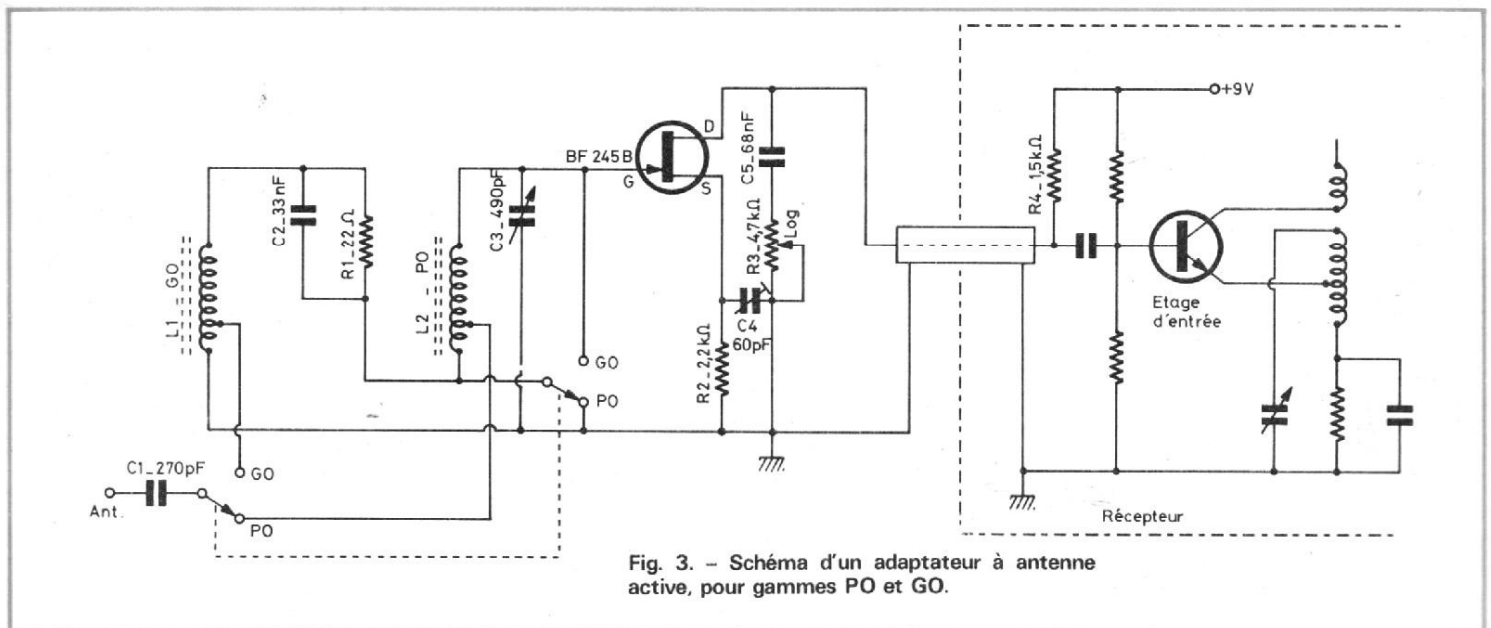


Fig. 3. - Schéma d'un adaptateur à antenne active, pour gammes PO et GO.

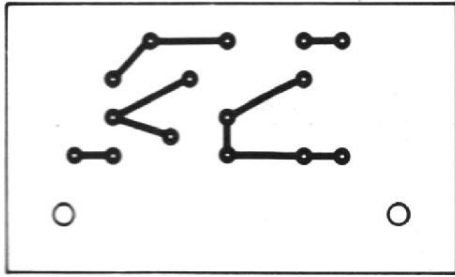


Fig. 4a

Fig. 4. - Plan d'implantation et de connexion conforme au schéma de la figure 3.

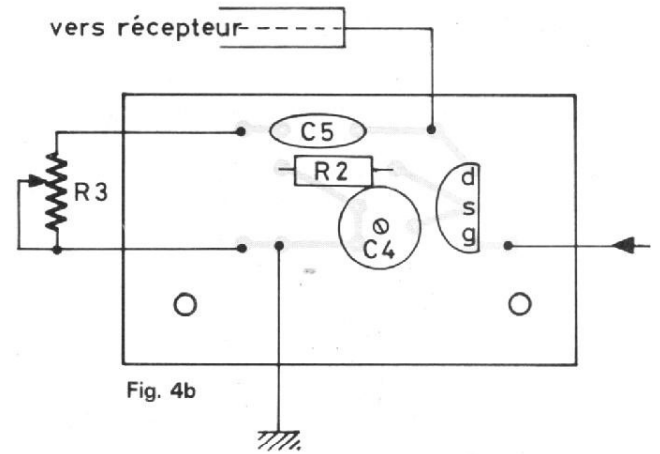


Fig. 4b

rite quant à leur sélectivité. La courbe A est relative à un récepteur de qualité moyenne. On voit que la largeur de bande augmente fortement avec la fréquence de réception. Vers 15 000 kHz, la largeur de bande à ± 7 dB devient voisine de 100 kHz, et l'effet de sélectivité de l'antenne devient négligeable. La courbe B a été relevée sur l'antenne de ferrite d'un récepteur nettement plus performant mais pour lequel la largeur de bande reste toujours exagérée aux fréquences élevées. On constate alors de fortes transmodulations, dès l'étage d'entrée, quand on veut capter une station relativement faible et voisine, en fréquence, d'un émetteur puissamment reçu.

La courbe C, finalement, et celle du montage proposé. Comme l'effet de résistance négative est, avec le schéma de la figure 1, aux fréquences élevées de la gamme nettement plus important qu'aux fréquences basses, on arrive à un filtre actif dont le facteur de surtension augmente avec la fréquence et cela fait que la largeur de bande reste constante, à ± 2 kHz près. Cela signifie non seulement un meilleur pouvoir séparateur entre deux stations voisines en fréquences, mais aussi une atténuation notable des sifflements d'interférence qui peuvent être provoqués par des battements différentiels ou d'harmoniques, entre l'oscilla-

teur du récepteur et un émetteur local.

Lors de l'utilisation de l'adaptateur, on s'aperçoit de l'étrécissement de la bande de réception du fait qu'il faut ajuster très précisément le condensateur d'accord C_a sur la fréquence de réception. On aura donc avantage à utiliser une démultiplication pour cette commande. Et lors de la recherche d'une station, il convient, évidemment, de déplacer conjointement les boutons d'accord du récepteur et de l'adaptateur. Une « monocommande » (deux condensateurs sur un même axe) serait évidemment beaucoup plus élégante, mais, du fait de la très forte sélectivité, elle risque de poser des problèmes de concordance. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle les avantages de l'antenne active à ferrite ne seraient guère utilisables dans un récepteur fabriqué en grande série. Ces avantages sont donc bien réservés à l'amateur qui accepte, en contrepartie, la nécessité d'un double ajustage d'accord.

SCHÉMA ET RÉALISATION DE L'ADAPTATEUR

La figure 3 montre le schéma de l'adaptateur qui utilise deux bâtonnets dis-

tincts pour les gammes PO et GO. Les enroulements correspondants étant mis en série, la commutation s'effectue par court-circuit de l'enroulement non utilisé. Accessoirement, on a prévu des prises d'antenne sur chaque enroulement. Toutefois, ce n'est guère que pendant la réception diurne qu'un aérien auxiliaire peut apporter une amélioration des conditions d'écoute. Pour obtenir, en GO, une largeur de bande à la fois suffisante et approximativement constante, on a connecté le circuit R_1, C_2 en série avec l'enroulement correspondant.

L'ajustage du niveau d'amplification s'effectue dans le circuit de drain du transistor, au moyen de R_3 . L'action de R_3 consiste dans un court-circuit progressif de la tension de sortie. De cette façon, on évite toute influence de l'ajustage de niveau sur le point de fonctionnement.

La liaison vers le récepteur se fait par un simple câble coaxial (50 ou 75 Ω) dont la longueur peut atteindre 50 cm. La résistance de charge du transistor, R_4 , est à placer à l'intérieur du récepteur existant, au point d'arrivée du câble de liaison. Cette disposition permet de ne pas acheminer la tension d'alimentation vers l'adaptateur.

Le plan de la platine imprimée de l'adaptateur est représentée dans la figure 4. La disposition des composants dans le boîtier ressort des photogra-

phies qui illustrent cette description. Il est parfaitement possible de modifier cette disposition, et on peut également utiliser un autre type de condensateur de variable. Dans le cas de la maquette, il s'agit d'un condensateur double (2 x 490 pF) dont une cage reste inutilisée. Il possède un axe démultiplié qui porte le bouton de commande, et un axe direct, sur lequel on a fixé une aiguille, alors qu'un rapporteur, fixé avec du ruban adhésif double face, sert de cadran. Dans beaucoup de cas,

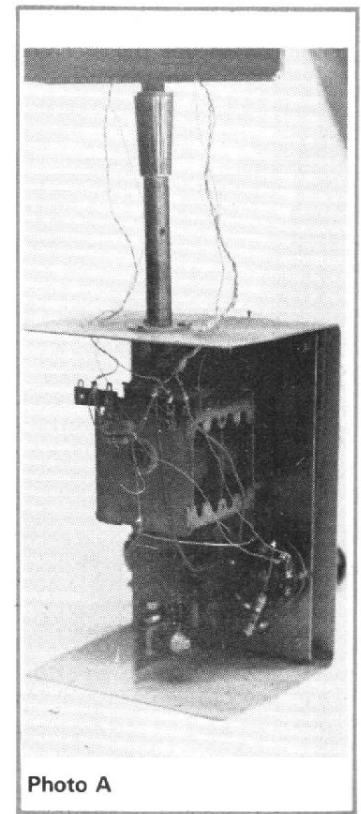


Photo A

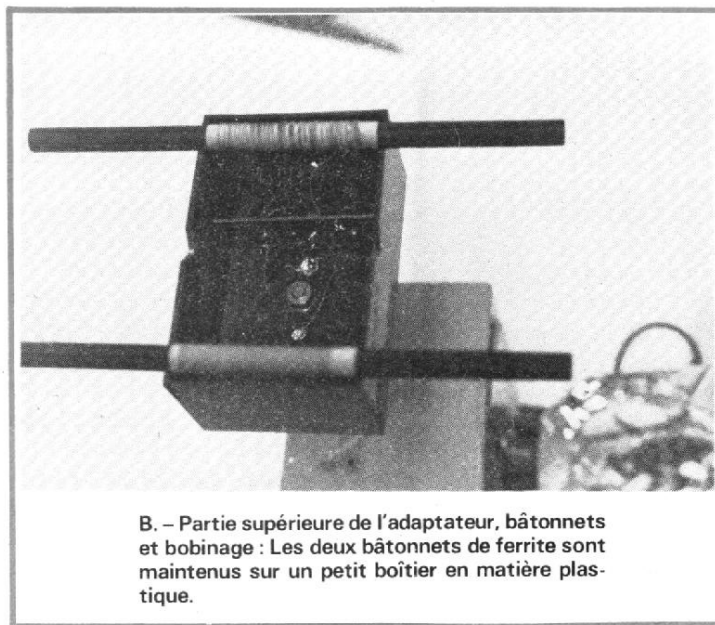
ce cadran permettra un repérage des stations plus précis que celui du récepteur existant. Ultérieurement, on pourra le remplacer par un cadran étalonné en fréquence ou comportant des noms de stations.

CONFECTION DES BOBINAGES

Pour les collecteurs d'ondes, on utilise deux bâtonnets de ferrite du type « trèfle », longueur 200 mm, diamètre 10 mm, ferrocube 3 D 3 ou Siferrit M33. Comme le principe du filtrage actif permet une forte augmentation du facteur de surtension du circuit, la qualité propre du bobinage n'est pas d'une importance primordiale. On aura donc avantage à réaliser les bobinages plutôt de façon à capter au maximum le flux magnétique du bâtonnet, c'est-à-dire à réaliser des enroulements relativement allongés, et appliqués presque directement sur le bâtonnet. Pour cela, on découpe deux carrés de papier calque de 65 mm de côté, qu'on enroule autour de chaque bâtonnet. Puis, on fixe l'enroulement de papier sur lui-même, avec une goutte de colle ou de cire HF.

Pour bobiner, on peut serrer une extrémité du bâtonnet dans le mandrin d'une chignole, prise dans un étau. Pour éviter que le mandrin n'endommage la ferrite, on aura avantage à couvrir l'extrémité du bâtonnet de quelques tours de ruban adhésif. Les extrémités d'enroulements peuvent être collées, sur le papier calque servant de support, à l'aide d'un peu de cire HF.

L'enroulement PO comporte 41 spires en fil divisé de 20 à 30 brins de 0,05 à 0,07 mm de diamètre, et il occupe sur une longueur totale de 61,5 mm, c'est-à-dire que l'espacement est de 1,5 mm entre les axes de deux spires consécutives. Pour faci-



B. - Partie supérieure de l'adaptateur, bâtonnets et bobinage : Les deux bâtonnets de ferrite sont maintenus sur un petit boîtier en matière plastique.

liser le travail de bobinage, on pourra, au préalable, tracer, sur le papier calque, des traits distants de 1,5 mm puis enrouler en faisant passer chaque spire au-dessus d'un trait. Il n'est pas indispensable que l'enroulement soit absolument régulier.

Pour la gamme GO, le bobinage comporte 135 spires, fil plein d'un diamètre de 0,2 mm environ, isolation émail ou soie. La longueur de l'enroulement sera encore de 61 mm environ. On pourra obtenir un enroulement assez régulier, si on bobine parallèlement deux fils, dont l'un peut être un fil à coudre, car on le retire après avoir fixé les extrémités du fil

métallique. Les prises d'antenne sont à placer à 1/8 environ du nombre total de spires.

Lors du montage des bâtonnets, il convient d'éviter strictement toute pièce métallique. On pourra donc faire appel à un petit boîtier en matière plastique, comme dans le cas de la maquette (boîtier Teko P/2). Dans les bords de ce boîtier, on pratiquera des incisions triangulaires, destinées à recevoir les bâtonnets. Ces derniers pourront être fixés par une ficelle en nylon ou, à la rigueur, par des « élastiques » en caoutchouc.

Pour rendre l'antenne orientable, on a fixé le fond du

boîtier en matière plastique sur une tige filetée de 6 mm qui se trouve guidée par un tube métallique. Dans le cas de la maquette, ce tube (il s'agit d'une pièce récupérée sur un vieux fer à souder) possède un épaulement en forme de flasque, permettant une fixation aisée sur le dessus du boîtier de l'adaptateur. A l'extrémité inférieure de la tige filetée, on a disposé, immédiatement en-dessous de la face intérieure du boîtier de l'adaptateur, d'abord une rondelle élastique de freinage (une rondelle en feutre conviendrait également), puis une rondelle métallique, et enfin deux écrous, bloqués l'un contre l'autre.

Les fils de liaison, entre les deux boîtiers (l'orientable et le fixe) ne posent guère de problème pour la gamme GO, ni pour les prises d'antenne. On aura avantage à utiliser du fil divisé, de même type que pour l'enroulement PO. Mais dans le cas des fils de descente de cet enroulement, les choses ne se passent pas d'une façon aussi simple. Car si on torsade les fils, on observe à la fois une perte (par effet diélectrique) de 20 % environ de l'énergie HF, et une capacité propre qui, s'ajoutant à la capacité résiduelle du condensateur variable, peut faire qu'on ne couvre plus toute la gamme (520 à 1 610 kHz). Quand on

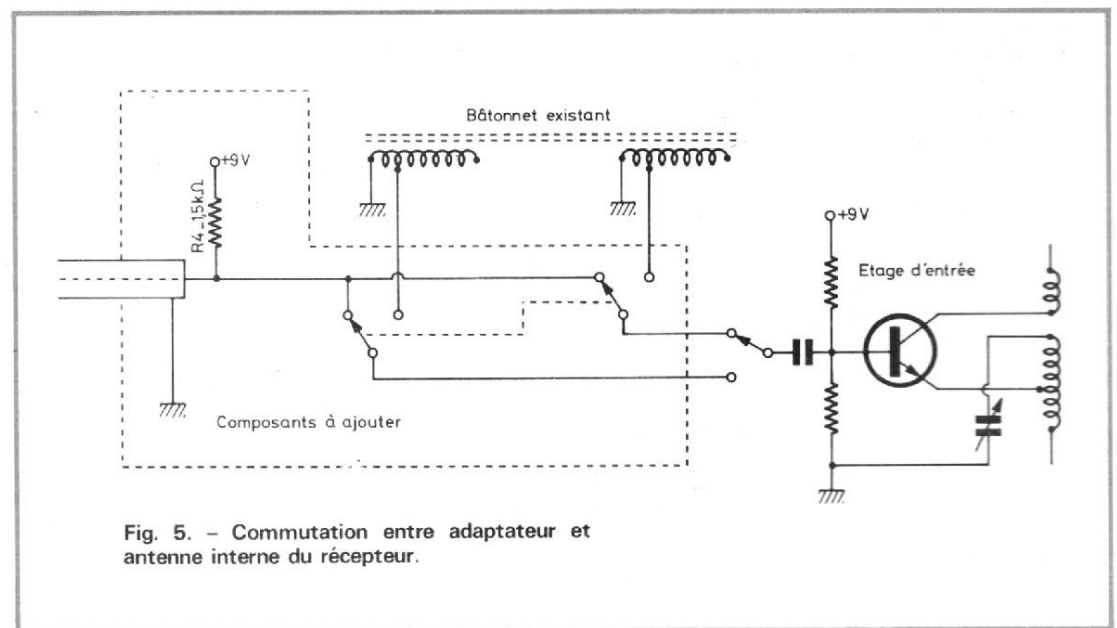


Fig. 5. - Commutation entre adaptateur et antenne interne du récepteur.

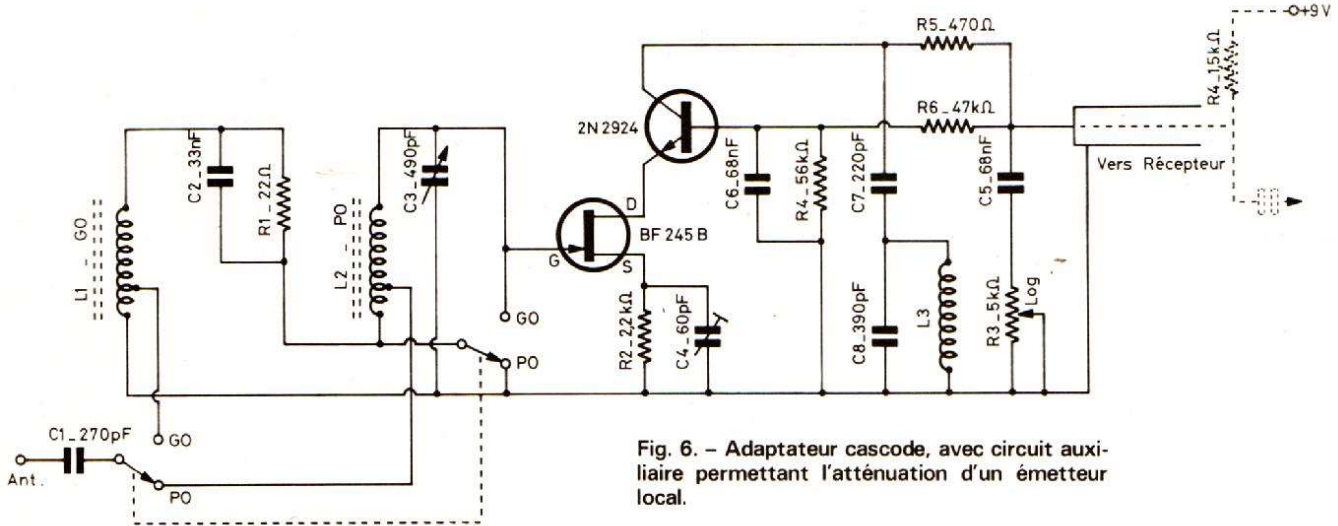


Fig. 6. - Adaptateur cascade, avec circuit auxiliaire permettant l'atténuation d'un émetteur local.

ne torsade pas les fils de liaison, leur distance varie fortement lorsqu'on oriente l'antenne. Comme cela équivaut à une variation de capacité, on est constamment obligé de retoucher l'accord, ce qui n'est guère commode. La solution optimale qui a été trouvée après de multiples essais, consiste dans l'utilisation d'un fil divisé de bobinage, sous soie, qu'on entoure d'une « guirlande » relativement serrée en fil de nylon (gaine d'une ficelle de cadran, par exemple). On se prépare

deux morceaux de fil ainsi « enguirlandés », puis on les torsade. Mais prenez bien du fil de nylon, et non pas du coton, car les pertes diélectriques sont loin d'être les mêmes pour tous les textiles.

CONNEXION SUR LE RÉCEPTEUR EXISTANT

Si on veut connecter l'adaptateur de manière définitive sur le récepteur existant, il

suffit de chercher, dans ce récepteur, le condensateur qui accède à la base du transistor d'entrée. On désoude celle des deux connexions de ce condensateur qui n'est pas reliée à la base du premier transistor, et on y connecte la sortie du câble ainsi que R_4 , comme cela est indiqué dans la figure 3. Si c'est le positif de l'alimentation qui se trouve à la masse, dans le récepteur, il suffit de connecter R_4 vers la masse, et l'armature du câble sur le négatif de l'alimentation. Si le condensateur

d'entrée du premier étage du récepteur n'est pas facilement accessible, on peut déconnecter les deux fils menant sur les prises des enroulements PO et GO du bâtonnet existant, et connecter la sortie du câble de l'adaptateur, ainsi que R_4 , simultanément sur ces deux fils. Ce mode de connexion permet également de conserver le fonctionnement de la gamme « ondes courtes » du récepteur existant.

On y fait appel dans le montage de commutation de la

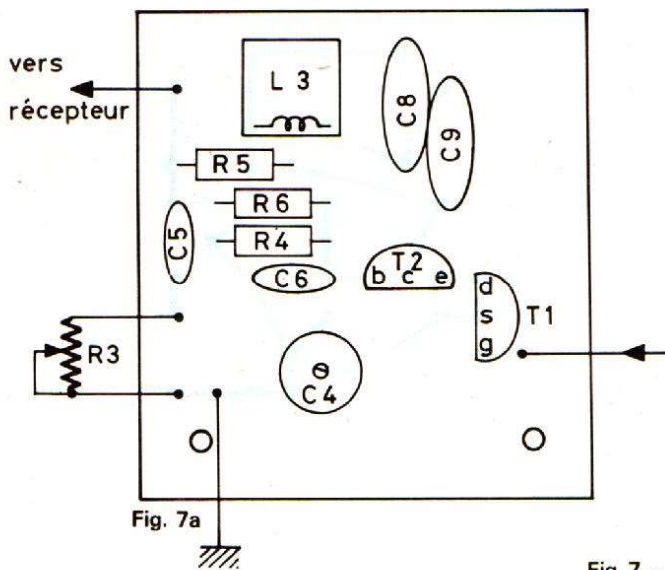


Fig. 7a

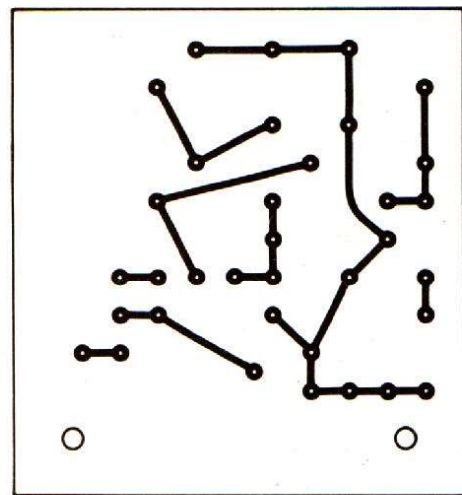


Fig. 7b

Fig. 7. - Platine imprimée pour l'adaptateur de la figure 6.

figure 5, qui permet de travailler, au choix, soit avec l'antenne propre du récepteur, soit avec l'adaptateur. Cela permet de mettre en évidence les énormes différences des deux modes de fonctionnement, quant à la qualité de la réception. De plus, la commutation permet évidemment de s'affranchir de l'adaptateur et de ses exigences d'ajustage, quand c'est seulement une station locale qu'on veut écouter. On peut également prévoir une prise coaxiale, sur le câble d'entrée, pour pouvoir déconnecter rapidement l'adaptateur.

Actuellement, les étages d'entrée de pratiquement tous les récepteurs du commerce sont conçus suivant le principe indiqué dans la figure 3. D'autres conceptions sont, toutefois, pour le moins imaginables. En pareil cas, la solution la plus immédiate consistera à recâbler l'étage d'entrée du récepteur, de façon à le faire fonctionner suivant le principe indiqué dans la figure 3.

ATTÉNUATION DE L'ÉMETTEUR LOCAL

Dans un récepteur se trouvant à moins de 30 km d'un émetteur puissant, cet émetteur crée ce qu'on appelle des « battements différentiels ou d'harmoniques ». Dans la région parisienne, le plus connu de ces battements est celui qui se manifeste par un sifflement désagréable sur la station de Droitwich, et qu'on observe avec tous les récepteurs qui travaillent avec une fréquence intermédiaire voisine de 460 kHz. Lors de la réception de Droitwich (200 kHz), l'oscillateur local travaille sur $200 + 460 = 660$ kHz et il produit alors, avec la fréquence de 863 kHz de l'émetteur de Villebon

(France Culture) un battement différentiel de $863 - 660 = 203$ kHz qui entre, à son tour, en battement avec les 200 kHz de Droitwich pour donner naissance à un sifflement sur une fréquence de 3 kHz. D'autres battements peuvent être provoqués par les harmoniques de l'oscillateur local.

Par sa meilleure sélectivité, l'adaptateur permet certes d'atténuer ces battements. Mais comme il est également un amplificateur, l'effet global risque de ne pas être très convaincant, quand on est obligé d'utiliser au maximum cette possibilité d'amplification. Lorsqu'on est très gêné par un émetteur local, on aura donc avantage à compléter l'adaptateur par un circuit d'absorption, accordé sur la fréquence de l'émetteur local.

Quand on cherche à placer un tel circuit directement sur la connexion de drain du transistor de la figure 3, on constate qu'il réagit, par la capacité gate-drain, sur le circuit d'entrée, si bien que la courbe de bande passante ne ressemble plus du tout à ce qu'on avait été si content de trouver dans la figure 2 (courbe C). Cette constatation a mené à

l'établissement du montage cascade de la figure 6, dans lequel la réaction interne reste négligeable. Le circuit d'absorption y est constitué par C_7 , C_8 et L_3 . Ce bobinage a été réalisé avec un transformateur de fréquence intermédiaire du type « transistor », débarrassé de son enroulement original, et rebobiné avec 50 spires de fil divisé de 10 brins de 0,07 mm, sous soie. A l'aide du noyau d'ajustage, on procède à l'accord exact sur la fréquence à rejeter. Si la fréquence à atténuer est différente de 863 kHz, on pourra déterminer approximativement le nombre de spires par une règle de trois, sachant que le nombre de spires est inversement proportionnel à la fréquence. Si on ne tombe pas, du premier coup, sur le nombre de spires exigé, on pourra néanmoins déterminer, en déconnectant et reconnectant le bobinage, sur quelle partie de la gamme son effet d'absorption s'opère. Puis, on pourra modifier le nombre de spires en conséquence, ou, si la différence en fréquence est faible, agir sur la valeur de C_8 .

La figure 7 montre le plan d'implantation qui a été utilisé, dans la maquette, pour la

réalisation du schéma de la figure 6. La figure 8 rend compte de l'effet du circuit d'absorption. Le niveau 0 dB est celui qu'on obtient lorsque ce circuit se trouve déconnecté. Sur la fréquence de réjection, l'atténuation est de 40 dB. Bien entendu, on observera inévitablement une certaine atténuation aussi sur les autres fréquences, notamment en voisinage immédiat de la fréquence de réjection. Il pourra donc être utile de prévoir une commutation, permettant la coupure du circuit d'absorption, notamment lorsqu'on écoute tard dans la nuit, quand l'émetteur local ne travaille plus.

MISE EN SERVICE DE L'ADAPTATEUR

Pour les deux versions de l'adaptateur, les modalités de mise en service sont identiques. On fera les premiers essais sur une fréquence relativement basse de la gamme PO, entre 520 et 650 kHz environ. Successivement, on accorde le récepteur et l'adaptateur sur la fréquence de réception. Lors de l'accord de ce dernier, on observera une modification de la tonalité du signal reçu, du fait du rétrécissement de la largeur de bande.

Avant de passer à l'autre extrémité de la gamme PO (1 500 à 1 600 kHz, on ajustera C_4 au minimum. Ensuite, ayant obtenu la réception d'une station dans la plage des fréquences mentionnées, on augmente C_4 jusqu'à ce qu'on observe des oscillations spontanées. Celles-ci se manifesteront par une augmentation brusque de la déviation de l'indicateur d'accord du récepteur, ou encore par des sifflements et un bruit plus intense. On ramènera alors la valeur de C_4 à un point situé légèrement en-dessous de la limite d'entretien des oscillations.

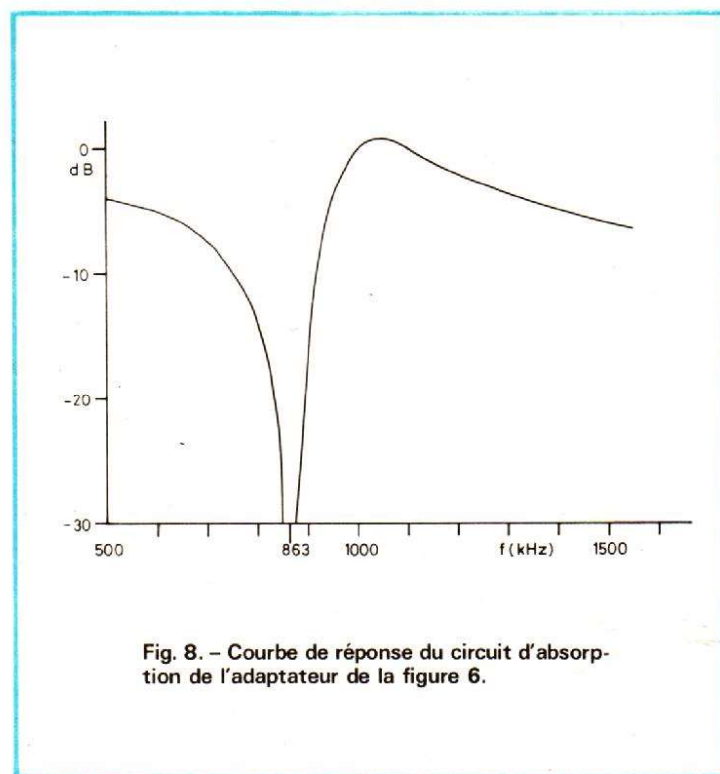
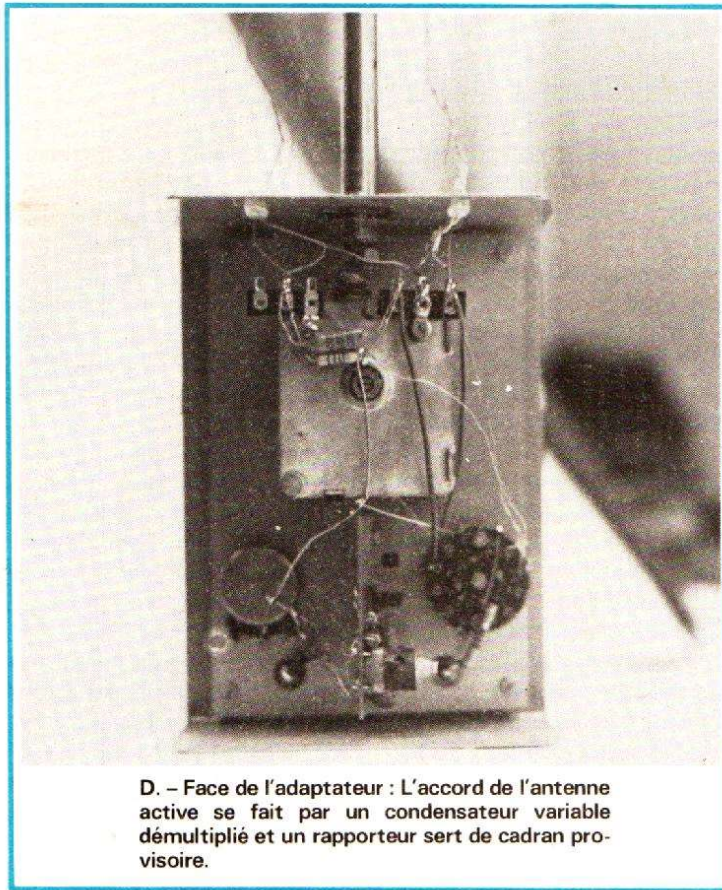


Fig. 8. - Courbe de réponse du circuit d'absorption de l'adaptateur de la figure 6.

Par des essais de réception, on pourra se rendre compte du rétrécissement de largeur de bande ainsi obtenu, et on pourra éventuellement retoucher C_4 de façon à obtenir une écoute plus confortable.

Ensuite, on pourra encore vérifier, si le condensateur variable couvre bien toute la gamme PO. Si ce condensateur possède un trimmer, on pourra l'ajuster de façon que, lorsque ce condensateur est « ouvert » (toutes les lames sorties), la fréquence de réception soit égale à 1 620 kHz. A l'autre extrémité de la gamme (condensateur variable entièrement fermé), on devra être accordé sur 520 kHz environ. Si cela n'est pas le cas, on agira sur le nombre de spires de l'enroulement du bâtonnet. En GO, il suffit de vérifier la fréquence inférieure (150 kHz).

Il n'est pas nécessaire de disposer d'un générateur HF pour ces vérifications, ni de



D. - Face de l'adaptateur : L'accord de l'antenne active se fait par un condensateur variable démultiplié et un rapporteur sert de cadran provisoire.

recevoir une station sur les fréquences indiquées. Il suffit d'accorder le récepteur sur la fréquence qu'on veut vérifier, et d'observer la modification (ou « coloration ») caractéristique du bruit de fond, qui se produit quand adaptateur et récepteur sont accordés sur une même fréquence.

Lors de la première utilisation, le nombre de réglages (deux d'accord, deux de niveau, et l'orientation du bâtonnet) risque de paraître déroutant. Mais l'apprentissage ne durera pas longtemps, et on constatera très rapidement que l'adaptateur permet non seulement de capter un plus grand nombre de stations, mais aussi de les recevoir d'une façon nettement plus agréable qu'avec un récepteur de type courant.

H. SCHREIBER

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

3 NOUVEAUX TÉLÉVISEURS KORTING

La société Simet qui distribue en France les appareils de la marque Körting a présenté courant décembre à la presse spécialisée trois nouveaux téléviseurs couleur monostandard Secam.

Ces trois téléviseurs sont équipés d'un tube image « Précision in Line » (PIL).

Le modèle 57734 est équipé d'un tube de 67 cm. 12 touches sensibles lumineuses permettent de sélectionner électroniquement le programme désiré par un simple effleurement. Les commandes électroniques de luminosité, contraste, teinte couleur, volume et tonalité sont cachées par une trappe. Une commande automatique de fréquence C.A.F. assure un réglage parfait sur les émetteurs. La douzième touche sensible commute automatiquement avec VCR (Magnétoscope).

Caractéristiques techniques

Téléviseur couleur intégralement transistorisé, équipé de 30 transistors, 13 circuits intégrés, 5 thyristors, 82 diodes, 2

redresseurs, 3 autres semi-conducteurs. 1 tube image A67610X avec blindage magnétique et démagnétisation automatique.

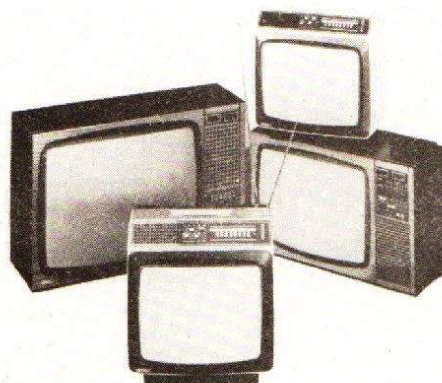
Tuner électronique UHF avec 12 senseurs et 12 index de réglage.

Entrée d'antenne : UHF 75 Ω co-axial. Puissance de sortie son : 3 W. Alimentation 220 V.

Dimensions : 77 x 51 x 42 cm.

Couleur boîtier : noyer foncé, verni polyester.

Façade du boîtier : noyer naturel anti-reflets.



LE TÉLÉVISEUR KORTING 57632

Ce téléviseur est équipé d'un tube PIL de 51 cm, il comporte 8 touches de présélection.

Dimensions de l'ébénisterie : env. 63 x 42 x 40 cm.

Couleur : ébénisterie noyer foncé, polyester verni, front de l'ébénisterie : noyer naturel. Anti-reflet.

LE TÉLÉVISEUR KORTING 57534

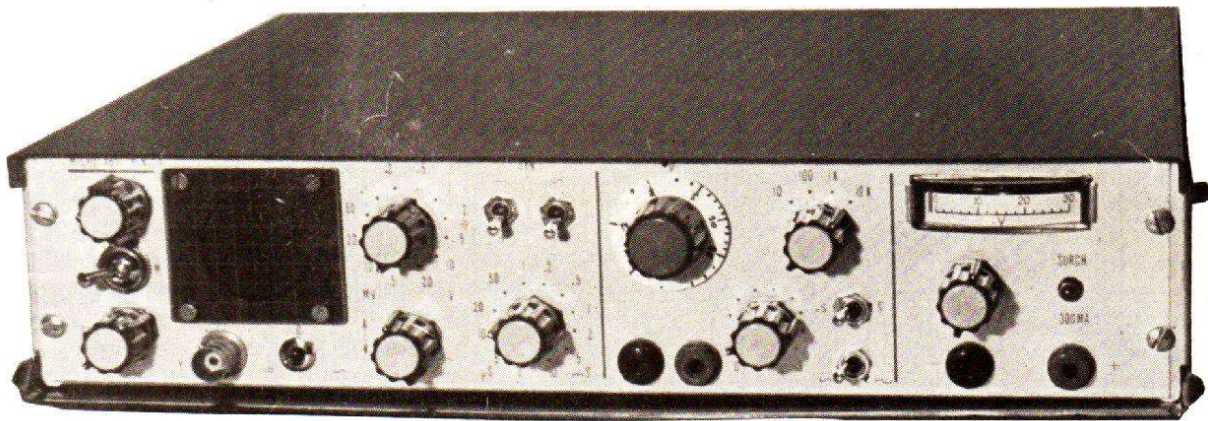
Ce téléviseur est équipé d'un tube PIL de 42 cm, il comporte 8 touches de présélection.

Dimensions de l'ébénisterie : 41 x 43 x 40 cm.

Cet appareil existe en deux présentations : blanc ou combinaison noir/argent, le boîtier est en polystyrène, résistant aux chocs.

Ces trois appareils sont distribués par la société Simet dont voici la nouvelle adresse : 65, rue P.-Semard, 93130 Noisy-le-Sec, tél. 845.81.59.

Pour résoudre le problème de manque de place...
 Pour être prêt à travailler tout de suite...
 Pour emporter votre laboratoire complet...
DANS LA PLUS PETITE VALISE, REALISEZ



UN MINI-LABORATOIRE INTEGRE

DE tous les problèmes auxquels se trouve confronté l'électronicien amateur, celui de l'encombrement par les appareils de mesure est, sans doute, un des plus cruciaux, et parmi les plus irritants.

Dès qu'un amateur souhaite dépasser le stade de la reproduction pure et simple de petits montages, et mettre au point ses réalisations, effectuer des mesures sérieuses, voire concevoir lui-même quelques prototypes, son rêve devient de disposer du minimum d'appareils indispensables à un travail efficace. Il faut alors, pour les expérimentations de base, une alimentation stabilisée, un générateur basse fréquence, et un oscilloscope.

Mais rares sont ceux qui disposent d'un local spécialement affecté à l'électronique, ou même d'un coin bien à eux, pour y organiser le studieux désordre où se complait tout technicien digne de ce nom. Alors naissent les conflits avec l'entourage, et l'obligation de serrer chaque soir, au fond d'une armoire trop exiguë, un oscilloscope qui ne tient pas en profondeur, une alimentation trop lourde, un générateur encombrant. Ah ! Si tout cela pouvait tenir en une seule petite boîte !

Soyez heureux : tout cela tiendra en une seule petite boîte, de 30 cm de largeur, 23 cm de profondeur, et seulement 6,5 cm de hauteur. La photographie ci-dessus en témoigne...

Les faibles dimensions de ce « laboratoire » dont nous vous proposons la construction, ne nuisent nullement à son efficacité, puisqu'il renferme une alimentation stabilisée, un générateur basse fréquence, et un oscilloscope à base de temps déclenchée, passant du continu à 2,5 MHz.

Voici d'ailleurs résumées, ci-dessous, les caractéristiques de ces principaux appareils :

Alimentation stabilisée :

- Tension de sortie réglable de 0 à 25 volts
- intensité maximale : 300 mA
- protection contre les court-

circuits, avec indicateur de surcharge

- stabilisation : $5 \cdot 10^{-3}$ du circuit ouvert à la charge maximale ; $2 \cdot 10^{-3}$ pour des variations de $\pm 10\%$ du secteur
- ondulation résiduelle ≤ 1 mV à 100 Hz, pour un débit de 250 mA.

Générateur BF :

- de 20 Hz à 200 kHz en quatre gammes
- signaux sinusoïdaux de 0 à 5 volts crête à crête (en 2 gammes)
- signaux rectangulaires de 0 à 5 volts crête à crête (en 2 gammes)

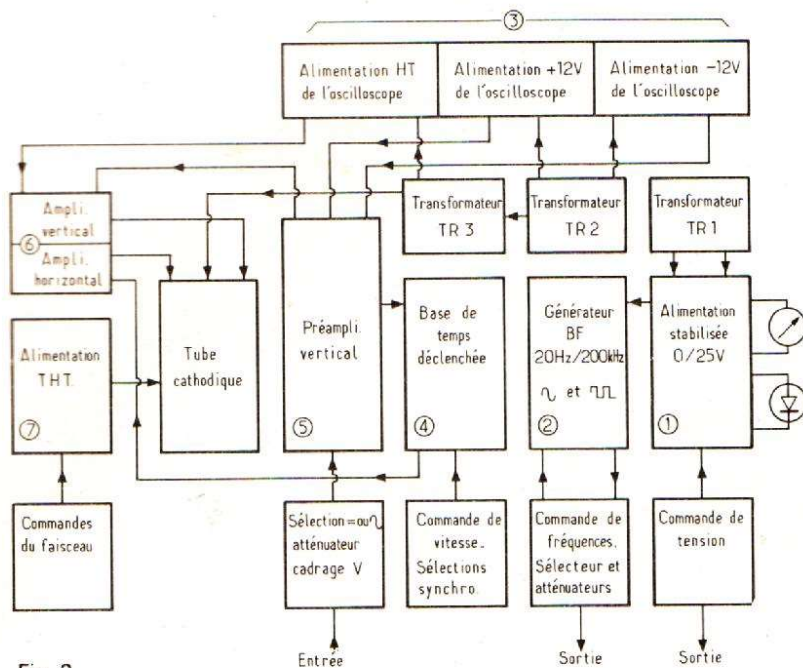


Fig. 2

— temps de montée et de descente en rectangulaires ≤ 70 ns

— stabilisation d'amplitude : + 0 dB, - 2 dB sur l'ensemble de la gamme.

Oscilloscope :

— affichage sur tube circulaire de 3 cm

— bande passante du continu à 2,5 MHz, à 3 dB

— temps de montée ≤ 150 ns

— base de temps déclenchée, de $8 \mu\text{s}/\text{div}$ à $10 \text{ms}/\text{div}$ (divisions de 5 mm)

— sensibilité verticale de $5 \text{mv}/\text{div}$ à $20 \text{v}/\text{div}$ (divisions de 5 mm)

— dérive thermique : non mesurable sur l'écran après 10 minutes de fonctionnement.

A - CONFIGURATION SYNOPTIQUE DU « LABORATOIRE INTÉGRÉ »

Avant d'aborder la description détaillée, et les conseils pratiques de réalisation, de chacun des sous-ensembles qui contribuent à la structure de notre « laboratoire », il ne

nous semble pas inutile d'en exposer synoptiquement l'articulation générale.

Une conception quasi-philosophique (qu'on nous pardonne l'ambition du terme !) nous a, en effet, conduit à choisir délibérément des solutions volontairement orientées vers l'amateurisme, et qui sans doute feraient frémir un constructeur professionnel. Celui-ci, par exemple, désireux de lancer sur le marché un appareil du type de celui que nous proposons, aurait fait soustraire, ou aurait étudié lui-même, un transformateur d'alimentation moins encombrant, et plus économique sur un marché important, que l'ensemble de nos trois transformateurs. Mais ceux-ci seront accessibles à tous les amateurs chez la majorité des revendeurs, ce qui nous semble essentiel.

La décomposition en 7 sous-ensembles de notre « laboratoire », qu'illustre la figure 2, repose plus sur un souci pratique que sur des considérations logiques. Chaque sous-ensemble correspond, en effet, à l'un des circuits imprimés que le réalisateur devra construire. Les

ayant arbitrairement notés de 1 à 7, nous en donnons ci-dessous la liste sommairement commentée.

1) Alimentation stabilisée :

Attaquée par le transformateur TR₁, elle en reçoit les basses tensions alternatives qui, redressées et filtrées, sont ensuite électroniquement stabilisées. Le même module comprend les circuits de protection contre les surcharges, et se trouve complété d'une part par les commandes disposées en façade de l'appareil (réglage de la tension de sortie), et par les dispositifs d'affichage (voltmètre, indicateur de surcharge). Une sortie annexe fournit la tension qui alimente le générateur BF. Deux bornes de sortie permettent de disposer des tensions élaborées.

INVITE À LA MÉDITATION

Cet appareil, dont la description s'étendra vraisemblablement sur cinq numéros de la revue, s'écarte sensiblement des réalisations pratiques habituellement proposées à nos lecteurs. Nous espérons qu'il intéressera beaucoup d'entre eux, et que la maquette originale pourra s'enorgueillir, dans quelques mois, de la naissance de nombreuses petites sœurs.

Il nous appartient cependant d'attirer loyalement l'attention sur la solide expérience, pratique et théorique, que nécessite l'entreprise. Les quelques photos jointes à cette mise en garde, et prises lors des étapes ultimes du câblage, ne visent pas à décourager, mais à prévenir : le « minilaboratoire » comporte 42 transistors, et un circuit intégré ; ses différents sous-ensembles se répartissent sur 8 circuits imprimés, souvent compacts ; le câblage étend sur cet ensemble un impressionnant réseau de fils.

Ce sont là, quelque attention que nous ayons tenté de porter à une description détaillée, des éléments qui doivent faire réfléchir. A l'amateur n'ayant pas, dans des réalisations déjà complexes, affirmé sa capacité d'accès au terme d'un travail délicat, étalé sur de très nombreuses dizaines d'heures, nous déconseillons d'investir un millier de francs environ dans une entreprise qui resterait vouée à l'échec. Le Haut-Parleur a publié, et publiera, des réalisations plus simples. Dans de premières étapes, mieux vaut réussir celles-ci, plutôt qu'abandonner à l'état de semi-épreuve un projet trop ambitieux.

Terminons maintenant sur une note plus optimiste : l'auteur a éprouvé beaucoup de satisfactions en concevant et en fabriquant ce minilaboratoire. Il en éprouve plus encore à l'utiliser, et espère partager bientôt cette euphorie.

2) Générateur BF :

Ce circuit regroupe l'oscillateur sinusoïdal, et une bascule bistable qui délivre les signaux rectangulaires. Il comporte sa propre stabilisation en tension, par diodes zéner et transistor. En façade, il est relié aux commandes de fréquence (sélecteur de gamme et variation continue à l'intérieur de chacune d'elles), au commutateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires, et aux atténuateurs qui précèdent les bornes de sortie.

3) Alimentations de l'oscilloscope :

Compte non tenu des circuits THT, le fonctionnement des différents circuits de l'oscilloscope requière trois tensions : d'une part, des tensions de ± 12 volts stabilisées ; d'autre part, une haute tension de + 15 000 volts, non stabilisée ; mais électroniquement filtrée. Toutes sont élaborées dans le circuit N° 3, attaqué à la fois par le transformateur TR₂, qui travaille en abaisseur de tension, et par le transformateur TR₃ qui travaille au contraire en élévateur.

A partir de TR₃, un multiplicateur fournit aussi la THT, mise en forme et convenablement divisée ensuite dans le circuit N° 7.

4) Base de temps :

Ce module regroupe les circuits de mise en forme des

signaux de synchronisation, prélevés sur le préamplificateur vertical, et le générateur de balayage, qui fournit les tensions en dents de scie appliquées à l'amplificateur horizontal, et les tensions d'allumage du spot, nécessaires dans toute base de temps de type déclenché.

Les commandes qui y sont associées, disponibles sur la façade de l'appareil, concernent les différents modes de synchronisation (polarité, origine), et le choix de la vitesse de balayage.

5) Préampli vertical :

Voilà, sans doute, l'un des circuits les plus « ambitieux » du laboratoire. Pour disposer d'une large bande passante, nous n'avons pas hésité, en effet, à traiter de façon très sérieuse les premiers étages d'amplification, qui englobent en même temps la sélection des entrées « continu » et « alternatif », ainsi que la commande de cadrage vertical.

Ces deux dernières se retrouvent en façade. On y disposera aussi de l'atténuateur vertical, compensé en fréquence, qui donne douze positions d'atténuation calibrées, de 5 mV par division à 20 volts par division.

6) Amplificateurs vertical et horizontal :

Pour balayer toute la surface de l'écran du tube catho-

dique, il est nécessaire de disposer de tensions de plusieurs dizaines de volts. Les signaux pris, d'une part à la sortie du préamplificateur vertical, d'autre part à la sortie du générateur de balayage de la base temps, et dont l'amplitude ne dépasse pas quelques volts, subissent donc dans ce double module une nouvelle amplification.

Compte-tenu des exigences sur la tension de sortie, l'alimentation s'effectue sous 150 volts, fournis par le module N° 3.

7) Alimentation T.H.T. :

Les différentes électrodes du tube cathodique demandent des tensions continues atteignant plusieurs centaines de volts. Certaines d'entre elles doivent être réglables, car elles déterminent la luminosité ou la focalisation du faisceau. On retrouvera donc ces deux réglages sur la façade de l'appareil.

B - L'ALIMENTATION STABILISÉE

I - LE SCHÉMA THÉORIQUE (figure 3) :

Le transformateur TR₁, d'une puissance de 10 VA, comporte deux enroulements secondaires de 14 volts, groupés en série pour obtenir une

tension efficace de 28 volts. Un condensateur C₁ de 100 nF, absorbe les éventuelles pointes que pourrait véhiculer le secteur.

Quatre diodes D₁ à D₄, de type 1N 4004, assurent le redressement des deux alternances. Elles sont suivies du condensateur de filtrage C₂, électrochimique de 470 μ F, qui doit pouvoir supporter une tension de service d'au moins 40 volts.

La tension de référence est obtenue par la mise en cascade de deux cellules stabilisatrices. La première utilise la diode Zéner DZ₁, de 12 volts, associée à la résistance R₆ de 1,5 k Ω . La deuxième, afin d'obtenir une bonne stabilisation en température, est construite autour d'une diode zéner de 6,2 volts, DZ₂, alimentée, à partir de la tension préstabilisée de 12 volts, à travers la résistance R₇ de 3,3 k Ω . Finalement, le potentiomètre linéaire P₁, de 10 k Ω , permet d'appliquer sur la base de T₄ une tension ajustable entre 0 et 6,2 volts.

Ce transistor T₄, NPN de type BC 317, joue le rôle de comparateur. En effet, outre la tension de référence appliquée sur sa base, il reçoit sur son émetteur une fraction de la tension de sortie, prélevée sur le point milieu du pont des résistances R₈ de 1,5 k Ω et R₉ de 330 Ω .

Le courant entrant dans le collecteur de T₄, doit sortir de

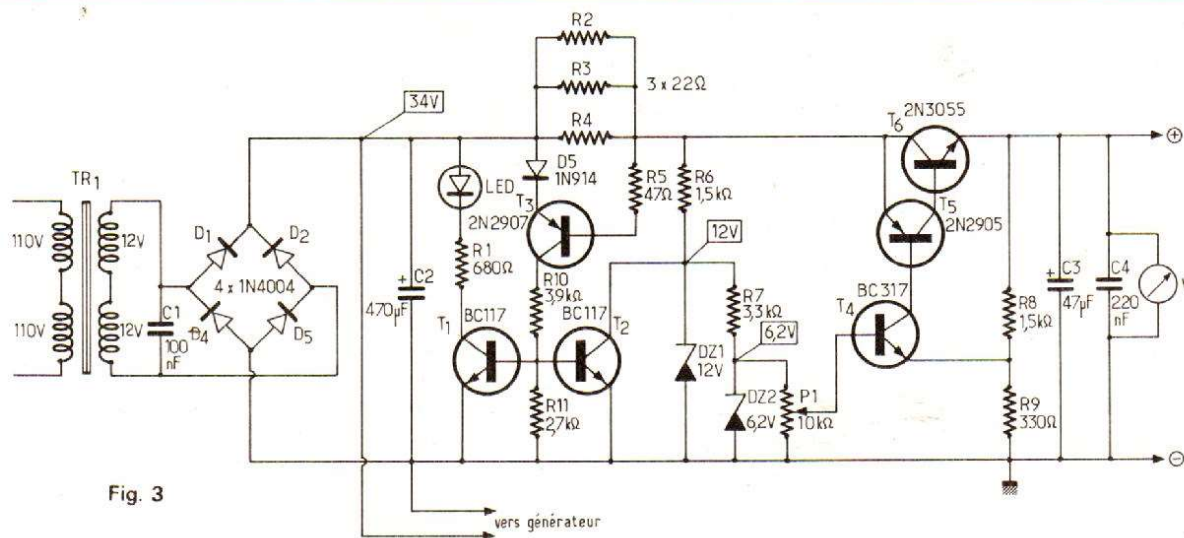


Fig. 3

la base du transistor ballast, pour lequel il conviendrait donc de choisir un NPN de puissance. En fait, pour obtenir un gain en courant élevé, nous avons associé les transistors T_5 (PNP de type 2N 2905) et T_6 (NPN de type 2N 3055 ou 180 T_2), ou un montage équivalent à un transistor PNP unique de très grand gain.

Le filtrage est complété, en sortie, par le condensateur électrochimique C_3 de $47 \mu\text{F}$ (tension de service 25 volts), et par le condensateur C_1 de 220 nF . Un voltmètre donnant sa pleine déviation pour 30 volts, permet de lire la tension délivrée.

Les circuits limiteurs d'intensité :

Sur une alimentation de laboratoire, les surcharges et les court-circuits sont des accidents fréquents. En l'absence d'un dispositif de protection, ils entraînaient, pour le moins, la destruction du transistor ballast.

Le mode de protection retenu consiste en une limitation de l'intensité maximale débitée, et met en jeu les transistors T_2 et T_3 . R_2 , R_3 et R_4 sont trois résistances de 22Ω , 0,5 watt, branchées en parallèle, donc équivalentes à une résistance unique de 7Ω , et pouvant supporter 1,5 watt. Tant que l'intensité qui traverse cet ensemble est inférieure à 300 mA, la chute de tension n'y atteint pas 2 volts. Dans ces conditions, grâce à la diode 1N914 D_5 qui élève son seuil de conduction, le transistor PNP T_3 , de type 2N 2907, reste bloqué. Aucun courant ne traverse R_{10} et R_{11} , et le transistor T_2 , bloqué, se comporte comme un interrupteur ouvert.

Supposons maintenant que le courant débité par l'alimentation dépasse 300 mA. T_3 conduit, ce qui entraîne très rapidement la saturation de T_2 . Ce dernier transistor devient alors équivalent à un interrupteur fermé. Il court-circuite DZ_1 , et la tension de sortie tombe à zéro tant que dure la cause de la surcharge.

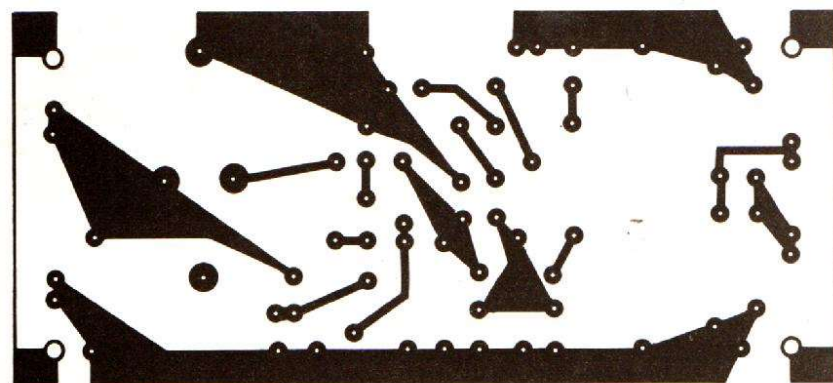


Fig. 4

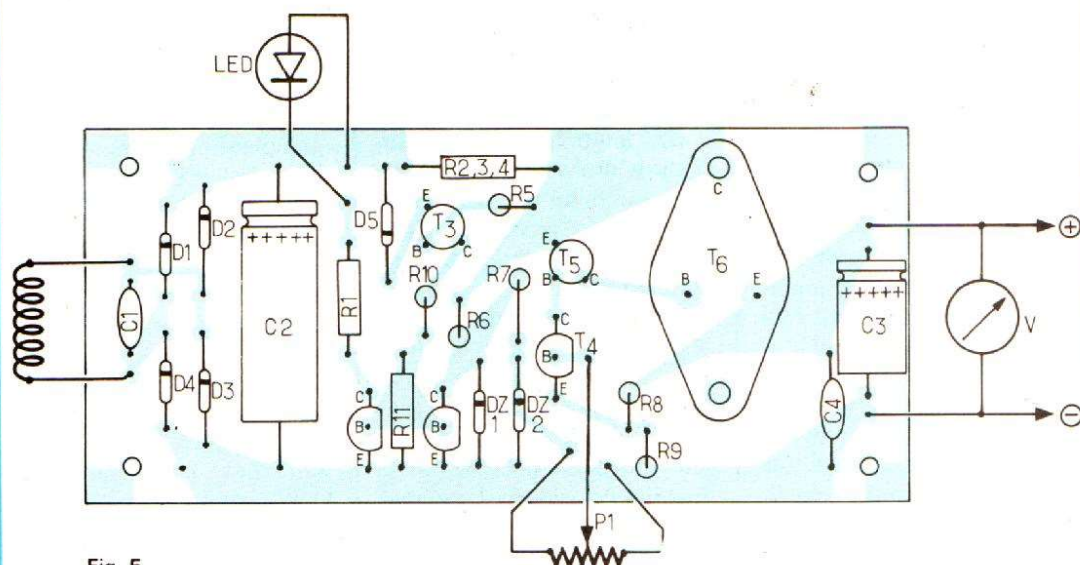


Fig. 5

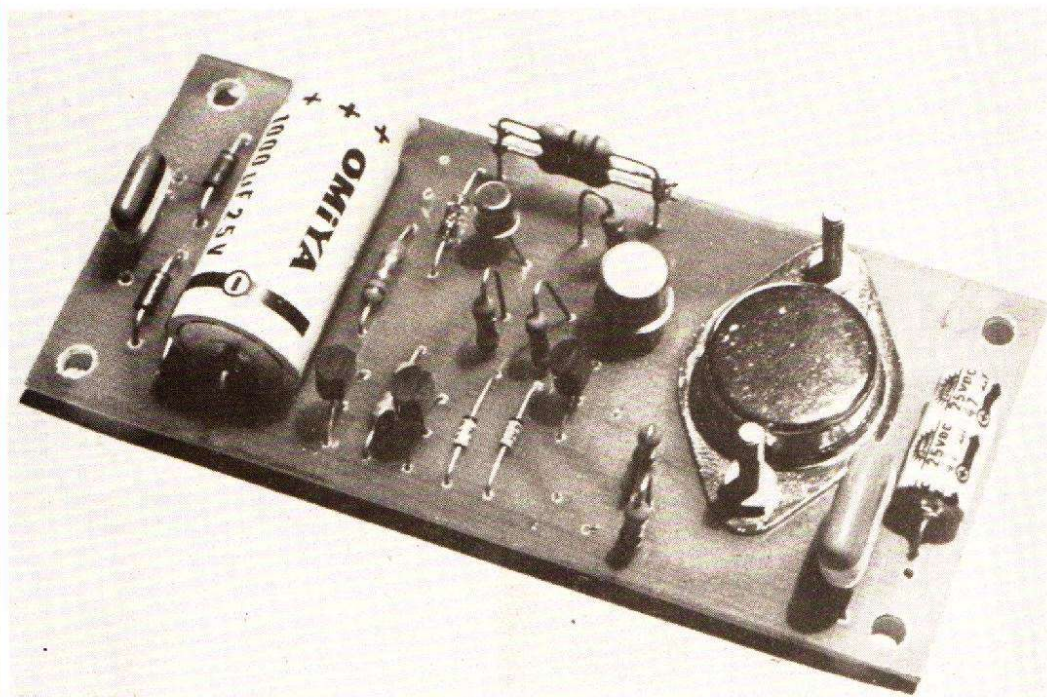


Fig. 6. - L'alimentation 0/30 V.

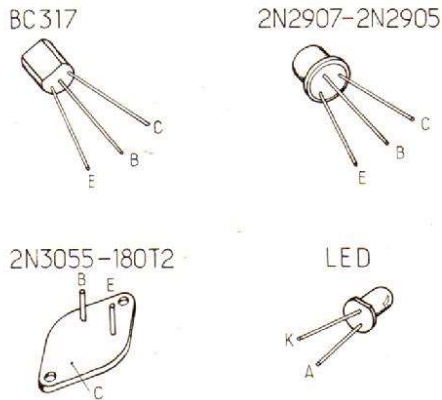


Fig. 7

L'avertisseur de surcharge :

Dès qu'une surcharge intervient, la tension de sortie cesse d'être stabilisée. Il est donc utile que l'opérateur en soit immédiatement avisé.

Dans ce but, nous avons introduit le transistor T_1 , NPN de type BC 317, qui conduit en même temps que T_2 . T_1 commande, à travers la résistance R_1 de 680Ω destinée à limiter son courant de collecteur, la diode électroluminescente « LED ». Cette dernière est donc éteinte en fonctionnement normal, et s'allume dès l'apparition d'une surcharge.

II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET LE CÂBLAGE :

L'alimentation est câblée sur un circuit imprimé de 5 cm de largeur sur 11 cm de longueur. La figure 4 donne le dessin de ce circuit, vu par sa face cuivrée, à l'échelle 1. On trouvera le schéma de câblage dans la figure 5, que complète la photographie de la figure 6.

Comme on peut le constater, il n'a pas été prévu de radiateur pour le transistor de puissance, dont le boîtier suffit à évacuer la chaleur dissipée en fonctionnement normal. On veillera à ne pas prolonger d'éventuels court-circuits : cette précaution est facile à respecter, grâce à l'indicateur de surcharge.

Certains composants de l'alimentation sont évidemment reportés sur le panneau avant : voltmètre d'affichage, potentiomètre de réglage de la tension de sortie, diode in-

dicatrice de surcharge, ainsi que les douilles de sortie. Ces deux dernières seront isolées du châssis, pour disposer d'une sortie flottante.

La photographie montre clairement comment les résistances R_2 , R_3 et R_4 ont été associées. Cette solution évite la recherche d'une résistance de 1,5 ou 2 watts, pas toujours facile à trouver chez tous les revendeurs.

III - ESSAI DE L'ALIMENTATION :

Chaque fois que l'opération est possible, nous conseillons vivement de tester séparé-

ment chaque module, afin d'éviter le risque d'un dépannage irritant dans l'ensemble terminé et câblé.

Ici, il suffira de raccorder provisoirement le potentiomètre P_1 , le transformateur TR_1 dont le primaire sera relié au secteur, la diode électroluminescente, et le voltmètre de sortie (ou même un simple contrôleur).

A moins d'une erreur de câblage, le montage doit fonctionner du premier coup. La figure 3 rappelle, éventuellement, les tensions qu'on doit lire en différents points du circuit.

Pour tester le limiteur d'intensité, on branchera en sortie un ampèremètre continu (calibre 0,5 A ou 1 A), qui constituera lui-même la charge. L'intensité lue doit être comprise entre 250 mA et 350 mA, et la diode électroluminescente doit s'allumer.

IV - LISTE DES COMPOSANTS DE L'ALIMENTATION :

Résistances 0,5 watt 5 % : R_1 : 680Ω ; R_2 : 22Ω ; R_3 : 22Ω ; R_4 : 22Ω ; R_5 : 47Ω ; R_6 : $1,5 \text{ k}\Omega$; R_7 : $3,3 \text{ k}\Omega$; R_8 :

$1,5 \text{ k}\Omega$; R_9 : 330Ω ; R_{10} : $3,9 \text{ k}\Omega$; R_{11} : $2,7 \text{ k}\Omega$

Potentiomètre : linéaire, $10 \text{ k}\Omega$

Condensateur à film plastique : C_1 : 100 nF ; C_4 : 220 nF

Condensateurs électrochimiques : C_2 : $470 \mu\text{F}$ (40 volts) ; C_3 : $47 \mu\text{F}$ (25 volts)

Diodes : D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4004 ; D_5 : 1 N 914 ; DZ_1 :

Zener 12 volts, 400 mW ;

DZ_2 : Zener 6,2 volts, 400 mW ; LED : diode électroluminescente rouge

Transistors : T_1, T_2, T_4 : BC 317 ; T_3 : 2N 2907 ; T_5 : 2N 2905 ; T_6 : 2N 3055, ou 180 T_2 .

Transformateur : primaire 110/220 volts ; secondaire 12 V + 12 V puissance 10 VA.

(On peut évidemment utiliser un modèle offrant un secondaire unique de 24 volts).

V - BROCHAGE DES SEMICONDUCTEURS :

Nous le rappelons dans la figure 7, où est indiqué également le repère de polarité de la diode électroluminescente.

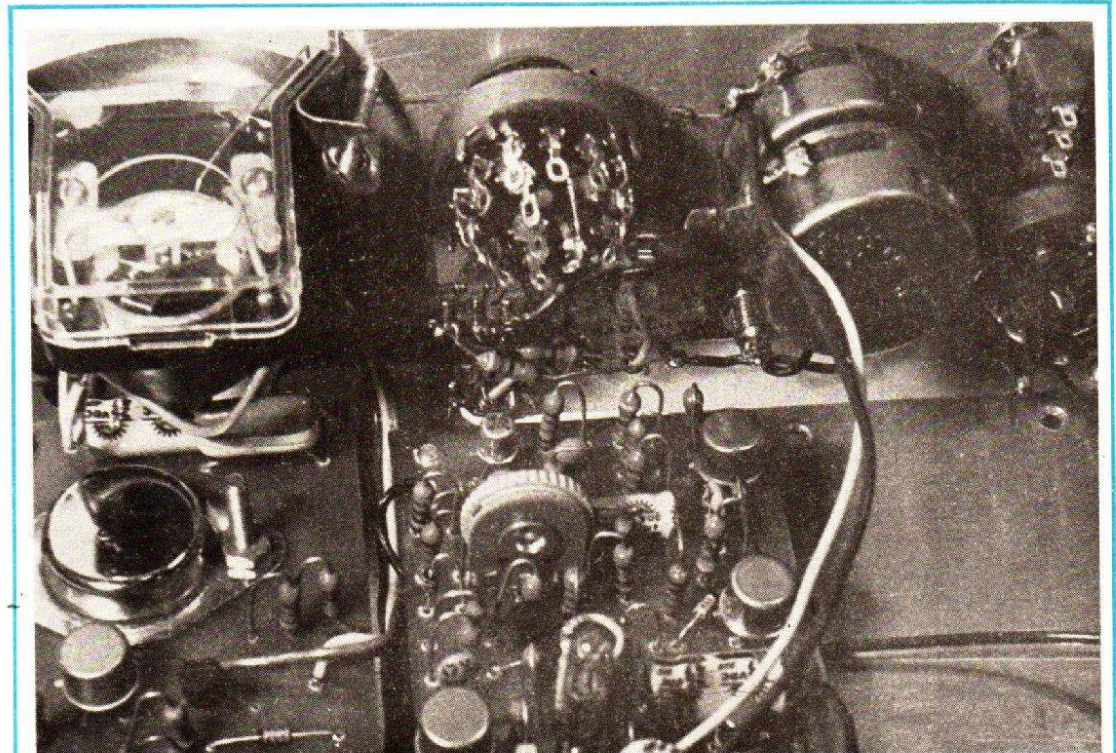


Fig. 8. - Stade intermédiaire du câblage : l'alimentation stabilisée, le générateur B.F., le voltmètre de sortie, et les potentiomètres et commutateurs.

C - LE GÉNÉRATEUR BF

I - LE SYNOPTIQUE :

Le générateur comporte une partie oscillatrice, délivrant des signaux sinusoïdaux, et un trigger de Schmidt qui convertit les sinusoïdes en créneaux rectangulaires (fig. 9)-

La partie oscillatrice fonctionne en utilisant un pont de Wien, associé à un amplificateur différentiel à deux entrées et deux sorties. Si R et C sont les éléments de la branche du pont qui déterminent la fréquence, on sait que l'oscillation se produit pour une fréquence :

$$f = \frac{1}{2 \pi R C}$$

La deuxième branche du pont se compose d'une résistance r et d'une lampe L, dont la résistance varie en fonction de la température, donc de l'amplitude du signal délivré entre les deux sorties de l'oscillateur. Les deux sorties étant en opposition de phase, la tension alternative appliquée à l'entrée e₂ s'annule quand la résistance r_L de la lampe passe par la valeur r.

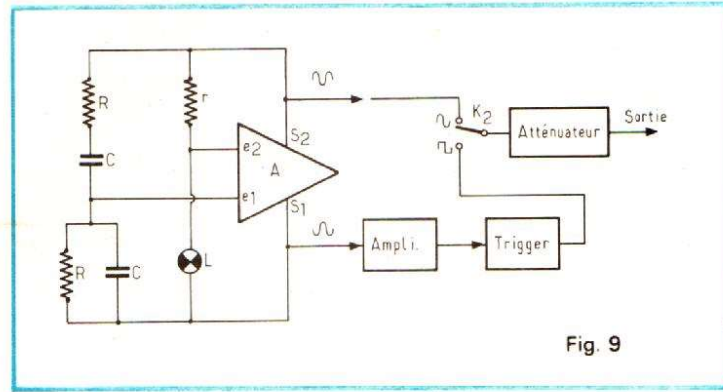


Fig. 9

Autour de cette valeur, on passe très rapidement d'une réaction positive à une contre-réaction, ce qui assure une stabilisation très efficace du niveau de sortie.

Avec le montage symétrique utilisé, la tension sur la sortie S₂ est deux fois plus grande que celle dont on dispose sur la sortie S₁. C'est la première, ajustée à 5 volts crête à crête, qu'on utilisera pour attaquer les bornes de sortie en régime sinusoïdal, à travers l'atténuateur. Ce dernier comporte un diviseur progressif par potentiomètre, et un diviseur à deux positions fournissant deux gammes de tensions (0 à 5 volts, et 0 à 500 mV).

La sortie S₁, qui délivre alors une sinusoïde de 2,5 volts crête à crête, attaque

le trigger de Schmidt à travers un amplificateur séparateur. Le commutateur K permet de diriger vers les atténuateurs et les douilles de sortie, soit le signal sinusoïdal, soit le signal rectangulaire.

II - SCHÉMA COMPLET DU GÉNÉRATEUR :

Il est indiqué dans la figure 10. La tension continue d'alimentation prise sur le module de l'alimentation stabilisée, à la sortie du condensateur de filtrage C₂, est ramenée à 24 volts grâce aux diodes Zener DZ₄ et DZ₅ de 12 volts chacune, alimentées par la résistance R₄₉ de 4,7 kΩ. Pour permettre un débit suffisant, cet ensemble est associé au transistor NPN T₁₄, de type 2N 3053, travaillant en collecteur commun.

L'amplificateur différentiel, déjà cité dans la description synoptique, est constitué des deux transistors T₇ et T₈, PNP de type 2N 2907. Afin de disposer de sorties à basse impédance pour l'attaque des étages suivant, et pour celle de la branche de contre-réaction du pont de Wien, nous lui avons associé deux autres PNP travaillant en collecteur commun, T₉ et T₁₀, de type 2N 2905.

Le fonctionnement en amplificateur différentiel de l'ensemble T₇, T₈ est dû à la résistance commune aux deux émetteurs, R₁₇, de 680 Ω. Les résistances R₁₈ et R₁₉ de 12 Ω, sont simplement destinées à introduire une légère contre-réaction de tension, qui stabilise le gain et augmente l'impédance d'entrée. Les sorties s'effectuent sur les collecteurs, aux bornes des résistances R₂₀ et R₂₁ de 1,5 kΩ.

Là, l'impédance est suffisamment faible pour attaquer la branche du pont de Wien qui fixe la fréquence d'oscillation. Quatre paires de condensateurs (de C₅ à C₁₂ inclus), sélectionnent les quatre gammes de fréquence, par l'intermédiaire du commutateur double K_{1a}, K_{1b}. A l'intérieur de chaque gamme, la com-

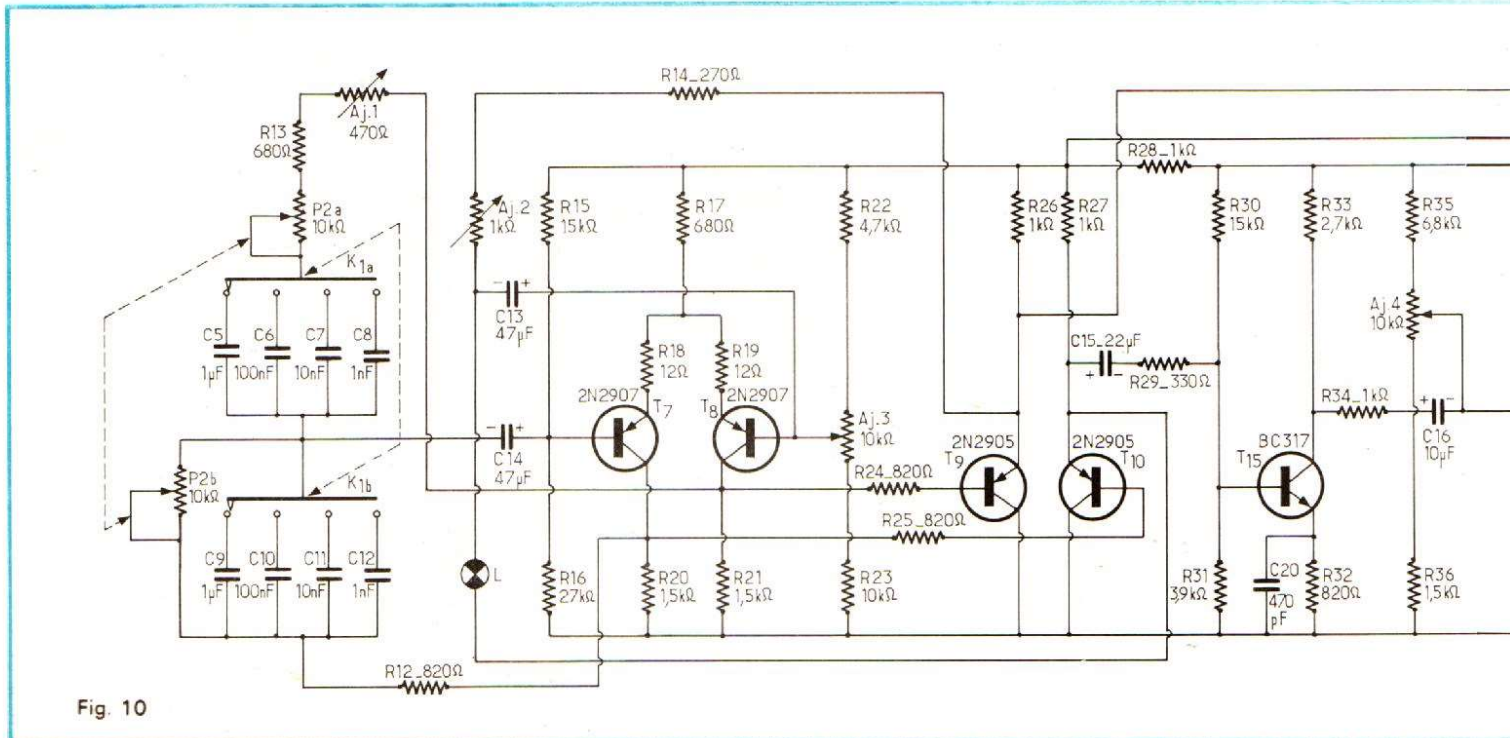


Fig. 10

mande continue de la fréquence est assurée par la potentiomètre logarithmique double P₂, comportant deux sections de 10 kΩ. La résistance R₁₂ de 820 Ω sert de talon à l'une des sections. Sur l'autre, cette même résistance talon a été décomposée en une partie fixe (R₁₃, de 680 Ω), et une résistance ajustable AJ₂ de 470 Ω. Il est ainsi possible d'équilibrer les valeurs des résistances résiduelles sur les hauts de gammes. Le point milieu de cette branche excite la base du transistor T₇, par l'intermédiaire du condensateur électrochimique C₁₄ de 47 μF.

La branche du pont de Wien qui introduit la contre-réaction variable, et stabilise ainsi la tension de sortie, comprend d'une part la résistance fixe R₁₄ de 270 Ω et la résistance varie avec l'amplitude. Nous avons choisi, pour des raisons de commodité d'approvisionnement, une lampe d'un modèle très courant, prévue pour équiper des voyants de signalisation. Fabriquée par une maison allemande, et disponible en France chez de nombreux revendeurs, cette lampe est prévue pour une tension nominale de 12 volts, avec une

consommation correspondante de 20 mA.

Il n'était pas possible de fournir à cette ampoule une puissance suffisante à partir des collecteurs de T₇ et T₈. C'est une des raisons qui nous ont conduit à introduire les étages en collecteurs communs T₉ et T₁₀, dont les bases sont attaquées respectivement à travers les résistances R₂₄ et R₂₅ de 820 Ω. L'ensemble R₁₄, AJ₂ et L, est alors connecté entre les émetteurs de ces deux transistors, chargés respectivement par les résistances R₂₆ et R₂₇, de 1 kΩ.

Le point de fonctionnement de l'ensemble T₇, T₈, T₉ et T₁₀, est déterminé par les potentiels des bases des deux premiers de ces transistors. T₇ est ainsi polarisé par R₁₅, de 15 kΩ, et R₁₆, de 27 kΩ. Afin de permettre un réglage de la symétrie de l'amplificateur différentiel, le pont de polarisation de la base de T₈ incorpore, outre les résistances fixes R₂₂ de 4,7 kΩ et R₂₃ de 10 kΩ, une résistance ajustable AJ₃ de 10 kΩ, montée en potentiomètre. C'est sur le curseur de cette dernière que parviennent les tensions de contre-réaction, par l'intermédiaire du condensateur électrochimique C₁₃ de 47 μF.

ELABORATION DES SIGNAUX RECTANGULAIRES

Les sinusoïdes prélevées sur l'émetteur de T₁₀, à travers le condensateur électrochimique C₁₅ de 22 μF et la résistance R₂₉ de 330 Ω, parviennent d'abord à la base de l'étage préamplificateur construit autour du transistor T₁₄, NPN de type BC317. Le courant de repos de T₁₄ est déterminé par les résistances de base R₃₀ de 15 kΩ et R₃₁ de 3,9 kΩ, ainsi que par la résistance d'émetteur R₃₂ de 820 Ω. On dispose finalement des tensions amplifiées sur le collecteur, aux bornes de la résistance R₃₃ de 2,7 kΩ.

Le trigger de Schmidt proprement dit met en jeu deux transistors spécialement sélectionnés pour leurs excellentes performances en commutation, en même temps que pour leur très faible prix de revient. Il s'agit de T₁₁ et T₁₂, NPN de type 2N2368, construits notamment par la Sescosem. Au cas où on aurait des difficultés pour se procurer ces composants, on pourrait les remplacer par des 2N708.

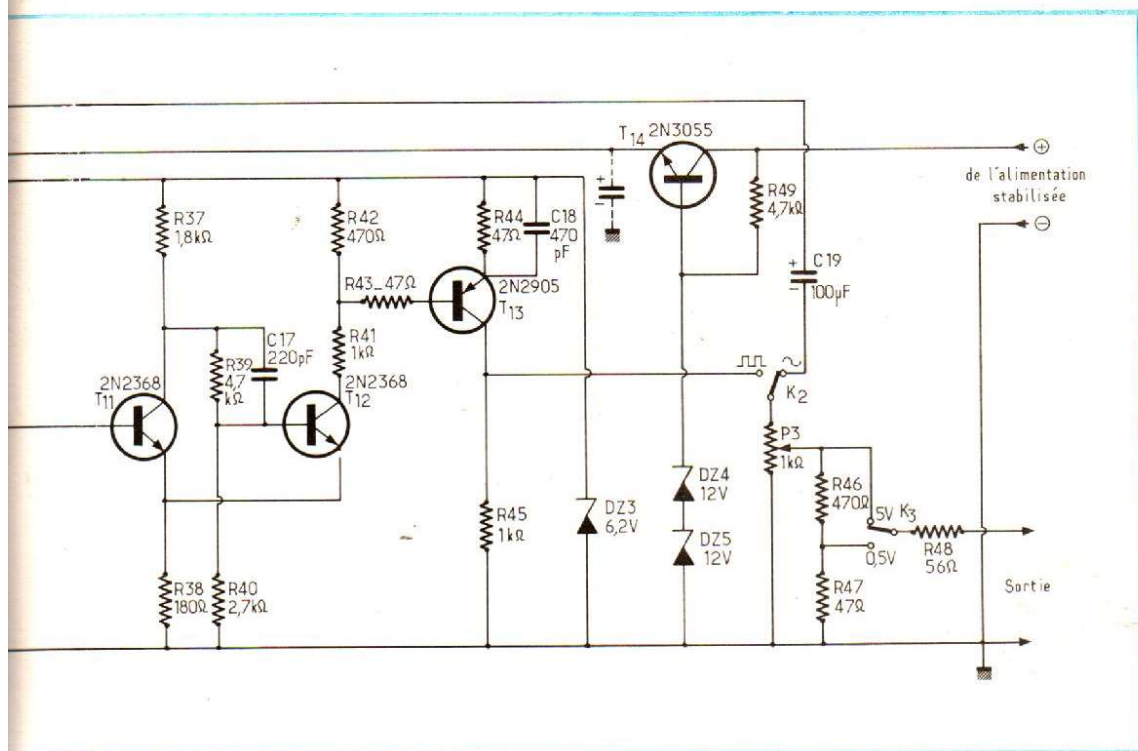
La base de T₁₁ est polarisée par le pont des deux résistan-

ces fixes R₃₅ de 6,8 kΩ et R₃₆ de 1,5 kΩ, et par la résistance ajustable AJ₄, de 10 kΩ. Grâce à cette dernière, il est possible de régler les seuils de basculement du trigger, donc la symétrie des créneaux.

Les tensions alternatives en provenance de T₁₄, sont appliquées à la base de T₁₁ à travers la résistance R₃₄ de 1 kΩ, et le condensateur électrochimique C₁₆ de 10 μF. La réaction positive déterminant le fonctionnement en bascule, est due à la résistance commune de 180 Ω R₃₈, commune aux émetteurs de T₁₁ et de T₁₂. A partir du collecteur de T₁₁, chargé par la résistance R₃₇ de 1,5 kΩ, les signaux sont dirigés vers la base de T₁₂ par le diviseur mettant en jeu les résistances R₃₉ de 4,7 kΩ et R₄₀ de 2,7 kΩ. Le condensateur C₁₇ de 220 pF est destiné à accélérer la transmission des fréquences les plus élevées, et réduit ainsi les temps de montée et de descente du signal rectangulaire, finalement disponible sur le collecteur de T₁₂.

Un dernier transistor T₁₃, PNP de type 2N2905, précède les atténuateurs de sortie. Sa base reçoit une fraction des niveaux existant sur le collecteur de T₁₂, grâce au diviseur R₄₁ (1 kΩ) et R₄₂ (470 Ω). Elle est excitée à travers les résistances R₄₃ de 47 Ω.

La résistance d'émetteur de T₁₃, R₄₄ de 47 Ω, est découplée par un condensateur de faible valeur, C₁₈, de 470 pF. Là encore, il s'agit de favoriser la transmission des fréquences élevées, pour limiter les temps de montée et de descente. Tout l'ensemble du trigger de Schmidt, et du transistor de sortie, est alimenté sous une tension de 6,2 volts, obtenu à partir des 24 volts de l'alimentation de la section oscillatrice, grâce à la diode zener DZ₃, associée à la résistance R₂₈ de 1 kΩ. Compte tenu des valeurs choisies pour les résistances d'émetteur et de collecteur de T₁₃, on obtient ainsi directement des niveaux dont l'amplitude est voisine de



5 volts, et qui apparaissent en lancée positive par rapport à la masse.

LES CIRCUITS DE SORTIE

Ils apparaissent également sur les figures 9 et 10. L'inverseur K_2 , à un circuit et deux positions, sélectionne soit les signaux rectangulaires issus du collecteur de T_{13} , soit les signaux sinusoïdaux en provenance de l'émetteur de T_9 . Dans le premier cas, la liaison est directe : les crêteaux apparaissent donc en lancée positive, leur palier inférieur se situant au niveau de la masse. Dans le deuxième cas au contraire, la liaison s'effectue à travers le condensateur C_{19} de $100 \mu\text{F}$. Les sinusoïdes sont donc entrées sur le niveau zéro.

L'atténuateur met en jeu, d'abord, un potentiomètre linéaire de $1 \text{ k}\Omega$, P_3 , qui commande les variations continues de la tension de sortie. La deuxième section d'atténuation donne deux gammes de tensions de sortie (de 0 à 5 V crête à crête, ou de 0 à 500 mV), grâce à l'inverseur à deux positions K_3 , et au diviseur de tension constitué par les résistances R_{46} et R_{47} , de 470Ω et 47Ω respectivement. La résistance R_{48} de 56Ω évite la mise en court-circuit de la sortie.

III - CIRCUIT IMPRIMÉ ET CÂBLAGE

La figure 11 donne, à l'échelle 1, le circuit imprimé vu par sa face cuivrée. On trouvera le schéma d'implantation des composants à la figure 12, complétée par les photographies des figures 13 et 14.

Beaucoup de composants passifs sont, comme le montrent ces vues, câblés en posi-

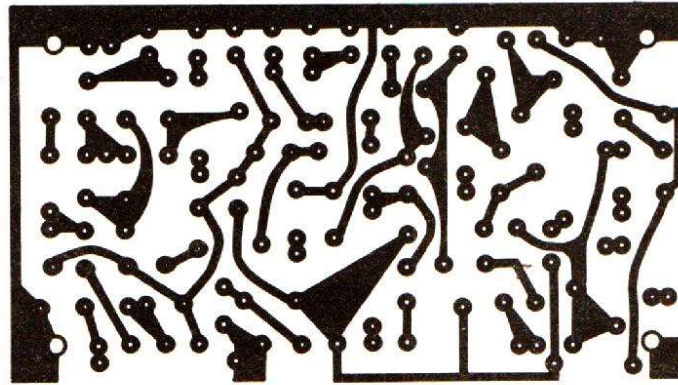


Fig. 11

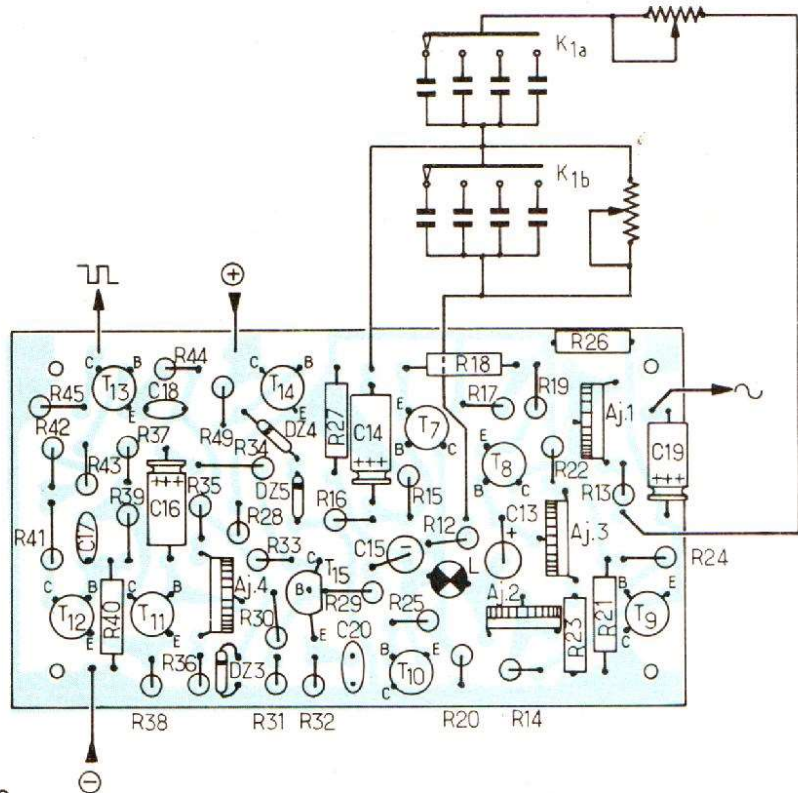


Fig. 12

tion verticale, afin de gagner de la place. On veillera à ce que les pattes ne provoquent aucun court-circuit, par exemple en touchant des boîtiers de transistors.

IV - LA COMMUTATION DES GAMMES

Toujours pour économiser de la place, nous avons implanté les huit condensateurs, C_5 à C_{12} , directement sur le commutateur K_1 de

sélection des gammes. Ce commutateur est un modèle très courant, à deux circuits et six positions. La photographie de la figure 15 en donne l'aspect avant câblage, tandis que celle de la figure 16 montre les condensateurs en place.

Si on désire que l'étalonnage, et les graduations du cadran indicateur de fréquence, restent valables sur toutes les gammes, il est nécessaire d'utiliser des condensateurs de précision, à 2 % ou même 1 %. Pour notre part, ayant pu nous faire prêter un pont de mesures, nous

avons sélectionné ces huit condensateurs parmi un lot de modèles à 20 %.

V - LISTE DES COMPOSANTS DU GÉNÉRATEUR B.F.

1) Résistances : 0,5 watt, 5 %
 R_{13} : 680Ω ; R_{14} : 270Ω ; R_{15} : $15 \text{ k}\Omega$; R_{16} : $27 \text{ k}\Omega$; R_{17} : 680Ω ; R_{18} et R_{19} : 12Ω ; R_{20} et R_{21} : $1,5 \text{ k}\Omega$; R_{22} : $4,7 \text{ k}\Omega$; R_{23} : $10 \text{ k}\Omega$; R_{24} : 820Ω ; R_{25} : 820Ω ; R_{26} et R_{27} : $1 \text{ k}\Omega$; R_{28} :

1 k Ω ; R₂₉ : 330 Ω ; R₃₀ : 15 k Ω ; R₃₁ : 3,9 k Ω ; R₃₂ : 820 Ω ; R₃₃ : 2,7 k Ω ; R₃₃ : 1 k Ω ; R₃₅ : 6,8 k Ω ; R₃₇ : 3,8 k Ω ; R₃₈ : 180 Ω ; R₃₉ : 4,7 k Ω ; R₄₀ : 2,7 k Ω ; R₄₁ : 1 k Ω ; R₄₂ : 470 Ω ; R₄₈ : 47 Ω ; R₄₄ : 47 Ω ; R₄₅ : 1 k Ω ; R₄₆ : 470 Ω ; R₄₇ : 47 Ω ; R₄₈ : 56 Ω ; R₄₉ : 4,7 k Ω .

2) Condensateurs à film plastique :

C₅ et C₉ : 1 μ F ; C₆ et C₁₀ : 100 nF ; C₇ et C₁₁ : 10 nF ; C₈ et C₁₂ : 1 nF ; C₂₀ : 470 pF ; C₁₇ : 220 pF ; C₁₈ : 470 pF.

3) Résistances ajustables :

AJ₁ : 470 Ω ; AJ₂ : 1 k Ω ; AJ₃ : 10 k Ω ; AJ₄ : 10 k Ω .

4) Condensateurs électrochimiques (tension de service 25 V) :

C₁₉ : 100 μ F ; C₁₃ et C₁₄ : 47 μ F ; C₁₅ : 22 μ F ; C₁₆ : 10 μ F.

5) Transistors :

T₇ et T₈ : 2N 2907 ; T₉ et T₁₀ : 2N 2905 ; T₁₁ et T₁₂ : 2N 2368 ; T₁₇ : 2N 2905 ; T₁₄ : 2N 3053.

Ces modèles ne sont pas critiques, comme nous l'avons signalé dans le texte. On pourra par exemple, remplacer les 2N 2368 par des 2N 708 ou 2N 709 ; le 2N 3053 par un 2N 1893, etc.

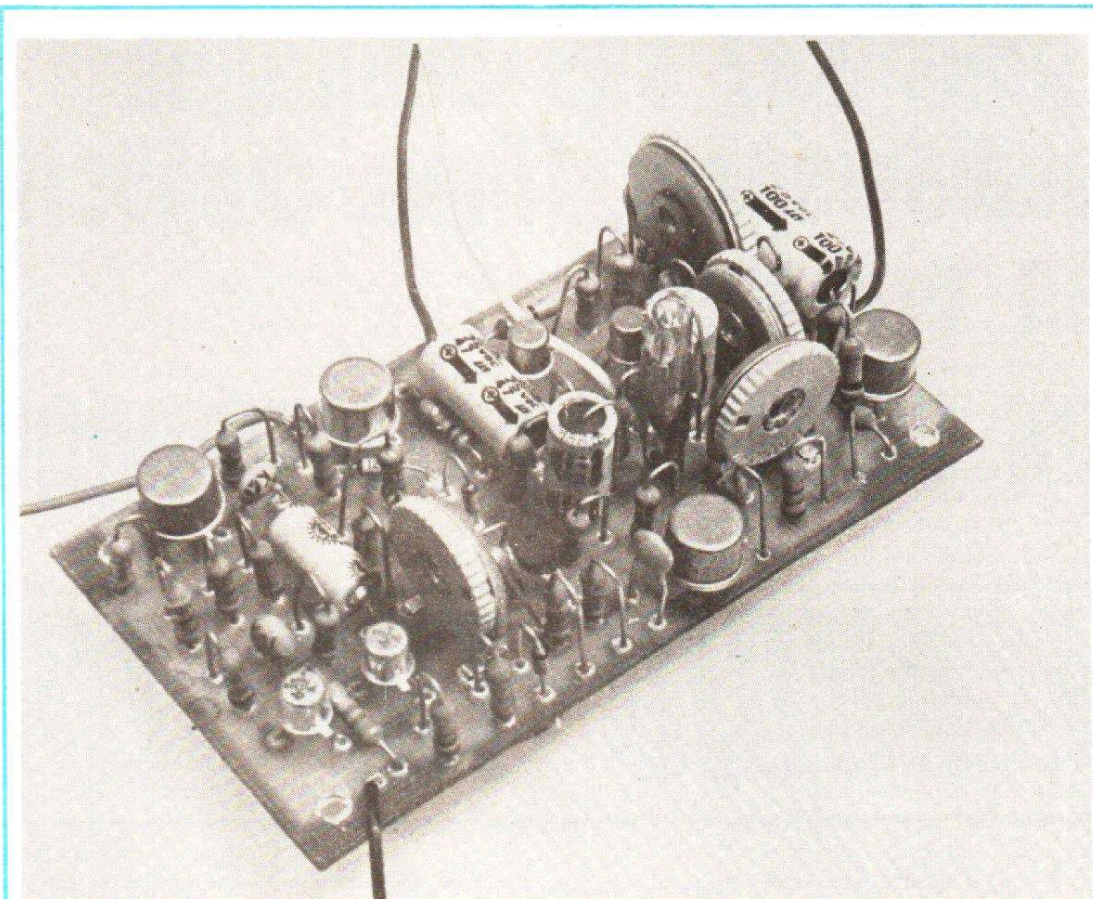


Fig. 13

6) Diodes Zener : précision 8 %, puissance 400mW.
DZ₃ : 6,2 V ; DZ₄ et DZ₅ : 12 V.

Remarque complémentaire : sur la maquette, et après câblage de tous les sous-ensembles du minilaboratoire,

une ondulation résiduelle à 100 Hz a été observée dans le signal de sortie du générateur. Nous l'avons éliminée en connectant le condensateur C_x (22 μ F) entre l'émetteur de T₁₄ et la masse. Ce composant n'ayant pas été prévu à l'origine, nous l'avons soudé directement sous la plaquette de circuit imprimé du générateur : on se reportera à la figure 12, pour l'implantation.

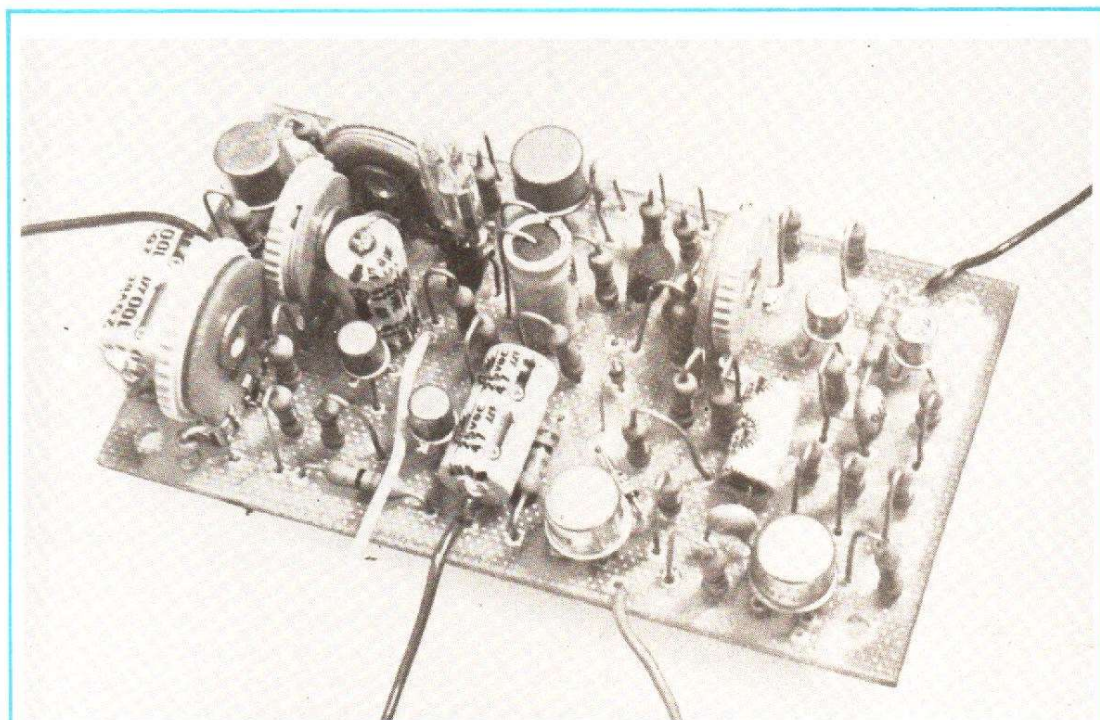


Fig. 14

(à suivre)
R. RATEAU

Sonorisez vos montages audiovisuels, films, diapositives en utilisant

UN CHENILLARD ELECTRONIQUE :

L'AUDIO-TOP-LOGIQUE

(Suite voir N° 1579)

COMME nous l'avons annoncé dans la première partie de cet article, nous allons d'abord donner l'essentiel des détails permettant la réalisation pratique.

L'ALIMENTATION

Contrairement à nos précédentes réalisations, destinées essentiellement à un usage « laboratoire », et pour lesquelles nous n'avions pas prévu d'alimentation autonome, nous avons pourvu l'Audio-Top-Logique d'une alimentation secteur dont le schéma est donné sur la figure 9. Le transformateur utilisé est de la marque Dynatra, nous nous le sommes procuré chez un des annonceurs de la revue et ses caractéristiques sont les suivantes :

- puissance : 20 VA environ
- primaire : 2 enroulements séparés 110 volts
- secondaire : un enroulement à point milieu donnant

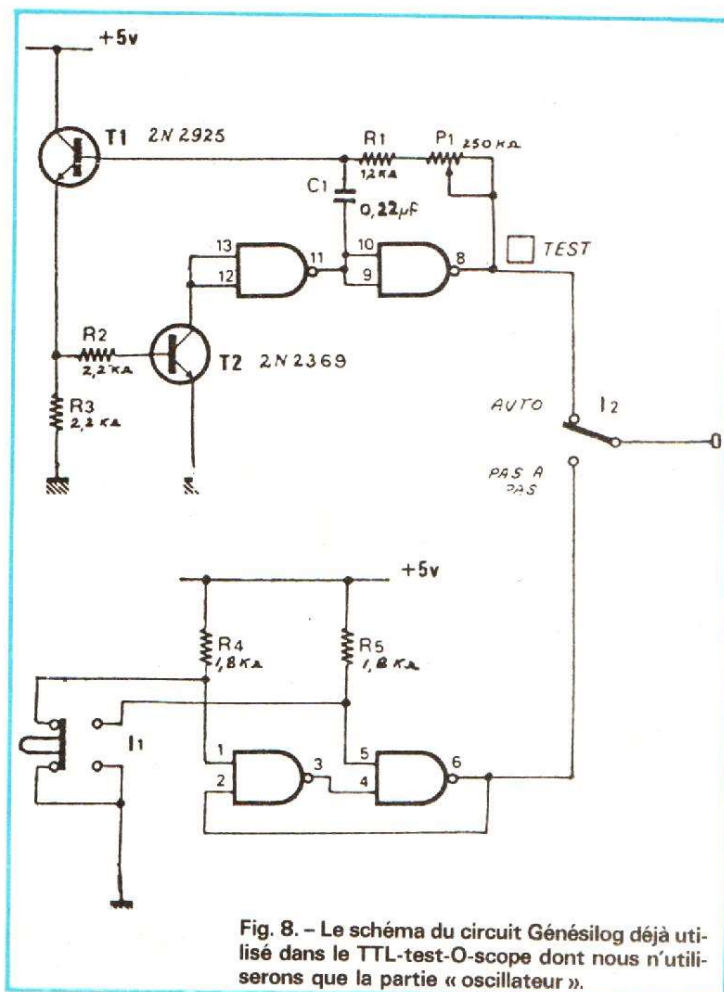


Fig. 8. - Le schéma du circuit Génésilog déjà utilisé dans le TTL-test-O-scope dont nous n'utiliserons que la partie « oscilateur ».

deux fois 5 volts, l'un des côtés étant prolongé pour fournir une tension de 14 volts.

Nous regrettons que ce type de composant ne porte pas de référence constructeur permettant de le définir rigoureusement pour nos lecteurs. De toute façon, eu égard à la faible puissance consommée par notre montage, n'importe quel type de transformateur permettant d'obtenir les tensions désirées fera l'affaire. Le secteur 220 volts étant le plus répandu, nous n'avons pas prévu de répartiteur de tension pour le 110 volts mais cela est possible en plaçant les deux enroulements 110 V en parallèle. Par contre, nous avons placé dans le circuit du primaire un interrupteur marche/arrêt ainsi qu'un fusible de calibre 250 mA (non représentés sur la figure 9).

Ce transformateur va nous permettre d'élaborer les tensions suivantes :

- +15 volts non régulé pour l'alimentation de l'amplificateur d'adaptation de la tête magnétique ;

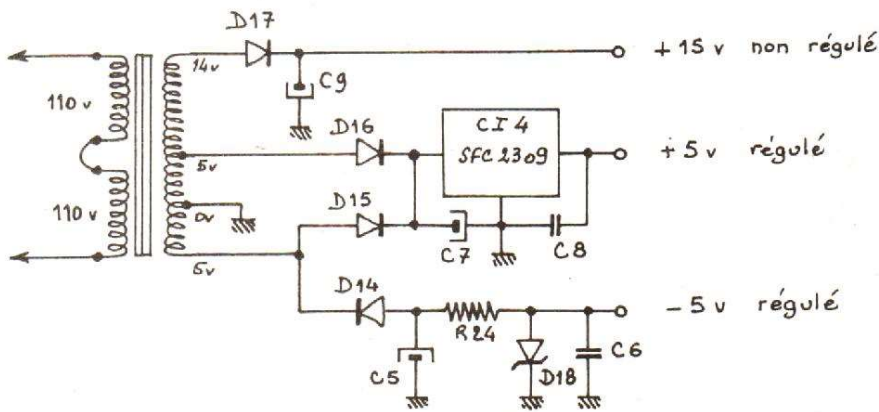


Fig. 9. - L'alimentation secteur; nous n'avons pas représenté le fusible et l'interrupteur marche/arrêt.

Fréquences mesurées pour C = 1,6 μF en parallèle sur C1 = 0,1 μF.

Valeur de R * en kΩ	Fréquence en Hz
1,2 * + 70	4,5
+ 60	5,2
+ 50	5,9
+ 40	7,5
+ 30	9,4
+ 20	13,0

* La valeur 1,2 kΩ correspond à la résistance R1 placée sur le circuit imprimé.

Fig. 10. - Tableau de correspondance de quelques valeurs de résistances pour obtenir une fréquence correcte pour l'oscillateur.

- + 5 volts stabilisé pour l'alimentation des circuits intégrés TTL et pour le SFC 2747 ;

- - 5 volts stabilisé pour l'alimentation négative des amplificateurs opérationnels.

Le + 15 volts est obtenu par redressement simple alternance de la tension alternative de 14 volts du secondaire du transformateur. Après redressement par la diode D17, la tension est sommairement filtrée par le condensateur chimique C9 (nous obtenons en fait une tension en charge de l'ordre de 18 volts mais cela n'affecte en rien le fonctionnement de l'étage d'entrée).

Le + 5 volts stabilisé est élaboré en effectuant un redressement double alternance des tensions 5 V issues du secondaire par rapport au point milieu à l'aide des diodes D15

et D16. La tension redressée est filtrée par C7 puis la stabilisation est obtenue par un circuit régulateur intégré 5 volts, le SFC 2309 de Sescosem. Ce circuit intégré, en boîtier TO 39 est capable de fournir un courant supérieur à 200 milliampères quand il est muni d'un radiateur adéquat, ce qui s'avère largement suffisant dans notre cas. Il est de plus protégé contre les courts-circuits.

Le - 5 volts stabilisé est destiné à l'alimentation négative du SFC 2747 et nous lui demanderons un débit très réduit aussi l'avons-nous élaboré par redressement monoalternance d'un des enroulements 5 volts à l'aide de la diode D14, le filtrage étant assuré par le condensateur chimique C5 et la stabilisation par le circuit R24 - D18,

cette dernière étant une diode Zener 5,1 volts.

Nous avons câblé cette alimentation sur du circuit à rubans Vero. Le schéma étant très simple, nous n'avons pas jugé utile de donner plus d'indications à ce sujet.

LE CIRCUIT GENESILOG

Ce circuit a été décrit dans le numéro 1544 du H.P. et le circuit imprimé a été donné dans le numéro 1548 du H.P., cependant nous rappelons ces renseignements sur les figures 8, 11 et 12. Nous précisons toutefois que :

- la partie « impulsions pas à pas » ne sera pas utilisée aussi nous ne câblerons pas les résistances R4 et R5 de 1,8 kΩ du Genesislog ;

- la fréquence de travail de l'oscillateur de l'ordre de 10 Hz nécessitera de mettre en parallèle avec C1 un condensateur de plus forte valeur selon les indications du tableau de la figure 10. Ce condensateur sera à connecter aux pastilles notées « C » du circuit imprimé ;

- le montage étant prévu pour fonctionner pour des vitesses de défilement du magnétophone de 9,5 cm/s et de 19 cm/s, une commutation de fréquence de l'oscillateur est réalisée par le circuit de la figure 13, l'inverseur commandant la mise en série ou non de la résistance Rxx avec Rx, le potentiomètre P étant destiné à permettre un réglage « fin » de la fréquence. Nous verrons au paragraphe « mise en œuvre » le processus d'ajustage de Rx et de Rxx.

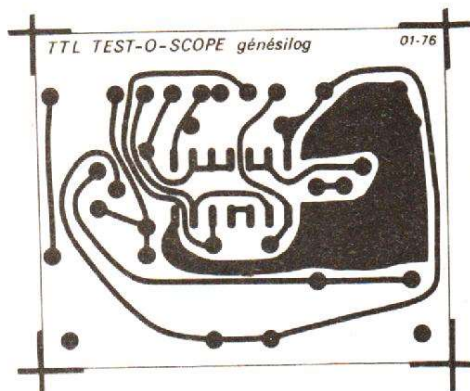


Fig. 11. - Dessin du circuit imprimé « Génésilog ».

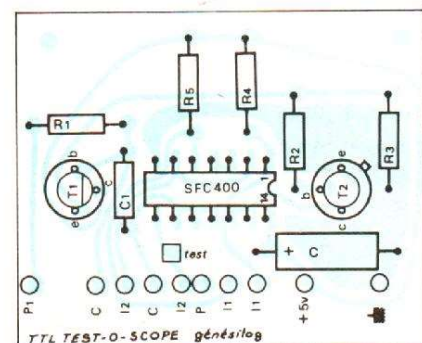


Fig. 12. - Implantation des composants du « Génésilog ». On supprimera les résistances R4 et R5.

LE CIRCUIT AUDIO-TOP-LOGIQUE

L'ensemble de l'électronique de l'Audio-Top-Logique est disposée sur un seul circuit imprimé dont le dessin est donné sur la figure 14 tandis que l'implantation des composants est précisée sur la figure 15. Les douze diodes électroluminescentes seront, soit soudées directement sur le circuit imprimé, soit raccordées par fils selon le type de boîtier utilisé et la disposition adoptée. Notre prototype a été câblé suivant la première formule, le circuit imprimé ayant été placé parallèlement à la face avant et fixé à celle-ci par des colonnettes.

LA TÊTE DE LECTURE

L'adaptation de la tête de lecture destinée à fournir l'information « modulation » à l'audio-top-logique étant directement liée au type de magnétophone utilisé, nous ne pouvons pas donner de montage type. Cependant, il faudra respecter les prescriptions suivantes :

- la tête de lecture sera fixée de façon rigide par rapport au magnétophone, dans le plan de défilement de la bande magnétique, et à environ 20,9 centimètres de la tête de lecture comme nous l'avons indiqué sur la figure 5 dans le précédent article. Le choix de cette distance n'est pas arbitraire car il correspond, en lecture à 19 cm/s, à une « anticipation » de un dixième de seconde par diode LED soit une seconde AVANT que la diode LED verte ne s'allume (ou ne s'éteigne). A 9,5 cm/s, ces durées sont évidemment multipliées par deux ;
- on veillera à ne pas introduire de contraintes mécaniques exagérées sur la bande magnétique pour ne pas altérer la qualité de l'enregistrement ;

— le choix de la tête magnétique n'est pas critique, nous avons utilisé pour notre montage une tête récupérée sur une épave de magnétophone. Cependant nous souhaiterions pouvoir communiquer à nos lecteurs des références précises de têtes magnétiques de lecture pour magnétophones à bande à deux et à quatre pistes ; pour cela nous serions heureux que des fabricants

et/ou des revendeurs nous adressent des renseignements précis à ce sujet. Nous les en remercions par avance.

LA « MISE EN BOITE »

Nous avons introduit notre prototype dans un coffret pupitre métallique que nous

possédions comme le montre la photographie de la figure 16 (qui montre également la fixation de la tête de lecture sur notre vieux TK 40 Grundig). On y voit la disposition des douze diodes LED, l'inverseur 9,5/19 cm/s, le potentiomètre d'ajustement de la fréquence et l'interrupteur marche/arrêt.

Sur la partie supérieure du coffret, nous avons fixé une

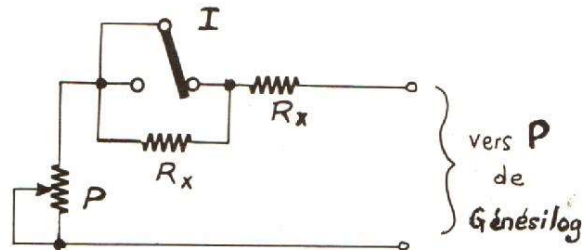


Fig. 13. - Eléments de réglage de la fréquence de l'oscillateur ; R_x et R_{xx} seront à ajuster en fonction de la distance entre les têtes de lecture.

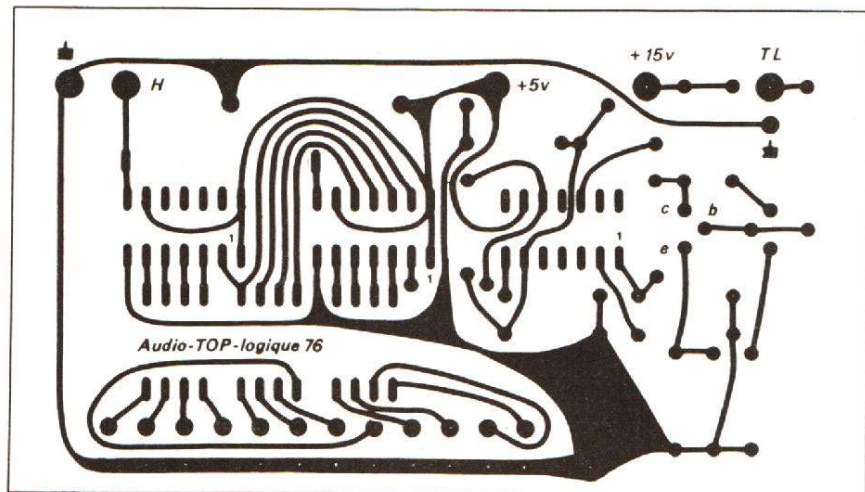


Fig. 14. - Dessin du circuit imprimé « audio-top-logique ».

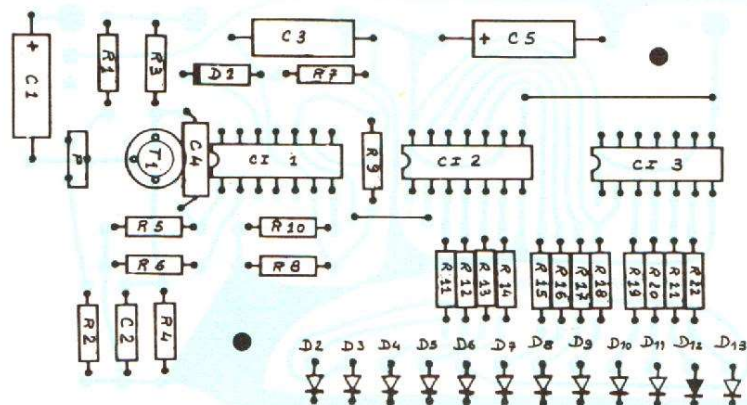


Fig. 15. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 14.



Fig. 16. - L'audio-top-logique dans sa version prototype. On voit la disposition adoptée pour la face avant. On remarque également la fixation de la tête de lecture supplémentaire sur notre

vieux TK 40 (les lecteurs voudront bien excuser la qualité médiocre de la photo mais nous l'avons quand même préférée à un long discours).

embase DIN à trois broches destinée à recevoir la prise mâle DIN trois broches qui termine le cordon blindé de raccordement à la tête de lecture.

Nous indiquons sur la figure 17 les dimensions d'un coffret qui convient très bien pour recevoir notre montage, il s'agit d'un coffret Vero référence 75-1798K dont le prix est de l'ordre de 50 F hors taxes.

MISE EN ŒUVRE DE L'AUDIO- TOP-LOGIQUE

La première opération à réaliser va être l'étalonnage du circuit oscillateur en fonction de la disposition adoptée pour la tête de lecture et en particulier de la distance entre têtes. La fréquence de l'oscillateur est déterminée d'une part par la valeur du condensateur C1 et par celle de la résistance $R1 + R_x (+ R_{xx}) + P$ du circuit Génésilog. La valeur de C1 (y compris le condensateur placé en parallèle) étant fixe, on va

déterminer expérimentalement les valeurs de R_x et de R_{xx} .

On place d'abord le potentiomètre P à mi-course. On dispose ensuite à la place de R_x un potentiomètre de $47\text{ k}\Omega$ ou mieux une boîte à résistances. Le magnétophone est alors mis en route sur la vitesse 19 cm/s, la bande magnétique comportant des

tops ou des « tranches » de modulation entrecoupés de silences. On recherche alors le réglage du potentiomètre ou de la boîte de résistances pour lequel on obtient l'allumage de la diode LED verte D12 lorsque la modulation apparaît sur le haut-parleur du magnétophone et l'extinction de cette même diode LED lorsque la modulation disparaît. On

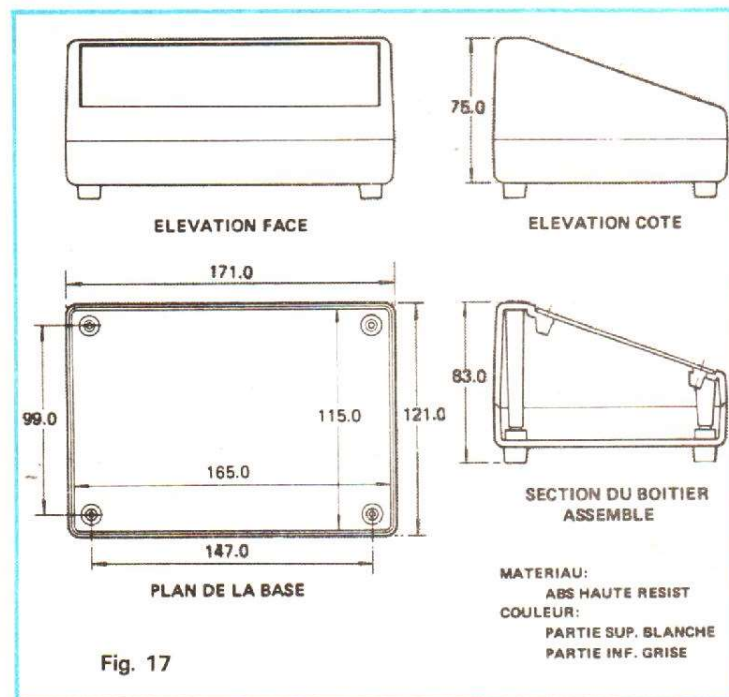


Fig. 17

mesure ensuite la valeur de la résistance du potentiomètre à l'ohmmètre ou on lit cette valeur sur la boîte à résistances ce qui nous donne la valeur de R_x . Cette résistance sera choisie à la valeur la plus proche dans la série normalisée à condition que cette dernière ne diffère pas de plus de $2,5\text{ k}\Omega$ soit le quart de la valeur du potentiomètre P, ceci afin de conserver une plage de réglage suffisante. Dans le cas où on ne trouve pas de valeur normalisée convenable, on sera amené à mettre plusieurs résistances en parallèle ou en série.

On place ensuite l'inverseur sur la position correspondant à la vitesse 9,5 cm/s et on répète la même opération pour déterminer la valeur de R_{xx} , en prenant soin de conserver le potentiomètre P à mi-course. La détermination de la valeur de R_{xx} doit être effectuée obligatoirement après celle de R_x car la fréquence de l'oscillateur en position 9,5 cm/s est fonction de la valeur de la somme de R_x et R_{xx} .

L'étalonnage de l'oscillateur étant réalisé, il suffira, pour utiliser l'audio-top-logique, de régler le potentiomètre P pour obtenir le synchronisme entre l'arrivée de la modulation sur le haut-parleur et l'allumage de la diode LED verte.

LA RÉALISATION D'UN COMPTEUR ET LE MIXAGE AUTOMATIQUE

La réalisation d'un compteur est subordonnée à l'utilisation simultanée de deux pistes, soit en utilisant les deux pistes d'un magnétophone mono, soit en employant un magnétophone stéréo 4 pistes. Le principe consiste à enregistrer sur la seconde piste des tops analogues à ceux utilisés pour synchroniser les projecteurs de diapositives, et espacés, soit de un dixième de seconde, soit de 1 centimètre

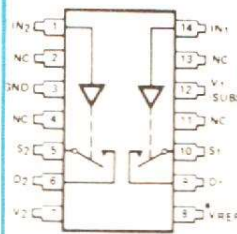


Fig. 18. - Brochage du DG 200 de Siliconix.

Fig. 18

Fig. 19. - Schéma de principe du DG 200.

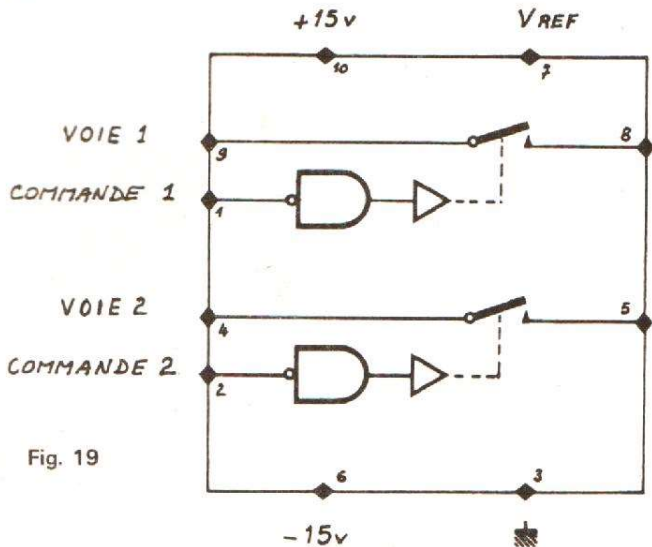


Fig. 19

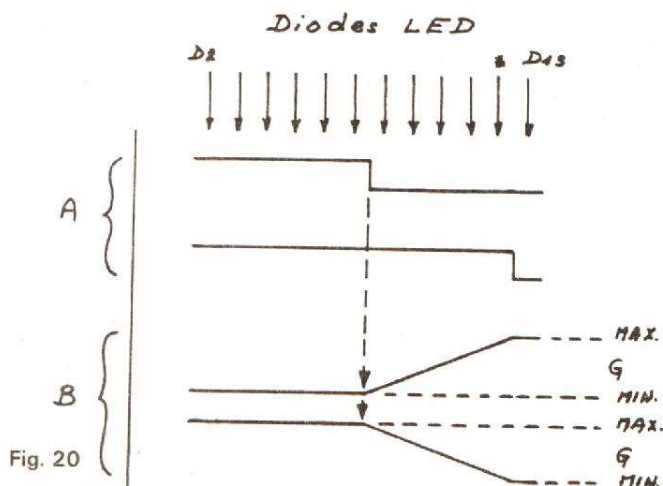


Fig. 20

Fig. 20. - Diagramme illustrant le principe du mixage automatique ; en « A », la commande logique est synchrone de l'allumage de la diode LED 07 alors qu'en « B », le gain varie pour atteindre la valeur désirée lorsque la diode LED D12 s'allume à son tour.

sur la bande selon que l'on désire compter en temps ou en longueur de bande. Ces tops sont alors détectés de la même façon que la modulation avec un circuit analogue à l'audio-top-logique, en ajustant les constantes de temps. Les tops ainsi détectés servent d'une part à commander les registres à décalage en lieu et place de l'oscillateur, mais également peuvent être simplement comptés (et décomptés) à l'aide d'un compteur classique. Ce système fera l'objet d'une autre étude plus détaillée.

Le mixage automatique, quant à lui, pourra s'effectuer par l'utilisation de circuits intégrés réalisant la fonction « interrupteurs analogiques » comme par exemple le DG 200 de Siliconix qui est conçu entre autres pour commuter des signaux vidéo. Nous en donnons le brochage et le schéma sur les figures 18 et 19. La broche que nous avons appelée commande 1 (ou commande 2) reçoit une commande TTL tandis que la ligne commutée peut transmettre des signaux analogiques, leur amplitude étant limitée par les

valeurs des tensions d'alimentation. Ce type de circuit est réalisé en technologie CMOS.

Nous utiliserons ce commutateur pour commander, à partir d'une information TTL que nous préleverons au niveau de la commande des diodes LED par les registres à décalage, une variation du gain des amplificateurs utilisés pour le mixage. Cette variation pouvant être brutale, dans ce cas le commutateur peut mettre en service ou hors service un atténuateur pré-réglé, mais elle peut être également progressive pour obtenir un effet de fondu comme nous l'indiquons sur le diagramme de la figure 20 où l'on voit que si le signal de commande est prélevé au niveau de la diode LED D7, l'allumage de cette dernière commandera le commutateur et par conséquent le processus de variation du gain des amplificateurs. Des amplificateurs à commande de variation de gain adaptables à notre système ont été décrits et nous prions nos lecteurs de s'y reporter.

Comme à l'accoutumée, nous répondrons à toute demande de renseignements complémentaires de nos lecteurs et nous sommes également à leur disposition pour leur procurer les circuits imprimés.

Enfin, nous remercierons les sociétés qui nous apportent très aimablement leur concours pour nos réalisations.

B. DOUTREMEPUICH

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Coffret : Vero réf. 75-1798K
 Transfo : Dynatra s/s réf.
 Embase DIN : MFOM n° 870/02
 Prise DIN : MFOM n° 3632
 Inverseur 19-9,5 : SECME série Djeteco
 Interrupteur M/A : SECME série Djeteco
 Potentiomètre : réf. CP16 10K LIN SI R.T.C. 10 kΩ lin

Composants du Génésilog (les références se rapportent aux figures 8, 11 et 12)

R1 : 1,2 kΩ
 R2 et R3 : 2,2 kΩ
 C : 10 μF 16 V (filtrage)
 C1 : 0,10 μF
 C2 : 1,6 μF (en // avec C1)
 T1 : 2N2925 Sescosem
 T2 : 2N2369 Sescosem
 CI : SFC 400
 Rx : voir tableau fig. 10
 Rxx : voir tableau fig. 10

Composants de l'audio-top-logique

R1 : 39 kΩ
 R2 : 3,9 kΩ
 R3 : 10 kΩ
 R4 : 470 Ω
 R5 : 120 kΩ
 R6 : 120 kΩ
 R7 : 18 kΩ
 R8 : 10 kΩ
 R9 : 120 kΩ
 R10 : 10 kΩ
 R11 à R22 : 100 Ω
 P : 10 kΩ réf. PAM 10 HCO 10K R.T.C.
 C1 : 10 μF 25 V
 C2 : 4,7 μF 25 V
 C3 : 10 μF 25 V
 C4 : 10 μF 25 V
 C5 : 10 μF 25 V
 D1 : 1N4148 Sescosem
 D2 à D11 et D13 : CQY 24A R.T.C.
 D12 : CQY 94 R.T.C.
 T1 : 2N2222 Sescosem
 CI1 : SFC 2747 Sescosem
 CI2 : SFC 4164 Sescosem
 CI3 : SFC 4164 Sescosem

Composants de l'alimentation

R24 : 330 Ω 1/2 W
 D14 : 1N646 Sescosem
 D15 : 1N646 Sescosem
 D16 : 1N646 Sescosem
 D17 : 1N646 Sescosem
 D18 : BZV 39 C5V1 Sescosem
 C5 : 100 μF *
 C6 : 0,1 μF **
 C7 : 470 μF *
 C8 : 0,1 μF **
 C9 : 220 μF *
 C14 : SFC 2309 Sescosem
 Refroidisseur : réf. 2230B-5 Thermalloy (distribué par CCI)
 Circuits imprimés : disponibles sur demande réalisés par la sté Primelec.

* Série CO 25 R.T.C.
 ** Série C 347 R.T.C.

LE MILLIVOLTMETRE

alternatif

IM 5238

HEATHKIT



Il y avait longtemps que la firme américaine Heathkit, spécialisée dans les appareils électroniques de tous styles en kit, n'avait pas sorti d'appareils de mesure particulièrement étudiés pour le domaine audio. Les appareils qui existaient dans la gamme étaient d'une conception assez ancienne et leurs performances n'étaient plus adaptées à celles du matériel audio. Cette lacune est maintenant comblée avec trois instruments, un millivoltmètre alternatif, et deux distorsiomètres, l'un harmonique, l'autre d'intermodulation. Nous commencerons cette étude de ces nouveaux appareils par celle du millivoltmètre, un millivoltmètre qui offre, pour un prix très intéressant des particularités originales.

L'IM-5238 est un appareil autorisant des mesures sur des gammes de 1 mV à 300 V à pleine échelle, il y a donc un gain de sensibilité important par rapport aux fabrications précédentes. On peut désormais mesurer sans difficulté des rapports signal sur bruit. En plus de ces gammes nous avons une lecture en dB linéaire.

Le cadran s'étale sur trois décades ce qui permet d'effectuer des mesures de bande passante très précises, celles de filtres par exemple. Autre avantage de cette lecture en dB, c'est une lecture relative, c'est-à-dire que grâce à un potentiomètre, on peut décaler la référence 0 dB. Si on a à mesurer un écart par rapport à une indication de -5,5 dB, on pourra décaler l'aiguille de 5,5 dB pour la

faire coïncider avec le zéro, ce qui permet d'éviter des erreurs de lecture et aussi de calcul. Attention, il faudra remettre le bouton en position étalonnée pour retrouver des indications de tension absolue en dBm, dB par rapport au milliwatt, ou si vous préférez, avoir une référence de tension 0,775 V. Rien ne vous empêche d'ailleurs de régler, au moment de l'étalonnage la référence de tension sur IV pour obtenir une lecture en dBV, décibels par rapport au volt. L'amélioration par rapport à un système classique, c'est la possibilité d'avoir une échelle plus large et d'une dynamique plus étendue qui ne nécessite pas de changement de calibre, en outre, toutes les divisions ont la même largeur. Par contre, il n'est plus possible de lire directe-

ment comme sur les voltmètres traditionnels la valeur en dBm sans changer de gamme, changement qui s'effectue en enfonçant une touche.

Un défaut à noter, c'est la lisibilité très difficile des gammes dB, sur le sélecteur les inscriptions sont en rouge sur fond bleu et sont pratiquement impossibles à lire si la façade du millivoltmètre n'est pas éclairée. Par contre, les échelles en volts sont en blanc sur fond bleu et sont donc très visibles.

Les échelles vont de -70 dB à +40 dB, c'est-à-dire qu'une étendue de mesure de -90 dB à +50 est possible, l'échelle dB étant graduée de -20 dB à +10 dB.

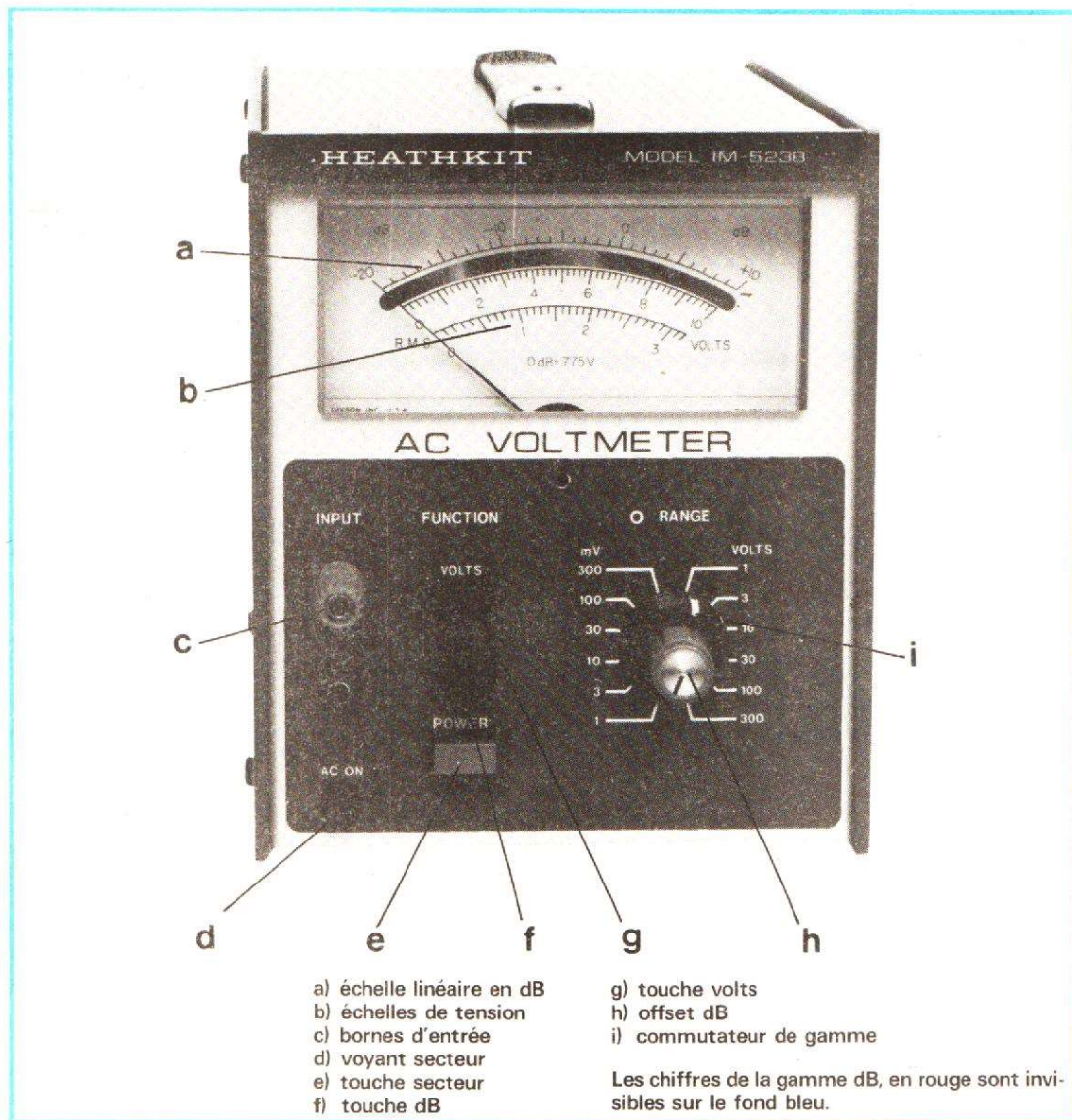
La face arrière du millivoltmètre dispose de plusieurs prises de sortie. La première est une sortie amplifiée, cette sor-

tie délivre un signal alternatif à l'image du signal d'entrée et sera utilisée pour l'examen des signaux. Cette sortie permet de brancher un oscilloscope sans troubler la mesure. On disposera en sortie d'un signal d'une amplitude de 1 V pour la pleine déviation de l'aiguille, on pourra donc y brancher n'importe quel oscilloscope de sensibilité moyenne.

Deux autres sorties sont prévues, elles délivrent des tensions continues. La première, c'est une tension proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée, cette sortie pourra servir au branchement d'un système d'affichage numérique ou d'une table traçante. Pour cette dernière application, on fera plutôt appel à la seconde sortie qui est une sortie pour une tension continue dont l'amplitude est proportionnelle au logarithme du signal d'entrée, en ajoutant au millivoltmètre un générateur à balayage logarithmique et une table traçante X-Y, on disposera d'un traceur de courbe de réponse audio.

Les dimensions de l'appareil sont modestes : 27,8 centimètres de profondeur, 14,3 centimètres de large et 17,2 de haut. Un appareil qui trouvera une place dans tous les postes de mesure.

Le millivoltmètre Heathkit IM-5238 se présente dans un coffret métallique comportant deux faces latérales de tôle d'aluminium épaisse peinte en bleu. La façade est peinte en bleu et blanc, le cadran porte deux échelles de tension, 3,16/10 V, suivant la progression 10dB en 10 dB. L'échelle des dB est imprimée en rouge et un miroir la sépare des graduations en tension. Le miroir est destiné aux mesures précises, pour éliminer l'effet de parallaxe dû à une observation latérale du voltmètre. Pour être bien en face du cadran, il faut superposer l'image de l'aiguille dans le miroir et l'aiguille de telle sorte que l'image disparaisse derrière l'aiguille.



Les prises d'entrée sont des douilles isolées servant aussi de bornes à vis. Au dessous de ces bornes figure un voyant au néon tout à fait classique. La sélection de fonction est confiée à un commutateur à touches, deux touches noires pour le choix entre l'échelle dB et l'échelle volts/millivolts et une touche rouge pour la mise sous tension de l'appareil.

Le commutateur de gammes et le bouton de réglage du 0 dB sont coaxiaux, pour la position étalonnée, le bouton rouge (celui de la gamme dB) doit être tourné à fond dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre.

Pour terminer avec la présentation, signalons la présence d'une poignée facilitant le transport de l'instrument.

CONSTRUCTION

Le millivoltmètre IM5238 est disponible en kit, il peut aussi être acquis tout monté. La fabrication en kit, nous l'avons expérimentée avec succès et hormis quelques erreurs dues vraisemblablement à un manque de soin dû à l'impatience d'avoir terminé, nous avons mis rapidement l'appareil au point.

La notice de construction est en anglais pour l'instant, mais comme l'appareil est prévu pour une large diffusion, sa notice sera traduite en français dans un avenir très proche, en principe au moment de la parution de l'article.

La construction commence par le montage du circuit

imprimé, un circuit unique ou les composants actifs sont repérés avec les indications d'emplacement pour les électrodes ou le point des circuits intégrés. Condensateurs et diodes ont leur polarité indiquée, donc, les risques d'erreur sont minimisés et si toutes les instructions sont respectées, tout doit fonctionner du premier coup. Les circuits intégrés et quelques transistors sont montés sur des supports ce qui évite de les souder et facilite une éventuelle intervention du service après vente.

Les liaisons avec les prises, les commutateurs sont assurées par des fils rigides de couleur, là encore, les différentes longueurs et des explications détaillées évitent d'intervenir certains d'entre eux.

La mise au point et l'étalonnage peuvent se faire à partir des éléments contenus dans le millivoltmètre, on utilisera le galvanomètre de l'appareil comme indicateur.

Si on possède déjà d'autres instruments, ils pourront être utilisés. Une seule difficulté rencontrée aux cours des opérations d'étalonnage, celle d'obtenir l'une des tensions exigées avec la tolérance souhaitée (± 10 mV). Le réglage avec une marge d'erreur supérieure n'entrave pas le fonctionnement, il s'agit en effet d'un étage travaillant avec une contre-réaction en régime normal, une contre-réaction qui est nulle au moment du réglage, ce qui se traduit par un gain important donc, une instabilité normale. Au lieu des ± 10 mV, nous avons pu obtenir ± 30 seulement.

ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

L'alimentation est possible sur 120 ou 240 V suivant le branchement du primaire du transformateur d'alimentation, branchement modifiable par un commutateur. La protection est assurée par un fusible à fusion lente capable d'absorber sans sauter la surintensité au moment de la charge des condensateurs de filtrage. Le redressement est assuré par quatre diodes montées en double redresseur à double alternance grâce au point milieu du secondaire du transformateur d'alimentation. Deux capacités de $500 \mu\text{F}$ se chargent du filtrage, la régulation est confiée à des régulateurs intégrés du type 78 MGC et 79 MGC. Ces régulateurs délivrent chacun une tension régulée de 20 V, une des tensions est positive et l'autre négative. Ces deux circuits intégrés disposent chacun d'une protection thermique et contre les courts-circuits.

Le circuit d'entrée se compose d'abord d'un premier

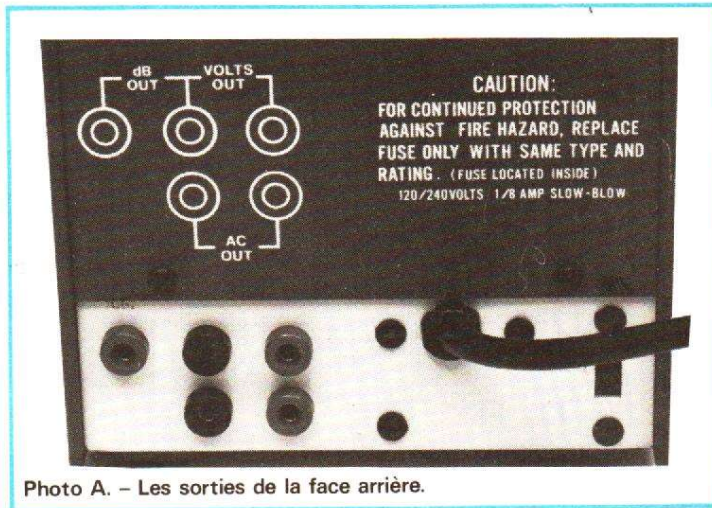


Photo A. - Les sorties de la face arrière.

atténuateur. Cet atténuateur a une atténuation de 1 000, il est compensé en fréquence par le condensateur C2, dont la valeur doit être en principe 1 000 fois inférieure à la capacité d'entrée du montage, lorsque cette dernière est en position atténuée, c'est-à-dire pour les gammes les plus sensibles. Dans un tel diviseur, nous devons avoir d'une part un diviseur résistif pour le continu et les fréquences basses et un diviseur capacitif dont l'influence se fera sentir aux fréquences hautes.

Le signal d'entrée arrive ensuite sur deux diodes et une résistance. Les deux diodes et la résistance constituent un atténuateur qui n'entre en service que pour des signaux d'entrée dont l'amplitude est supérieure à la tension d'alimentation du montage, c'est-à-dire ici ± 12 V. Le premier élément actif est un transistor à effet de champ du type E304 qui est monté en couplage direct avec un transistor PNP 2 N 4121. Une contre-réaction se fait entre le collecteur de Q102 et la source de Q101. Cet amplificateur a son point de fonctionnement réglable par la variation de la résistance de drain de Q101.

L'atténuateur suivant permet d'assurer la progression de 10 dB en 10 dB, ou sur les échelles de tension dans un rapport de 3,16 à chaque pas. Le signal d'entrée de l'amplificateur principal (main amplifier) a son amplitude limitée par deux diodes mon-

tées tête-bêche, cette limitation est de 0,6 V crête crête, alors que la tension normale de fonctionnement est de 4 mV (la sensibilité maximale pour une déviation à pleine échelle est de 1 mV et le gain du premier étage, déterminé par le rapport des résistances R106 et R108 est de l'ordre de 4.

L'amplificateur principal possède un étage d'entrée différentiel. La chute de tension aux bornes de la résistance R121 de 5100Ω est transmise à la jonction base-émetteur de Q105 qui commande à son tour Q106 et 107. La boucle de contre-réaction est composée de plusieurs éléments résistifs et capacitifs. La boucle en continu est formée par R134, R127, R124 et R125, ce qui donne un gain de boucle continue, de 3 environ. En alternatif, nous avons d'autres éléments qui sont R125, R128 et R135 et les condensateurs C109 et C112. Le gain de l'amplificateur est de l'ordre de 800.

La tension de sortie de collecteur de Q107 est envoyée vers la sortie par un réseau d'atténuation composé de résistances à 1%, R137 et R139.

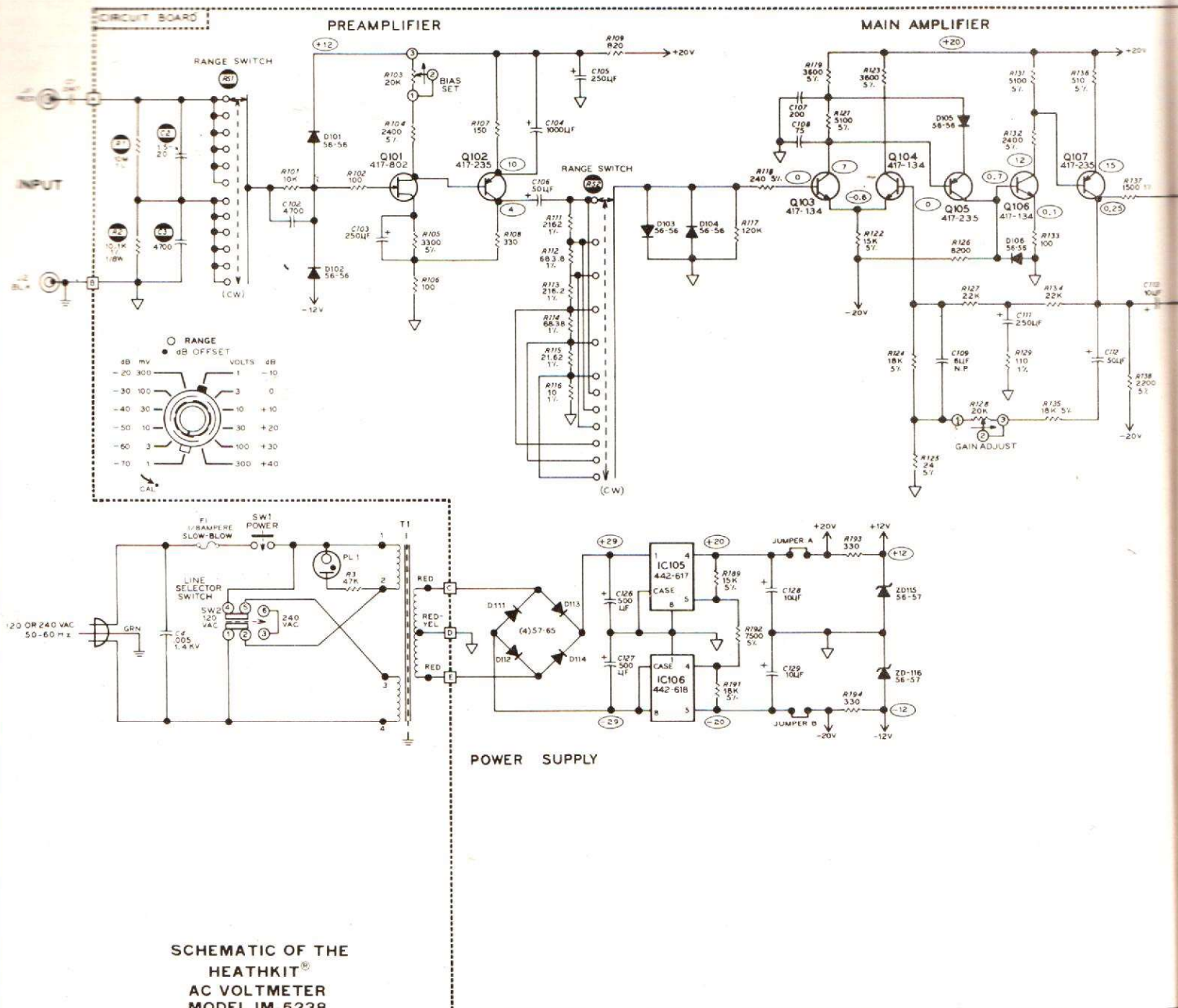
La sortie de l'amplificateur attaque maintenant un convertisseur continu-alternatif. Ce convertisseur est construit à partir d'un circuit intégré qui se compose de cinq transistors montés dans un boîtier unique. Cette disposition permet de bénéficier de

transistors fabriqués simultanément donc de caractéristiques identiques. Ce convertisseur se compose de deux amplificateurs à grand gain identiques composés chacun d'un amplificateur à paire d'entrée différentielle attaquant un transistor de sortie.

Le convertisseur fonctionne de la façon suivante. Si on envoie une impulsion positive de + 1 V à l'entrée du convertisseur, le collecteur du transistor Q108 deviendra négatif, la diode D107 sera bloquée et la diode D108 deviendra conductrice, la résistance R153 appliquera une contre-réaction sur l'entrée de l'amplificateur pour que cette tension devienne proche de zéro. Comme la tension d'entrée du convertisseur était de 1 V, il faut, pour la compenser qu'une tension de -1V soit présente au nœud des résistances R153 et R154.

L'amplificateur opérationnel constitué de IC101C et D a sa boucle de contre-réaction connectée de telle manière que la tension à son entrée, c'est-à-dire à la jonction des résistances R159 et R154 soit nulle. Comme la tension sur l'anode de D108 est de -1V, et que la tension d'entrée du second ampli est nulle, il y aura un courant de 0,2 mA dans la résistance R154. La tension à la jonction des résistances R141 et R146 est de + 1 V, il y a donc un courant de 0,1 mA qui passe dans R146, les autres 0,1 mA passent donc dans la résistance R159 la tension de sortie du second convertisseur devra être de 1 V, pour qu'il y ait un équilibre entre les courants dans R154, R146 et R159. La somme des courants dans un nœud doit être nulle. Nous retrouvons donc une tension dont l'amplitude et la polarité sont identiques à celles de l'entrée. Pour les alternances négatives, nous avons une autre disposition des courants.

Cette fois, la diode D108 est isolante et la diode D107 est conductrice. La cathode de la diode D107 est à zéro, comme



**SCHEMATIC OF THE
HEATHKIT®
AC VOLTMETER
MODEL IM-5238**

NOTES:

1. THE COMPONENT IDENTIFICATION NUMBERS ON THE AC VOLTMETER ARE IN THE FOLLOWING GROUPS:

- 1-99 CHASSIS-MOUNTED PARTS
- 101-199 CIRCUIT BOARD PARTS

2. RESISTOR VALUES ARE IN OHMS (Ω); K=1,000, M=1,000,000.

3. RESISTORS ARE 1/2-WATT, 10% TOLERANCE UNLESS OTHERWISE NOTED.

4. CAPACITOR VALUES LESS THAN 1 ARE IN μF (MICROFARADS); CAPACITOR VALUES OF 1 OR GREATER ARE IN pF (PICOFARADS), UNLESS OTHERWISE NOTED.

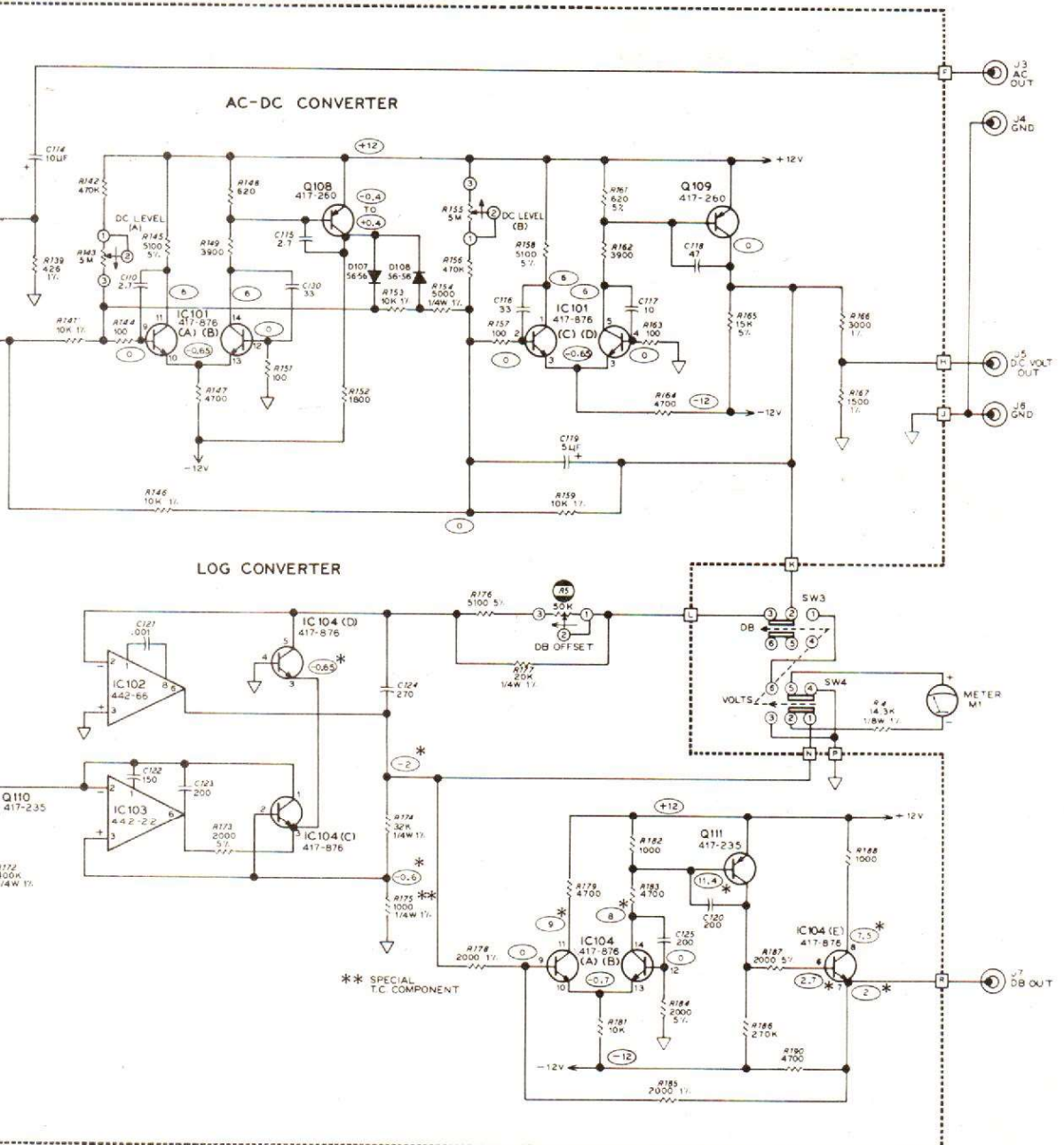
5. THE RANGE SWITCH IS SHOWN IN ITS COUNTERCLOCKWISE (1mV) POSITION.

6. ○ INDICATES A DC VOLTAGE MEASUREMENT TAKEN WITH A HIGH-INPUT IMPEDANCE VOLTMETER FROM THE POINT INDICATED TO CHASSIS GROUND. TOLERANCE: ±20%.

7. ○* INDICATES A DC VOLTAGE WITH A 1KHz, 0.775-VOLT SIGNAL APPLIED TO THE VOLTMETER INPUT. "0"dB RANGE, dB FUNCTION

8. ▽ INDICATES CIRCUIT BOARD GROUND.

9. ≡ INDICATES A CHASSIS GROUND.



- 10. INDICATES CLOCKWISE ROTATION OF A CONTROL.
- 11. INDICATES A CIRCUIT BOARD CONNECTION POINT.
- 12. INDICATES A COMPONENT MOUNTED TO THE CHASSIS AND TO THE CIRCUIT BOARD.
- 13. SEMICONDUCTOR IDENTIFICATION CHARTS ARE ON PAGES 55 AND 56.
- 14. X-RAY VIEW IS IN THE ILLUSTRATION BOOKLET.

Part of 595-1868

Copyright © 1976
 Heath Company
 All Rights Reserved
 Printed in the United States of America

la tension d'entrée du second amplificateur opérationnel est nulle, aucun courant ne circulera dans les résistances R153 et R154. Nous aurons donc alors, pour que la tension au point commun des résistances R146 et R159 soit nulle, une tension de sortie Q109 symétrique à la tension d'entrée, nous aurons donc effectué un redressement à double alternance. Le gain de ce système étant égal à l'unité, le gain des amplificateurs est ici utilisé pour éliminer les tensions de seuil. Le condensateur C119 est un intégrateur.

Le collecteur de Q109 est relié à une sortie continue par un pont de résistances et au galvanomètre par une résistance de précision et à un circuit non linéaire assurant une correspondance logarithmique entre la tension d'entrée et celle de sortie.

Ce convertisseur logarithmique utilise la propriété qu'à le logarithme du courant de collecteur d'un transistor d'être proportionnel à la tension base-émetteur d'un transistor.

Le transistor Q110 fournit au collecteur de IC104C un courant constant dont la valeur fixe la référence 0 dB. Ce générateur est constitué d'un transistor dont la tension de base est constante. Comme la résistance d'émetteur est élevée, le courant de collecteur sera égal au courant d'émetteur, si la tension de base est maintenue constante, la tension d'émetteur le sera également et par suite il y aura un courant constant dans l'émetteur, donc dans le collecteur. La diode D109 assure la compensation thermique du générateur de courant, cette diode possède le même coefficient de température que la jonction base-émetteur du transistor Q110.

La tension d'entrée du convertisseur est appliquée aux résistances R5, R176 et R177. Le courant venant de ce réseau est appliqué au collecteur de IC104D.

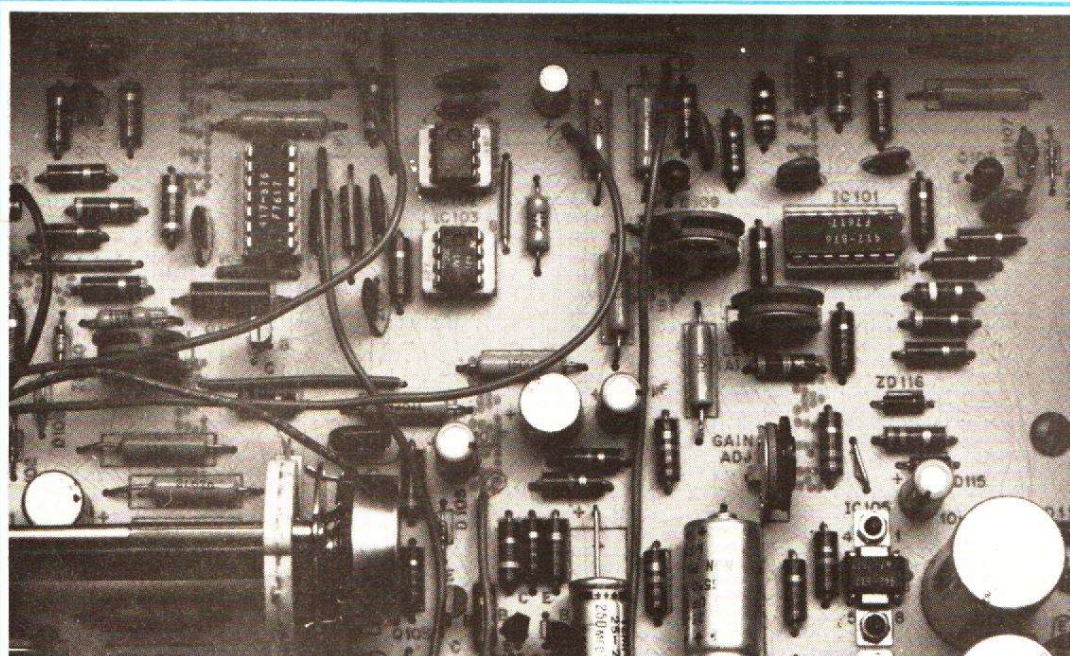


Photo B. - Une conception à circuit intégré sur supports.

Le courant de référence du collecteur de Q110 alimente le collecteur de IC104 C. La tension base-émetteur de ce transistor est la tension de sortie et est le logarithme de son courant de collecteur.

Les émetteurs de IC104 D et C sont reliés entre eux. La tension de base de IC104 C sera la différence entre la tension base-émetteur des deux transistors IC104 D et C. Ainsi, le circuit soustrait le logarithme du courant de référence (tension base émetteur de IC104 C du logarithme du courant d'entrée) tension base émetteur de IC104 D. Nous avons ainsi le logarithme du rapport des deux tensions.

IC103 assure une alimentation flottante pour le transistor IC104 C et IC102 joue un rôle identique pour IC104 D et amplifie les 60 mV par décade des transistors en 1 V/décade plus facile à utiliser.

La résistance R175 est une résistance spéciale à coefficient de température positif qui est utilisée pour compenser celui des transistors. Les transistors IC104 A, B E et Q111 forment un amplificateur de gain unité inversant la tension pour délivrer une tension positive.

CONCLUSIONS

Dire que la conception de cet appareil est originale, c'est tomber dans un lieu commun. Le constructeur n'a pas lésiné sur les moyens pour fournir un outil de travail réellement différent des autres et capable de rendre de gros services pendant longtemps. Nous attendions un tel instrument depuis des années et nous nous sommes rués dessus dès son apparition, après tout, le

millivoltmètre est l'un des outils de base du laboratoire, audio, pour l'entretien comme pour la fabrication, nous sommes ici gâtés avec les sorties qui peuvent être exploitées pour un contrôle automatique ou en enregistrement des performances, il ne reste plus qu'à attendre l'apparition d'un générateur à balayage, une apparition qui ne nous étonnerait pas trop...

Bibliographie : Notice de l'IM-5238.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Gamme de tension (pleine échelle): 1 mV à 300 V en 12 gammes.

Gammes en dB : - 70 dB à + 40 dB, 12 gammes de 10 en 10 dB, offset variable.

Entrée : 10 Megohms//30 pF ;
Borne négative au châssis.

Réponse en fréquence.

Gamme de tension : 10 Hz à 1 MHz ± 2 dB ; 10 Hz à 500 kHz ± 1 dB ; 10 Hz à 250 kHz ± 1 dB.

Gamme dB

Sortie

Continue proportionnelle à la tension d'entrée : 1 V pleine échelle.

Continue proportionnelle au log de la tension d'entrée : 3 V pleine échelle.

Entrée alternative amplifiée : 1 V crête, pleine échelle.

Toutes impédances de sortie : 1 000 Ω ou moins.

Echelles (miroir) 0-10 V ; 0-3,16 V ; - 20 à + 10 dB.

Précision

Toutes gammes de tension : ± 1 dB à 1 kHz plus précision de l'étalon.

Toutes gammes en dB : $\pm 0,5$ % à 1 kHz plus précision de l'étalon.

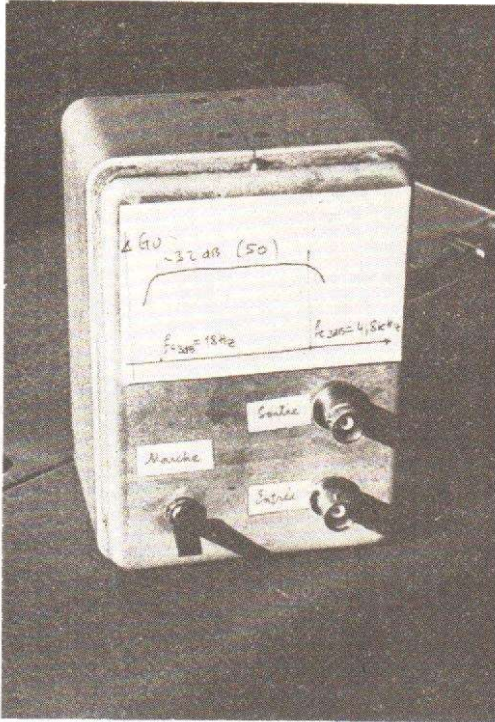
Température de fonctionnement : + 10 °C à + 40 °C.

Alimentation : 100 à 135 V et 200 à 270 V 50/60 Hz 20 W.

Dimensions : 27,6 de long, 14,3 de large et 17,2 de haut.

Poids : 2,5 kg.

PREAMPLIFICATEUR



bas bruit

pour

oscilloscope

NOUS avons construit cet appareil pour la visualisation de faibles signaux, sortant de la gamme de sensibilité de notre oscilloscope. Il peut amplifier cinquante ou cent fois des signaux de moins de $50 \mu\text{V}$ avec un rapport signal/bruit d'au moins 50. Il est idéal pour la manipulation des faibles potentiels biologiques que fournissent électrodes, capteurs ultrasons, etc. Compte tenu de la modicité de son prix de revient, le service rendu en évitant l'achat de tiroirs plus sensibles ou d'oscilloscopes, est inestimable.

PRINCIPE

Il utilise un amplificateur opérationnel genre $\mu\text{A}741$ ou LM318, etc. La figure 1 montre un tel schéma, classique, d'amplificateur non-inverseur.

Le gain en boucle fermée est fixé par le rapport R/r : $A_v = 1 + R/r$, en supposant le gain en boucle ouverte presque infini. En utilisant un amplificateur opérationnel compensé, la bande passante à 3 dB en fonction du gain choisi, sera tributaire de la compensation interne. Un « 741 »

ne pourra pas amplifier à plus de 100 pour une bande passante désirée de 10 kHz, car son produit gain sur bande est de $100 \times 10\,000 = 1 \text{ MHz}$. Encore faut-il le faire à faibles signaux, car en signaux forts, dépassant 5 à 10 V c.c. les résultats sont encore plus mauvais. Or, nous avons destiné cet amplificateur à l'étude de signaux d'électrode biologique de très basse fréquence, donc convenant au « 741 ».

Le problème qui se pose lors de l'utilisation d'un amplificateur plus performant, est celui du bruit. Plus la bande passante obtenue est grande,

plus grande sera « l'herbe » sur l'écran de l'oscilloscope. On l'améliore en limitant la bande passante aux alentours des fréquences des signaux à étudier.

C'est tout, pour ce qui concerne la dynamique. On aurait pu avoir un problème d'oscillation, mais il ne se pose pas avec les circuits à compensation interne. La courbe de fréquence du gain en boucle ouverte chute à 6 dB/octave (20 dB/décade) et laisse une marge de sécurité de 50 %, en ce qui concerne la stabilité.

La polarisation continue pose un problème d'alimenta-

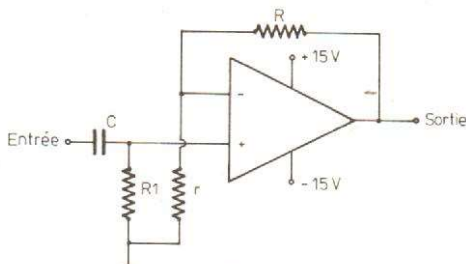


Fig. 1

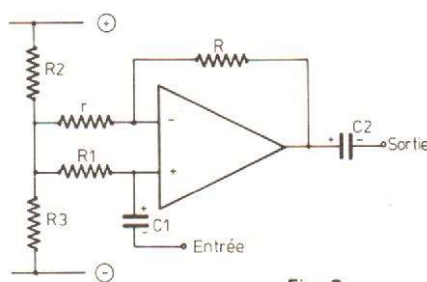


Fig. 2

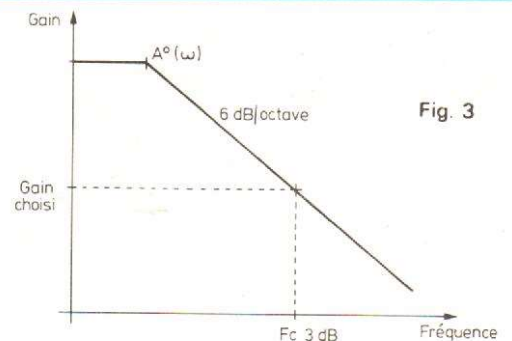


Fig. 3

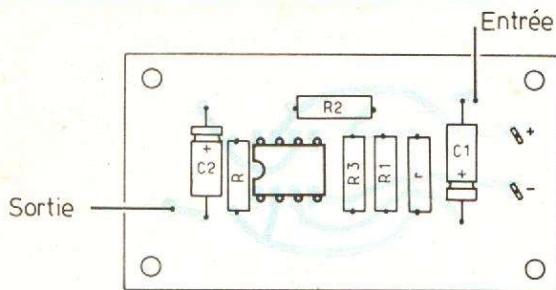
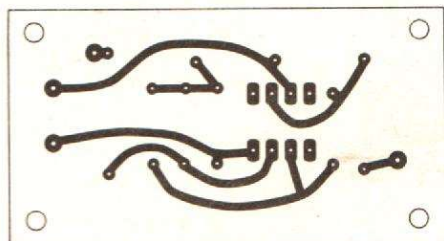


Fig. 5. - Liste des composants :
 C.I. μ A 741
 r : $1\text{ k}\Omega$
 R_2, R_3 : $3,3\text{ k}\Omega$
 R_1, R : $100\text{ k}\Omega$
 C_1, C_2 : $5\text{ }\mu\text{F}$ - 15 V électrochimique

tion : double ou simple ? Pour en économiser une, on peut utiliser le montage de la figure 2, ou le « zéro » s'obtient à l'aide de deux résistances égales R_2 et R_3 . Pas besoin de condensateurs de découplage, car ils auraient eu à découpler « le mode commun ». En effet, le point « zéro » est commun aux polarisations continues de l'entrée inverseuse et non inverseuse. Pour les signaux alternatifs, par contre, le groupement parallèle R_2/R_3 compte, intervenant dans une nouvelle formule de gain. Première intervention : le signal appliqué à l'entrée non inverseuse se trouve diminué, car il doit traverser la résistance parallèle. Deuxième aspect : la résistance « r » de la formule du gain augmente de la même valeur, le gain se trouvant diminué à son tour.

Pour prévoir la bande passante à un gain ainsi donné, il suffit de se pencher sur les

caractéristiques en bande ouverte, comme le montre la figure 3. Au point d'intersection de l'horizontale du gain choisi et des caractéristiques de fréquence se trouve la fréquence de coupure à 3 dB qu'on obtiendrait si l'on faisait l'essai. Généralement on obtient mieux, car la caractéristique de fréquence de la figure 3 est testée après la fabrication pour le minimum. Il ne faut pas espérer non plus trouver dix fois la valeur du catalogue car les constructeurs donnent dans ces cas une particule « S » (spécial) et le vendent, comme il se doit, plus cher.

RÉALISATION

Le circuit imprimé, ultra simple, est donné par la figure 4. Les composants sont disposés conformément à la figure 5. Pour plus de détails utiliser la photo 1 côté pièces du cir-

cuit câblé. On y distingue deux condensateurs. Ils peuvent être électrolytiques si l'on veut descendre à très basse fréquence. Dans ces cas câbler les « plus » des condensateurs du côté opposé aux cosses d'entrée ou de sortie.

Le circuit fonctionne avec deux piles plates de 4,5 V. Faire très attention à la bonne polarité. Dans le cas contraire, le circuit intégré chauffe comme une bonne diode dans laquelle on fait passer des ampères, son substrat ne servant plus d'isolation mais « d'anode commune ». Il est, bien entendu, inutilisable, après plus de trois ou quatre secondes d'échauffement.

Il n'y a aucun réglage à faire.

La mise en boîte ne demande aucun commentaire. Les prises d'entrée-sortie sont du type BNC. La masse commune est en même temps le « - » de l'alimentation. Du fait de l'utilisation d'une seule

alimentation, l'interrupteur marche-arrêt est unipolaire. Dans le cas contraire, un interrupteur bipolaire s'imposerait.

MESURES FINALES ET RÉSULTATS

L'amplificateur consomme environ 5 mA. Avec les composants choisis, nous avons obtenu une bande passante à 3 dB de 18 Hz à 4,8 kHz.

La photo 2 montre le parfait fonctionnement du dispositif. La trace de droite de l'oscilloscope Gould-Advance utilisé, sensible à 20 mV/cm est la même que la trace de gauche, à 1 V/cm, pour un gain de 50.

À très faible niveau les figures de bruit des signaux non amplifié et amplifié sont les mêmes, démontrant que le préampli n'introduit pas de bruit propre notable.

A. KOTON

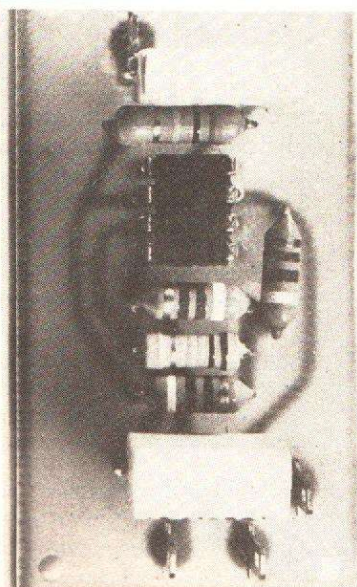


Photo 1

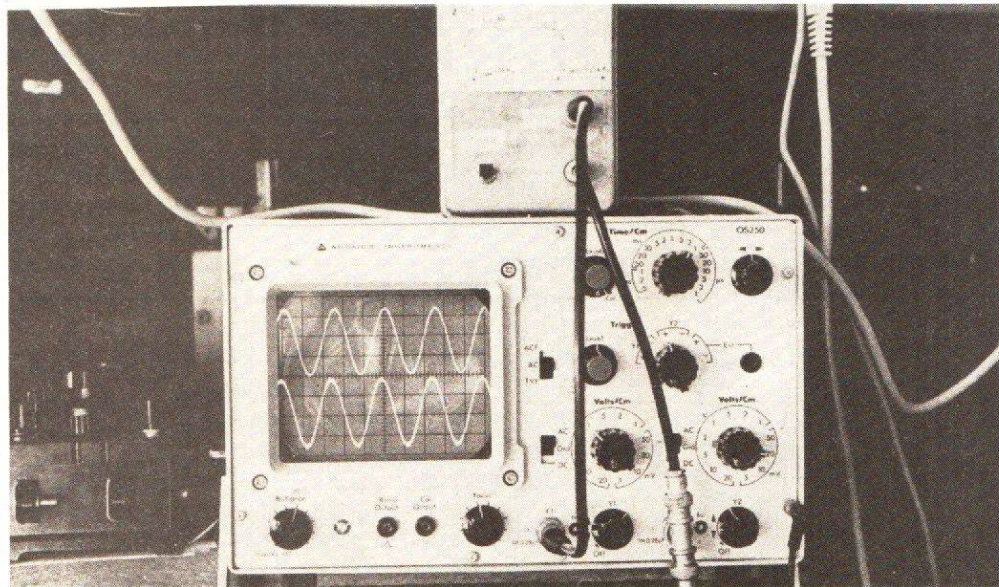


Photo 2

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

(Suite voir N° 1579)

LES DIFFÉRENTES CATÉGORIES DE PIÈCES DÉTACHÉES, UNE NOUVELLE CONCEPTION

Les spécifications auxquelles doivent satisfaire les composants électroniques diffèrent évidemment suivant les conditions d'utilisation. Le tableau 2 indique ainsi d'abord, d'une manière élémentaire, les différentes catégories essentielles des composants, leurs principaux emplois et, en correspondance, les caractéristiques et exigences les plus essentielles.

La technique électronique n'aurait jamais pu atteindre son degré de perfectionnement actuel, et ses progrès ne seraient pas possibles si, parallèlement, les fabricants n'avaient pas réussi à améliorer encore les performances des composants en version discrète ou intégrée. Il a fallu considérer, d'une part, les progrès dans la structure même des composants et, d'autre part, dans leur nature.

Les transformations profondes sont dues à la complexité du circuit, qui est bien souvent la conséquence de la miniaturisation des éléments, ce qui rend possible un regroupement des différents ensembles. Il a donc fallu modifier les conceptions de l'utilisation des nouveaux composants et de la technique elle-même.

L'assemblage des composants à la disposition des constructeurs de tous genres avait pour but essentiel d'obtenir une fonction déterminée. Primitivement, il s'agissait de considérer les fonctions élémentaires de résistance, de capacité, d'inductance, c'est-à-dire de conversion tension/courant, courant/tension, tension/tension et, d'autre part, les fonctions d'amplification au moyen d'abord de tubes puis de transistors. Puis, il a fallu imaginer et réaliser des groupes fonctionnels différents de conversion tension/fréquence, de filtrage beaucoup plus compliqué à bande extrêmement réduite, d'amplification à très haute qualité, beaucoup plus difficiles à réaliser, en pratique ; il a fallu, en particulier, considérer des systèmes très divers d'asservissement, et de synchronisation.

Ces problèmes peuvent amener à considérer différentes catégories de composants analogiques, d'abord les éléments discrets tels que résistances, capacités, transistors, puis les combinaisons nécessitant un premier niveau d'intégration ; les oscillateurs, les filtres synchrones, les régulateurs, les temporisateurs, les comparateurs, les amplificateurs opérationnels.

Un second niveau d'ensembles fonctionnels a dû être considéré, étudié et réalisé ; il concerne des circuits divers de télévision, les montages de

radio-récepteurs à modulation d'amplitude, les circuits électroniques pour appareils électro-acoustiques.

Ces circuits intégrés récents sont de plus en plus nombreux et leur développement est rapide ; ils sont destinés, en grande partie, aux appareils dits « grand public » et offrent pour cet usage des

avantages remarquables, de compacité, d'économie, et de facilité de maintenance.

Les téléviseurs peuvent désormais être réalisés entièrement avec des circuits intégrés et les magnétophones à cassettes peuvent être, en principe, équipés électroniquement avec un seul circuit intégré. Telefunken a pu établir un

*tournez
la page*

infra
vous
informe

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a light-colored shirt and tie, holding a telephone receiver to his ear. To his right is a vintage television set on a stand. The entire scene is framed by a large, stylized arrow pointing downwards. The word 'infra' is written in a bold, lowercase font in several places: once in a speech bubble above the TV, once on the TV's screen, and once in a large box at the bottom. The 'infra' logo, consisting of a stylized 'V' shape with radiating lines, is repeated in the corners of the advertisement.

radio-récepteur monté tout entier sur une plaquette ou « puce » de 4 mm², renfermant cependant une centaine de composants, et permettant d'obtenir une réception d'une puissance modulée de 0,8 W.

Les mêmes recherches s'appliquent ainsi aux montages électroniques analogiques ou logiques professionnels, très complexes, aux calculateurs de poche, aux horloges électroniques, aux montres à quartz, aux mémoires à grande capacité, aux micro-processeurs aussi bien qu'aux montages les plus récents de radio-récepteurs, de téléviseurs, d'appareils musicaux à haute fidélité.

Les deux domaines ont une structure fonctionnelle identique, bien que leur étude ait commencé à des périodes différentes. Les domaines analogiques et digitaux sont beaucoup moins séparés, en réalité, qu'on pourrait le croire à première vue ; ils sont destinés de plus en plus à se rapprocher et

à coopérer grâce, d'ailleurs aux convertisseurs analogiques/digitaux et digitaux/analogiques ; nous avons vu ainsi apparaître des systèmes de transmission des images et de télécommunications, sinon d'amplification, numériques.

Il faut considérer, d'autre part, les perfectionnements de la nature même des composants, les nouveaux problèmes récents posés par leur fabrication. On a recherché essentiellement à augmenter les densités d'intégration des éléments des circuits sans modifier les performances, et surtout la fiabilité.

Le plus petit composant utilisable pour constituer les circuits intégrés est constitué par le transistor MOS, qui permet d'obtenir un rendement satisfaisant, mais nécessite des montages particuliers.

On a considéré, par ailleurs, les réductions de surface. Toutes les surfaces de la plaquette de silicium qui ne sont pas destinées à assurer la fixation

d'un transistor ont ainsi été réduites au maximum, de sorte que les pertes de surface sont ainsi encore plus réduites.

La troisième conception consiste dans la réduction de la consommation individuelle de l'intérieur des ensembles intégrés. Ces circuits permettent difficilement la dissipation de la chaleur, en raison de leur constitution même, et de la disposition des éléments.

L'augmentation de la production de chaleur peut ainsi déterminer des altérations plus ou moins dangereuses des jonctions. Pour les éviter, on a mis au point des montages utilisant deux transistors complémentaires, montés de telle sorte que lorsque l'un est conducteur, l'autre ne l'est pas.

Pourtant l'augmentation de la rapidité des circuits, l'utilisation des très hautes fréquences ne peut être obtenue qu'avec une augmentation de la consommation. La réduction

de plus en plus poussée des composants nécessite ainsi une rapidité de plus en plus grande. Les capacités parasites dépendent des surfaces des jonctions ; la réduction de celles-ci permet d'obtenir un meilleur rapport puissance/vitesse.

De plus en plus ainsi, les techniques des composants basées sur l'intégration semblent destinées à un brillant avenir ; il faut donc prévoir une diminution plus ou moins rapide plus ou moins importante de l'emploi des composants discrets. Ils pourront cependant encore être utilisés très longtemps pour des usages particuliers, tels que les montages de grande puissance haute-fréquences, les circuits à hyper-fréquences, les appareils industriels de puissances plus ou moins élevées.

La micro-miniaturisation a permis d'envisager pour un avenir plus ou moins lointain la réalisation des circuits presque aussi complexes et dotés de possibilités qui permettront d'assimiler plus ou moins à des réseaux des neurones du cerveau humain.

Cependant, dans les circuits intégrés, la partie active est, en réalité, presque négligeable par rapport à l'emplacement nécessaire pour les connexions. Les réductions continues de dimensions posent ainsi, nous l'avons noté plus haut, des problèmes de la dissipation d'énergie engendrée par les diverses fonctions élémentaires.

La solution des difficultés d'intégration et la miniaturisation présentent ainsi des problèmes qui varient suivant la nature des composants. Les résistances et les éléments à semi-conducteurs peuvent être, en général, facilement miniaturisés ; la réalisation est beaucoup moins facile pour les composants selfiques, et pour les condensateurs malgré les transformations apportées par la réalisation et l'utilisation des condensateurs électrolytiques de plus en plus perfectionnés et divers.

TABLEAU 2

Catégorie	Applications	Caractéristiques nécessaires
Composants « grand public »	Radio-Récepteurs, téléviseurs, machines parlantes, applications industrielles	Prix compétitifs. Utilisation facile. Longue durée de service. Nécessite résistance climatique et de miniaturisation plus ou moins essentielles.
Composants pour circuits transistorisés et intégrés	Matériels professionnels, industriels ou même « grand public »	Composants subminiatures de dimensions comparables à celles des transistors. Fonctionnement sous tensions et courants faibles. Fiabilité essentielle.
Matériels professionnels. Aviation. Applications militaires	Appareils restant au sol. Matériels aéroportés. Radars, etc.	Sécurité d'emploi essentielle. Conditions de fonctionnement sévères : large gamme de températures, humidité, pression. Légèreté du matériel aéroporté. Miniaturisation ou subminiaturisation de plus en plus fréquente.
Composants pour aérospatiale, missiles, engins téléguidés, etc.	Toutes catégories d'engins téléguidés	Sécurité d'emploi primordiale. Contrôle pendant les périodes de stockage. Subminiaturisation indispensable. Compatibilité avec résines d'enrobage nécessaire. Large gamme de températures de fonctionnement. Résistance aux chocs et aux accélérations.

LA QUALITÉ ET LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS

La normalisation consiste dans la réglementation nationale ou internationale des dimensions et des qualités des produits industriels. Cette opération permet de simplifier la fabrication et de l'unifier, de faciliter le choix et la sélection, ainsi que l'approvisionnement, d'améliorer encore la qualité des produits.

Il y a quelques années, au début de l'électronique, chaque constructeur d'ensembles de montages, radio-récepteurs, téléviseurs, amplificateurs, électrophones et magnétophones, etc., faisait appel pour se procurer les composants ou pièces détachées d'alors passifs ou actifs, condensateurs, résistances, tubes, contacteurs, etc., à d'autres constructeurs spécialisés.

Ceux-ci fabriquaient les pièces demandées suivant les types, les dimensions et les caractéristiques nécessaires. Dans certains cas, le constructeur d'ensembles électroniques lui-même, s'il était suffisamment outillé, fabriquait même les pièces détachées, dont il pouvait avoir besoin.

Cette habitude a eu pour résultat rapide la création d'une multitude de composants de types, de dimensions et de caractéristiques dissemblables, ce qui rendait le dépannage ou la rénovation des appareils très difficile, très coûteuse et parfois même impossible. Ce cas se présente surtout pour des appareils anciens, pour lesquels le constructeur ne fabrique plus de pièces de rechange.

La normalisation offre ainsi de grands avantages ; elle limite la diversité des types de composants, réduit la diversité et la variété inutiles, fait disparaître l'imprécision des règles et des prescriptions relatives aux caractéristiques et aux emplois de ces types.

Parmi les nombreux modèles, qui existent cependant, cette normalisation fait apparaître les types les plus courants, et

ceux qui ont donné les meilleurs résultats rationnels. On voit ainsi disparaître, de même, les modèles accessoires moins intéressants, dont la fabrication et l'utilisation sont contraires à l'intérêt général, tant de celui des fabricants, que des distributeurs et des utilisateurs.

UNE PREMIÈRE QUESTION : LES UNITÉS NORMALISÉES PAR LES COMPOSANTS

Les caractéristiques des composants mécaniques et surtout électriques sont indiqués au moyen d'unités diverses concernant les différentes quantités électriques : l'intensité du courant, la force électromotrice, et la tension, la résistance électrique, la conductance, la charge électrique ou la capacité, l'inductance, le flux d'induction, l'induction magnétique, etc. Il est indispensable que ces unités soient fixées avec précision, et présentent une valeur aussi bien nationale qu'internationale.

Elles ont, d'ailleurs, été modifiées au fur et à mesure des progrès mêmes et des transformations de l'électronique ; il importe donc, tout d'abord, de les connaître avec précision sous leur forme actuelle, afin de pouvoir étudier avec fruit, d'une manière efficace, les caractéristiques indiquées par les constructeurs.

LES SYSTÈMES RÉCENTS D'UNITÉS

Le 23 décembre 1975, le système international des unités de mesures (SI), qui a remplacé l'ancienne dénomination « système métrique décimal », enregistrait deux succès remarquables de part et d'autre de l'Atlantique. L'un à Paris était prévu ; la parution

au Journal Officiel de l'important décret métrologique du 4 décembre 1975 ; le second aux Etats-Unis n'était même plus attendu à force d'avoir été espéré et a constitué un événement ; le président Ford a, ce jour-là, approuvé et signé le « Metric Conversion Act » (loi de conversion métrique).

Les Etats-Unis avaient jusqu'à présent officiellement conservé leur système complexe de mesure propre, hérité de la Grande-Bretagne, malgré des entorses de plus en plus fréquentes en faveur de SI. Ils se contentaient donc de faire vérifier et mesurer leurs étalons nationaux par le Bureau International des Poids et Mesures (pavillon de Breteuil-Sèvres) le plus grand laboratoire du monde en matière de métrologie, dont la mission statutaire, purement scientifique, est le maintien et le contrôle des unités de mesure.

Un « US Metric Board » - Bureau métrique des Etats-Unis - a été créé dans un but de coordination et d'information. Le décret du 4 décembre 1975 modifie les décrets précédents de 1961 et de 1966. Chacun a intérêt à le connaître puisqu'il fait officiellement le point sur le terrain essentiellement mouvant des unités de mesure.

Après avoir réaffirmé que « le système légal est le système métrique à sept unités de base appelé par la Conférence générale des Poids et Mesures : Système International d'Unités (SI), il donne une liste complète des unités de mesure légalement admises en France, de leurs définitions, et valeurs en SI.

Parmi celles-ci, figurent naturellement celles dont la C.E.E. avait prescrit l'adoption, alors que celles qu'elle condamnait ont été supprimées. Mais le gouvernement français a profité de l'occasion pour adopter aussi, cette fois sans qu'aucune décision de la C.E.E. ne l'y obligeât encore, deux nouvelles unités définies par la Conférence générale des Poids et Mesures lors de

la session de mai 1975. Ce sont le becquerel et le gray.

Une note préliminaire, dont la nécessité et l'intérêt sont évidents, édicte ou rappelle des prescriptions orthographiques et typographiques très précises et détaillées, avec des exemples dont voici l'essentiel :

1) Formation des multiples et sous-multiples décimaux de l'unité.

Sont interdits les « préfixes composés », c'est-à-dire formés par la juxtaposition de plusieurs préfixes.

2) Énoncé des très grands nombres : est admise la formule $10^{6N} - N$ (illion) pour énoncer les puissances de 10 à partir de 10^{12} .

Exemple : $10^{12} =$ billion ; $10^{36} =$ sextillion.

3) Écriture des nombres : l'utilisation de la virgule dans les nombres n'est admise que pour séparer la partie entière des nombres de leur partie décimale ; pour faciliter la lecture, les nombres peuvent être partagés en tranches de trois chiffres (à partir de la virgule, s'il y en a une). Ces tranches ne sont jamais séparées par des points, ni par des virgules.

4) Noms des unités ; même constitués par des noms de savants, ce sont grammaticalement des noms communs ; leur initiale est une lettre minuscule et ils prennent un s au pluriel (exemples : 10 newtons), sauf s'ils se terminent par s, x ou z et à l'exception de quintal, dont le pluriel est quinquaux.

5) Symboles :

a) Les symboles des unités (à l'exception du symbole de l'ohm qui est la lettre majuscule grecque Ω), sont exprimés en caractères romains en général, minuscules ; toutefois, si les symboles sont dérivés de noms propres, leur première lettre est un caractère romain majuscule. Ces symboles ne sont pas suivis d'un point. Les symboles ne prennent pas la marque du pluriel. Ainsi « dix kilomètres » s'écrit 10 km et non 10 KM, 10 Km, 10 kms ou 10 Kms.

b) Lorsque le symbole du

multiple ou sous-multiple d'une unité comporte un exposant, celui-ci ne se rapporte pas seulement à la partie du symbole qui désigne l'unité, mais à l'ensemble du symbole.

Exemple : km^2 signifie k(m)^2 , aire du carré ayant un kilomètre de côté, soit 10^6 mètres carrés, km^2 ne signifie pas k(m)^2 , ce qui correspondrait à 1000 mètres carrés.

c) Le symbole de l'unité suit le symbole du préfixe, sans espace.

d) le produit des symboles de deux ou plusieurs unités est indiqué de préférence par un point, comme signe de multiplication. Ce signe peut être supprimé dans le cas où aucune confusion n'est possible avec un autre symbole d'unité.

Exemple : newton-mètre peut s'écrire N.m ou Nm , mais non mN qui signifie millinewton.

e) Quand une unité dérivée est formée en divisant une unité par une autre, on peut utiliser la barre oblique (/), la barre horizontale ou bien des puissances négatives

Exemple : $\text{m/s} : \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ou m.s^{-1}

d) On ne doit jamais introduire sur la même ligne plus d'une barre oblique, à moins que des parenthèses soient ajoutées afin d'éviter toute ambiguïté.

Le décret du 4 décembre 1975 fournit une liste exhaustive des unités de mesure légales en France. Nous en publions le tableau commenté par les unités qui nous intéressent ici, liste que nul n'est censé ignorer, puisque le non-respect de la loi expose tout contrevenant à des amendes en matière de métrologie, comme en tout autre domaine.

LES UNITÉS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES NORMALISÉES

Le système de mesure légal est le système international SI directement dérivé du sys-

TABLEAU 3

Grandeurs électriques et magnétiques	Unités employées	Symboles
Intensité de courant électrique	Ampère	A
Force électromotrice différence de potentiel, en tension	Volt	V
Résistance électrique	Ohm	Ω
Intensité de champ	Volt par mètre	V/m
Conductance électrique	Siemens	S
Quantité d'électricité, charge électrique	Coulomb	C
Capacité électrique	Farad	F
Inductance électrique	Henry	H
Flux d'induction magnétique	Weber	W
Induction magnétique	Tesla	T

tème MKSA ou système giorgi. Les unités de base dans ce système sont le mètre, le kilogramme-masse, la seconde, l'ampère, le degré Kelvin et la Candela. Ce sont essentiellement les unités électriques qui nous intéressent ici, pour définir valablement les caractéristiques des composants.

A partir de l'ampère, intensité de courant, on définit l'unité de tension, ou volt, l'unité de résistance ou ohm, l'unité de quantité d'électricité ou coulomb. La loi de l'induction définit le flux de l'induction magnétique évalué en webers ; l'unité d'énergie ou

joule est le produit du volt par le coulomb ou de l'ampère par le weber.

L'unité d'inductance électrique est le henry et la capacité des condensateurs est mesurée en farads. La densité du flux magnétique, ou induction magnétique, dépend du flux, de la surface, et du temps. Entre l'induction magnétique et le champ magnétique, il existe une relation, dans laquelle on fait apparaître la perméabilité magnétique.

Le tableau 3 indique ainsi ces différentes unités. L'ampère est, par définition, l'intensité d'un courant électrique constant, qui, maintenu

entre deux conducteurs parallèles rectilignes de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produirait entre ces conducteurs une force de 2107 newtons par mètre de longueur.

Suivant la définition officielle actuelle, la force électromotrice, différence de potentiel, ou tension est mesurée en volts. Le volt est la différence de potentiel électrique qui existe entre deux points d'un conducteur, parcouru par un courant constant de 1 A, lorsque la puissance dissipée entre ces deux points est égale à 1 W.

La résistance électrique est mesurée en ohms. L'ohm est la résistance électrique entre deux points d'un conducteur, lorsqu'une différence de potentiel de 1 V appliquée entre ces deux points produit dans ce conducteur un courant de 1 A, le conducteur n'étant le siège d'aucune force électromotrice.

L'intensité de champ est mesurée en volts par mètre ; cette unité est l'intensité d'un champ électrique qui exerce une force de 1 newton sur un corps chargé d'une quantité d'électricité de 1 coulomb.

La conductance électrique est mesurée en siemens, le siemens est la conductance électrique d'un conducteur ayant une résistance électrique de 1Ω .

La quantité d'électricité, ou charge électrique, est évaluée en coulombs, quantité d'électricité transportée en une seconde par un courant de 1 A.

La capacité électrique est mesurée en farads ; le farad est la capacité d'un condensateur électrique entre les armatures duquel apparaît une différence de potentiel de 1 V, lorsqu'il est chargé d'une quantité d'électricité de 1 coulomb.

L'inductance électrique est évaluée en henrys ; le henry est l'inductance électrique d'un circuit fermé, dans lequel une force électromotrice de

TABLEAU 4

Grandeurs optiques	Unités employées	Symboles
Intensité lumineuse	Candela	cd
Flux lumineux	Lumen	lm
Eclairement lumineux	Lux	lx
Luminance	Candela par mètre carré	cd/m ²
Vergence optique	l par m dioptrie	m ⁻¹ δ

1 V est produite, lorsque le courant électrique qui parcourt le circuit varie uniformément à raison de 1 A par seconde.

Le flux d'induction magnétique est mesuré en webers ; le weber est le flux d'induction magnétique, qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produit une force électromotrice de 1 V, si on l'annule en 1 seconde par décroissance uniforme.

L'induction magnétique est mesurée en teslas ; le tesla est l'inductance magnétique uniforme, qui, répartie normalement sur une surface de 1 m², produit à travers cette surface un flux d'induction magnétique total de 1 weber.

A propos des définitions précédentes, faisant appel au newton, nous rappellerons à nos lecteurs que cette unité relativement nouvelle est la force qui communique à un corps ayant une masse de 1 kg une accélération de 1 m par seconde carrée.

On admet cependant encore, pratiquement, à titre de tolérance, d'autres unités, du moins pour la quantité d'électricité, et on peut encore utiliser l'ampère-heure, qui vaut 3 600 coulombs.

Par contre, il est tout à fait interdit, en principe, d'utiliser le maxwell pour évaluer le flux d'induction magnétique, et le gauss pour évaluer l'induction magnétique.

LES UNITÉS OPTIQUES

Le développement de l'opto-électronique, les progrès des composants corres-

pondants, nécessitent la connaissance des unités optiques actuelles, d'autant plus que les modifications dans ce domaine ont été encore plus importantes qu'en électricité (tableau 4).



SSB - BLU (THEORIE ET PRATIQUE)

de R. PIAT (F3XY) **NOUVEAUTE**

La technique de la bande latérale unique (BLU) a conquis le domaine des amateurs de trafic en téléphonie, sur les bandes dites décimétriques, de sorte que des stations travaillant sur VHF et UHF sont chaque jour plus nombreuses. Il convient par conséquent, de se mettre au courant de tout ce qui concerne l'émission et la réception de ce mode de communication.

L'auteur explique dans son livre les avantages du BLU et de plus donne un très grand nombre de schémas.

EXTRAIT DU SOMMAIRE :

SSB = BLU

Réception des émissions B.L.U.

Production d'un signal B.L.U.

Conversion de fréquence

Emission à double bande latérale (DSB)

Réalisations pratiques — Petits émetteurs et exciteurs

L'étage de puissance

Les émetteurs-Récepteurs ou Transceivers

Quelques circuits annexes

Un ouvrage de format 14,5 × 21, broché, de 152 pages, 144 schémas. Prix : 38 F

En vente chez votre libraire habituel et à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - C.C.P. 4949 - 29 Paris

L'intensité est ainsi évaluée en candelas ; cette unité est l'intensité lumineuse dans la direction perpendiculaire d'une surface de 1/600 000 m² d'un corps noir, à la température de congélation du platine, sous la pression de 101 325 pascals. Précisons que le pascal, unité de contrainte et de pression, est la pression uniforme qui, agissant sur une surface plane de 1 m² exerce perpendiculairement à cette surface une force totale de 1 newton.

Le flux lumineux est mesuré en lumens. Le lumen est le flux lumineux émis dans un angle solide de 1 stéradian par une source ponctuelle uniforme située au sommet de l'angle solide et ayant une intensité lumineuse de 1 candela.

Nous précisons que le stéradian est l'angle solide, qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe sur la surface de cette sphère une aire équivalente à celle d'un carré, dont le côté est égal au rayon de la sphère.

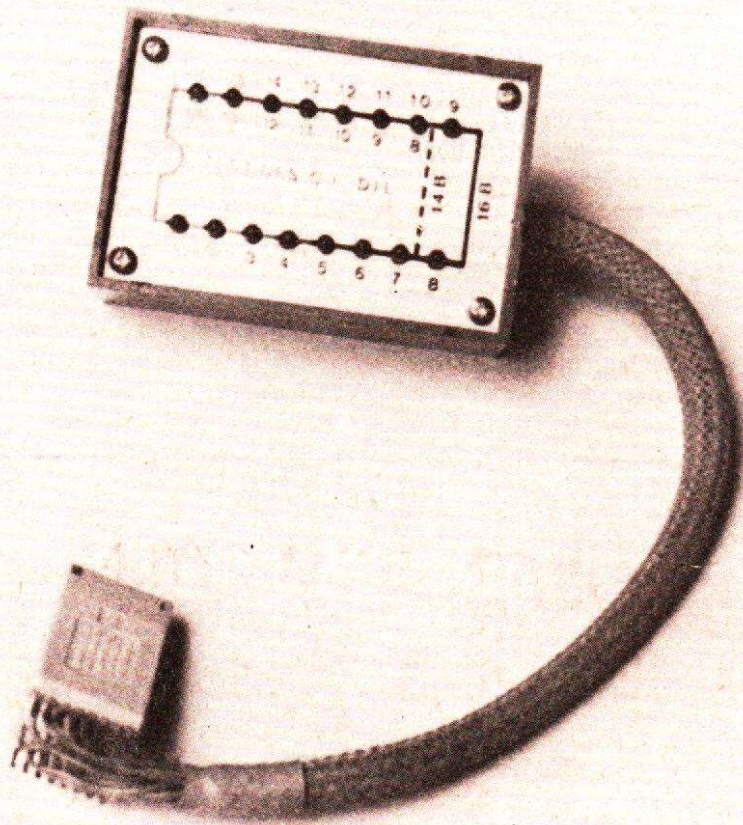
La luminance lumineuse est mesurée en candelas par mètre carré. Cette unité est la luminance d'une source, dont l'intensité lumineuse est de 1 candela, et qui éclaire une surface de 1 m².

On peut encore évaluer ce qu'on appelle la vergence des systèmes optiques, exprimée en dioptries, par l'inverse de la distance focale donnée en mètres. La vergence positive prend le nom de convergence, et la vergence négative celui de divergence.

(à suivre)

R.S.

TESTEUR DE CIRCUITS INTEGRES D. I. L.



RÉCEMMENT plusieurs instruments de contrôle des états logiques de circuits intégrés sont apparus sur le marché de la mesure en électronique.

Ces instruments permettent de visualiser l'état des entrées et des sorties des circuits intégrés Dual In Line sur des voyants LED qui, lorsqu'ils sont éteints visualisent un état 0 ou allumés donne un état 1.

Les circuits formant ces instruments sont sophistiqués. Les LEDs sont commandés ou non suivant des normes de

tensions logiques et sur des plages d'excursion différentes. Ces instruments sont d'une très grande utilité et d'une simplicité d'emploi que nous ne contestons pas mais leur prix d'achat, lui est cher (700 F).

Pour une somme modique (120 F) nous avons réalisé notre testeur. Il est prévu pour le contrôle des circuits intégrés Dual In Line aussi de 14 pattes et 16 pattes.

L'élément de visualisation est une diode LED, de faible dimension et de petite consommation. Chaque LED

lorsqu'il est allumé, est traversé par un courant de 5 mA. C'est un courant qui est très facilement supporté par une sortie TTL puisqu'une sortie peut commander 10 entrées maximum et qu'une entrée doit être polarisée avec un courant moyen de 1,6 mA donc le courant total est de : $1,6 \text{ mA} \times 10 = 16 \text{ mA}$. Nous voyons que nous sommes loin des 16 mA avec nos 5 mA.

Par ailleurs, avec notre montage, lorsqu'un état haut (+ Vcc) est détecté sur une entrée du circuit, le courant nécessaire à l'illumination du

LED, correspond à une tension de polarisation d'environ 2,5 V ce qui correspond à la norme de la logique intégrée.

RAPPEL SUR LA LOGIQUE

En logique, il y a deux états : l'état 0 ou 1 on peut aussi dire tout ou rien. En pratique cela se traduit par l'allumage d'un voyant, coller ou décoller un relais, etc.

Les valeurs de ces deux

états sont pour l'état 0 :
 $< 0,7 \text{ V}$; pour l'état 1 :
 $> 2,4 \text{ V}$.

La tension maximum d'alimentation d'un circuit intégré est de $5,5 \text{ V}$.

LE SCHÉMA (fig. 1)

Le circuit consiste en une paire de branches électriques entre chaque broche de test et un circuit commun. Par exemple à la broche 1 nous avons une première branche formée du LED D_1 et R_1 , puis la deuxième branche formée de D_2 , cela par rapport à une ligne commune.

Une branche de chaque paire est seulement traversée par un courant, l'autre étant bloquée soit par la diode, soit par le LED qui est aussi une diode.

Pour faciliter l'explication du fonctionnement nous allons considérer qu'à la broche 16 est appliqué un niveau logique 1 (+ Vcc), à la broche 15 un niveau logique 0 (masse ou $0,7 \text{ V max}$) et la broche 1 elle, est branchée à la masse de l'alimentation.

Le courant conventionnel circule dans le circuit en

entrant par la borne 16 et en sortant par la borne 1 via le LED D_{31} , R_{16} et D_2 . Au passage, le courant passant de 16 à 1 a été bloqué alternativement par la diode D_{32} et le LED D_1 . Le LED D_{31} est illuminé par le passage du courant dans le bon sens, indiquant la présence d'un état 1 (+ 5 V). Le courant traversant le LED D_{31} est limité par R_{16} 330Ω .

En pratique une faible partie du courant traversant D_{31} , passe aussi de la borne 16 à 15 via D_{31} , R_{16} et D_{30} . Cela est dû au fait que la borne 15 est au potentiel de la masse et forme donc une branche de courant puisque nous avons à faire à des réseaux de résistances régies par la loi d'Ohm. Ces réseaux se trouvent branchés en série-parallèle.

La borne 15 est sensée être à un état logique 0, c'est-à-dire qu'une tension de 0 à $0,4 \text{ V}$ est présente à cette borne. C'est un potentiel trop faible pour surmonter la tension inverse de polarisation du LED et de la diode, lesquels restent donc à la masse.

La borne qui est reliée au + Vcc de l'alimentation est prise en compte comme un état 1, illuminant le LED correspondant. Cela permet de

savoir si l'alimentation est présente.

Si on considère une autre partie de circuit on pourra constater que le fonctionnement est le même que celui expliqué précédemment. On se rend compte de l'universalité des branchements car tout le monde sait que maintenant il y a de nombreux circuits intégrés et la position des broches est elle aussi différente sur bon nombre d'entre eux.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le dessin du circuit imprimé est donné à la figure 2, à l'échelle 1. Le dessin représente la plaquette pour une moitié du montage, il faudra graver deux circuits identiques pour avoir le test des 16 bornes. Le travail est simple puisque les deux demi-circuits sont symétriques.

On utilisera des pastilles de $\varnothing 2,54 \text{ mm}$ pour les diodes et les résistances. Pour les LEDS il sera préférable de prendre des pastilles de $\varnothing 2,14 \text{ mm}$ ou mieux encore des pastilles pour circuits intégrés DIL. Les pistes seront tracées avec

de la bande de $1,27 \text{ mm}$ de largeur.

Une fois les circuits gravés, on effectuera le perçage avec un foret de $\varnothing 0,8 \text{ mm}$.

Ensuite, il faut désoxyder le cuivre afin de permettre une bonne soudure et une prise rapide sur le cuivre, cela se fera avec une gomme abrasive ou un tampon JEX.

CÂBLAGE DES MODULES

On effectuera le montage des éléments sur le circuit imprimé, en consultant la figure 3. Pour les valeurs et références des composants on suivra le tableau de la nomenclature. La photo B donne une vue des circuits imprimés câblés.

Bien veiller au sens de branchement des diodes 1N4148 et des LEDS (fig. 4). Les diodes LEDS seront cambrées avant de les souder sur le circuit (fig. 5).

Le soudage de ces éléments se fera rapidement et avec un fer à souder de faible puissance car les diodes silicium et les LEDS ne supportent pas trop longtemps une chaleur intense.

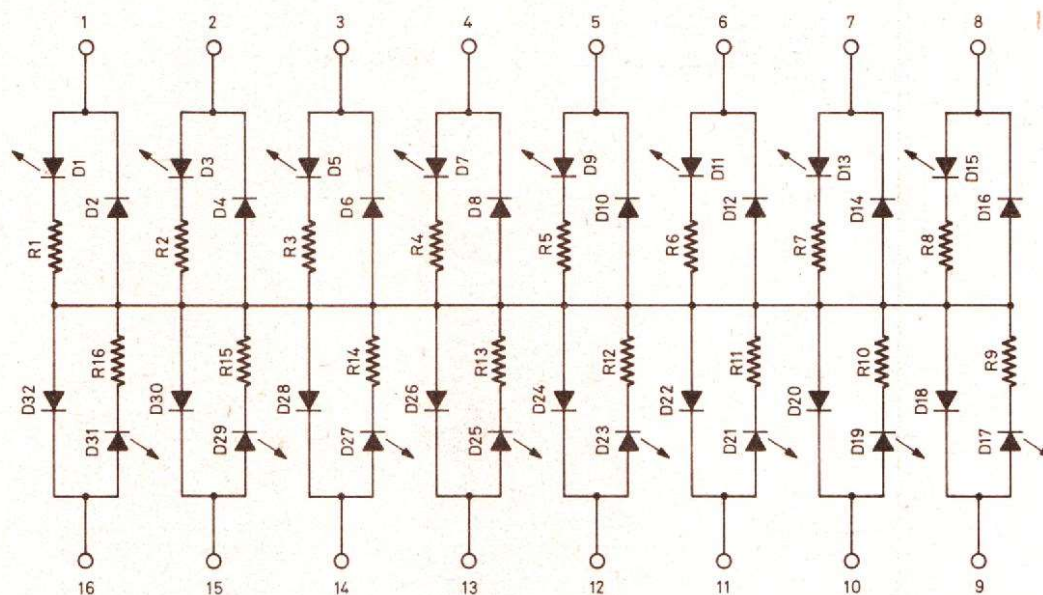


Fig. 1

CABLAGE DES SOUS-ENSEMBLES

On commencera par souder les 16 fils souples reliant le circuit imprimé et la pince de test en suivant la figure 3. Ne pas oublier de câbler la liaison entre les deux circuits communs des deux circuits imprimés.

Ensuite, on enfilera les 16 fils dans une gaine souple. Après avoir percé le coffret selon l'exemple de la figure 6, on passera la gaine qui enferme les 16 fils ; dans le trou précédemment cité. Le passage de la gaine se fera par l'intérieur du coffret, puis, placer les deux circuits dans les glissières prévues à cet effet (fig. 7). La photo C donne une vue des opérations de montage. A l'aide de la figure 8 on percera la plaque qui renfermera le coffret. Le perçage terminé, avec des lettres de transfert genre Letraset, ou à l'encre de Chine on dessinera les indications de la plaque comme sur la figure 9. Il arrive que les plaques de coffret sont vernies pour protéger la peinture, il faut décaiper ce vernis avec de l'acétone afin de pouvoir accrocher l'encre de Chine. Une fois les inscriptions terminées on pourra pulvériser une couche de vernis en bombe de manière à protéger ces dernières. Quand le vernis est sec on refermera le coffret avec la plaque et la fixation se fera à l'aide des quatre vis parker fournies avec le coffret. Les inscriptions de la plaque sont visibles sur la photo D.

Maintenant, il reste à câbler la pince.

Commencer par étamer les 16 broches puis avec des lettres de transfert repérer les bornes de la pince comme à la figure 10 A et 10 B. Cela facilitera le câblage et donnera le sens de connexion sur le circuit intégré à tester. La figure 11 A donne la numérotation des bornes d'un circuit intégré 16 pattes du type Dual In Line. La figure 11 B reporte la numérotation sur la pince de

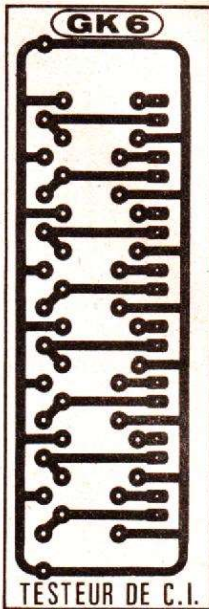


Fig. 2

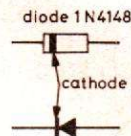


Fig. 4

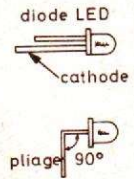


Fig. 5

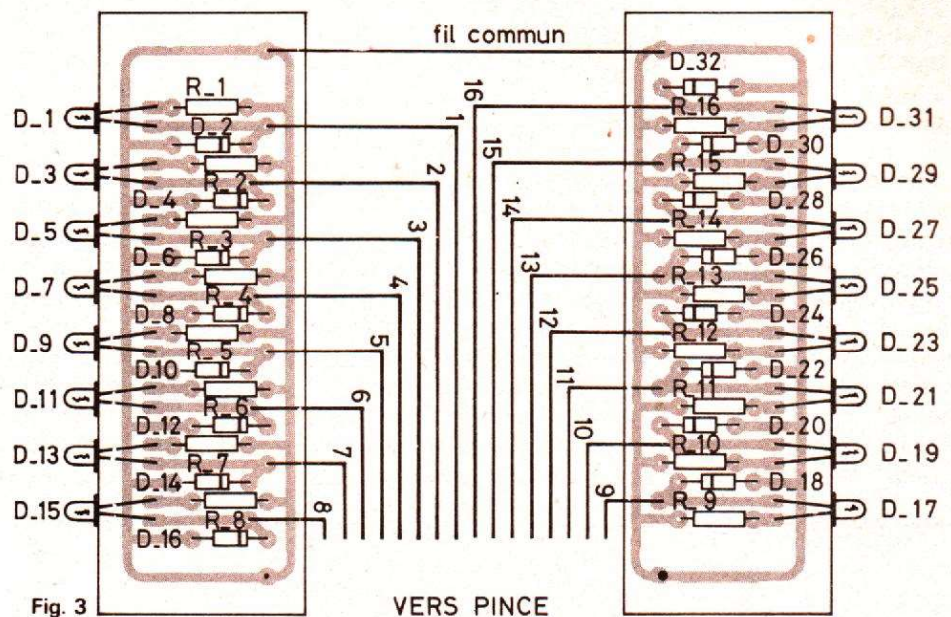


Fig. 3

VERS PINCE

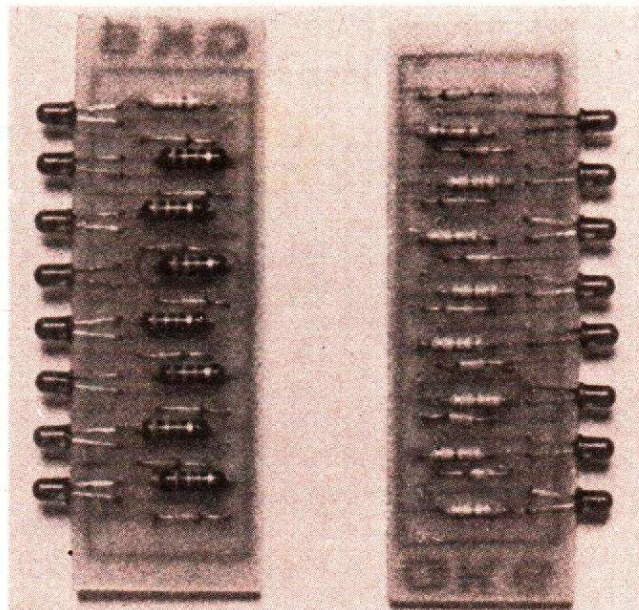


Photo B

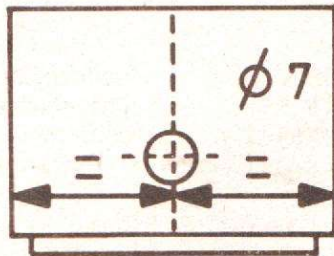


Fig. 6

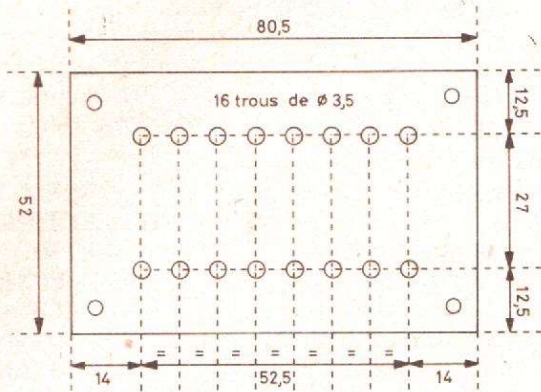


Fig. 8

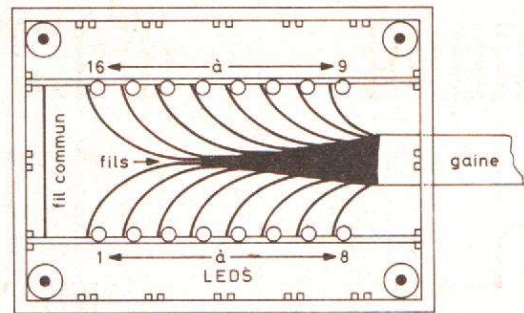


Fig. 7

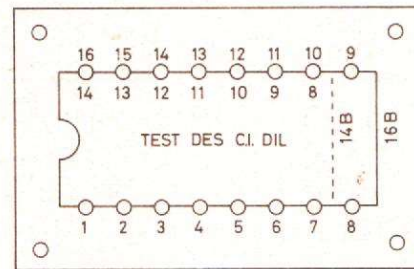


Fig. 9

test, vue du dessus. Voir photo E.

Maintenant on câblera la pince de test. On dénudera les 16 fils sur une longueur de 4 mm. Avec une pile de 4,5 V on repérera les positions des voyants en connectant sur l'électrode négative de la pile, un des 16 fils puis sur l'électrode positive, on connectera un par un les 15 autres fils. A chaque connexion un voyant s'allumera, il suffira de souder le fil sur la borne correspondant au voyant ainsi visualisé. Le fil qui a servi de retour au

négatif sera soudé sur la borne restée libre.

On pourra tester l'instrument ainsi monté, il suffira de connecter l'électrode négative sur n'importe quelle broche de la pince puis avec l'électrode positive on touchera les autres broches. A chaque touche le voyant LED ainsi sollicité, devra s'allumer. On recommencera l'opération en changeant de place l'électrode négative. On pourra aussi inverser les polarités, sur les broches, ainsi on pourra constater que les courants inverses

sont bien bloqués et que les voyants LED sont éteints.

Voilà, votre instrument est terminé, testé, il ne reste plus qu'à le mettre à l'épreuve sur un montage qui fonctionne. Nous sommes persuadés qu'il trouvera souvent sa place dans le laboratoire de l'amateur et aussi du professionnel.

REMARQUE

Il peut arriver que sur des circuits intégrés montés en multivibrateur astable, soient

perturbés par le branchement du testeur. Cela est dû à la modification du réseau de constante de temps car le circuit de test a son impédance propre qui modifie la résistance de cette constante.

Nous avons volontairement dégagé l'extrémité des broches de la pince afin de permettre de connecter un grip-fil pour mesurer en parallèle avec un autre, instrument genre oscilloscope, voltmètre.

Notre instrument peut aussi, bien tester les circuits intégrés 16 et 14 pattes, la dif-

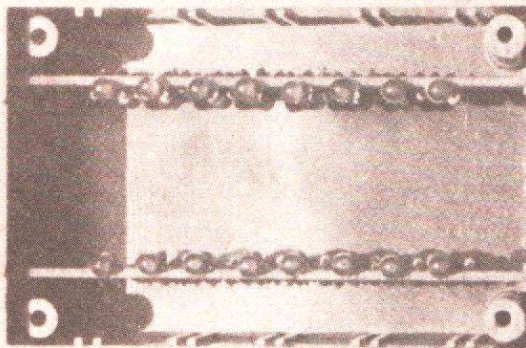


Photo C

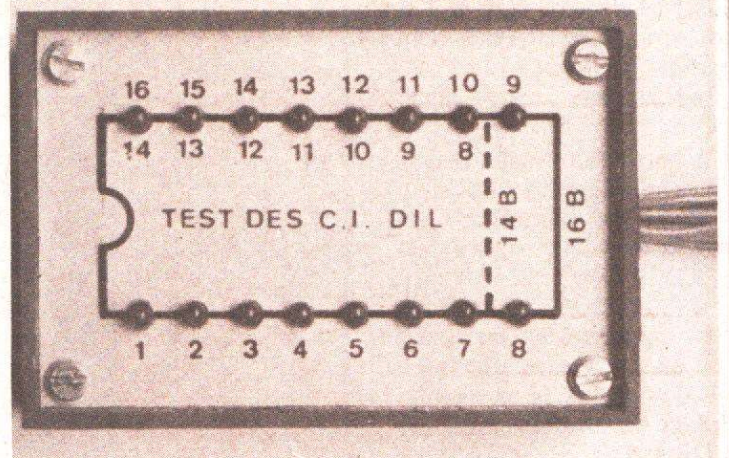


Photo D

BIBLIOGRAPHIE

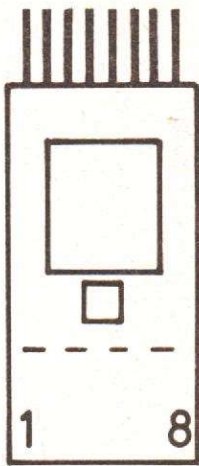


Fig. 10 a

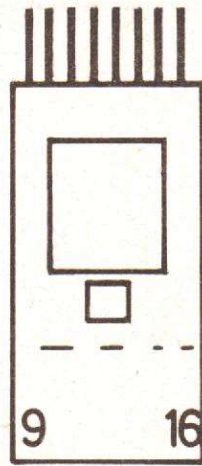
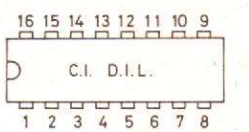
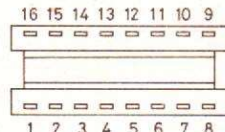


Fig. 10 b



circuit intégré vue de dessus

Fig. 11 a



pince vue de dessus

Fig. 11 b

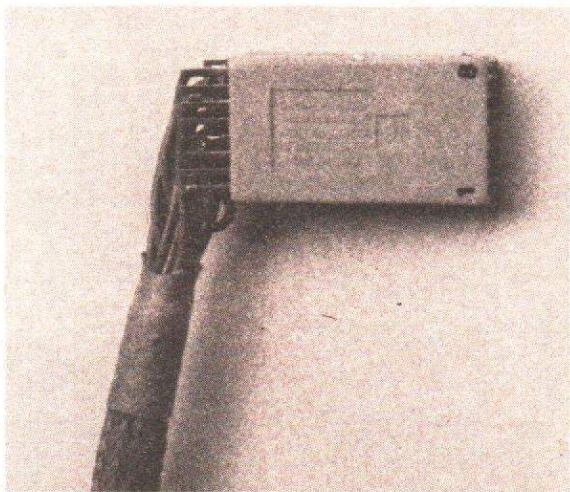


Photo F

férence de visualisation est prévue sur la plaque avant, ce qui facilitera le test.

NOMENCLATURE

R_1 à R_{16} = 330 Ω 1/3 W
 D_2 , 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18,
 20, 22, 24, 26, 28, 30, 32
 = 1N4148

D_1 , 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19,
 23, 25, 27, 29, 31 = LED
 LD30 A, B ou C (Siemens);
 LED VR209 (Cofelec)
 1 coffret Teko type P/1
 1 pince test de C.I. 16 broches
 Continental (Radio-Voltaire)
 2 circuits imprimés
 fil souple fin
 Gaine isolante.

G. KOSSMANN

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

Collection

« Technique Poche » TABLES DE MIXAGE ET MODULES DE MIXAGE

de Siegfried WIRSUM

Ouvrage traduit

de l'Allemand par A. Cordray

Ce petit livre contient l'essentiel de tous les problèmes concernant les appareils de mixage.

Grâce aux descriptions claires et détaillées de l'auteur, les amateurs pourront réaliser eux-mêmes, et à bon compte, des appareils analogues aux prestigieux appareils professionnels, objets de leur convoitise.

Extrait du sommaire :

Source de signaux. Connexions. Fonctionnement des tables de mixage. Petites tables. Modules. Éléments spéciaux des tables de mixage. Alimentations batteries et secteur. Stéréophonie.

Volume de 144 pages - format 12 x 16,5 - 78 schémas, sous couverture pelliculée. Prix : 27 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
 Librairie Parisienne
 de la Radio
 43, rue de Dunkerque
 75010 PARIS.

TRAITÉ TECHNIQUE ET PRATIQUE DE LA RÉCEPTION T.V.

par P. MELUSSON

Tome 2 : SÉLECTEURS ET PLATINES FI DANS LES RÉCEPTEURS T.V.

Poursuivant le succès remporté par le volume 1, l'auteur traite dans ce second volume, des sélecteurs et des platines F.I., vidéo et son, dans les téléviseurs noir et blanc et couleur.

On trouvera dans cet ouvrage, l'explication du fonc-

tionnement, et des schémas ultra-modernes des circuits concernés.

Extrait du sommaire :

Généralités. Evolution des diodes. Sélecteurs VHF. Sélecteurs UHF. Sélecteurs VHF-UHF intégrés et nouvelles études. Platines FI image et son.

Volume de 160 pages - broché - 197 schémas. Format 21 x 27 - Prix : 80 F.

BASES D'ÉLECTRICITÉ ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

de L. SIGRAND

(F 2 XS)

Pour le radio-amateur et l'exploitant
 3^e Edition

Voici enfin la 3^e édition de ce livre écrit pour les candidats radio-amateurs pour leur permettre d'apprendre les principes essentiels d'électricité et de radio qu'ils doivent connaître pour passer leur examen et s'ils le veulent par la suite, aborder des ouvrages d'un niveau plus élevé. Cet ouvrage n'est pas encombré de notions compliquées ou hors programme, qui tout en étant intéressantes par elles-mêmes, pourraient décourager le débutant par une abondance de matières qu'il pourrait étudier plus tard.

C'est un « instrument » de travail simple qui comprend quatre parties :

- 1) Electricité.
- 2) Radio-électricité.
- 3) Passage des tubes aux transistors.
- 4) Compléments.

Un volume broché de 112 pages, format 15 x 21 - couverture quadrichromie, vernie - 212 schémas. Prix : 23 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

Librairie Parisienne
 de la Radio

43, rue de Dunkerque,
 75010 PARIS.

COMPENSATION EN TEMPERATURE

des étages B.F. complémentaires

RAPPEL DU FONCTIONNEMENT

Le montage « push-pull » utilise deux transistors identiques mais constitués de jonctions complémentaires NPN et PNP.

Ainsi, le transistor T_2 (fig. 1) est un modèle NPN tandis que le transistor T_3 est du type PNP.

Leur mode d'alimentation continue est symétrique par raison simplificatrice, mais nous verrons plus loin, un moyen de s'affranchir de deux sources.

Les bases B_1 et B_2 sont communes dans le schéma de principe de la figure 1 : au repos, les bases ne sont pas alimentées; le montage est donc « polarisé » en classe B. T_2 conduit lorsque l'attaque des bases se fait à partir d'alternances positives; T_3 est alors bloqué. Par contre, pour les alternances négatives, T_3 conduit alors que T_2 reste bloqué.

Pour que ces transistors fonctionnent, il faut également que les tensions d'attaque dépassent la tension de « coude » des transistors (0,5 à 0,6 V). Jusque-là, aucune tension V_{B1B2M} n'entraîne l'apparition d'une tension de sortie valable et une distorsion caractéristique apparaît (fig. 2) qu'il faut réduire. Pour ce faire, on polarise les transistors non pas à 0 V mais à 0,5 ou 0,6 V. Plusieurs moyens existent dont celui d'un transistor auto-polarisé que nous allons décrire.

ÉTAGE PRÉ-AMPLIFICATEUR

Pour attaquer un étage de puissance « classe B » composé de deux transistors complémentaires, on fait souvent appel à un simple transistor, monté entre le + et le - des alimentations, comme l'indique la figure 1. Ainsi, s'il est admis une tension voisine de 0 V au niveau de la jonction des bases B_1 et B_2 , le transistor T_1 supporte, au repos, une tension « V_{ulim} », tandis qu'il

apparaît la même tension aux bornes de R_C .

Evidemment, aucune compensation n'est ici prévue pour rattrapper la tension « de coude » des transistors de puissance T_2 et T_3 , et une distorsion de croisement se manifeste dans le montage de la figure 1. Par contre, grâce au potentiomètre R_1 inséré dans la base de T_1 , on ajuste au mieux la tension $-U_B$, de telle sorte qu'il y ait 0 V sur le collecteur de T_1 et par voie de conséquence, 0 V sur R_2 .

Le principe de la liaison

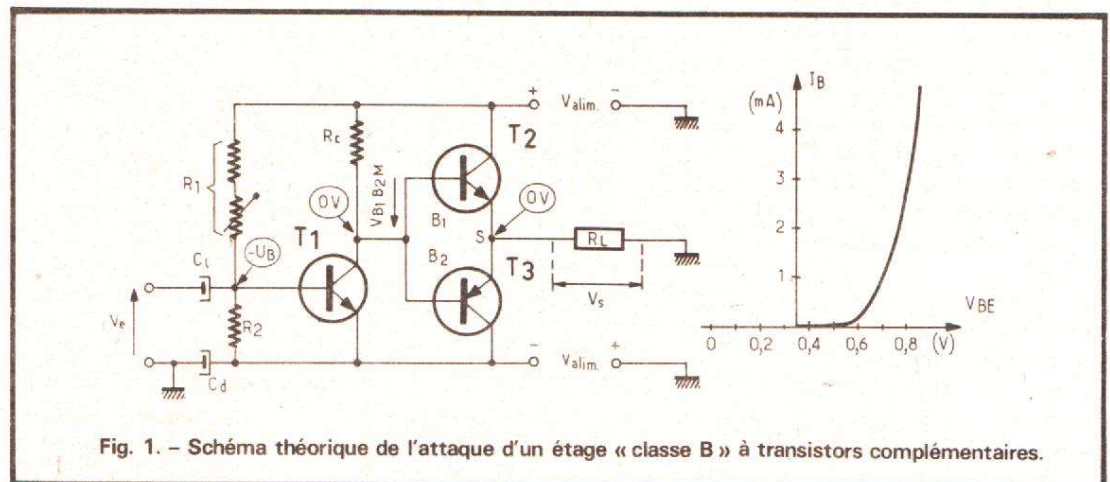


Fig. 1. - Schéma théorique de l'attaque d'un étage « classe B » à transistors complémentaires.

continue permet une mise au point aisée du point de repos du bloc de puissance car il suffit de placer un voltmètre sur $B_{1,2}$ ou sur S pour régler au mieux la résistance R_1 .

Les condensateurs C_1 et C_d permettent, respectivement, de bloquer la composante continue apparaissant sur la base et de découpler la tension d'alimentation négative. Ainsi, le signal d'entrée V_e se retrouve bien entre base et émetteur de T_1 sans être court-circuité par la faible résistance interne du générateur.

Si l'on observe la tension V_S disponible sur la charge R_L , la forme désirée à l'oscilloscope variera selon le réglage de R_1 . En effet, supposons qu'il apparaisse une tension légèrement positive à la jonction des bases B_1 et B_2 (soit $V_{B1B2M} = +0,7$ V par exemple !); le transistor T_2 est très légèrement conducteur **au repos**; la tension « de coude » se trouve dépassée et aucun écrêtage n'est pratiqué sur le « pied » des alternances positives (fig. 2A). Par contre, la base de T_3 se trouve polarisée en inverse et il faut que les alternances **dépasse** en négatif cette tension de seuil pour que le transistor devienne conducteur. Les alternances négatives apparaissent donc pendant une durée nettement inférieure à la demi-période du signal.

Si, au contraire, R_1 apporte une tension légèrement négative sur V_{B1B2M} , ce sont les alternances négatives qui « passent » normalement pendant la demi-période $T/2$ et les alternances positives sont tronquées par le bas (fig. 2B).

Pour finir si l'on fait très exactement $V_{B1B2M} = 0$, la distorsion de croisement se manifeste symétriquement, par le bas, pour les deux alternances (fig. 2C).

Il faut noter que ce dispositif de couplage continu est dangereux pour la paire T_2/T_3 , dès que l'on bloque, d'une manière ou d'une autre, le transistor T_1 . En effet, à ce moment-là, la chute dans R_C

est faible, voire nulle, le potentiel V_{B1B2M} monte à $+V_{alim.}$; ce qui risque de saturer le transistor NPN « T_2 ». Si R_L est trop faible, le courant risque d'atteindre des pointes dangereuses pour les jonctions. Pour les mêmes raisons, les dérives en température peuvent entraîner les mêmes ennuis.

COMPENSATION PAR RÉSISTANCE

La figure 2 explique les causes de la distorsion et donne également la solution au problème; il suffit de rendre positive la base B_1 et négative la base B_2 .

Pour ce faire, il faut insérer une résistance R_{B1B2} (fig. 3 A) et ajuster sa valeur pour qu'il y ait $+0,65$ V d'un côté (sur B_1) et $-0,65$ V de l'autre (sur B_2) lorsque les blocs T_2 et T_3 sont constitués de transistors NPN et PNP.

Si l'on fait appel à des montages Darlington, analogues aux systèmes de la figure 3 B, il faut relever les tensions de compensation à $+1,3$ V et à $-1,3$ V environ et même un peu plus en raison de « r ». La mise au point est délicate car, non seulement il faut avoir, ici, les $\pm V_B$ requis; mais il reste nécessaire d'obtenir également 0 V en sortie S. Cela s'obtient au moyen de R_{B1B2} et de R_1 , éléments ajustables que l'on règle pour avoir respectivement $\pm V_B$ sur les bases et 0 V sur les émetteurs (point S pour les montages Darlington). L'opération s'effectue en agissant simultanément sur les deux potentiomètres et en observant les réactions sur des appareils de mesure branchés sur S, B_1 et B_2 .

PHÉNOMÈNES LIÉS À LA TEMPÉRATURE

Un des premiers soucis consiste à maîtriser les dérives dues à la température. Elles

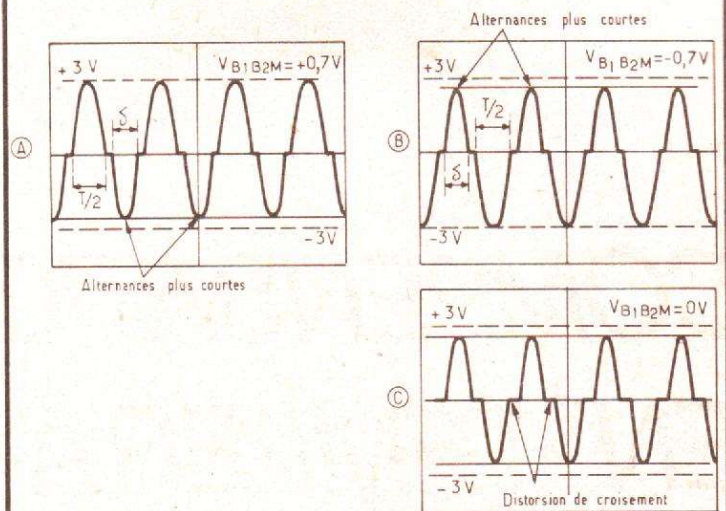


Fig. 2. - Action de la dérive de R_1 sur l'allure du signal amplifié « V_S » avec des tensions « V_e » constantes, à l'entrée.

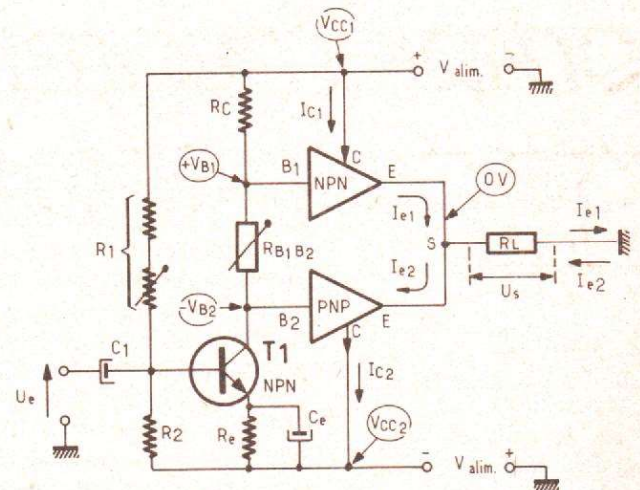


Fig. 3A. - Schéma simple d'un étage Driver NPN d'amplificateur « classe B » (alimentation symétrique).

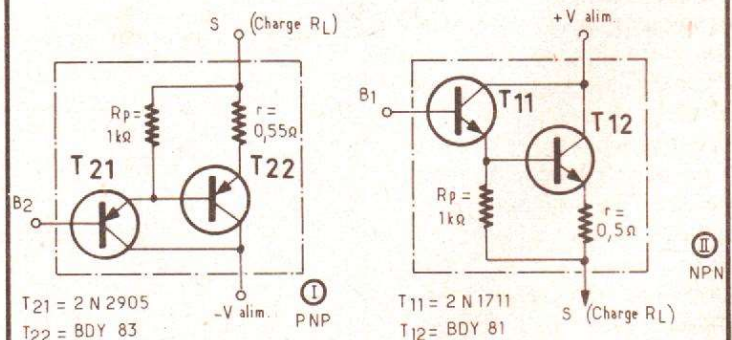


Fig. 3B. - Exemple de blocs Darlington utilisés dans les amplificateurs classe B complémentaires.

sont de deux sortes. Pour les transistors au silicium, la dérive des courants des porteurs de charge minoritaires est souvent négligeable. Avec le pont de résistances R_1/R_2 :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

... et la résistance d'émetteur R_e , la variation ΔI_c due à ΔI_{cBo} , est multipliée par le coefficient de stabilisation « S » tel que :

$$S_1 = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cBo}} = \frac{R_e + R_B}{R_e + \frac{R_B}{1 + h_{21}}} \approx \frac{R_e + R_B}{R_e}$$

si R_B est faible.

Mais comme ΔI_{cBo} est toujours faible la dérive ΔI_c reste négligeable, bien que le rapport S_1 soit supérieur à 1 pour les deux étages. En effet, soit, pour les transistors de sortie, $R_2 = 8 \Omega = R_e$, $R_B = R_{B1B2} + R_c = 3000 \Omega$ (par exemple) et $h_{21} \approx 80$:

$$S_1 = \frac{8 + 3000}{8 + \frac{3000}{1 + 80}} \approx 64$$

Avec $\Delta I_{cBo} =$ quelques nanoampères (Si).

$\Delta I_c =$ quelques microampères.

Ce qui est bien négligeable devant les quelques dizaines de milliampères que fournissent les deux transistors T_2 et T_3 . Si nous appliquons la même formule à l'étage précédent :

$$\text{Soit } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 4000 \Omega$$

$$R_e = 220 \Omega \text{ et } h_{21} = 120$$

Il vient :

$$S_1 = \frac{4000 + 220}{220 + \frac{4000}{1 + 120}} \approx 16,7$$

Ici, le ΔI_c atteint des valeurs encore plus faibles, négligeables devant le courant de repos du transistor T_1 .

Ce qui est gênant, au contraire, résulte de la dérive de la tension V_{BE} en fonction de la température : on admet, pour le silicium, une dérive de $-2,2 \text{ mV}$ par degré Celsius.

La formule de stabilisation en température devient, pour les tensions :

$$S_V = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BB}} = \frac{1}{R_e + \frac{R_B}{1 + h_{21}}}$$

Reprenons les estimations précédentes : pour un transistor de puissance, il vient notamment :

$$S_V = \frac{1}{8 + \frac{3000}{1 + 80}} = \frac{1}{45} \text{ V}$$

ΔV_{BB} est la tension d'alimentation du circuit de base (on suppose qu'elle est convenablement régulée); par contre, la variation ΔV_{BE} due à la température vient se combiner à celle de l'alimentation, ou, tout au moins, **on peut considérer comme telle cette dérive.**

Les réactions sur le courant sont :

$$\Delta I_c = \Delta V_{BE} \cdot S_V$$

avec pour $\Delta T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ (par exemple).

$$\Delta V_{BE} = 20 \times 2,2 = 44 \text{ mV}$$

D'où :

$$\Delta I_c = \frac{44}{45} \approx 1 \text{ mA}$$

Cette dérive est assez sensible pour créer des perturbations quant à la stabilité du fonctionnement, bien qu'il s'agisse d'une structure « collecteur-commun ». Pour l'étage T_1 , l'application donne :

$$S_V = \frac{1}{220 + \frac{4000}{1 + 120}} = \frac{1}{253} \text{ V}$$

et :

$$\Delta I_c = \frac{44}{253} = 0,174 \text{ mA}$$

Bien que cela apparaisse assez faible, il ne faut pas perdre de vue **que la liaison de T_1 à T_2/T_3 est directe** et que cette variation dans 4000Ω donnerait $\Delta V_{B1B2} = 4 \times 0,74 \approx 0,7 \text{ V}$ sur les bases de T_2 et de T_3 .

Le point de repos glisse dangereusement, apportant une distorsion de croisement supplémentaire et évidente. Cela se constate dans certains amplificateurs de moyenne qualité, travaillant sous des conditions où la température s'élève graduellement. Nous pensons, notamment, aux récepteurs placés, dans les automobiles, trop près du ventilateur de chauffage ou dans des voitures roulant trop longtemps aux limites des possibilités : le son de ces « auto-radio » devient détestable.

DÉRIVES DES CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE

Le mode de calcul évoqué dans les paragraphes précédents résulte du mode d'alimentation des transistors et des formules habituellement employées pour la stabilisation en température.

On comprendra mieux physiquement ce qui se passe en observant la figure 4 : considérons les cas extrêmes d'une variation de V_{BE} en fonction de la température selon que la base est alimentée en courant ou en tension.

Concrètement cela se traduit par une valeur différente de R_B .

Dans le cas a, on fait $R_B = 0$. Si l'on admet le déplacement en pointillé de la figure 4 pour la caractéristique I_B/V_{BE} , la droite de charge étant horizontale, le point de repos passe de P_0 en P_{01} . Dans ces conditions, le courant de base augmente ainsi que celui de collecteur :

$$I'_c = I_c + \Delta I_c$$

Si l'on donne à R_B une valeur finie, voisine de celle calculée au paragraphe précédent, on obtient le cas réel (b) où la droite de charge penchée de V_{BB} à V_{BB}/R_B , déplace le point de repos de P_0 à P_{02} et

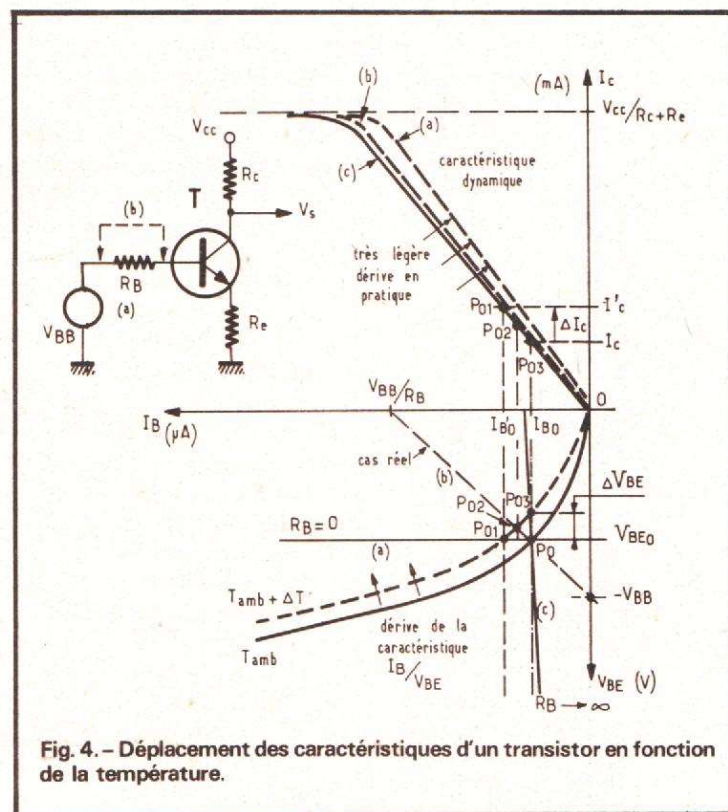


Fig. 4. - Déplacement des caractéristiques d'un transistor en fonction de la température.

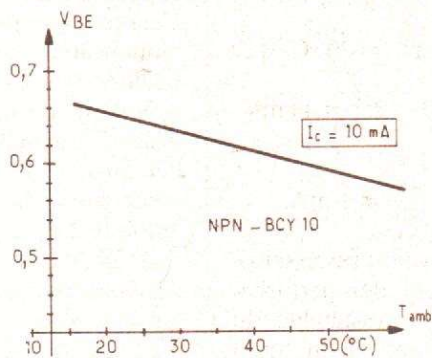


Fig. 5. - Variation de tension V_{BE} d'un transistor en fonction de la température.

entraîne une dérive du courant collecteur moins grande.

Enfin, en imaginant l'autre cas extrême (c), où R_B tend vers l'infini (générateur de courant), on constate que la dérive de V_{BE} est intégralement reportée sur l'axe des abscisses mais que, par contre, le courant de collecteur ne s'accroît plus. On assiste, **théoriquement**, à une stabilisation du courant I_c en fonction des dérives de V_{BE} pour une résistance R_B aussi grande que possible.

Or, en se reportant au cas précédent, la formule de stabilisation en température

$$S_1 = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cB0}}$$

se rapproche de la valeur maximale $S_{1max} (h_{21} + 1)$; ce qui conduit, également, à un relèvement de la caractéristique I_c/I_B ; ainsi, figure 4, selon les valeurs de R_B , on peut assister aux dérives (légères mais décelables) constatées en (a) et en (b). En (c), cas de R_B très élevée, la variation n'est guère sensible, tout au moins d'après l'estimation graphique du cas théorique.

Cela est vérifié par les données du constructeur: voir figure 5. Le transistor est **alimenté à courant constant**; ce qui permet de mesurer directement la dérive V_{BE} sur la base. La variation approche bien 2,2 mV par °C. Seulement,

il est dommage qu'en pratique, le courant collecteur ne soit pas toujours rendu constant. Il s'en faut de beaucoup pour les étages de puissance et pour les étages drivers non protégés.

Reportons nous en effet à l'expérience de la figure 6, qui fut réalisée avec un transistor 2N1711 pouvant servir de « driver ». La base est alimentée par 100 k Ω , ce qui peut être considéré comme une attaque en courant. Le collecteur est alimenté à tension constante sous 10 V; le courant a donc la possibilité de croître à sa guise, ce qu'il ne manque pas de faire ainsi qu'en témoigne la courbe de I_c : 20 mA pour 22 °C et 30 mA pour 76 °C soit + 185 $\mu A/^\circ C$ si l'on admet une loi linéaire, alors, qu'en fait, des phénomènes de constantes de temps thermiques faussent les relevés. Pour les mêmes raisons et, aussi, parce que le courant I_c varie, la loi de décroissance de la tension V_{BE} passe de 2 à 3 mV/°C.

La conclusion est évidente: la dérive en température risque d'ajouter des distorsions à celles déjà existantes dues à la classe B (montage de la figure 1).

A la limite, une dérive des étages drivers peut entraîner l'échauffement prohibitif des transistors de sortie et, même, leur destruction.

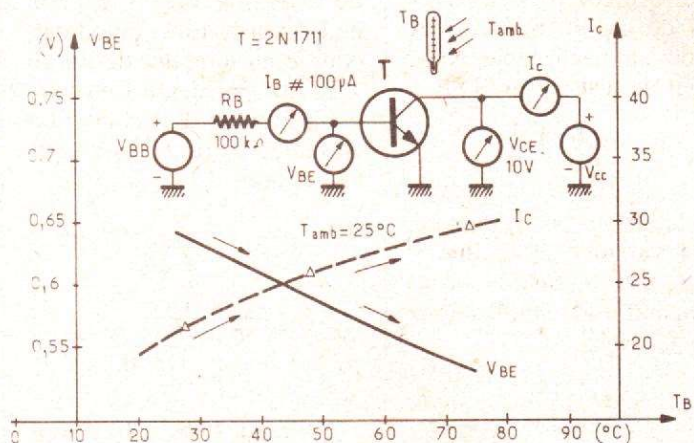


Fig. 6. - Mesure des dérives réelles sur transistor chauffé par air brassé (la mesure de température est faite sur le boîtier du 2N1711).

Une stabilisation des points de repos est donc nécessaire et apporte, par surcroît le moyen de supprimer la distorsion de croisement.

CALCUL DU MONTAGE COMPENSATEUR DE DISTORSION

Si nous nous reportons à l'expérience de la figure 2, ce qui peut entraîner des distorsions par suite d'une dérive de la tension V_{B1B2M} (fig. 1), on peut en déduire un moyen élégant de compenser la distorsion de croisement. Considérons le montage de la figure 3 A; l'alimentation des étages de puissance se fait, encore au moyen de deux sources séparées et identiques.

Au lieu de réunir les bases, on insère, dans le circuit collecteur du transistor driver, une résistance variable R_{B1B2} qui a pour mission de créer une chute de tension compensatrice des seuils de V_{BE} .

Pour simplifier les calculs, on utilise des montages Darlington (fig. 3B) qui ne consomment pour leur alimentation dynamique de base qu'un courant très faible.

Comme le transistor T_1 est alimenté entre $+V_{cc1}$ et le $-V_{cc2}$, on peut envisager

aisément que le collecteur présente un potentiel de repos voisin de zéro: $+V_{cc1}$ se retrouve sur la charge et $-V_{cc2}$ aux bornes du transistor. En réglant judicieusement R_1 et R_{B1B2} , il est très possible d'obtenir, **au repos**, $+V_{B1}$ sur la base B_1 et $-V_{B2}$ sur celle de B_2 . Ainsi, avec les montages Darlington de la figure 3 B, les tensions $+V_{B1}$ et V_{B2} auront une valeur absolue voisine de 1,3 V; ce qui suppose 2,6 V aux bornes de R_{B1B2} . Les éléments de l'étage découlent d'un calcul élémentaire:

$$I_{cmax} = 2 I_{co} = \frac{V_{cc1} + V_{cc2}}{R_c + R_{B1B2} + R_c}$$

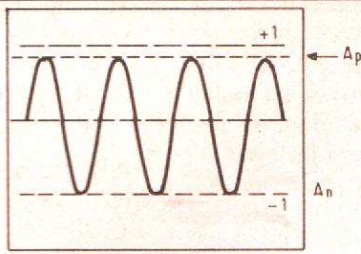
Comme on utilise des montages à haute impédance d'entrée, on peut choisir une charge R_c assez élevée soit, par exemple, $R_c = \sim 2$ à 5 k Ω ce qui donne des courants de repos de:

$$I_{co} = \frac{1}{2} \left(\frac{30 \text{ V}}{2 \text{ à } 5 \text{ k}\Omega} \right) = 7,5 \text{ à } 3 \text{ mA}$$

(si $V_{cc1} = V_{cc2} = 15 \text{ V}$) et:

$$= \frac{R_{B1B2}}{3 \text{ à } 7,5 \text{ mA}} \quad 870 \text{ à } 346 \Omega$$

Ces estimations permettent de dégager des ordres de grandeur et de montrer le rapport qui existe entre R_{B1B2} et R_c . En



$$\frac{A_p}{A_n} = \frac{R}{R_c + R_{B1B2}}$$

Fig. 7. - Une certaine dissymétrie des alternances subsiste après suppression de la distorsion de croisement.

effet, R_{B1B2} doit rester assez faible devant la charge ; sans quoi les attaques dynamiques, des bases B_1 et B_2 seraient différentes (plus forte sur B_2 dans le rapport $R_{B1B2} + R_c/R_c$). Ce phénomène engendrerait des distorsions puisque les alternances reconstituées par les étages de sortie « classe B » deviendraient différentes.

Là encore, un compromis doit être accepté mais sans trop d'inquiétude car ce type de distorsion se révèle bien moins grave que celui résultant de l'absence de compensation.

A titre d'application, on choisira par exemple $I_{co} = 5 \text{ mA}$. La résistance totale du circuit collecteur s'élève à :

$$\begin{aligned} \sum R_c &= \frac{V_{cc1} + V_{cc2}}{2 I_{co}} \\ &= \frac{30}{10} 3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

qui comprend :

$$R_{B1B2} = \frac{2,6 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 520 \Omega$$

et :

$$R_e + R_c = 2 480 \Omega$$

soit, par exemple : $R_c = 2 000 \Omega$ et $R_e = 470 \Omega$.

Il est évident que le bloc PNP est alors attaqué par un signal développé sur une charge de :

$$R_c + R_{B1B2} = 2 520 \Omega$$

Tandis que la base du bloc NPN reçoit la tension apparaissant sur :

$$R_c = 2 000 \Omega$$

Les alternances négatives auront donc une amplitude $2 520/2 000 = 1,26$ fois plus élevée que celle des alternances positives ce qui peut, à la limite, s'apparenter à une distorsion par harmoniques paires (fig. 7), faible car les alternances restent quasi-sinusoïdales.

Le même défaut peut d'ailleurs, apparaître lorsque les transistors NPN et PNP sont différents. Le réglage de R_1 peut, dans certains cas, rééquilibrer de faibles écarts d'amplitude.

ACTIONS RÉCIPROQUES DES DÉRIVES

La correction précédente ne rattrape que le phénomène de distorsion de croisement.

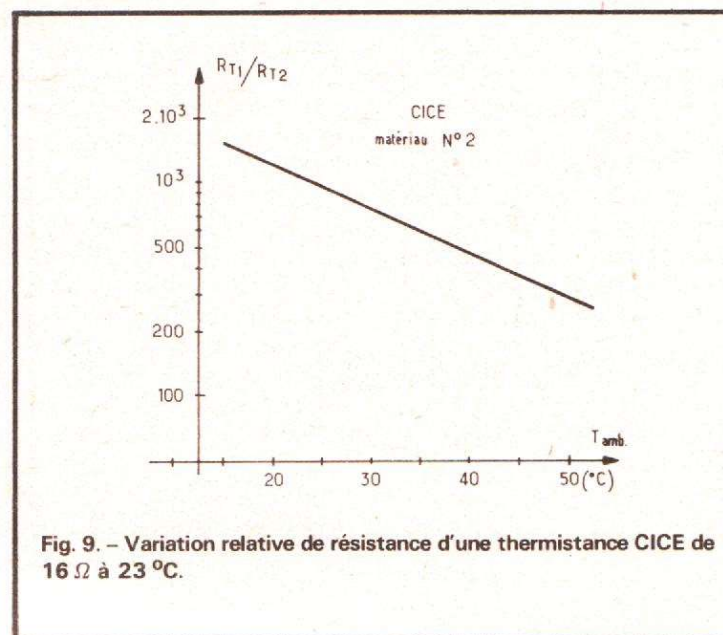


Fig. 9. - Variation relative de résistance d'une thermistance CICE de 16Ω à 23°C .

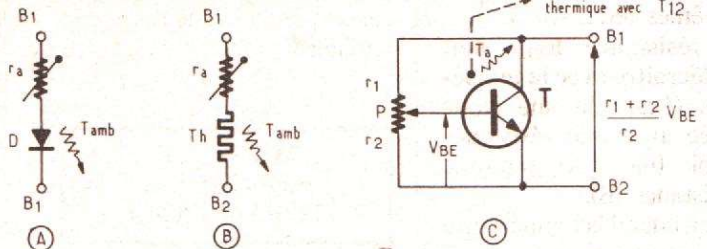


Fig. 8. - Exemple de symétriseurs de montages « classe B » soumis à la température ambiante ou à celle du boîtier des transistors de puissance.

Si une dérive en température se produit, les tensions « de courbe » qui créent cette distorsion diminuent de $2,2 \text{ mV}$ par degré Celsius.

Par contre, le montage driver bouge peu par suite de la stabilisation en température ; de toute façon, il ne subit pas forcément les mêmes influences de la chaleur que les transistors de puissance, qui travaillent souvent aux limites de leurs possibilités. Si l'on associe les transistors de sortie avec le transistor « driver », on pourrait admettre, en effet, que les dérives de température aient la même influence sur toutes les fonctions ; on assisterait au décalage intégral du V_{BE} du transistor d'entrée. Une certaine compensation pourrait s'imaginer car les courants des transistors ont des variations identiques mais des actions réciproques opposées : si I_c du driver croît, la

chute aux bornes de R_{B1B2} augmente simultanément l'action de la température à tendance à faire décroître le V_{BE} des transistors de puissance, ce qui vient à l'encontre du phénomène précédent. On pourrait donc imaginer une compensation des actions par stabilisation des tensions de base. En fait cela n'est possible que si l'attaque des bases B_1 et B_2 se fait à courant constant, sans quoi on aurait un remède pire que le mal : la droite de charge (b) de la figure 4 glissant vers le bas alors que la caractéristique V_{BE}/I_B remonte vers le haut. La dérive de courant serait, au contraire, plus grande.

Enfin, ce mode de raisonnement, très difficile, montre que l'équilibre est technologiquement infaisable ; il faut donc trouver autre chose.

COMPENSATION PAR DIODE ET THERMISTANCE

La résistance R_{B1B2} peut être constituée par un élément non linéaire en relation directe avec les transistors de puissance. On part du postulat que les gradients de température sont identiques et que le transistor « driver » a ses dérives maîtrisées. Nous verrons plus loin, comment on y parvient. Sachant que l'élément doit agir de telle sorte que les courants des transistors de sortie restent constants, il faut réaliser la correction de manière que l'on réduise le courant

moyen des bases. Ce dernier est abaissé quand les V_{BE0} sont eux-mêmes réduits.

La résistance R_{B1B2} doit donc décroître avec la température. C'est soit une diode associée avec une résistance ajustable (fig. 2 A), soit une thermistance (B).

Ainsi, quand la température fait augmenter le courant collecteur des transistors de sortie, la thermistance qui est placée en contact étroit avec le boîtier de l'un d'eux (1) vient à décroître selon une loi plus ou moins rapide (voir exemple fig. 9). R_{B1B2} diminuant réellement avec la température, on assiste à un **blocage progressif** des transistors de sortie ce qui, évidemment, empêche la montée des courants collecteurs.

En fait, un équilibre s'opère automatiquement... La seule difficulté réside dans le choix judicieux des valeurs, le système devant également compenser les tensions de « coude » des transistors « classe B ».

On peut, le cas échéant, ajouter une résistance ajustable en série avec la thermistance, afin d'ajuster la chute de 2,6 V prévue dans les paragraphes précédents. Si la résis-

(1) ou sur le radiateur commun aux transistors.

tance de la thermistance est trop grande, on peut aussi placer en parallèle une résistance variable.

MONTAGE PRATIQUE À THERMISTANCE

Il est ainsi possible d'associer diode, thermistance et résistance afin de conjuguer les effets. Le montage de la figure 10 en est un exemple concret (schéma « RTC La Radio technique-Compelec »). Ici, l'alimentation se fait au moyen d'une seule source. Dans ce cas, le haut-parleur est isolé des émetteurs au moyen d'un condensateur de forte valeur (1 000 μ F).

On utilise un transistor PNP pour driver (BC328) dont la charge de 150 Ω revient au haut-parleur afin d'assurer une contre-réaction totale.

La thermistance de 130 Ω procure la stabilisation en température mais comme la d.d.p. à ses bornes est insuffisante pour le courant de repos du BC238, on ajoute une résistance de 120 Ω . Pour ajuster les tensions de repos des bases des BD433 et BD434, on place en parallèle un potentiomètre qui exploite une partie de la

tension fournie par un « stabistor » (diode de régulation basse tension BZX75-C1V4). Le transistor driver est stabilisé **en continu** (donc également en température) par le propre courant de repos du transistor d'entrée BC148. Celui-ci voit en effet, son émetteur revenir à travers 1 k Ω au point de jonction des émetteurs des BD433 et 434. Si le point de repos de ces transistors vient à changer pour une raison ou une autre le transistor BC148 en subit également l'influence. Mais ses réactions sur le transistor « driver » BC328 sont alors telles que les transistors de sortie **sont commandés en sens inverse**, empêchant la dérive d'augmenter dangereusement. Cela impose un couplage continu entre le transistor d'entrée et le driver.

Les condensateurs de 68 nF et de 15 μ F stabilisent en fréquence les contre-réactions et ramènent la bande passante à des valeurs A.F. classiques.

Signalons que la résistance du pont de base revient à une résistance de 3,3 Ω qui, **en alternatif**, constitue la charge réelle de l'émetteur du BC148. Le condensateur de 470 μ F est, en effet, un court-circuit pour les fréquences « audio ». Dans ce cas, le gain en alter-

natif du BC148 est, en gros, égal au rapport :

$$\frac{R_e}{R_c} = \frac{1000 \Omega}{33 \Omega} \approx 300$$

où R_c est la résistance insérée entre base et émetteur du BC328.

Concluons à propos de ce montage, en soulignant le fait que toute dérive de la température ou de la source n'agit pas sur les transistors d'entrée et driver. En effet, cela entraînerait automatiquement un décalage du point de repos des transistors de sortie mais la boucle continue sur l'entrée apporterait une contre-réaction qui empêcherait tout blocage du système.

COMPENSATION PAR TRANSISTOR

Il est assez délicat de doser, à la fois, tension de repos des bases des transistors de puissance et stabilisation en température. Pour éviter ce désagrément, on a recours à un transistor symétriseur dont le boîtier est fixé sur le radiateur thermique d'un des transistors de puissance. Si la température vient à changer, l'ensemble suit avec une constante de temps propre à la masse métallique.

Dans le montage de base de la figure 3 A, on utilise le système de la figure 8 C, au lieu et place de R_{B1B2} . Pour le transistor T, la tension V_{CE} se retrouve aux bornes du potentiomètre P. Traversé par le courant du driver, le transistor supporte V_{BE} sur R_2 ; mais, grâce au potentiomètre, il vient :

$$V_{CE} = V_{B1B2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{BE}$$

Comme $V_{BE} \approx 0,6$ à 0,7 V selon le courant de repos, on peut obtenir facilement des tensions de plusieurs volts. La compensation se fait donc avec grande souplesse et, comme le transistor est couplé en température avec le tran-

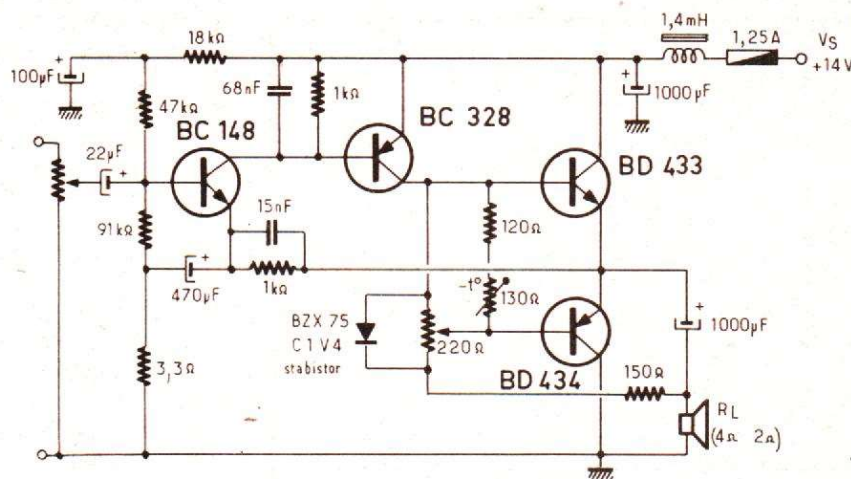


Fig. 10. - Montage corrigé par diode et thermistance.

sistor T_{12} , une correction fonction de ce dernier phénomène est obtenue à raison de $(R_1 + R_3/R_2) 2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Par ailleurs, les tensions dynamiques sur B_1 et B_2 sont pratiquement identiques (V_{B2} sortant sur émetteur de T)

MONTAGE PRATIQUE À TRANSISTORS

Également proposée par « RTC La Radiotechnique-Compelec », la version de la figure 11 utilise des transistors « Darlington » BD266 et 267 complémentaires. Le transistor driver, par l'ensemble BC548 et R_7 - R_8 - R_9 , montées en potentiomètre avec limitation de la variation, conditionne au mieux les tensions de repos des bases des BD266 et 267.

La charge réelle du BC547 est constituée par $R_{10} = 1,2 \text{ k}\Omega$. En effet, R_{11} se trouve découplée par C_{10} qui revient au point de jonction des émetteurs « e » et crée une contre-réaction totale sur l'étage.

R_{12} - C_7 et R_{13} - C_8 limitent la bande « audio » et empêchent l'étage d'osciller. De même, l'impédance du haut-parleur est limitée par un circuit parallèle : $C_5 = 0,1 \mu\text{F}$ et $R_{14} = 10 \Omega$, afin de réduire l'influence inductive des bobines mobiles dans le haut du spectre audio.

C_4 , entre collecteur et base de TR_2 , ajoute sa capacité à l'effet Miller et se retrouve sur la base de TR_2 multiplié par le gain de l'étage driver. Celui-ci possédant déjà une contre-réaction quasi-totale, la base de TR_2 se trouve découplée par quelques centaines de pF seulement. La bande « audio » est respectée, mais aucune oscillation HF n'est à craindre.

Le transistor d'entrée supporte une contre-réaction continue par retour de l'émetteur sur la sortie continue de l'amplificateur : R_4 revient

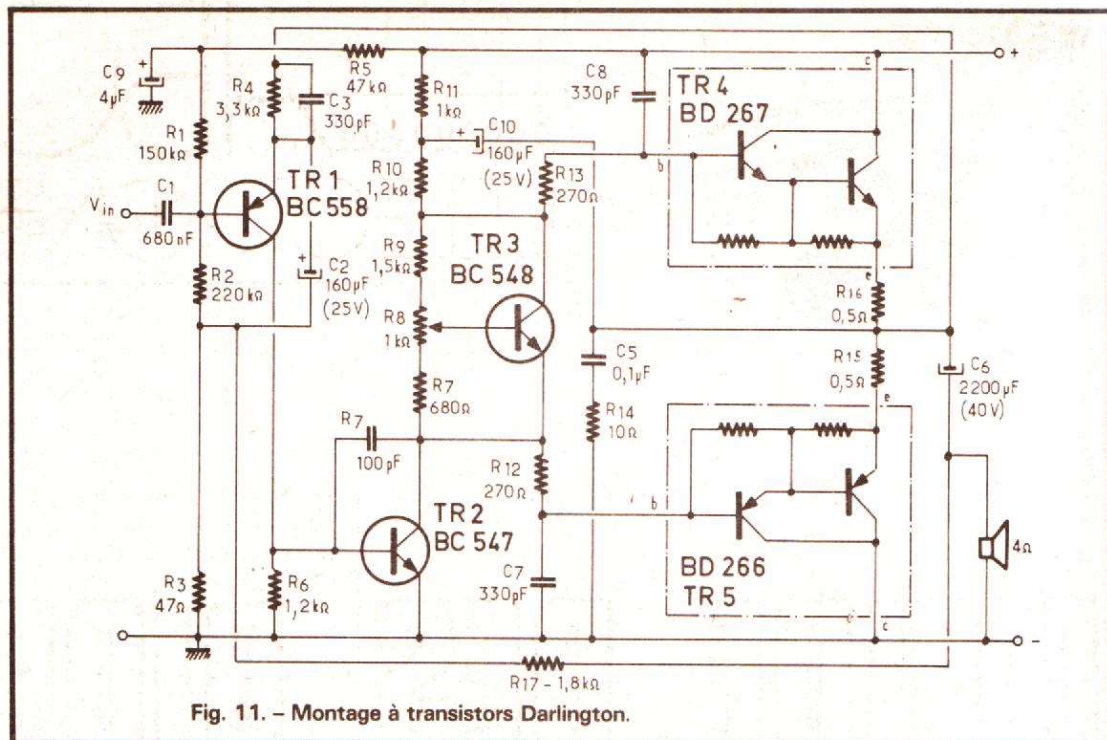


Fig. 11. - Montage à transistors Darlington.

bien au point de jonction de R_{15} et R_{16} (ces résistances limitent le débit des transistors de sortie). Par contre, dynami-

quement, l'émetteur se trouve shunté (à travers $C_2 = 160 \mu\text{F}$) par $R_3 = 47 \Omega$ qui, elle-même, reçoit une ligne de contre-

réaction englobant tout l'amplificateur dont le gain se limite finalement à :

$$G_v \approx \frac{R_{17}}{R_3} = \frac{1800}{47} \approx 38$$

Notons pour finir que les transistors Darlington présentent un gain en courant sans cesse croissant jusqu'à $\Delta I_c = 2 \text{ A}$ ($h_{21E} \rightarrow 4\,500 \text{ max !}$).

La résistance d'entrée des BD266 et 267 reste donc toujours élevée, même lors des crêtes de puissance. C'est un avantage par rapport aux transistors de puissance usuels : l'étage « driver » ne subit aucune influence de la part des bases des transistors ci-dessus. Aucune non-linéarité n'est donc à craindre par variation de charge du « driver ».

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE



**Marthe DOURIAU
et F. JUSTER**

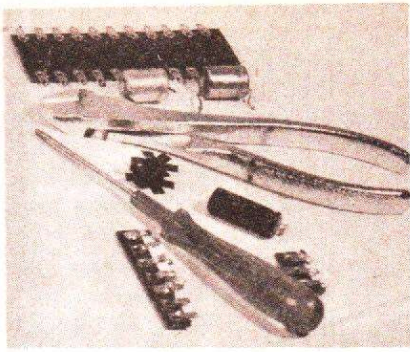
Cette 13e édition de l'ouvrage de la regrettée Marthe DOURIAU a été entièrement révisé, augmenté et rendu conforme aux techniques modernes. On y trouvera tout ce qu'un technicien, amateur artisan ou même un professionnel doit savoir pour réaliser lui-même des transformateurs et des bobinages divers utilisables en alimentation, régulation, filtrage, charge d'accumulateur, etc.

LA CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS

PRINCIPAUX CHAPITRES
Principe des transformateurs. Caractéristiques. Calcul. Les matières premières. Les transformateurs d'alimentation. Les bobines de filtrage. Transformateurs d'alimentation et bobines pour amplificateurs de grande puissance. Les transformateurs BF. Les autotransformateurs. Les régulateurs manuels de tension. Les transformateurs pour chargeurs. Les transformateurs de sécurité. Applications domestiques des petits transformateurs. Les transformateurs pour postes de soudure. Essais. Pannes. Réfection et modifications. Pratique du bobinage. Les transformateurs à colonnes.

**UN VOLUME BROCHÉ DE 208 PAGES, FORMAT 15 x 21. 143 SCHÉMAS.
PRIX : 23 F. EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO - TÉL. :
878-09-94/95 - 43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS.**

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)



ABC de L'ELECTRONIQUE

ETUDE DES DIODES

APPLICATIONS DES DIODES « TOUS EMPLOIS »

On a donné dans le précédent ABC, quelques indications générales sur les diodes normales ainsi que plusieurs applications. En voici d'autres.

MILLIAMPEREMETRE 0 - 100 MHz

Le schéma de cet instrument de mesure est donné à la figure 1. On peut mesurer avec cet instrument simple, des courants de toutes fréquences depuis 0 jusqu'à 100 MHz.

Le montage n'utilise qu'une seule diode par exemple une 1N914, une résistance fixe R_1 bobinée de $1\ \Omega$ 2 W, non inductive, une résistance bobinée R_2 , de $300\ \Omega$ un condensateur C_1 de 5 nF au mica et un milliampèremètre pour continu, M, indiquant 0 à 1 mA (ou 0 à 1 000 μ A).

Avec un bon choix de la diode la fréquence des signaux

mesurables peut excéder 100 MHz.

Il est facile de voir que le signal alternatif, apparaît sous forme de tension, aux bornes de la résistance R_1 de $1\ \Omega$, la diode D_1 associée au milliampèremètre et à la capacité, constituant un voltmètre - redresseur.

Le courant redressé par D_1 passe par M et la résistance

variable R_2 bobinée, tandis que la tension redressée apparaît aux bornes de C_1 et de M en série avec R_2 .

En vertu de la loi d'Ohm, la tension alternative aux bornes de R_1 de $1\ \Omega$ est égale au courant alternatif qui la traverse.

Le redressement ne donne pas à la sortie un signal continu proportionnel au signal alternatif.

On peut voir sur la figure 2 que la courbe a sa concavité vers le bas. Celle indiquée correspond à une certaine diode. Avec une autre diode, la courbe aura la même allure mais il serait préférable de l'établir avec plus de précision à l'aide d'un voltmètre pour alternatif, de résistance élevée par rapport à $1\ \Omega$, branché aux bornes de R_1 .

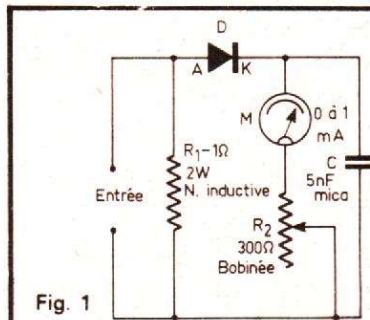


Fig. 1

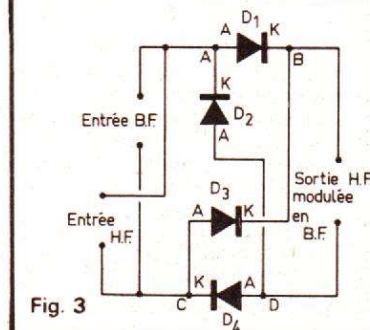


Fig. 3

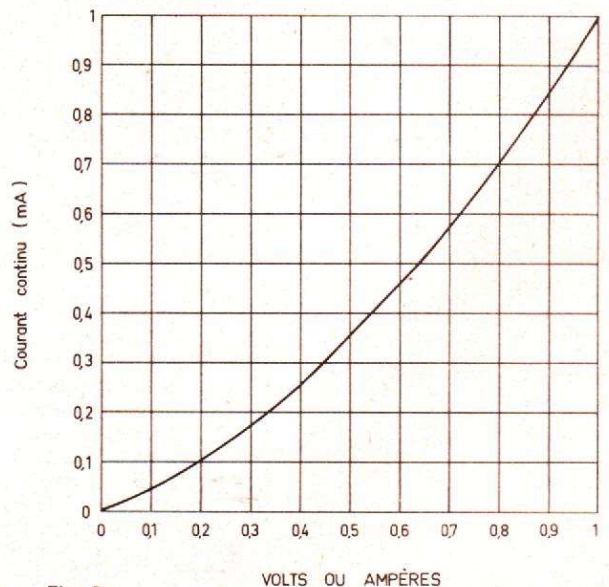


Fig. 2

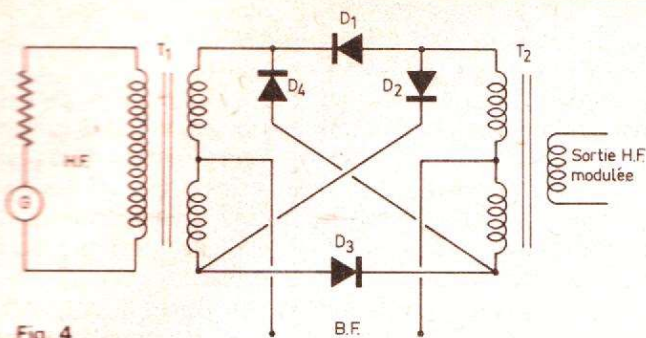


Fig. 4

On procédera comme suit :
1) Brancher à l'entrée un voltmètre pour alternatif de préférence, électronique, fonctionnant à 1 000 Hz, ce qui est très courant.

2) Appliquer à l'entrée un signal alternatif à 1 000 Hz et régler son amplitude de manière à ce que le voltmètre électronique indique 1 V efficace.

3) Régler R_2 pour obtenir une déviation totale du milliampèremètre M, c'est-à-dire 1 mA ou 1 000 μ A.

4) Réduire la tension d'entrée à 0,9 V et inscrire sur un papier ou directement sur papier millimétré (voir fig. 2) le courant continu correspondant. On obtiendra par exemple 0,85 mA.

5) Procéder de la même manière pour des fractions inférieures : 0,8, 0,7, 0,6... 0,1 V alternatif.

6) Tracer la courbe analogue à celle de la figure 2. Pour la lecture procéder comme suit :

1) Appliquer la tension alternative inconnue, sinusoïdale et inférieure à 1 V efficace à l'entrée.

2) Lire sur la courbe, en ordonnées, la tension continue et finalement la tension alternative (en abscisses) correspondante.

Exemple : la tension inconnue donne une déviation du milliampèremètre de 0,4 V continu. D'après la courbe, il s'agit d'une tension alternative de 0,54 V efficace. Bien entendu, on pourra établir et dessiner une échelle correcte sur le cadran de M valable pour l'alternatif, parallèle à l'échelle existante où la remplaçant.

MODULATEUR BF POUR GÉNÉRATEURS HF

De nombreux oscillateurs non modulés ont été proposés et il peut être intéressant dans certaines applications de pouvoir moduler le signal HF par un signal BF de fréquence fixe 400 Hz ou toute autre valeur.

A la figure 3, on donne un schéma permettant de satisfaire à cette application.

Le dispositif ne comprend que quatre diodes montées en pont, D_1 à D_4 . On voit que les quatre sommets du pont sont ABCD.

Il y a deux entrées, une pour le signal BF qui servira à moduler le signal HF et que l'on prélèvera sur la sortie d'une source de signaux par exemple le secteur à 50 Hz, un générateur BF, la sortie de l'amplificateur d'un appareil musical et même, le signal BF provenant d'un radiorécepteur ou d'un disque ou d'un magnétophone.

L'autre entrée (entrée HF) recevra le signal HF pur, produit par l'oscillateur.

A la sortie, on disposera du signal HF modulé. Grâce à ce montage, indépendant des deux sources de signaux, celles-ci n'auront à subir aucune modification.

La mise au point se fait avec les deux générateurs HF et BF connectés aux entrées correspondantes et avec un indicateur à la sortie (récepteur, oscilloscope).

1) Réduire à zéro le signal BF. On devra constater qu'à la sortie, on obtient un signal HF pur.

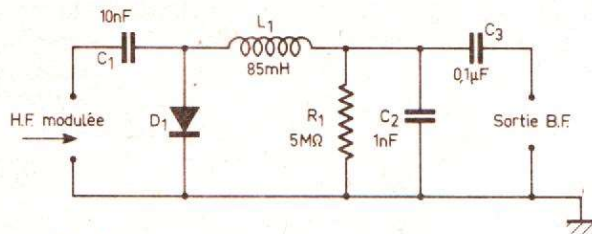


Fig. 5

2) Ajuster l'amplitude du signal BF pour obtenir la modulation désirée.

Ce modulateur supprime le signal porteur et fournit les deux bandes latérales qui sont le résultat de la modulation en amplitude (AM).

Un autre modulateur est donné à la figure 4. C'est un modulateur AM équilibré, utilisant des transformateurs HF et quatre diodes. Les prises sont médianes et les diodes d'un type quelconque usuel.

EXTRACTEUR DE BF

Il s'agit d'un montage permettant d'extraire le signal BF d'un signal HF modulé. C'est en somme un détecteur AM, autonome, utilisable en diverses applications, par exemple à la sortie d'un générateur HF modulé ne possédant pas de sortie directe du signal BF de modulation.

A la figure 5 qui donne le schéma de ce petit appareil, on trouve l'entrée de la HF et la sortie BF. La détection (ou démodulation) est effectuée par la diode D_1 montée en parallèle. De cette façon, aux alternances positives du signal HF, la diode est conductrice et ces alternances sont supprimées. Les alternances négatives rendent l'anode négative par rapport à la cathode et la diode est bloquée.

De ce fait, le signal est transmis vers la sortie. C_1 transmet le signal HF vers la diode et isole le détecteur de la

sortie de l'appareil générateur de HF modulée. Le filtrage de la HF est effectué par la bobine L_1 de 85 mH et C_2 de 1 nF. Le signal BF apparaît aux bornes de R_1 et C_2 et il est transmis par C_3 de 0,1 μ F vers l'utilisation.

Toutes les diodes de détection conviennent. Les valeurs des composants R, L et C de ce montage ne sont nullement critiques. Pour des signaux HF compris dans une bande plus étroite, par exemple les PO, les valeurs des composants pourront être modifiées.

De même, on pourra modifier C_3 qui sert à l'isolation et à la transmission des signaux BF vers la charge. Si cette dernière (c'est-à-dire l'entrée du montage branché à la sortie) est faible, on pourra augmenter la valeur de ce condensateur, pour améliorer la transmission aux fréquences très basses.

Cet appareil pourrait être utilisé pour extraire le signal BF son-TV d'un téléviseur dont le son est à modulation d'amplitude (standard français par exemple).

DISTORSIOMETRE

Le montage de la figure 6 intéressera de nombreux lecteurs, car il est toujours utile de pouvoir se faire une idée de la distorsion des signaux produits par divers appareils qualifiés Hi-Fi et qui ne le sont pas toujours.

Même les meilleurs appareils à haute fidélité peuvent

produire des distorsions pour des causes comme celle-ci : usure générale, usure d'un ou plusieurs composants, emploi anormal, sources de sons de mauvaise qualité etc.

L'appareil proposé est un distorsiomètre simplifié, rendant d'excellents services mais ne remplaçant pas un appareil de grande classe, d'ailleurs coûteux.

On applique à l'entrée le signal BF qui apparaît aux bornes de R_1 , potentiomètre de $1\text{ k}\Omega$ bobiné, servant d'atténuateur. Le signal atténué convenablement est transmis à un filtre éliminateur en T ponté composé de la bobine L_1 , de deux capacités égales C_1 et C_2 et de la résistance R_2 réglable de $1\text{ M}\Omega$. Le signal que le filtre a laissé passer est transmis par une des trois voies : R_3 , R_4 ou R_5 , choisies par le commutateur S_2 , à l'anode de la diode redresseuse D_1 qui fournit un courant continu passant par le microampèremètre M de 0 à $100\text{ }\mu\text{A}$ qui le mesure.

Le principe de ce distorsiomètre est le suivant : le signal d'entrée de forme « sinusoïdale » et à la fréquence de 400 Hz, comprend en réalité le signal fondamental à cette fréquence et des signaux harmoniques à 800 Hz, 1 200 Hz, 1 600 Hz etc.

L'interrupteur S_1 permet de court-circuiter le filtre. Celui-ci est accordé sur 400 Hz. De ce fait, lorsque S_1 est ouvert, le filtre arrête le signal à 400 Hz et ne laisse passer que les

signaux harmoniques à 800, 1 200 Hz etc.

L'ensemble de ces signaux peut être considéré comme les composantes de la distorsion totale. Lorsque S_1 est fermée, le signal total fondamental et harmonique, est transmis. Dans les deux cas, le microampèremètre mesure leur rapport. Les positions de D_2 correspondent à une mesure d'une distorsion maximum de 100 %, 10 % et 5 %.

Un étalonnage de l'appareil doit être effectué soigneusement. Si le microampèremètre est gradué de 0 à $100\text{ }\mu\text{A}$, la lecture sera directe pour la distorsion 0 à 100 %. Par contre aux positions 0 - 10 % et 0 - 5 %, la diode ne reçoit que des signaux harmoniques faibles et le redressement n'est pas linéaire, autrement dit le courant continu redressé n'est pas proportionnel au courant alternatif qui lui est appliqué.

Voici les opérations à effectuer.

1) Connecter à l'entrée du distorsiomètre un générateur BF à fréquence et tensions de sortie variables.

2) Régler le signal du générateur au maximum, le réglage étant au minimum.

3) Placer S_1 en position 1 court-circuiter le filtre à 400 Hz.

4) Régler le générateur BF sur 400 Hz.

5) Placer S_2 sur la position 5 % et régler R_1 pour obtenir une déviation totale du microampèremètre M qui indiquera $100\text{ }\mu\text{A}$.

6) Placer S_1 en position 2, ce qui remettra en circuit le filtre éliminateur. Il en résultera si le filtre est bien accordé sur 400 Hz, une transmission très faible du signal

7) Réajuster la fréquence du générateur de part et d'autre de 400 Hz pour l'accorder sur la fréquence exacte du filtre qui sera en général légèrement différente de celle de 400 Hz en raison des difficultés de faire varier L_1 .

8) Ajuster si possible, la valeur de L_1 pour que l'accord de l'éliminateur soit exactement à 400 Hz.

9) Ajuster R_2 pour se rapprocher le plus possible de l'indication zéro de M.

10) Le zéro ne sera pas atteint intégralement car le microampèremètre indiquera la distorsion du signal du générateur BF qui n'est jamais nulle. Noter cette distorsion, par exemple 1 % et la déduire des lectures faites par la suite, par exemple pour une lecture de 4,5 %, la distorsion ne sera que de 3,5 %.

Pour la lecture de la distorsion d'un amplificateur BF, réaliser le montage de la figure 7 dans lequel l'amplificateur dont on veut connaître la distorsion est intercalé entre le générateur et le distorsiomètre.

Bien entendu, les réglages de l'amplificateur seront tels que son gain soit linéaire en fonction de la fréquence.

Procéder ensuite de la manière suivante.

1) Régler G sur 400 Hz

étant entendu que le filtre a été bien accordé sur cette fréquence.

2) L'entrée du distorsiomètre sera reliée à la sortie de l'amplificateur. Si ce dernier se termine par un haut-parleur de Z ohms, remplacer le HP par une résistance de même valeur.

3) Placer S_1 en position 1.

4) Placer S_2 en position 100 %.

5) Régler R_1 pour une déviation à 100 du microampèremètre M.

6) Placer S_1 en position 2 et lire le pourcentage de distorsion sur M. par exemple 16 % sur la division 16. Déduire la distorsion de l'oscillateur mesurée préalablement. Si la distorsion est très petite, passer en position 10 % ou même 5 %.

Pour étalonner le microampèremètre sur les graduations inférieures à 100, procéder comme suit :

1) Relier le générateur accordé sur 400 Hz directement à l'entrée du distorsiomètre.

2) Régler R_1 pour obtenir avec S_2 en position 10 %, la déviation totale de 100 de M.

3) Dans ces conditions la tension appliquée au distorsiomètre est de 1 V entre masse et le curseur de R_1 .

4) Réduire de 10 % la tension fournie par le générateur, ce qui équivaudra à 0,9 V sur le curseur. Lire l'indication de M. Celle-ci ne sera pas 90 mais une valeur voisine. La noter.

5) Procéder de la même

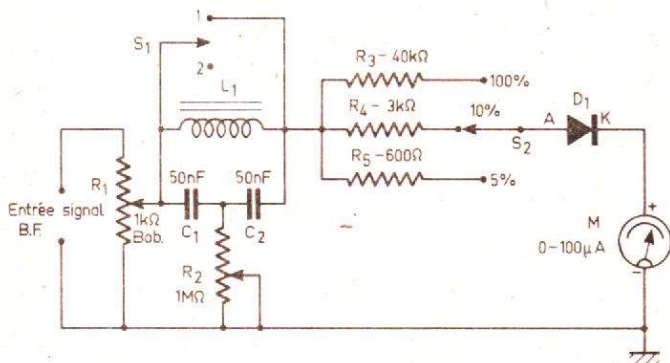


Fig. 6

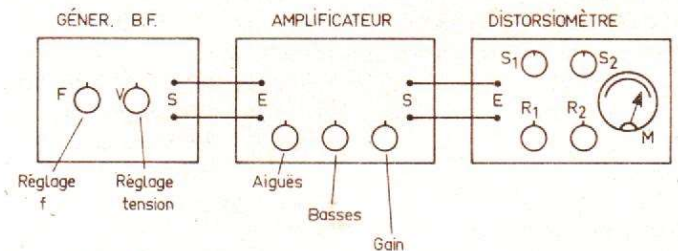


Fig. 7

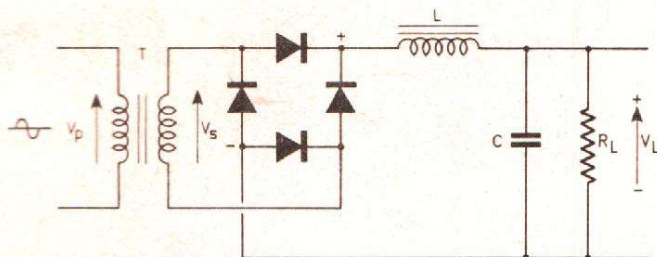


Fig. 8

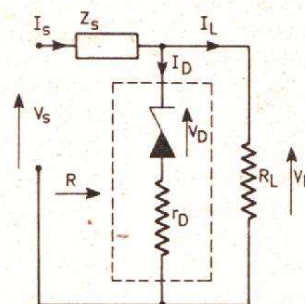


Fig. 9

manière pour les tensions de 0,8, 0,7... 0,1 et noter les graduations de M.

6) Placer S_2 en position 5 % et effectuer comme précédemment l'étalonnage de M. Noter les graduations correspondant aux tensions de 0,1 à 0,5 V. Dans tous les cas, la distorsion sera de 1 % pour une tension d'entrée de 0,1 V, de 2 % pour 0,2 V etc.

Cet appareil ne mesure pas les distorsions distinctes dues aux harmoniques, mais la distorsion totale due à l'ensemble de ces signaux, c'est-à-dire tous sauf la fondamentale qui est éliminée par le T ponté.

Indiquons que $L_1 = 8$ H et que sa résistance en continu doit être de 200 Ω . Sélectionner deux condensateurs C_1 et C_2 d'égale valeur par exemple; avec une tolérance de 1 %.

Leur valeur commune peut ne pas être très exactement 50 nF, pourvu qu'elle soit proche de celle-ci et que l'accord soit voisin de 400 Hz.

Dans tous les cas, accorder le générateur sur la fréquence proche de 400 Hz, sur laquelle l'accord du filtre se fait exactement.

DIODES ECRETEUSES

La fiabilité des montages électroniques est grandement améliorée si l'on tient compte, lors de l'étude d'un appareil, de la possibilité de production

de surtensions dues à différentes causes.

Pour la suppression des surtensions on a créé des diodes spéciales pouvant convenir à la fonction qui leur est assignée tout en étant, elles-mêmes, fiables et n'augmentant pas, pratiquement, la consommation de l'appareil considéré.

GENERALITES

La propriété fondamentale de la diode concernant la conduction et le blocage, selon la polarisation qui lui est appliquée permet de l'utiliser dans les montages écrêteurs.

Un montage de ce genre peut supprimer les parties supérieures ou inférieures, ou les deux, d'un signal.

Il est alors possible grâce à des montages écrêteurs, de modifier la forme d'un signal, de supprimer, d'un signal parasite, la partie correspondant aux parasites.

Cette dernière représente des surtensions de courte durée, dont l'amplitude peut atteindre une valeur plusieurs fois supérieure à celle du signal normal non parasite.

L'emploi des diodes écrêteuses assurera le fonctionnement d'un appareil électronique ou électrique et évitera, éventuellement sa destruction ou la détérioration de certaines de ses parties.

PRODUCTION DES SURTENSIONS TRANSITOIRES

Ces surtensions peuvent être causées par la source de tension continue ou alternative ou par des commutations des charges inductives (bobines) dans les circuits de charge.

Soit par exemple le redresseur dont le schéma est représenté à la figure 8. Le redressement est assuré par un pont de quatre diodes; la filtrage est effectué par la cellule LC, tandis que R_L est la charge aux bornes de laquelle on mesurera la tension redressée et filtrée V_L .

Les surtensions peuvent être causées par l'aimantation et la désaimantation du transformateur, par le débranchement par les variations de R_L , par la commutation des diodes de redressement, par des surtensions de la source qui alimente le primaire de TA.

Les surtensions dues à certaines de ces causes peuvent atteindre des valeurs très grandes, par exemple, dans une alimentation de 28 V du domaine aéronautique, la commutation des relais peut provoquer des surtensions supérieures à 1000 V et la commutation des charges, des pointes de 100 à 120 V, de durée jusqu'à 50 ms.

MONTAGES ECRETEURS

Le dispositif parfait répondrait aux conditions suivantes :

- (a) fonctionnement immédiat ;
- (b) retour à l'état initial, immédiat, après fonctionnement ;
- (c) consommation nulle ;
- (d) pas de bruit résiduel ;
- (e) poids, encombrement et prix réduits.

Deux montages des diodes écrêteuses peuvent être cités : l'un produisant l'écrêtage série, l'autre l'écrêtage parallèle. C'est ce dernier qui est le plus recommandé, se rapprochant le mieux de l'écrêteur idéal. A la figure 9 on donne un schéma d'écrêteur parallèle qui présente l'avantage de ne pas créer des pertes en fonctionnement normal, car il n'entre en conduction instantanée qu'au-dessus d'un certain niveau normal de tension.

Le fonctionnement est facile à comprendre. Dès qu'il y a une surtension, la tension aux bornes de l'écrêteur parallèle rend son impédance très faible. Cette impédance étant en parallèle sur la charge R_L , la surtension est réduite jusqu'à une valeur acceptable.

L'impédance de l'écrêteur étant faible, le courant qui la traverse est très élevé, mais comme la durée de la surtension est réduite, la puissance moyenne reste faible et ne

pose pas des problèmes de refroidisseur, ce qui est intéressant pour le calcul du prix de revient de l'appareil.

Dans le montage de la figure 9, la diode écrêteuse est en parallèle. En l'absence de surtension, la diode ne conduit pas, donc, aucune puissance supplémentaire n'est dissipée.

Différentes grandeurs représentées sur la figure, sont des caractéristiques particulières des diodes écrêteuses, mais l'allure générale de la couche est analogue à celle des diodes ordinaires qui, d'ailleurs, sont également utilisables comme écrêteuses ou limiteuses, avec des signaux faibles.

En se reportant à la figure 10, on retrouve dans le premier quadrant, la courbe courant direct, tension directe et dans le troisième quadrant, la courbe « inverse ».

La caractéristique directe est celle d'une diode normale. La caractéristique inverse présente un coude très aigu de la tension d'avalanche $V_{BR(R)}$.

D'autre part V_R est la tension de repos. Elle se définit comme étant inférieure de 10 % à la tension $V_{BR(R)}$ minimum.

A la tension de repos, V_R , correspond un courant de fuite maximum I_R , indiqué dans les notices et garanti par le fabricant de la diode.

CHOIX DE LA DIODE ECRETEUSE

Ce choix dépend principalement de la tension d'alimentation nominale adoptée. Il faut que la tension de repos de la diode soit égale ou supérieure à la tension d'alimentation. La diode sera alors, traversée par un courant de fuite correspondant à une puissance dissipée négligeable.

Dès que la tension d'avalanche $V_{BR(R)}$ est atteinte, le courant inverse de la diode croît très rapidement, comme on peut le voir sur la figure 10.

Lorsque l'augmentation du courant inverse est importante et atteint la valeur I_{RSM} , la tension aux bornes de la diode croît jusqu'à la tension d'écrêtage $V_{CL(R)}$. Cette tension est inférieure à $2 V_R$. La puissance dissipée dans la diode est :

$$V_{CL(R)} I_{RSM}$$

On choisira la diode de manière à ce que les limites publiées dans les notices, ne soient pas dépassées.

Un grand nombre de diodes écrêteuses sont proposées par la RTC. Elles sont classées par les valeurs de V_R et la puissance admissible. On les reconnaît par le préfixe BZW.

F. JUSTER

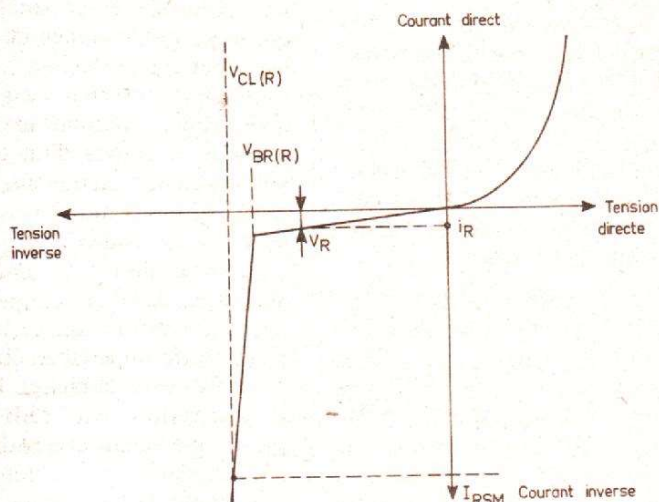


Fig. 10

BOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

BLOODEX ELECTRONICS

357.15.09

Métro PARMENTIER

104. rue Saint Maur 75011 PARIS

CHAINE STEREO (2x25 W) DE HAUTE QUALITE

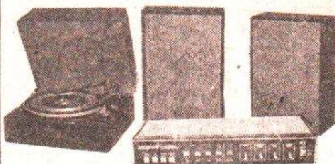


TABLE DE LECTURE BSR 128P

professionnelle, 3 vitesses, complète avec cellule magnétique, socle et capot.

AMPLI AMSTRAD MXII IC 2000

Quadrosound équipé de 3 filtres. Position mono-stéréo. Entrée : Pu-magnétique-céramique, magnétophone, tuner. Contrôle de basse-aigu et volume séparé sur chaque canal.

2 TRÈS BELLES ENCEINTES

acoustiques 2 voies. LA CHAÎNE COMPLETE Emballage origine

1490 F



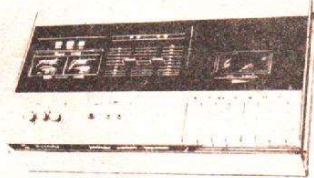
ENCEINTES ACOUSTIQUES DE GRANDE MARQUE

3 voies, bande passante 35-18.000 Hz, puissance 15/25 W, impédance 8 Ω 4. Dimensions : 500 x 300 x 250. Prix de

390 F

la paire... (frais d'envoi 45 F)

PLATINE A CASSETTE STEREO professionnelle avec préamplis



Un outil de travail perfectionné pour les mélomanes les plus difficiles. Fourni avec ses deux micros.

(Frais d'envoi 45 F) Prix 690F

VENTE EXCEPTIONNELLE

(uniquement sur place)

D'UN LOT DE MATERIEL ELECTRONIQUE NEUF (à revoir)

MAGNETOPHONE

A CASSETTE

Piles-secteur depuis **50 F**

RADIO CASSETTE

PO-GO-FM depuis **95 F**

POSTE RADIO TRANSISTORS

PO - PO-GO

PO-GO-FM de **10 à 35 F**

ELECTROPHONES

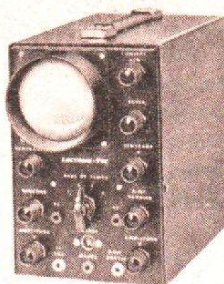
Piles-secteur depuis **75 F**

dépositaire du matériel B.S.T.

découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"

notre méthode : **faire et voir**



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ELECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

HPS 71

DATE

DU

TRANSISTOR

Transistors de puissance

3.1. AMPLIFICATEUR DE 10 W, À SYMÉTRIE COMPLÉMENTAIRE

ON dispose d'un haut-parleur de 15Ω , admettant facilement une puissance de 10 W. En partant d'un préamplificateur existant et qui fournit une tension efficace de 1 V, on voudrait réaliser un amplificateur assez simple, fournissant une puissance $P_s = 10$ W dans une résistance de charge $R_L = 15 \Omega$. On prévoit un schéma classique (fig. 31-1), mais pour l'instant, ce schéma comporte, rien que pour les composants, encore une vingtaine de points d'interrogation.

A. Valeurs de composants

Tension d'alimentation (V_{CC})? D'après l'expression $P = V^2/R$, une puissance sinusoïdale de 10 W demandée, aux bornes d'une résistance de 15Ω , une tension efficace de 12,25 V. Pour déterminer V_{CC} , il convient de prendre la valeur crête à crête de cette

tension (coefficient deux fois racine de deux), et d'y ajouter 2 V, par transistor pour tenir compte des tensions de déchet dans les transistors de sortie ainsi que des pertes dans R_{E3} , R_{E4} . On peut donc calculer la tension d'alimentation par :

$$V_{CC} = 2 \sqrt{2 P_s R_L} + 4 V$$

Exemple :

$$V_{CC} = 2 \sqrt{2 \times 10 \times 15} + 4 = 38,6 V$$

Prenant $V_{CC} = 40$ V, on est sûr que l'amplificateur reste encore convenablement alimenté, quand le réseau d'alimentation ne fournit plus tout à fait la tension nominale, car pour des raisons de simplicité, on ne prévoit pas d'alimentation stabilisée.

Intensité maximale d'émetteur dans l'étage de sortie ($I_{E3M} = I_{E4M}$)? Ces intensités peuvent être confondues avec les intensités correspondantes de collecteur. Dans les articles ou livres expliquant le fonctionnement du montage de la figure 31-1, on montre que C_s se comporte comme un accu-

mulateur qui reste constamment chargé à $V_{CC}/2$. Si on admet que l'état de conduction signifie qu'il ne reste plus qu'une tension de déchet $V_D \approx 1$ V entre émetteur et collecteur de T_3 , on trouve que la tension aux bornes de $R_L + R_{E3}$ est égale à $(V_{CC}/2) - V_D$. Comme un raisonnement analogue s'applique à T_4 , on a, du fait que $R_{E3} = R_{E4}$:

$$I_{E3M} = I_{E4M} = \frac{(V_{CC}/2) - V_D}{R_L + R_{E3}} = \frac{V_{CC} - 2 V_D}{2 (R_L + R_{E3})}$$

Par ailleurs, on sait que la stabilisation en température n'est efficace que si, en présence de I_{E3M} , la chute sur R_{E3} est au moins égale à 1 V. On peut donc, dans l'expression précédente, remplacer R_{E3} par $1 V/I_{E3M}$, ce qui donne :

$$I_{E3M} = \frac{V_{CC} - 2 V_D - 2 V_D}{2 R_L}$$

Exemple :

$$I_{E3M} = \frac{40 - 2 - 2}{2 \times 15} = 1,2 A$$

Choix des transistors de sortie (T_3, T_4)? Quand l'un de

ces transistors est conducteur, l'autre (alors bloqué) supporte pratiquement toute la tension d'alimentation. Mais attention : V_{CC} n'est pas stabilisée, et l'amplificateur travaille en classe B, c'est-à-dire que sa consommation est, à vide (absence de signal à l'entrée), beaucoup plus faible qu'en présence d'un régime maximal. Si, simultanément, il y a « hausse » du réseau d'alimentation, on peut observer une valeur instantanée atteignant 1,5 fois la valeur nominale de V_{CC} . Les transistors de sortie doivent donc pouvoir supporter une tension de

$$1,5 \times V_{CC} = 1,5 \times 40 = 60 V$$

et, bien entendu, aussi 1,5 fois l'intensité maximale de collecteur, calculée plus haut, soit

$$1,5 \times 1,2 = 1,8 A$$

La paire complémentaire BD 137, BD 138 (annexe 11) semble donc convenir, puisqu'elle est donnée pour 60 V, 2 A. Mais il faut aussi vérifier la dissipation de puissance :

$$P_D = \frac{V_{CC} I_{E3M}}{8}$$

Exemple :

$$P_D = \frac{40 \times 1,2}{8} = 6 \text{ W}$$

dans le cas le plus défavorable, pour chaque transistor. Un radiateur de taille moyenne pourra donc suffire, puisque, à 45 °C au boîtier, les transistors choisis supportent plus de deux fois plus.

Vous contestez ? Parce que vous avez vu, dans un autre article, une formule se réduisant à $P_D = 0,28 P_S$? Et qui donne, avec l'exemple, seulement 2,8 W pour les deux transistors, soit 1,4 W pour chacun ? Méfiez-vous, car cette formule n'est valable qu'en régime sinusoïdal, ou « musical », si vous préférez. Appliquez à l'entrée d'un amplificateur ainsi calculé une rectangulaire de très basse fréquence, et vous verrez que la formule s'envole en une fumée qui sort des transistors, avant que vous n'atteignez la moitié du régime maximal de sortie. Ce qui n'empêche qu'elle peut être valable, pour un régime musical de type courant.

Résistances d'émetteur de l'étage de sortie (R_{E3} , R_{E4}) ? Puisqu'on connaît maintenant I_{E3M} , il suffit d'appliquer la relation déjà mentionnée plus haut :

$$R_{E3} = R_{E4} = \frac{1 \text{ V}}{I_{E3M}}$$

Exemple :

$$R_{E3} = R_{E4} = \frac{1}{1,2} = 0,83 \Omega$$

(prendre 0,82 ou 1 Ω)

Résistance de collecteur de T_2 (R_{C2}) ? Souvenez-vous toujours que C_S se comporte comme un accumulateur chargé à $V_{CC}/2$. Quand T_3 est conducteur, la chute sur R_{C2} est donc égale à $V_{CC}/2$, moins la chute sur R_{E3} , et moins V_{BE3} , tension base-émetteur de T_3 . Quand $I_{E3} = I_{E3M}$, on a ainsi, aux bornes de R_{C2} , en gros une chute de $(V_{CC}/2) - 2 \text{ V}$, soit 18 V dans le cas de l'exemple. Or, la valeur de R_{C2} doit être telle que R_{C2} , avec ces 18 volts à ses bornes, conduise un courant qui, passant dans la base de T_3 , est largement suffisant pour provoquer le courant d'émet-

teur I_{E3M} . Pour déterminer le courant de base I_{B3M} qui correspond à I_{E3M} , il faut avoir recours au réseau de caractéristiques du transistor.

La figure 31-2 montre ce réseau, qui a été dessiné, d'après la documentation du fabricant, sous forme d'une superposition de courbes en commande « par courant » et « par tension ». En toute rigueur, il faudrait tracer la droite de charge pour $R_L + R_{E3} = 16 \Omega$, et faire ensuite de petits calculs, pour séparer la puissance utilisable (dans R_L) de celle qui est perdue dans R_{E3} . Mais puisque c'est 1 V qu'on perd sur R_{E3} , il suffit de retrancher ce volt de la tension d'alimentation de repos du repos du transistor, égale à $V_{CC}/2$ (car C_S se comporte toujours comme un accumulateur chargé à $V_{CC}/2$). On trace donc la droite de charge pour

$$\frac{V_{CC}}{2} - 1 \text{ V} = 19 \text{ V}$$

et ce de façon qu'elle aboutisse sur l'échelle I_C à la valeur

$$\frac{V_{CC}}{2} - 1 \text{ V}$$

$$R_L$$

soit

$$\frac{20 - 1}{15} = 1,27 \text{ A}$$

Si on trace une ligne horizontale à $I_C = I_{E3M}$, soit 1,2 A, on voit que cette ligne rencontre la droite de charge à l'intersection avec la courbe $I_B = 40 \text{ mA}$. Il faut donc, pour un échantillon **moyen** de transistor, $I_{B3M} = 40 \text{ mA}$, pour obtenir la valeur désirée de $I_{E3M} = 1,2 \text{ A}$. Mais comme il s'agit d'un échantillon moyen, et comme on verra plus loin qu'une forte intensité I_{C2} procure un avantage de linéarité, on prendra la valeur double pour le calcul de R_{C2} :

$$R_{C2} = \frac{(V_{CC}/2) - I_{E3M} R_{E3} - V_{BEM}}{2 I_{B3M}}$$

Exemple :

$$R_{C2} = \frac{(40/2) - 1 - 1}{2 \times 0,04} = 225 \Omega$$

(prendre 220 Ω)

Le réseau de la figure 31-2 montre que, pour

$$I_{C3} = I_{C3M} = 1,2 \text{ A},$$

$$V_{BEM} = 1,07 \text{ V environ.}$$

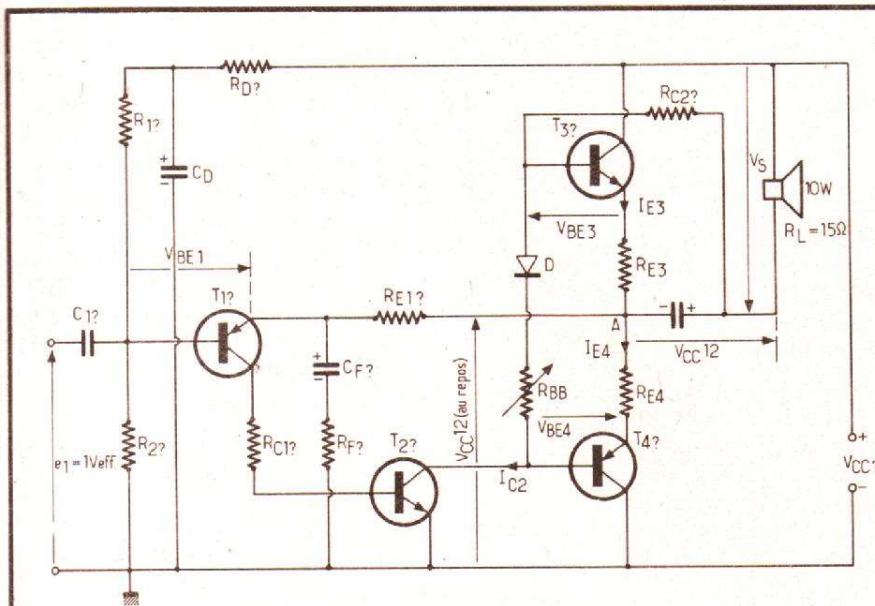


Fig. 31-1. - On donne la tension d'entrée, la puissance de sortie et la résistance de charge de cet amplificateur. Il s'agit de déterminer tout le reste, y compris le taux de distorsion.

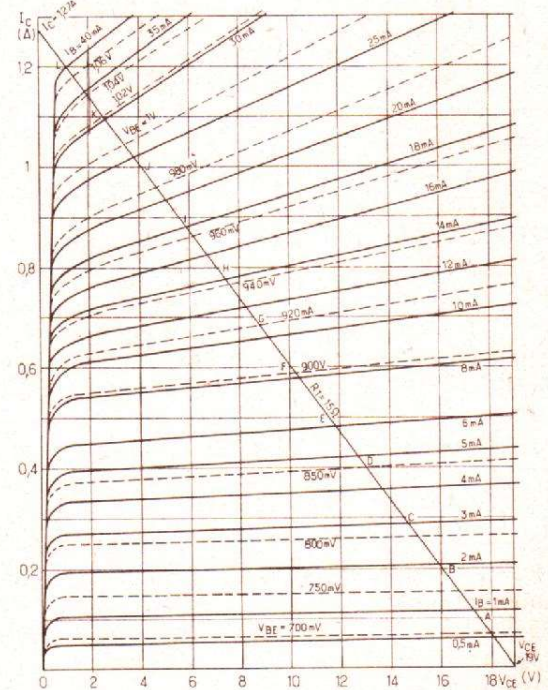


Fig. 31-2. - Réseau de caractéristiques en commande par courant (traits pleins) et en commande par tension (traits pointillés), valable pour les deux transistors de sortie utilisés.

La valeur utilisée pour le calcul, $V_{BEM} = 1 \text{ V}$, représente donc une approximation suffisante.

Attention à la dissipation : négligeant la chute dans R_L , la tension continue aux bornes de R_{C2} est égale à $V_{CC}/2$ ($= 20 \text{ V}$), et R_{C2} dissipe donc une puissance

$$\frac{V_{CC}^2}{4 R_{C2}} = \frac{40^2}{4 \times 220} = 1,8 \text{ W}$$

Il convient donc d'utiliser une résistance de 2 W .

Vous avez raison, c'est un peu un gâchis de puissance (car dans T_2 , on dissipe encore autant). C'est, en partie, à cause de cela qu'on a fait les « Darlington » (très grand gain en courant). Refaites les calculs avec I_{B3M} 10 ou 20 fois plus faible, et vous arriverez à une dissipation beaucoup plus réduite.

Choix de T_2 ? Au repos, la tension collecteur-émetteur de T_2 est sensiblement égale à la chute sur R_{C2} , et l'intensité de collecteur de T_2 est égale à celle dans R_{C2} , car I_{B3} et I_{B4} sont négligeables au repos. Ainsi, T_2 dissipe autant que R_{C2} ($1,8 \text{ W}$), c'est-à-dire plus que l'un ou l'autre des transistors de sortie, en régime « musical ». On aura donc avantage à utiliser un BD 137 pour T_2 . On ne profitera pas entièrement de ses possibilités de courant de collecteur, et cela permettra une amplification relativement linéaire.

Circuit de stabilisation en température (D , R_{BB}) ? Il est parcouru par l'intensité de repos de T_2 ,

$$I_{C20} = 2 I_{B3M} = 80 \text{ mA}$$

Pour D , on utilisera donc une diode supportant au moins 100 mA (BA 103, BA 108, BA 187, BA 199, BA 221, ou similaire). Elle produira une chute de tension V_{DD} au moins égale à $0,5 \text{ V}$, alors que (fig. 31-2) $V_{BE30} = V_{BE40}$ ne pourra être supérieure à $0,7 \text{ V}$, au repos (I_{C3} et I_{C4} pratiquement nuls).

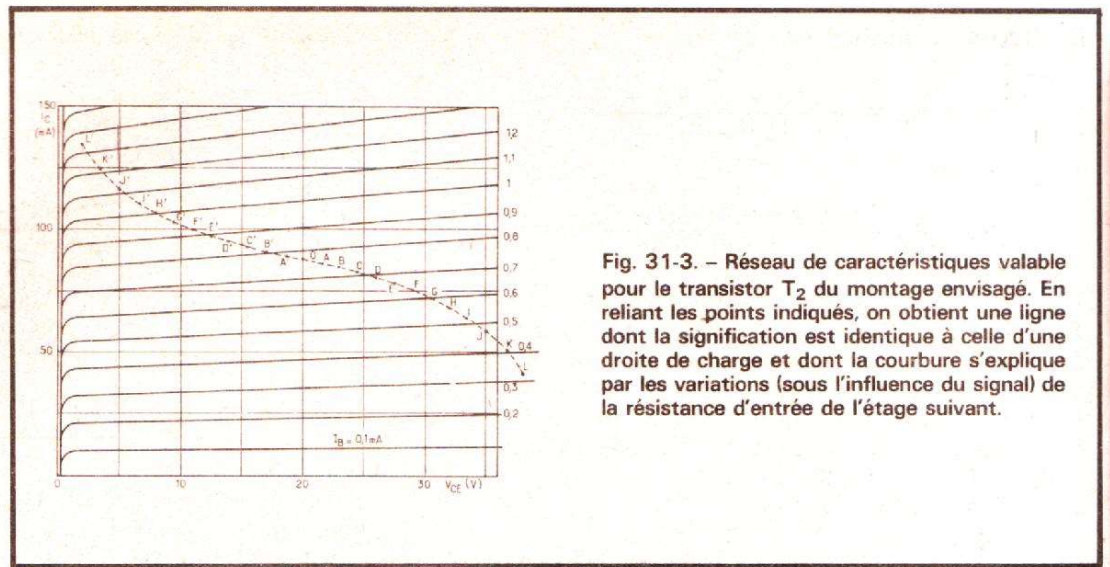


Fig. 31-3. - Réseau de caractéristiques valable pour le transistor T_2 du montage envisagé. En reliant les points indiqués, on obtient une ligne dont la signification est identique à celle d'une droite de charge et dont la courbure s'explique par les variations (sous l'influence du signal) de la résistance d'entrée de l'étage suivant.

On calcule donc

$$R_{BB} = \frac{V_{BE30} + V_{BE40} - V_{DD}}{2 I_{B3M}}$$

Exemple :

$$R_{BB} = \frac{0,7 + 0,7 - 0,5}{2 \times 0,04} = 11,25 \Omega$$

(prendre une résistance ajustable de 12Ω)

Lors de la mise au point, on ajustera R_{BB} de façon que l'intensité de repos, $I_{C30} = I_{C40}$, devienne approximativement égale à 1 % de la valeur de I_{E3M} ($1,2 \text{ A}$, calculé plus haut), soit $I_{C30} = I_{C40} = 10$ à 15 mA . Dans les calculs précédents, on n'a pas tenu compte de cette intensité de repos, puisqu'elle est négligeable devant I_{E3M} .

Résistance d'émetteur de T_1 (R_{E1}) ? Elle fait partie du circuit de contre-réaction de l'amplificateur, en formant diviseur avec R_F . Pour qu'elle ne perturbe pas trop les conditions de repos (en continu), on la choisit de façon qu'elle produise une chute de tension inférieure à 5 % de V_{CC} . L'intensité dans R_{E1} est sensiblement égale à celle de base (de repos) de T_2 . Comme on connaît $I_{C20} = 2 I_{B3M} = 80 \text{ mA}$, il suffit de voir, dans le réseau de la figure 31-3 (redessiné d'après la documentation du fabricant, annexe 22, en haut, à droite), qu'à $V_{CE} = V_{CC}/2 = 20 \text{ V}$, une intensité $I_{B20} = 0,7 \text{ mA}$ est nécessaire

pour obtenir $I_{C20} = 80 \text{ mA}$. On peut ainsi déterminer :

$$R_{E1} = \frac{0,05 V_{CC}}{I_{B20}}$$

Exemple :

$$R_{E1} = \frac{0,05 \times 40 \text{ V}}{0,7 \text{ mA}} = 2,86 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 2,7 \text{ k}\Omega)$$

Résistance de protection (R_{C1}) ? Elle n'a pas de fonction d'amplification, mais sert simplement à limiter l'intensité de collecteur de T_2 , en cas de surcharge. Au repos, elle est parcourue par l'intensité de repos de base de T_2 , $I_{B20} = 0,2 \text{ mA}$. Mais il s'agit là d'une valeur moyenne, pouvant être plus élevée en cas de dispersion de caractéristiques, et aussi, de plus, en fonction du signal appliqué. Pour qu'il ne puisse y avoir limitation du signal utile, on se basera donc sur une intensité 5 fois plus grande. Comme la tension entre émetteur de T_1 et base de T_2 n'est que de peu inférieure à $V_{CC}/2$, on calculera :

$$R_{C1} = \frac{V_{CC}}{10 I_{B20}}$$

Exemple :

$$R_{C1} = \frac{40 \text{ V}}{10 \times 0,7 \text{ mA}} = 5,7 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 5,6 \text{ k}\Omega)$$

Choix de T_1 ? Un transistor de faible puissance suffit, puisque R_{C1} limite son intensité de collecteur à $5 \times I_{B20} = 3,5 \text{ mA}$. En fonctionnement normal, T_1 ne supporte que $V_{CC}/2$, mais en cas de surcharge à

l'entrée, une tension instantanée plus grande est à craindre. Il sera donc prudent d'utiliser un BC 177 (ou BC 177 A). Un fort gain en courant est inutile, car l'amplificateur présente (on le verra par la suite) une résistance d'entrée qui est grande devant la résistance interne de sortie du préamplificateur qui l'attaque.

Diviseur de base d'entrée (R_1, R_2, R_D) ? C'est là qu'on va enfin faire ce qu'il faut, pour que C_s sache effectivement qu'il doit se comporter comme un accumulateur chargé à $V_{CC}/2$. Cela consiste, très simplement, à choisir les valeurs du diviseur (R_1, R_2, R_D) de façon à obtenir $V_{CC}/2$ entre le point A (fig. 31-1) et la masse. La tension aux bornes de R_2 ne diffère de $V_{CC}/2$ que par les quantités $I_{B20} R_{E1}$ (chute sur R_{E1}) et V_{BE1} ($0,6 \text{ V}$ environ). Par ailleurs, le point de repos restera suffisamment stable si on choisit l'intensité dans R_2 environ dix fois plus grande que la valeur nominale de

$$I_{B10} = \frac{I_{C10}}{B_1} = \frac{I_{B20}}{B_1}$$

Avec $B_1 = 120$ (annexe 5), on calcule :

$$R_2 = \frac{(V_{CC}/2) - I_{B20} R_{E1} - V_{BE1}}{10 (I_{B20}/B_1)}$$

Exemple :

$$R_2 = \frac{(40/2) - 0,7 \times 2,7 - 0,6}{10 \times (0,7/120)} = 300 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 300 \text{ k}\Omega \pm 5 \%)$$

De façon analogue, on détermine :

$$R_1 + R_D = \frac{(V_{CC}/2) + I_{B20} R_{E1} + V_{BE1}}{11 (I_{B20}/B_1)}$$

Exemple :

$$R_1 + R_D = \frac{(40/2) + 0,7 \times 2,7 + 0,6}{11 \times (0,7/120)} = 350 \text{ k}\Omega$$

à départager en $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$, $R_D = 47 \text{ k}\Omega$, ou $R_1 = 270 \text{ k}\Omega$, $R_D = 82 \text{ k}\Omega$, par exemple. Comme c'est essentiellement le rapport $R_2/(R_1 + R_D)$ qu'il faut respecter, une solution telle que $R_2 = 270 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 270 \text{ k}\Omega$, $R_D = 47 \text{ k}\Omega$, est également possible.

Capacités du montage ? Ne connaissant encore ni gains ni incidence de la contre-réaction, on ne peut, pour l'instant, déterminer que C_S (capacité se trouvant en dehors de la boucle de contre-réaction). A la plus basse fréquence à amplifier (soit $f_c = 30 \text{ Hz}$, à titre d'exemple), la réactance de C_S doit être égale à R_L :

$$C_S = \frac{1}{2 \pi f_c R_L}$$

Exemple :

$$C_S = \frac{1}{6,28 \times 30 \times 15} = 350 \text{ }\mu\text{F (ou plus)}$$

Cette valeur étant relativement forte, on n'a pas avantage à appliquer le procédé de la fréquence de coupure corri-

gée (chapitre 1.1.), mais d'augmenter les valeurs des autres capacités du montage d'une manière telle que la fréquence inférieure de coupure ne dépende effectivement que de C_S .

B. FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Les données jusqu'ici acquises ont été réunies dans le schéma de la figure 31. Entre parenthèses, on y a ajouté les valeurs qui seront calculées par la suite. De plus, on y a représenté le circuit C_K , R_K qui compense la tendance à l'oscillation spontanée (accrochage) qu'on risque d'observer quand, aux fréquences élevées, la contre-réaction tend à devenir une réaction positive, du fait de la rotation de phase dans les transistors. On ne fera pas le calcul de ces éléments, d'une part parce qu'on ne dispose pas, dans la documentation du fabricant, de

toutes les données nécessaires. D'autre part, une mise au point expérimentale est, de toute façon, plus rapide que le calcul, car celui-ci devrait être très complexe.

Pour étudier le comportement dynamique de l'amplificateur, et notamment son taux de distorsion, la méthode la plus précise consiste à établir, point par point, une rela-

(avec les valeurs d'exemple $V_{CC} = 40 \text{ V}$, $R_{E3} = 0,82 \text{ }\Omega$, $R_{C2} = 220 \text{ }\Omega$).

Lors des alternances négatives, la conduction de T_4 implique des polarités opposées pour I_{C4} , R_{E4} , V_{BE4} et I_{B4} . Pour tenir compte de la diode D , on fera intervenir une source $V_{DD} = 0,5 \text{ V}$. Lors de l'alternance négative, on utilisera donc l'expression :

$$I_{C2} = \frac{(V_{CC}/2) + I_{E4} R_{E4} + V_{BE4} - V_{DD}}{R_{C2} + R_{DD}} + I_{B4}$$

tion (graphique) entre la **tension de sortie** ($V_S = I_{E3} R_L$ pendant l'alternance positive, et $V_S = I_{E4} R_L$ pendant l'alternance négative), et la **tension d'entrée**. Pour cela, on a besoin des caractéristiques suivantes :

a) Réseau de caractéristiques des transistors de sortie (fig. 31-2)

Ce réseau est valable, aux polarités près, pour T_3 aussi bien que pour T_4 - à condition de raisonner sur un échantillon moyen. On a besoin, à la fois, des courbes I_B (commande par courant) et V_{CE} (commande par tension), et ce pour calculer, pour diverses valeurs de $I_{C3} \approx I_{E3}$ (alternance positive), l'intensité que T_2 doit fournir pour chacune de ces valeurs :

$$I_{C2} = \frac{(V_{CC}/2) - I_{E3} R_{E3} - V_{BE3}}{R_{C2}} - I_{BE}$$

(mêmes valeurs d'exemple qui, ci-dessus, et $V_{DD} = 0,5 \text{ V}$).

Puisque R_{DD} est une résistance ajustable, il faut déjà l'« ajuster » lors du calcul. Pour cela, on résout l'équation ci-dessus par rapport à R_{DD} et on y pose, en plus des autres valeurs d'exemple, I_{C2} égale à la valeur qu'on avait trouvée, au repos ($I_{E3} \approx 0$) pour l'alternance positive. Dans le cas de l'exemple, ce procédé aboutit à $R_{BB} = 9 \text{ }\Omega$.

b) Réseau de caractéristiques de T_2 (fig. 31-3). Il s'agit du même type de transistor que T_3 , mais le réseau de la figure 31-2 n'est pas utilisable, du fait qu'on travaille avec des intensités de collecteur nettement moindres. On utilise donc le réseau de la figure 31-3, déjà mentionné. On peut se contenter du régime « commande par courant », car T_2 se

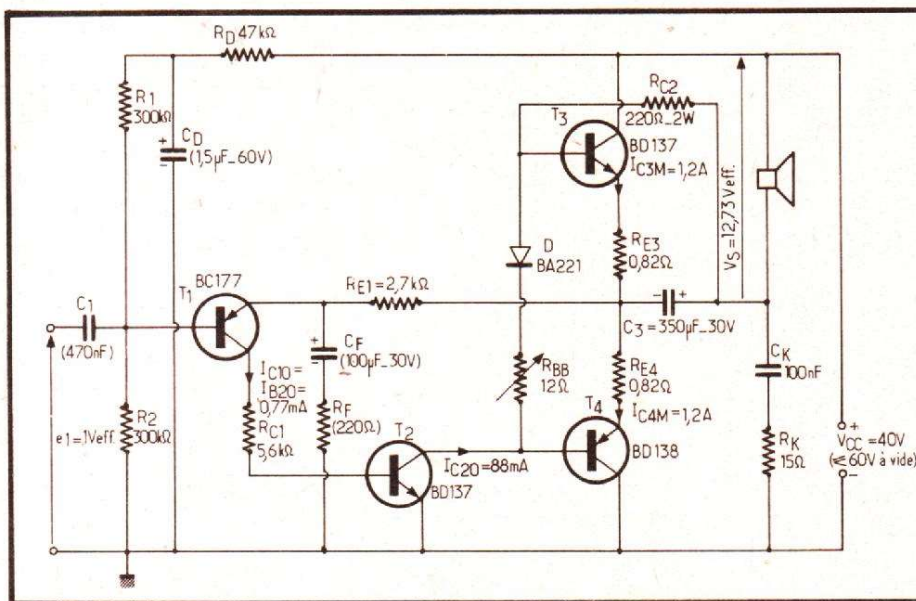


Fig. 31-4. - Valeurs du montage étudié. Celles qui dépendent du taux de contre-réaction sont mises entre parenthèses.

trouve attaqué directement par T_1 , donc par une source de très grande résistance interne.

c) Courbe de transfert de T_1 (fig. 31-5). Puisqu'on suppose T_1 attaqué par une tension, il faut, en principe, utiliser l'un des réseaux correspondants (annexe 7, en haut). Mais la densité des courbes y est nettement insuffisante. On peut, toutefois, les utiliser pour obtenir quelques points, permettant de tracer une courbe $I_C = f(V_{BE})$, figure 31-5. Un tel tracé sera particulièrement précis, si on utilise du papier semi-logarithmique, car on doit alors obtenir une ligne presque droite, légèrement convexe vers le haut.

Tableau de transfert. Pour obtenir une relation entre les grandeurs d'entrée et de sortie de l'amplificateur (sans contre-réaction, $R_F = 0$, C_F infini), on procède par les étapes qui sont illustrées par le tableau 31-1 pour l'alternance positive, et par le tableau 31-2 pour l'alternance négative.

Ces étapes sont :

- (1) Se fixer une valeur de I_{C3} ($\approx I_{E3}$). Exemple : $I_{C3} = 0,1$ A.
- (2) Tracer le point correspondant sur la droite de charge. Exemple : Point A, fig. 31-2.
- (3) Déterminer, dans fig. 31-2, la valeur de V_{BE} qui correspond à ce point. Exemple : Point A, $V_{BE3} = 0,72$ V.
- (4) Déterminer, toujours dans fig. 31-2, la valeur de I_B qui correspond au point envisagé. Exemple : Point A, $I_B = 0,8$ mA.
- (5) Calculer I_{C2} , à l'aide de l'expression correspondante.

Exemple :

$$I_{C2} = \frac{(49/2) - (0,1 \times 0,82) - 0,72}{0,22} = -0,8 = 88 \text{ mA}$$

- (6) Calculer la tension de sortie correspondant au point envisagé. Exemple :

$$V_S = I_{E3} R_L = 0,1 \times 15 = 1,5 \text{ V}$$

- (7) Ajouter la valeur précédente à $V_{CC}/2$, pour déterminer la tension approximative collecteur-émetteur de T_2 . Exemple :

$$V_{CE2} \approx (40/2) + 1,5 = 21,5 \text{ V}$$

- (8) Tracer, dans la figure 31-3, le point I_{C2} , V_{CE2} . Exemple : $I_{C2} = 88$ mA, $V_{CE2} = 21,5$ V, point A, fig. 31-3.

- (9) Déterminer, dans la figure 31-3, la valeur de $I_B (= I_{C1})$ qui correspond au point qu'on vient de tracer. Exemple : $I_{B2} = I_{C1} = 0,75$ mA.

- (10) Tracer, sur la courbe de la figure 31-5, un point à la valeur de I_{C1} qu'on vient de déterminer. Exemple : Point A, fig. 31-5.

- (11) Déterminer, dans la figure 31-5, la valeur de V_{BE} qui correspond au point qu'on vient de tracer. Exemple : Point A, $V_{BE1} = 620$ mV.

- (12) Déterminer ΔV_{BE1} en retranchant, de la valeur qu'on vient de déterminer, celle de V_{BE10} qu'on a (en principe au commencement de la série de calculs) déterminée pour le point de repos, $I_{CE3} \approx 10$ mA.

Porter les valeurs déterminées dans un tableau (tableau 31-1). Passer aux points suivants de l'alternance positive (B, C, D...). Procéder de même pour l'alternance négative (points A', B', C'...), en utilisant, pour I_{C2} , la formule qui convient. Voir tableaux 31-1 et 31-2 pour l'exemple d'application.

Les tableaux de transfert ne contiennent que les premiers et les derniers points ? Paresse de l'auteur, économie de l'éditeur, ou exercice du lecteur ? A vous de vous décider ! Et reconstituez les courbes, si celles reproduites dans le texte ne vous paraissent pas assez détaillées.

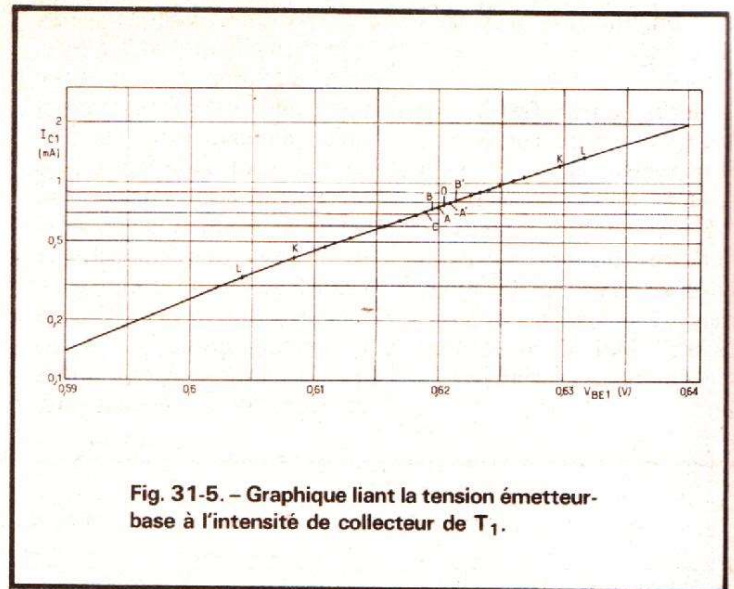


Fig. 31-5. - Graphique liant la tension émetteur-base à l'intensité de collecteur de T_1 .

Le gain en tension ? Après le labeur des tableaux de transfert, c'est très simple : il suffit de faire le rapport :

$$GV = \frac{V_S}{\Delta V_{BE1}}$$

Exemples :

$$GV = \frac{3 \text{ V}}{0,8 \text{ mV}} = 3750 \text{ pour le point B'}$$

$$GV = \frac{18 \text{ V}}{16,3 \text{ mV}} = 1100 \text{ pour le point L}$$

Autre chose pour chaque point ? Oui, en continuant ce calcul de gain pour tous les points, vous verrez que le « milieu » d'une sinusoïde d'entrée est beaucoup plus amplifié que les crêtes. C'est-à-dire qu'il y a de la distorsion,

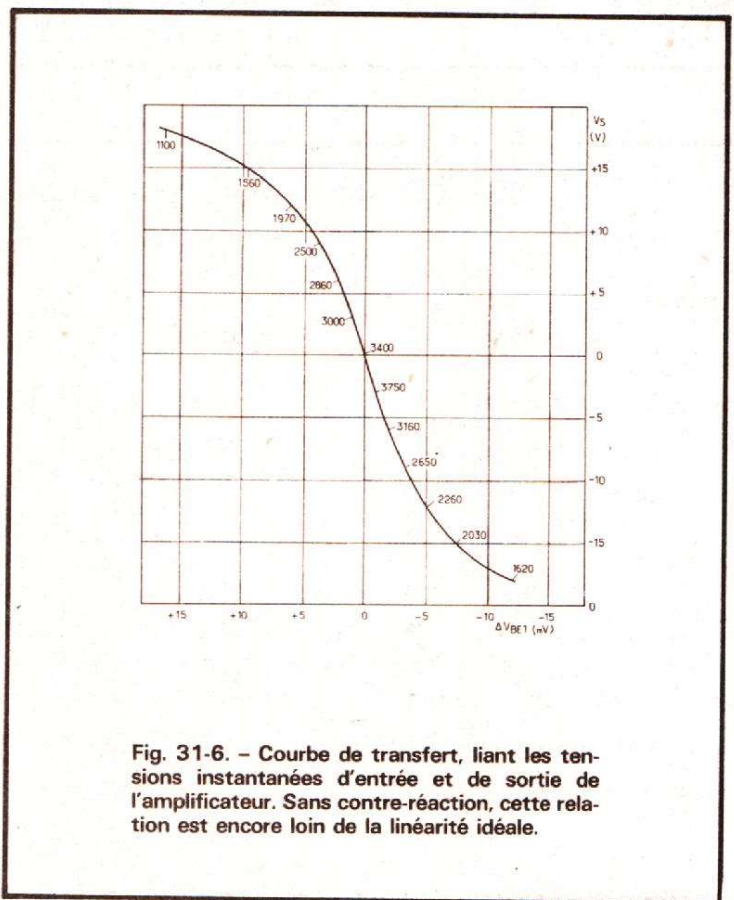


Fig. 31-6. - Courbe de transfert, liant les tensions instantanées d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Sans contre-réaction, cette relation est encore loin de la linéarité idéale.

car l'amplification n'est pas « linéaire ».

Courbe de transfert ? Pour mieux se rendre compte de cette non-linéarité, on peut tracer la courbe de la figure 31-6. Les valeurs de gain y sont inscrites à plusieurs endroits. Pour de la haute fidélité, cela vous semble plutôt raté ? Mais attendez donc qu'on branche la contre-réaction !

Mais auparavant, et parce que la meilleure contre-réaction du monde..., et aussi parce que c'est par ses erreurs qu'on apprend : le résultat plutôt décevant de la figure 31-6 s'explique d'une part du fait qu'on a utilisé les transistors de sortie avec des intensités de collecteur relativement fortes. Certes, on n'atteint pas l'intensité limite ($I_C = 2 \text{ A}$) que le fabricant précise, mais ce fabricant n'a jamais pré-

tendu que son transistor serait encore linéaire à ce régime là, ni même à $I_C = 1 \text{ A}$, puisque pour les caractéristiques de fonctionnement, il se contente de $I_C = 500 \text{ mA}$ (annexe 31).

D'autre part, la linéarité aurait été nettement meilleure si on avait utilisé des transistors de sortie de plus grand gain, des « Darlington », notamment. Pour vous en rendre compte, reprenez donc (car vous êtes patient et coura-

geux) le procédé des tableaux de transfert, en utilisant, toutes choses égales par ailleurs, seulement 1/10 de la valeur de I_{B3} et I_{B4} qu'on avait primitivement utilisée.

Obtient-on bien les 10 W demandés ? Il est utile de vérifier, de temps en temps, si on est toujours sur le bon chemin. Donc, pour ce qui est de la puissance de sortie, la figure 21-6 montre qu'on dispose d'une amplitude de sortie de $\pm 18 \text{ V}$. Pour la puissance efficace, on a donc

$$P_s = \frac{V_s^2}{2 R_L}$$

Exemple :

$$P_s = \frac{18^2}{2 \times 15} = 10,8 \text{ W}$$

même un peu plus que prévu, puisqu'on avait légèrement arrondi V_{CC} au départ.

(à suivre)

H. SCHREIBER

TABLEAU 31-1. - Transfert pour l'alternance positive

Point	$I_{E3} \approx I_{C3}$ (A)	V_{BE3} (V)	I_{B3} (mA)	I_{C2} (mA)	V_S (V)	V_{CE2} (V)	$I_{B2} = I_{C1}$ (mA)	V_{BE1} (mV)	ΔV_{BE1} (mV)	
Repos	0	0,01	$\approx 0,65$	≈ 0	88	0	20	0,77	620,5	0
A	0,1	0,72	0,8	86,5	1,5	21,5	0,75	620	0,5	
B	0,2	0,77	1,9	84,8	3	23	0,73	619,5	1	
C	0,3	0,82	3,2	82,9	4,5	24,5	0,71	619	1,5	
:	
I	0,9	0,97	18,5	64,6	13,5	33,5	0,52	612,9	7,6	
J	1	0,99	24	58,7	15	35	0,47	610,9	9,6	
K	1,1	1,02	31	51,2	16,5	36,5	0,4	608,2	12,3	
L	1,2	1,07	40	41,6	18	38	0,33	604,2	16,3	

TABLEAU 31-2 - Transfert pour l'alternance négative

Point	$-I_{C4} \approx -I_{E4}$ (A)	V_{BE4} (V)	I_{B4} (mA)	I_{C2} (mA)	$-V_S$ (V)	V_{CE2} (V)	$I_{B2} = I_{C1}$ (mA)	$-V_{BE1}$ (mV)	$-\Delta V_{BE1}$ (mV)	
Repos	0	0,01	$\approx 0,65$	≈ 0	88	0	20	0,77	620,5	0
A'	0,1	0,72	0,8	89,4	1,5	18,5	0,79	620,9	0,4	
B'	0,2	0,77	1,9	91,1	3	17	0,81	621,3	0,8	
C'	0,3	0,82	3,2	93	4,5	15,5	0,83	621,8	1,3	
:	
I'	0,9	0,97	18,5	110,3	13,5	6,5	1,05	626,8	6,3	
J'	1	0,99	24	117,1	15	5	1,12	627,8	7,4	
K'	1,1	1,02	31	124,5	16,5	3,5	1,22	629,7	9,2	
L'	1,2	1,07	40	134,1	18	2	1,34	631,6	11,1	

Nota. - On a choisi R_{BB} de façon que la valeur de repos de I_{C2} soit la même que sur le tableau précédent.

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE
BD 135, BD 137, BD 139 (NPN)

NPN

Types

BD 136, BD 138, BD 140 (PNP)

PNP

Amplification BF de puissance - Silicium
 Technologie Planar épitaxial

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

Tension collecteur-émetteur ($R_{BE} \leq 1 \text{ k}\Omega$) BD 139, BD 140	V_{CER}	100	V max
Tension collecteur-émetteur ($I_B = 0$) BD 139, BD 140	V_{CEO}	80	V max
BD 137, BD 138		60	V max
BD 135, BD 136		45	V max
Tension inverse base-émetteur	V_{EBO}	5	V max
Intensité de collecteur	I_C	1,5	A max
Intensité de collecteur de crête	I_{CM}	2	A max
Intensité de base	I_B	0,2	A max
Puissance dissipée (boîtier à 45 °C)	P_{tot}	12,5	W max
Température de jonction	T_j	150	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	110	°C/W
Résistance thermique entre jonction et fond de boîtier	R_{thj-b}	8,4	°C/W

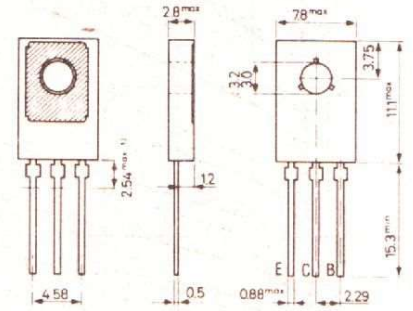


Fig. 135-1.

BD 135 à BD 140 : Disposition des électrodes et encombrement. - Boîtier TO-126 (résine). La surface métallique du boîtier est à mettre en contact avec le radiateur.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

Gain en courant statique ($V_{CE} = 2 \text{ V}$)

I_C (mA)	BD 135 BD 136		BD 137 BD 138 BD 139 BD 140		BD 135-6 BD 136-6 BD 137-6 BD 138-6 BD 139-6 BD 140-6			BD 135-10 BD 136-10 BD 137-10 BD 138-10 BD 139-10 BD 140-10			BD 135-16 BD 136-16		
	min.	max.	min.	max.	min.	nom.	max.	min.	nom.	max.	min.	nom.	max.
5	25		25		25			40			70		
150	40	250	40	160	40	63	100	63	100	160	100	160	250
500	25		25		25			30			40		

Tension de saturation de collecteur ($I_C = 500 \text{ mA}$, $I_B = 50 \text{ mA}$) $V_{CE \text{ sat}} < 0,6 \text{ V}$
 Fréquence de transition ($I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$) $f_T < 50 \text{ MHz}$

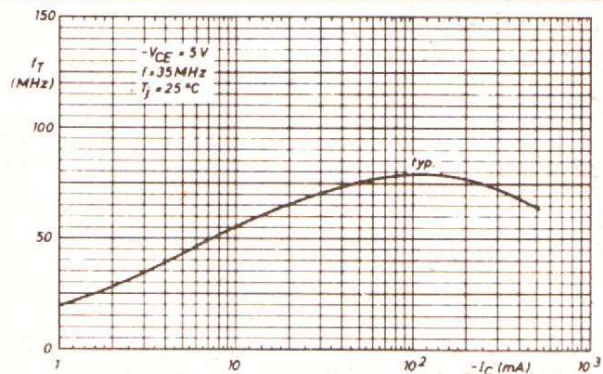
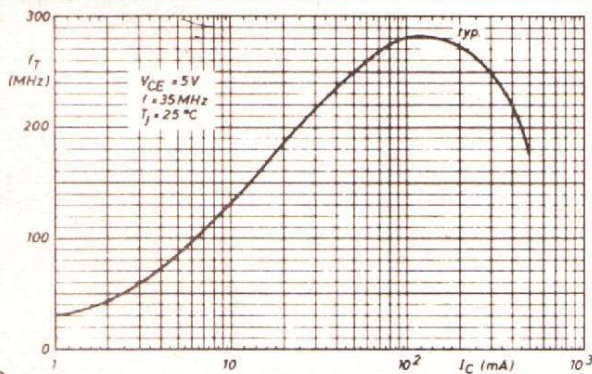


Fig. 135-2.

BD 135, BD 137, BD 139 (NPN) : Fréquence de transition (f_T) en fonction du courant de collecteur (I_C).

BD 136, BD 138, BD 140 (PNP) : Fréquence de transition (f_T) en fonction du courant de collecteur (I_C).

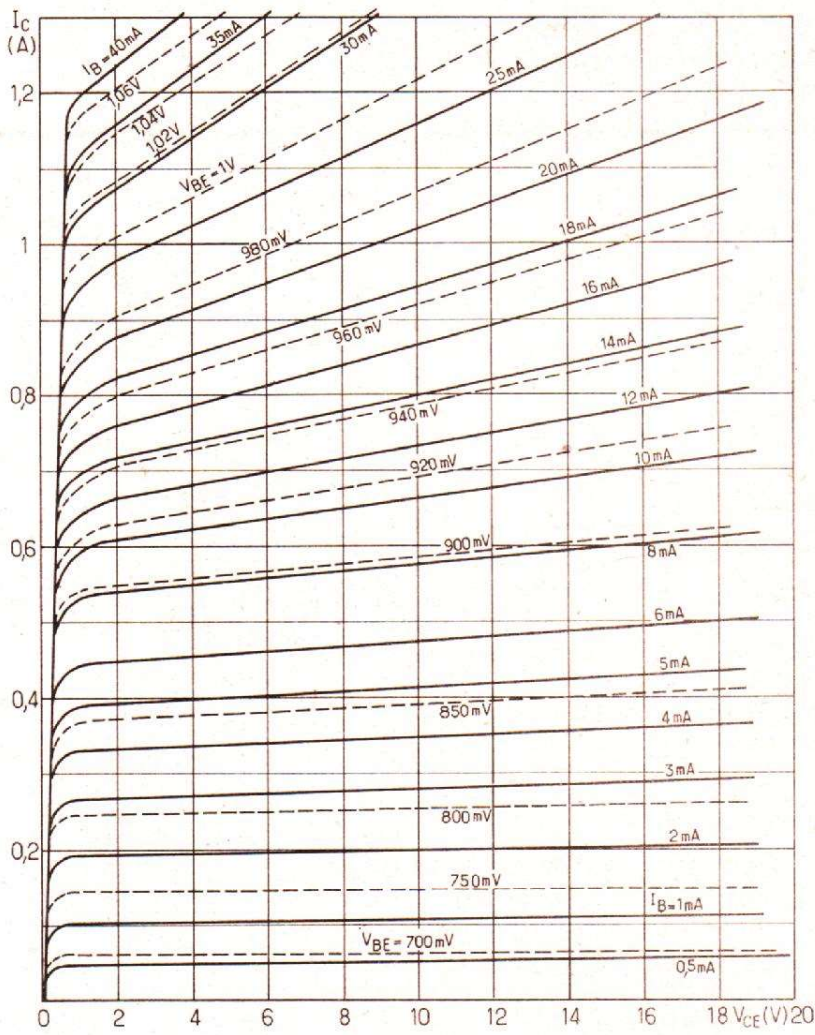


Fig. 135-3.

BD 135 à BD 140 : Réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$. Courbes en traits pointillés : paramètre V_{BE} (commande par tension). Courbes en traits pleins : paramètres I_B (commande par courant).

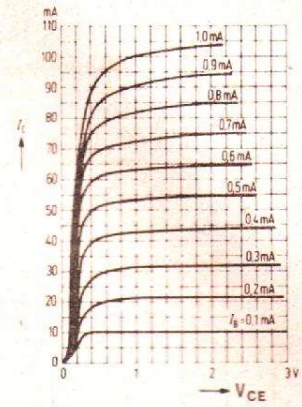


Fig. 135-4.

BD 135 à BD 140 : Réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$, commande par courant, faibles intensités de collecteur.

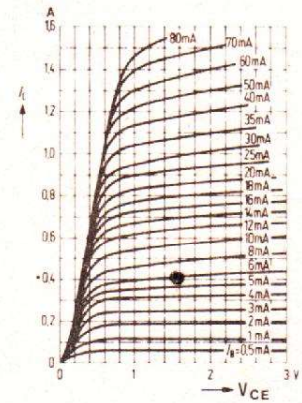


Fig. 135-5.

BD 135 à BD 140 : Réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$, commande par courant, fortes intensités de collecteur.

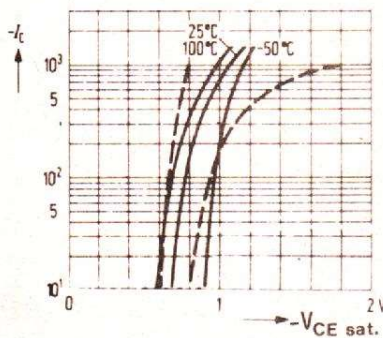
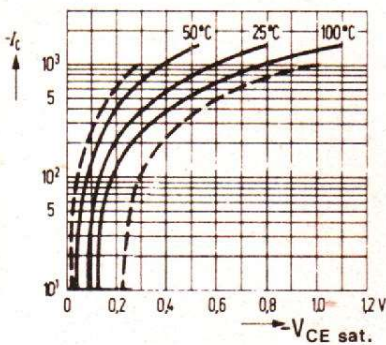
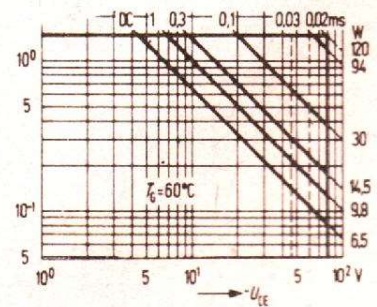


Fig. 135-6.

BD 135 à BD 140 : Tensions de saturation de collecteur ($V_{CE sat}$, à gauche) et de base ($V_{BE sat}$, à droite), en fonction de l'intensité de collecteur (I_C). Les courbes en pointillés indiquent la limite de dissipation pour une température de jonction de 25 °C.



BD 135 à BD 140 : Aire de fonctionnement autorisée. Dissipation instantanée (W) en fonction de la durée impulsionnelle (ms).

UN MULTIMETRE NUMERIQUE



original et économique

I - INTRODUCTION

DEUX multimètres numériques ont déjà été décrits dans la revue (le DMM 1038 N° 1441 à 1454 et le MX 38 N° 1521 à 1531) avec tout le soin qui caractérise les articles de M. Thobois ; on est donc en droit de se demander le pourquoi de cette nouvelle description. Tout simplement parce que la technique évolue très rapidement et en particulier dans le domaine des circuits intégrés ce qui nous permet de vous présenter aujourd'hui un

contrôleur universel à affichage numérique, aux performances supérieures à celles de certains appareils commerciaux bien que très économique.

DISPONIBILITÉ DES COMPOSANTS

Comme on le verra tout au long de la description théorique, de nombreuses astuces, parfois peu connues des amateurs, ont été employées pour réduire le prix de revient et surtout pour éviter l'emploi de

composants spéciaux et difficiles à se procurer.

— Les circuits intégrés constituant le cœur du montage sont disponibles depuis un an dans la plupart des grandes villes de France.

— Les composants discrets sont très classiques et se trouvent chez tous les revendeurs (à défaut d'être déjà dans les tiroirs de l'amateur).

— Le nombre de résistances de précision est très réduit et toutes les valeurs employées sont des puissances entières de 10 (10Ω , 100Ω , ... $1 M\Omega$) qui sont en général les plus couramment tenues en stock.

FACILITÉ DE RÉALISATION

La partie mécanique a été simplifiée au maximum pour permettre une construction facile ; ce qui n'empêche pas d'obtenir un aspect agréable comme le montrent les photos (le procédé de réalisation d'une face avant façon aluminium anodisé sera décrit en détail !).

Le câblage a été simplifié par l'emploi de 3 circuits imprimés ne nécessitant que peu d'interconnexions ; de plus, l'implantation des com-

posants sur lesdits circuits est très aérée.

La mise au point du montage a été réduite le plus possible ; l'amateur n'ayant pas à sa disposition un laboratoire bien équipé (en général !).

II - LES AVANTAGES D'UN MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

Ils sont nombreux et importants :

— Le premier est la précision ; nous pouvons en effet atteindre 0,5 % sans problème et 0,1 % avec un peu de patience ; ce qui est bien supérieur au 3 à 5 % d'un contrôleur à aiguille classique (et en bon état !...).

— Vient ensuite la facilité de lecture ; il n'y a qu'à lire, avec la virgule bien placée. Plus de multiplications par 3/5 ou 2/3, ni d'approximation sur la position exacte de l'aiguille ; plus de croisements de fils car la polarité est indiquée automatiquement.

— Puis toutes les propriétés du voltmètre électronique.

— Enfin, l'absence de tarage en ohmmètre contribue à rendre les mesures plus agréables.

III - CARACTÉRISTIQUES DU MULTIMÈTRE

Les caractéristiques principales sont résumées dans le tableau I ; mais cette réalisation comporte de nombreuses particularités que nous allons examiner :

— Indication du dépassement de gamme par clignotement de l'affichage ; mais lecture exacte possible jusqu'à 1,5 fois la valeur maximum de la gamme considérée.

— Affichage 3 1/2 digits par afficheurs 7 segments à diodes électroluminescentes.

— Impédance d'entrée 1 M Ω ou 10 M Ω au choix du réalisateur.

— Chute de tension en ampèremètre 100 μ V par point.

— Précision au choix du réalisateur avec une valeur maximum de 0,05 %.

— Prise sonde permettant l'utilisation en capacimètre, fréquencemètre et thermomètre.

— Enfin, et surtout, système de compensation automatique des dérives assurant une stabilité de l'affichage et de l'étalement inconditionnelle.

IV - ETUDE THÉORIQUE

Nous nous appliquerons, tout au long de cette description, à expliquer en détail le fonctionnement des divers circuits afin que chacun puisse comprendre ce qu'il fait et

éventuellement procéder à un dépannage de son appareil.

A) Schéma synoptique général :

Il se divise en six blocs. Le signal à mesurer pénètre tout d'abord sur un amplificateur spécial à compensation automatique des dérives ; cet amplificateur peut, selon la fonction choisie, prendre diverses configurations, imposées par le bloc « commutation de fonctions et de gammes ».

Ensuite, si la grandeur mesurée est alternative, elle passe dans un étage « redresseur parfait » avant de pénétrer dans le convertisseur analogique digital. Ce dernier est entièrement lié à un système de décodage et d'affichage numérique. La liaison V sert à positionner automatiquement la virgule ; tandis que la liaison AZ assure la compensation des dérives de l'amplificateur d'entrée. Une conversion permet, lors du branchement d'une sonde d'atteindre directement le convertisseur. Une alimentation fournit les 3 tensions nécessaires à l'ensemble.

B) Le convertisseur analogique digital :

Le lecteur trouvant l'exposé suivant trop complexe, à première lecture, peut sauter directement au paragraphe « connexions extérieures du convertisseur A/D » sans que cela nuise à la compréhension d'ensemble.

Le principe du convertisseur utilisé ici est différent du procédé classique double rampe (voir H.P. N° 1441 - DMM 1038) ; il est un peu

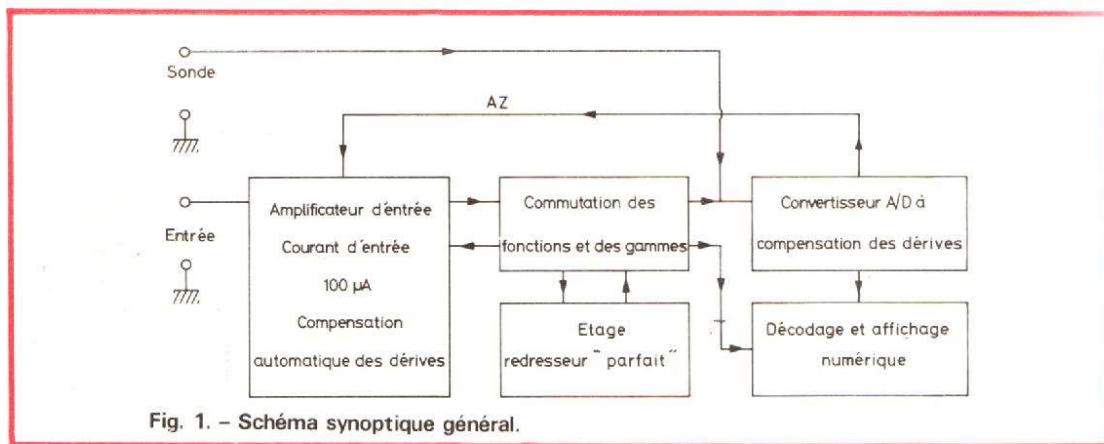


Fig. 1. - Schéma synoptique général.

Tableau 1 : Gammes du multimètre

Gammes (lecture maxi)	Volts continus et ~		Intensités continues et ~		Résistances	
	Résolution	Lecture maxi en dépassement	Résolution	Lecture maxi en dépassement	Résolution	Lecture maxi en dépassement
0,2 - 20 M Ω	100 μ V	300 mV	100 nA	300 μ A	10 k Ω	30 M Ω
2 - 2 M Ω	1 mV	3 V	1 μ A	3 mA	1 k Ω	3 M Ω
20 - 200 k Ω	10 mV	30 V	10 μ A	30 mA	100 Ω	300 k Ω
200 - 20 k Ω	100 mV	300 V	100 μ A	300 mA	10 Ω	30 k Ω
2000 - 2 k Ω (*)	1 V	3 000 V*	1 mA	3 A	1 Ω	3 k Ω
- 200 Ω	-	-	-	-	0,1 Ω	300 Ω

(*) Valeurs théoriques impossibles à atteindre avec des composants ordinaires ; le contacteur employé nous limite à 750 V continus et 350 V alternatif.

plus complexe mais plus précis ; d'autre part il permet une compensation facile des dérives du convertisseur. Le convertisseur complet utilise deux circuits indissociables, le LD 110 et le LD 111 de la firme Siliconix. La figure 2 donne leur schéma synoptique interne et leur brochage ; tandis que la figure 3 nous montre un schéma simplifié permettant d'analyser le fonctionnement.

Prenons notre courage à deux mains et allons-y ! La technique de conversion analogique digitale consiste à rétablir par des charges élémentaires d'une capacité, un équilibre rompu par un courant proportionnel à la tension d'entrée. La charge élémentaire est déterminée par un courant de référence et par la durée d'une période d'horloge.

La conversion s'effectue en 2 phases : compensation automatique du zéro et mesure proprement dite. L'horloge

appliquée à la broche 7 du LD 110 est divisée par 6144 ; 2048 périodes sont utilisées pour la compensation automatique du zéro ; 4096 pour la conversion proprement dite.

La figure 3 représente la phase de compensation des dérives ; les commutateurs (qui sont en fait des transistors MOS) doivent être changés de position pour la phase mesure.

COMPENSATION DU ZÉRO (OU DES DÉRIVES)

L'entrée de l'amplificateur A₁ est à la masse par I₁ ; le courant de sortie de A₁ qui est V_{OS}/R₂ est donc très faible et peut être négligé. L'interrupteur I₂ est alors actionné par la logique de contrôle du LD 110 sur des cycles de 8 périodes horloges : 50 % du temps ouvert, 50 % du temps fermé.

Cela détermine un courant moyen dans R₁ :

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{2 R_1}$$

(le 2 est dû au fait que I₂ est ouvert pendant 50 % du temps).

L'interrupteur I₃ étant fermé, et le gain de A₂ étant rigoureusement égal à 1 (contre-réaction totale : sortie reliée directement à l'entrée inverseuse) ; la tension de sortie de A₂ est donc égale à la tension de sortie de l'intégrateur (A₃) filtrée par R₄, R_m, C_m.

Le courant du point S est donc :

$$I = I_{ref} + \frac{V_{SA2}}{R_3}$$

Le système étant bouclé sur lui-même, il va tendre rapidement vers un équilibre tel que :

$$I \text{ dans } R_3 = - \frac{V_{ref}}{2 R_1}$$

ceci pour assurer un courant moyen nul de charge de la capacité C_{int}.

Ce courant correspond à une tension :

$$V_{SA2} = - \frac{V_{ref}}{2 R_1} \cdot R_3$$

tension sous laquelle est chargée la capacité C_m.

PHASE DE MESURE

I₁ et I₃ changent de position sous l'effet de la commande M/Z délivrée par la base de temps du LD 110. La capacité C_m maintient V_{SA2} à la valeur d'équilibre précédente (en effet C_m ne peut se décharger que dans A₂ qui a une impédance d'entrée très grande) comme tension de référence qui inclue donc les effets des offset et des décalages en température qui seront ainsi compensés.

La tension à mesurer est appliquée, par I₁, à l'ampli d'entrée du LD 111 ; cela pro-

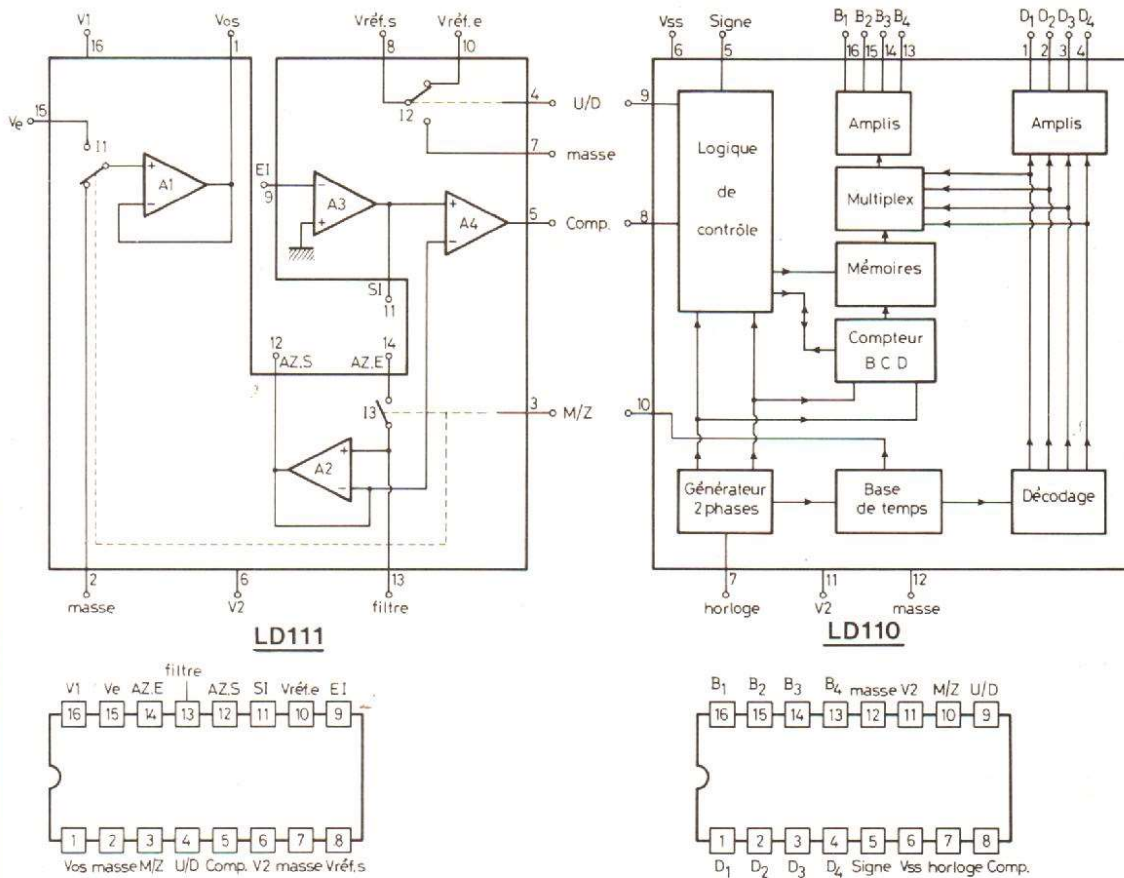


Fig. 2. - Schéma synoptique interne et brochage des circuits LD110 et LD111.

duit dans R_2 un courant proportionnel à la tension d'entrée V_e qui, appliquée en S déséquilibre le système. Le comparateur A_4 transmet à la logique de contrôle le sens du déséquilibre. Celle-ci tend à rétablir l'équilibre en agissant sur I_2 . Nous avons vu que pendant 8 cycles d'horloge, I_2 était ouvert pendant 50 % du temps ; maintenant, selon le sens du déséquilibre I_2 sera ouvert pendant plus de 50 % du temps ou fermé pendant plus de 50 % du temps. Pendant que I_2 est fermé le compteur du LD 110 compte les cycles d'horloge tandis que quand I_2 est ouvert le compteur décompte les cycles d'horloge. La sortie de A_3 est donc ramenée pas à pas à la même valeur que celle obtenue pendant la phase de compensation du zéro. La variation de charge de C_{int} pendant la mesure est donc nulle : $\Delta Q = 0$.

Les courants intervenant sur la charge de C_{int} sont :

$$-\frac{V_e}{R_2}$$

pendant le temps t de mesure

$$-\frac{V_{SA2}}{R_3}$$

pendant que I_2 est fermé, or :

$$-\frac{V_{SA2}}{R_3} = -\frac{V_{ref}}{2R_1}$$

$$-\frac{V_{ref}}{2R_1}$$

pendant que I_2 est ouvert.

Finalement :

$$\Delta Q = 0$$

$$= -\frac{V_e}{R_2}t - \frac{V_{ref}N_c}{2R_1f_H} + \frac{V_{ref}N_d}{2R_1f_H}$$

f_H étant la fréquence horloge ; N_c et N_d le nombre de coups respectivement comptés et décomptés par le compteur du LD 110.

Le nombre final emmagasiné dans le compteur est $N = N_c - N_d$ donc :

$$0 = \frac{V_e}{R_2}t - \frac{V_{ref}}{2R_1f_H} N$$

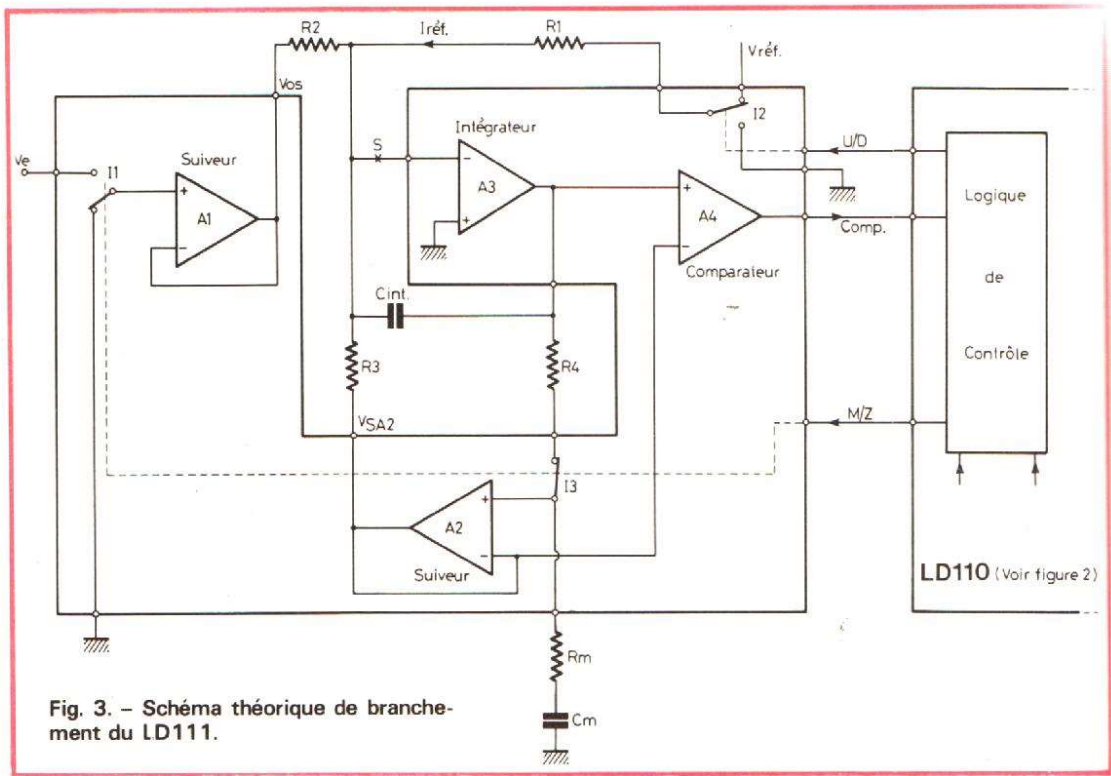


Fig. 3. - Schéma théorique de branchement du LD111.

La phase mesure, dure 4096 cycles d'horloge donc :

$$t = \frac{4096}{f_H}$$

d'où la relation fondamentale du convertisseur analogique digital :

$$N = V_e \cdot \frac{R_1}{R_2} \times \frac{8192}{V_{ref}}$$

CONNEXIONS EXTERIEURES DU CONVERTISSEUR A/D

Le nombre N stocké dans le compteur et proportionnel à la tension V_e est disponible sous une forme codée en BCD sur les broches B_1 à B_4 et les infor-

mations de multiplexage des digits sont disponibles en D_1 à D_4 . Qu'est-ce qu'un affichage multiplexé ? Reportons-nous à la figure 4 pour le comprendre. Le nombre N comporte 4 chiffres codés en binaire (c'est-à-dire sous forme de 0 et de 1) et stockés en mémoire dans le LD 110.

Les afficheurs ont tous les

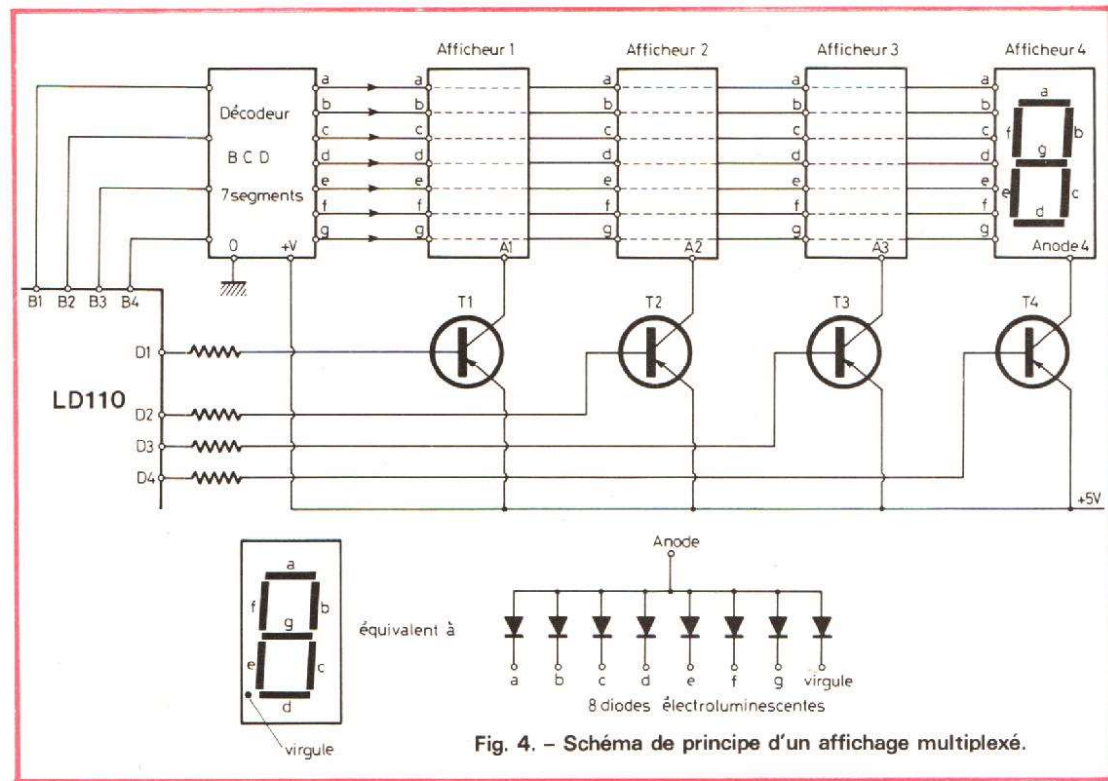


Fig. 4. - Schéma de principe d'un affichage multiplexé.

segments homologues reliés entre eux et connectés à la sortie du décodeur BCD - 7 segments. Les anodes des afficheurs sont par contre reliées chacun à 1 transistor commandé par les signaux disponibles en D₁ à D₄. A l'instant t₁; D₁ est à + V, le transistor

T₁ est conducteur, le circuit intégré LD 110 envoie sur ses sorties B₁ à B₄ le chiffre n₁ du nombre N; le chiffre apparaît donc sur A₁. A l'instant t₂; D₂ est à + V, T₂ est conducteur; le LD 110 envoie sur B₁ à B₂ le chiffre n₂; il apparaît donc sur A₂ et ainsi de suite. Si ces

opérations sont suffisamment rapides, la persistance des impressions rétinienne nous permet de voir un affichage parfaitement stable du nombre N. L'avantage est l'économie de fils de câblage et surtout de pattes de circuit intégré.

C) Schéma complet du convertisseur A/D : figure 5.

Nous allons analyser ce schéma pas à pas. Précisons tout d'abord les alimentations; elles sont au nombre de 3: +12 V; -12 V; +5 V; ces tensions sont mesurées par rapport à la masse dessinée sur le schéma. Le circuit IC₁ est compatible TTL, c'est-à-dire que tous ses niveaux d'entrée et de sortie seront des niveaux aux normes TTL (niveau 0 = 0 à 0,8 V et niveau 1 = 2,4 V à 5 V). Nous avons vu dans l'étude précédente qu'il fallait lui appliquer des signaux d'horloge; ceux-ci sont produits par T₁₄ et T₁₅ montés en multivibrateur; la fréquence d'oscillation conditionne le nombre de mesures par secondes puisque une mesure dure 4096 périodes de f_H/6144. Nous avons choisi d'avoir environ 3 à 4 mesures par seconde c'est-à-dire f_H de l'ordre de 25 kHz. T₁₄ et T₁₅ sont alimentés en 5 V pour fournir à IC₁ des signaux aux normes TTL.

Le circuit IC₁ délivre sur les broches 13 à 16 le nombre N

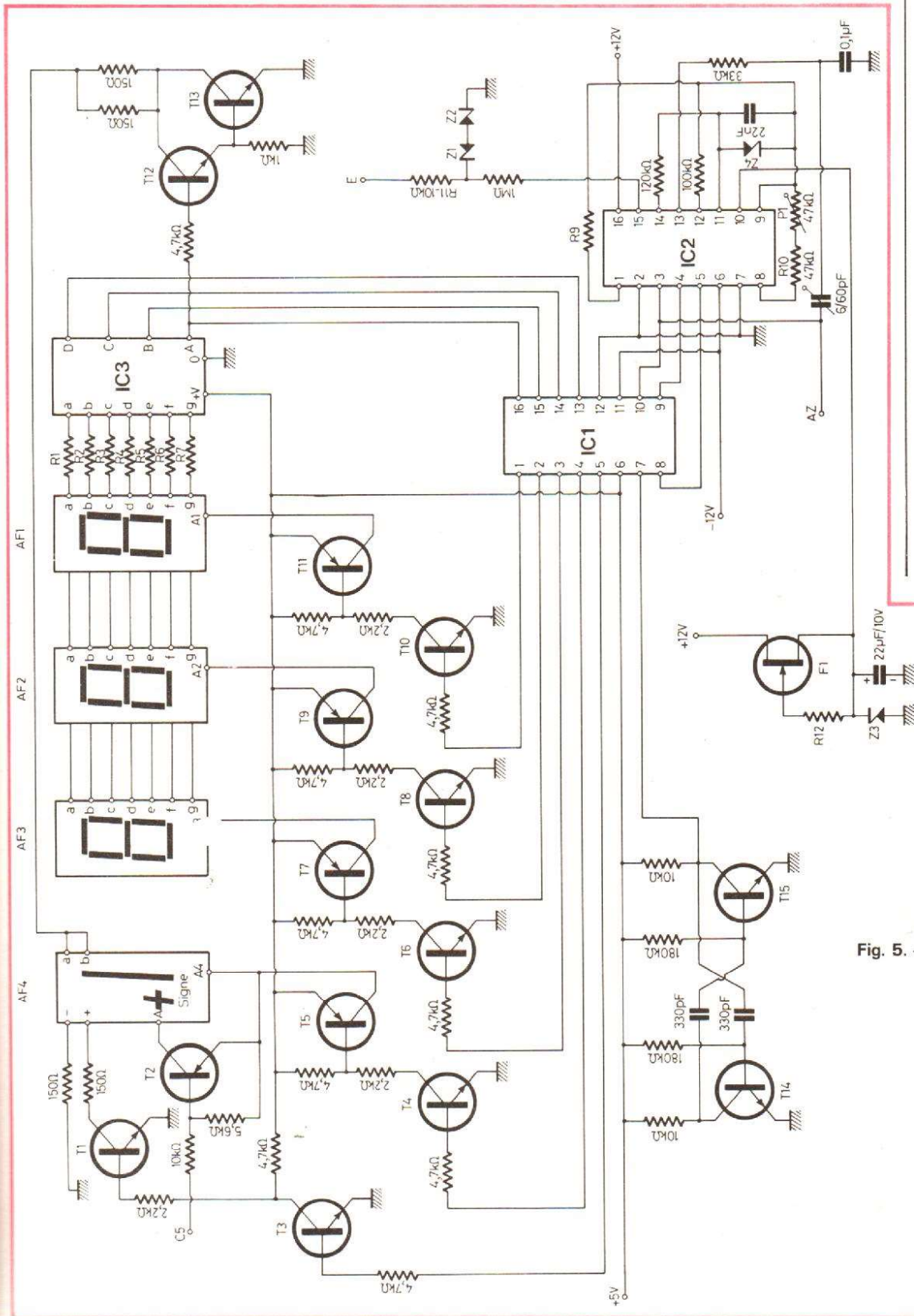


Fig. 5. - Convertisseur A/D complet.

(proportionnel à V_c) codé en BCD. IC₃ assure le décodage BCD 7 segments de cette information ; il attaque les cathodes des afficheurs par l'intermédiaire de résistances (R₁ à R₇) limitant le courant à une valeur moyenne de 6 mA assurant une luminosité suffisante.

Les broches 1 à 4 de IC₁ permettent la commande des anodes des afficheurs. Si la broche 2 passe au niveau 1 (+ 5 V), T₈ se sature, ce qui sature T₉ et permet l'allumage de l'afficheur AF₂ ; pendant ce temps les broches 1, 3, 4 sont évidemment au niveau 0 (0 V) T₄ à T₁₁ assurent donc la commande des anodes des afficheurs.

Pour des raisons de conception du LD 110 ; le chiffre 1 de AF₄ ne peut être décodé par IC₃ ; il ne se présente en effet pas en code BCD sur les broches 13 à 16 ; mais se manifeste par un niveau 1 sur la broche 16 ; c'est pour cette raison que le 1 de AF₄ est alimenté séparément des autres afficheurs par T₁₂ et T₁₃ qui se saturent quand un niveau 1 (+ 5 V) est présent sur la broche 16 de IC₁.

L'anode commune aux signes + et - est reliée à l'anode A₄ (donc au circuit normal de multiplexage) par T₂. Si C₅ est à la masse T₂ est saturé ; A₄ et A₅ sont reliées, le signe peut s'allumer. Si C₅ est en l'air, T₂ est bloqué, A₅ est isolée, le signe est éteint ; cela pour ne pas allumer de + ou de - en alternatif et en ohmmètre.

D'autre part le signe est constitué d'une barre horizontale (le -) allumée en permanence par R₈ ; l'affichage du + étant assuré par l'allumage d'une barre verticale commandée par T₁ et T₃. Nous remarquons que T₁ et T₃ forment un montage inverseur ; un 1 (+ 5 V) sur la broche 5 de IC₁ se traduisant par l'extinction du + ; cela parce que le montage précède le convertisseur inverse la polarité du signal mesuré.

Etudions maintenant les composants périphériques de IC₂ sans entrer trop dans le détail ; le lecteur intéressé pourra se reporter à la note d'application LD 110 - LD 111 de Siliconix qu'on lui remettra sur simple demande lors de l'achat des CI. Nous avons vu que l'affichage N résultant de la conversion analogique digitale était donné par :

$$N = V_e \cdot \frac{R_1}{R_2} \times \frac{8192}{V_{ref}}$$

Avec les nomenclatures de ce schéma 5 nous avons en fait :

$$N = V_e \cdot \frac{R_{10} + P_1}{R_9} \times \frac{8192}{V_{ref}}$$

La stabilité de l'affichage pour V_e donnée est donc liée à la stabilité de V_{ref} ; R₁₀, P₁, R₉ pour cette raison R₉ et R₁₀ sont à couches métalliques et P₁ est un ajustable multitours de bonne qualité (rassurez-vous amateurs désargentés il n'y en a que deux en tout et pour tout dans le montage). V_{ref} est stable parce que pro-

duite par un 1N 823, diode Zener de 6,2 V compensée en température, alimentée à courant constant par le transistor à effet de champ F₁ ; la valeur de ce courant étant réglable (à 5 mA) par R_{aj}.

C₁ filtre le bruit produit par la Zener. D'autre part P₁ permet par variation du rapport :

$$\frac{R_{10} + P_1}{R_9}$$

l'étalonnage du convertisseur. Avec les valeurs choisies, la sensibilité d'entrée du convertisseur est de 2 V pleine échelle. Le réglage de P₁ est le seul réglage délicat de l'appareil car il en conditionne la précision.

L'ajustable 60 pF permet quant à lui d'amener le zéro du convertisseur à 0000 exactement et une fois pour toutes !! Nous remarquons une sortie AZ qui sera utilisée pour commander l'annulation des dérives de l'amplificateur d'entrée du multimètre.

L'entrée de IC₂ se fait sur la broche 15 ; une protection plus que suffisante est assurée par les diodes Zener Z₁ et Z₂ et par la résistance R₁₁.

Comme nous le verrons dans la description pratique tous ces composants sont câblés sur 2 CI fixés à angle droit ; l'un supportant les afficheurs et l'autre le reste du montage. Nous avons là une platine voltmètre digital continu d'une sensibilité de 2 V pleine échelle et n'ayant aucune dérive. Nous allons voir comment convertir tou-

tes les grandeurs d'entrée dans la gamme 0-2 V sans ajouter de dérives parasites.

2) Que peut-on faire avec un bon amplificateur opérationnel ? :

Il est une chose difficile à trouver chez les revendeurs ; c'est le stock complet de résistances à 1 % dans la série E 96 ; tandis que les valeurs en puissances entières de 10 sont très souvent disponibles (expérience personnelle de l'auteur !). Nous avons donc cherché à exclure l'emploi de valeurs telles que 1 870 Ω ; 90,9 kΩ ; « j'en passe et des plus tordues »... Malheureusement, un atténuateur avec des valeurs « rondes » ce n'est pas très facile à faire, et puis il faut un atténuateur en voltmètre, un jeu de shunts en ampèremètre, un autre jeu de résistances de précision en ohmmètre... cela revient très cher surtout dans la série à 0,1 %. Nous avons donc voulu éviter cette hécatombe pécuniaire en utilisant à bon escient 2 amplificateurs opérationnels, nous allons voir comment.

VOLTMÈTRE

Nous voyons en figure 6 un amplificateur opérationnel monté en ampli-inverseur, de gain réglable par le commutateur C_{m1}. L'impédance d'entrée de A₁ est pour l'ins-

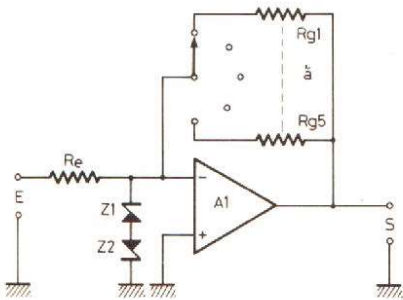


Fig. 6. - Voltmètre à amplificateur opérationnel.

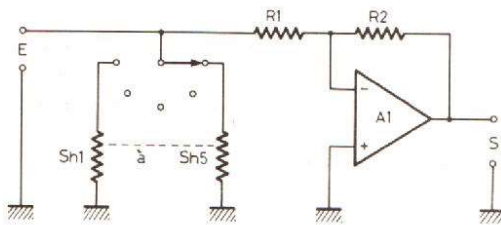


Fig. 7. - Ampèremètre à amplificateur opérationnel.

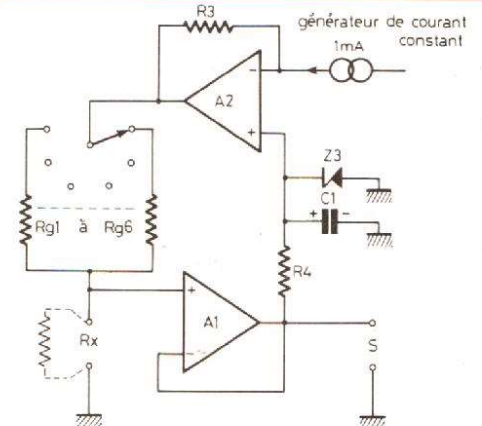


Fig. 8. - Ohmmètre à amplificateur opérationnel.

tant supposée infinie ; dans ces conditions l'impédance d'entrée du montage est R_e et les rapports d'atténuation sont R_{g1}/R_e à R_{g5}/R_e soit si $R_e = 1 \text{ M}\Omega$ et R_{g1} à $R_{g5} = 10 \text{ M}\Omega$ à 100Ω : 10, 1, 0,1, 0,01, 0,001 ; ce qui permet compte tenu de la sensibilité du convertisseur analogique digital les gammes suivantes : 0,2 V, 2 V, 20 V, 200 V et 2 000 V.

La protection de l'entrée est assurée par deux diodes zéner bien choisies Z_1 et Z_2 . Elle est tellement efficace que le commutateur de fonctions (nous le verrons par la suite) est détruit avant le montage électronique dans le cas d'une trop grosse surcharge !!

AMPÈREMÈTRE

A part dans certains cas particuliers (sonde ampèremétrique à chute de tension nulle comme nous le verrons par la suite) un ampèremètre n'est autre qu'un voltmètre qui mesure la chute de tension aux bornes d'une résistance déterminée parcourue par le courant à mesurer (fig. 7).

Nous voyons donc l'amplificateur précédent A_1 monté en inverseur de gain fixe et égal à 10 ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$) qui mesure la d.d.p. aux bornes de 5 shunts commutables de 0,1 Ω à 1 k Ω ce qui nous donne les gammes 2 A, 0,2 A, 20 mA, 2 mA, 200 μA pleine échelle avec une chute de tension de 100 μV par point.

OHMMÈTRE

Son schéma (fig. 8) va nous retenir un peu plus longtemps car il sort un peu des sentiers battus. Le procédé est classique ; on fait passer un courant constant dans la résistance à mesurer et on mesure la chute de tension à ses bornes, mais la façon de le réaliser est originale et permet de réutiliser les

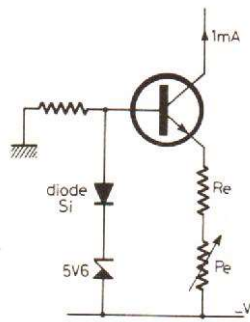


Fig. 9. - Générateur de courant stable.

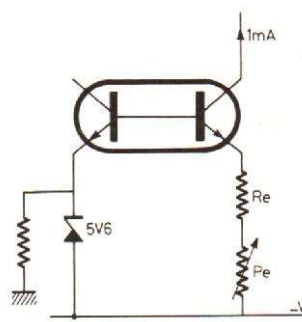


Fig. 10. - Générateur de courant stable.

mêmes résistances de précision que celles qui servent à la fonction voltmètre d'où une économie appréciable. De plus ce circuit permet sans problème de mesurer jusqu'à 20 M Ω .

L'amplificateur A_1 vu précédemment est monté en suiveur (donc gain = 1). Soit V_s sa tension de sortie ; le courant d'entrée de A_2 étant très faible nous pouvons négliger la présence de R_4 et admettre pour l'instant que Z_3 est sans effet (nous verrons son rôle tout à l'heure) ; en sortie de A_2 nous avons donc $V_s + (1 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega) = V_s + 1 \text{ volt}$ (le courant de 1 mA passant quasiment entièrement dans R_3 car le courant d'entrée de A_2 est très faible). Aux bornes de R_{g1} à R_{g6} nous avons donc une tension $V = V_s + 1 - V_e$; or A_1 étant monté en suiveur nous avons $V_e = V_s$ donc $V = 1 \text{ volt}$; le courant passant dans R_{g1} à R_{g6} est donc constant et égal à :

$$I = \frac{1}{R_{g1} \text{ ou } R_{g2} \text{ ou... } R_{g6}}$$

La tension V_s est donc égale à :

$$V_s = \frac{R_x}{R_{g1} \text{ ou... } R_{g6}}$$

La stabilité de l'ensemble ne dépend que de la constance du générateur de courant et de la stabilité de R_3 (couches métalliques) et de R_{g1} à R_{g6} .

Rôle de Z_3 et C_1 : C_1 tout d'abord : lors de la mesure d'une résistance élevée, l'impédance d'entrée du système est très élevée, et il ne

manque pas de ramasser toute la « ronflette » qui traîne toujours dans le labo d'un amateur. Cet alternatif néfaste à la stabilité de la mesure est supprimé par C_1 . Ce système constitue un système bouclé et malheureusement son gain de boucle est égal à 1,01 environ ce qui le rend instable en l'absence de résistance à l'entrée ; il part alors en saturation et y reste tant que la résistance R_x n'est pas telle que le gain de boucle descende en-dessous de 1. La Zener Z_3 associée à R_4 limite la saturation et empêche ce phénomène de se produire.

RÉALISATION D'UN GÉNÉRATEUR DE COURANT STABLE

Si le schéma d'un générateur de courant est classique et se passe de commentaires, sa stabilisation en fonction de la température amène quelques remarques (fig. 9). La résistance $R_e + P_e$ aux bornes de laquelle nous trouvons V_z doit être très stable donc R_e est à couches métalliques et P_e est un potentiomètre ajustable multitours (amateurs désargentés voici le deuxième et dernier).

La zener doit être stable : une 1N 823 ou autre zéner compensée en température étant chère, nous tournons la difficulté en employant une zener de 5,6 V ; en effet on

démontre en physique des semi-conducteurs que c'est cette tension de zéner qui est la plus stable. D'autre part pour compenser les variations du V_{BE} du transistor, nous employons une diode du même matériau (du silicium en l'occurrence) en série avec la zéner.

Une meilleure solution est donnée en figure 10. Pour que la diode varie exactement comme le V_{BE} du transistor, on emploie la jonction EB du même type de transistor et pour qu'ils soient à la même température on les plaque l'un contre l'autre.

Une solution encore meilleure consiste à utiliser un transistor double même peu performant ; dans ce cas en effet les jonctions EB sont similaires et à la même température.

Nous avons vu qu'avec un amplificateur opérationnel on pouvait réaliser toutes les fonctions nécessaires ; encore faut-il que l'impédance d'entrée de cet ampli soit très élevée ; ses dérives très faibles, voire nulles, et sa bande passante suffisante (pour la fonction alternatif) ; le mois prochain nous étudierons la réalisation, avec des moyens très simples, d'un tel ampli, ainsi que l'étage redresseur parfait ; nous verrons également le schéma complet de l'appareil.

(à suivre)

C. TAVERNIER

SOURCE ULTRASONORE



les ultrasons par piézoxydes

CE sujet est immense. Il fera l'objet de plusieurs « articles d'applications » dans notre revue. Présentement nous nous proposons de définir un outil de base, générateur électronique universel d'oscillations ultrasonores, capable de commander divers transducteurs.

Quand votre stylo à encre de Chine s'encrasse, ou vos bijoux vieillissent, ou encore quand vous voulez éloigner ou décimer mouches ou moustiques, sans parler d'un bon signal d'alarme, le plus strident qui soit, quand vous voulez moduler une lumière ou traiter une fièvre musculaire, pensez aux ultrasons.

On fait tout (ou presque), avec ces vibrations.

Le nettoyage par ultrasons a pris depuis quelque temps une extension remarquable. Il suffit d'immerger les objets à nettoyer (pas forcément métalliques comme on le croit généralement), comme les bijoux, pièces de montres, monnaies anciennes, contacts électriques, instruments de chirurgie, etc., dans les bains convenables, excités par des vibrations dont la fréquence varie entre 10 et 50 kHz. Les plus utilisés sont les bains de solvants volatiles. Les puissances en jeu vont de 50 W à 50 kW. Dans les cuves de puissance, utilisées dans les grosses installations industrielles, les parois sont garnies de transducteurs piezoélectriques ou magnétostrictifs.

Nombre de pièces dans

l'industrie des semi-conducteurs-cristaux délicats ou autres, métaux amorphes, sont percés ou taillés par abrasion aux ultrasons.

Il y a des « fers à souder » ultrasonores. Les éléments chauffants ordinaires étament par exemple, l'aluminium ou autres métaux récalcitrants, au fer à souder ordinaire, en présence d'ultrasons. Les couches d'oxyde, dont nous parlions dans un article précédent sur le wrapping, sont éliminées cette fois-ci par une corrosion due au phénomène de cavitation en surface, le même qui permet le nettoyage dans les cuves dont nous venons de parler.

Les ultrasons peuvent devenir dangereux : on peut, par exemple, à l'aide d'ultra-

sons intenses, détruire des bactéries en suspension dans un liquide. Les cellules animales et particulièrement les globules sanguins, éclatent littéralement à partir de certaines puissances. A l'aide d'ultrasons on peut détruire des petits animaux ; grenouilles, poissons, souris, ou les faire fuir, sans parler d'un effet foudroyant sur les moustiques et autres insectes.

Il y a toute une série d'applications savantes : des inventeurs comme Hochecorne modulent à l'aide de cavités résonnantes un faisceau laser et permettent l'écriture par le dit faisceau sur les nuages ou autres « écrans ». Les médecins français ont obtenu un brillant succès mondial avec les installations d'ultrasono-

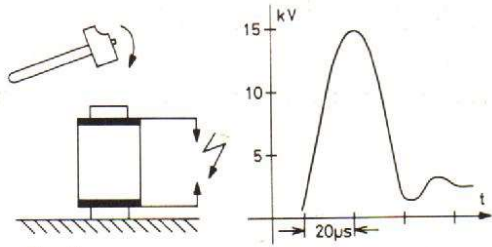


Fig. 1

graphie, permettant avec moins de risques que les rayons X, l'investigation de toutes les parties du corps humain.

Holographie ultrasonore, étude non destructive des matériaux, lignes à retard, sonars, téléphonie militaire sous-marine, ne sont qu'une infime partie d'une liste qui ne fait que noircir les journées et blanchir les têtes des documentalistes.

Mais pour les amateurs de montages électroniques, il y a des applications moins sophistiquées.

Le haut-parleur à piezoxyde, sans bobinage, existe. Nous en avons fait une sirène qui vous sera présentée plus bas. Un tel haut-parleur, oscillant en résonance, produit au moins un excellent signal de détresse. Une batterie de céramiques judicieusement couplées, pour une réponse la plus plate possible, en fréquence, pourrait remplacer bien des enceintes acoustiques.

Par rapport au travail que représentent les fers magnétostrictifs, fabriquer une céramique revient des centaines de fois moins cher. Les prix « grand public » pour des corps piezoélectriques à caractéristiques rigoureusement contrôlées et de toutes les dimensions se trouvent, entre autres, chez RTC. Radiotechnique, par exemple.

LE PIEZOXYDE ÉLÉMENT DE CIRCUIT

Concrètement, la réponse en tension, à un choc mécanique, est celle de la figure 1. Un

simple coup de marteau produit des dizaines de kilovolts, mais ne tombez pas dans un piège « archi-encombré » : beaucoup de naïfs ont imaginé pouvoir disposer d'électricité en maintenant sous pression un tel piezoxyde. Tout ce que produit le choc du marteau, ou une pression quelconque, ce sont des charges électriques s'accumulant sur des surfaces. Une simple pression, statique, sans déplacement, ne représente aucun travail mécanique. Il n'y aura donc pas d'énergie fournie. Il ne faut pas s'attendre à en trouver à la sortie. Par contre, à courant nul nous sommes en présence de tension et même de très haute tension, obtenue facilement. Les allume-gaz piezoélectriques fournissent, par l'étincelle, de l'énergie. Il y a déplacement par choc mécanique et énergie fournie au primaire.

Du point de vue électrique le schéma équivalent d'une céramique piezoélectrique est celui de la figure 2 a, où R_0 représente les pertes diélectriques du transducteur. Elle se mesure en régime dynamique et n'a rien à voir avec la résistance, presque infinie qu'on pourrait mesurer entre les électrodes à l'arrêt, étant beaucoup plus petite.

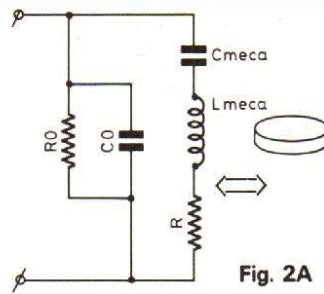


Fig. 2A

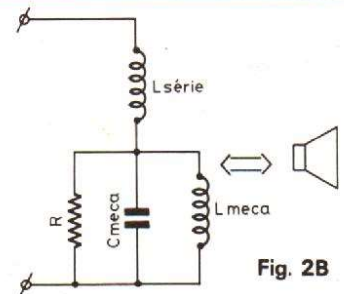


Fig. 2B

À côté, figure 2 b nous avons représenté le circuit électrique équivalent d'un haut parleur à bobine mobile dans le champ magnétique statique d'un aimant permanent. Il a rendu et rend service en haute fidélité. Vit-il ses dernières années, malgré les brevets récents ou vieux visant à éliminer ses résonances ? Pour les piezoxydes ces résonances mécaniques sont, généralement, multiples et répètent en fréquence plusieurs fois la courbe de la figure 3, concernant une seule résonance mécanique. Un disque céramique, par exemple, possède deux résonances principales, suivant l'épaisseur (axiale) et suivant son diamètre (radiale), auxquelles s'ajoutent des résonances de couplage axial-radial ainsi que diverses résonances de torsion.

Tout montage mécanique, comme la fixation à une cuve, que montre la figure 4, en exemple, entraîne des modifications des résonances.

Un détail technique important est la température Curie. On connaissait une température limite pour les matériaux magnétiques, qui faisait perdre toutes propriétés utiles aux fers des transformateurs, par exemple. Cette tempéra-

ture critique, pour les matériaux prézoxydes en zirconate-titanate de plomb, que la RTC fournit, se situe entre 285 et 300 °C. Une limite supérieure raisonnable est la moitié de cette température, pour un fonctionnement continu. Ceci nous mène vers les températures maximales des montages transistorisés. Du point de vue théorique, on peut donc considérer que dans ces montages, la céramique fait partie de la famille. Quoique plus robuste en tension, elle doit être traitée avec la même « fraîcheur ».

APPLICATION

La source ultrasonore que nous avons construite est prévue pour fonctionner avec tout piezoxyde. Elle fournit 60 Vcc de 3 à 60 kHz en onde pure, carrée, ou modulée en fréquence, en signaux carrés toujours. Son nom, nous l'avons trouvé après l'avoir essayée pendant trente secondes en sirène d'alarme à céramique piezoélectrique. C'est la partie de base de toute utilisation de puissance ; qu'il s'agisse de transmissions à grande distance à modulation de phase ou par tout ou rien, de faire fonctionner une cuve de nettoyage par ultrasons ou de faire résonner une alarme.

SCHEMA GENERAL

Sur la figure 5 on distingue quatre parties : l'étage de puissance classe B, l'oscillateur

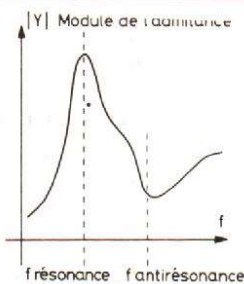


Fig. 3

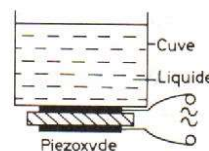


Fig. 4

modulé ou pas, utilisant, des inverseurs CMOS. L'alimentation de puissance et pour finir, l'alimentation de l'oscillateur.

L'étage de puissance classe B (formé par T_3 , T_4 et les doubles transistors T_1 et T_2) peut commuter sur une charge Z , si elle était résistive et non pas piezoélectrique, plus de 5 A. La connexion en parallèle des transistors constituant T_1 et T_2 peut sembler barbare, mais le fonctionnement par tout ou rien permet ce genre de montage. Il suffit d'un bon courant de base fourni par T_3 ou T_4 , pour être sûr que les deux transistors arrivent en saturation.

Dans les alimentations stabilisées ou même dans les amplificateurs de musique on trouve normalement des résistances d'émetteur lors de la mise en commun. Cela pour égaliser les courants dans les deux ou trois transistors qui composent le transistor final.

L'égalité des courants d'émetteur s'obtient par une contre-réaction en courant desdits transistors, à l'aide de résistances d'émetteur et a pour effet, compte-tenu de la

tension collecteur-émetteur (commune à tous les transistors), l'égalité des puissances dissipées.

Dans le cas présent T_1 et T_2 fonctionnent soit bloqués soit saturés et il n'est même pas question de faire circuler quelque courant de « polarisation » pendant les demi-périodes d'arrêt.

La dissipation thermique se trouve ramenée à la valeur correspondant au fonctionnement saturé, les transistors ne dissipant pas plus que de simples diodes.

Les 60 W annoncés correspondent de ce fait à la puissance maxi de notre transfo d'alimentation et nullement à la puissance de l'étage final. Avec un meilleur transformateur d'alimentation on doit pouvoir supporter au moins :

$$P_{MAX} \text{ transistors} \\ = 60 \text{ V} \times 4 \text{ A} = 240 \text{ W}$$

le quadruple de la puissance annoncée.

Les transistors T_3 , T_1 forment un Darlington et, en somme, un NPN.

T_4 , T_2 forment un PNP de puissance, classique, lui aussi.

L'étage final est donc du type complémentaire.

L'oscillateur qui mène cet étage final au résultat recherché utilise encore une fois le CD 4069 AE ou MM 74C04, hexuple-inverseur en CMOS voué à une brillante carrière internationale.

En réalité, il y a deux oscillateurs, le N° 1 et le N° 2. C_6 , P_2 font fonctionner l'oscillateur maître. R_3 , C_5 et P_1 font partie d'un oscillateur asservi au premier, qui subit, à travers T_5 , une modulation de fréquence. Sommairement, on pourrait donner le rôle d'oscillateur BF au premier et HF au second.

En réalité, si la fréquence de l'oscillateur N° 1 est supérieure à celle du N° 2, il n'y a plus de modulation de fréquence, l'oscillation est en onde carrée « pure », si l'on peut encore appeler pure une onde qui traîne une bonne quinzaine d'harmoniques impairs significatifs.

Nous avons prévu un réglage de fréquence pour chaque oscillateur, ce qui confère à l'ensemble une souplesse extraordinaire, le même géné-

rateur pouvant fournir le nécessaire pour le fonctionnement d'une sirène en pim-pom de police et l'attaque de cuves de nettoyage par ultrasons.

Pour calculer, ou prévoir, la fréquence de l'oscillateur maître nous nous sommes servis de la relation :

$$T = 2,25 RC$$

où T est la période de l'oscillation ainsi obtenue, R la résistance du rhéostat P_2 et C n'est autre que C_6 .

La résistance R_3 est loin d'être indispensable. Nous l'avons utilisée pour des raisons de circuit imprimé. Elle améliore considérablement la stabilité en fréquence, rendant vaines les variations de tension d'alimentation.

Mais l'oscillateur N° 2 qui contient cette résistance n'a pas besoin, à la limite, d'une telle stabilisation en fréquence, compte tenu de la modulation-fréquence qu'on lui impose.

L'alimentation de puissance : comme nous l'avons vu, pour l'étage final classe B, on aurait pu faire mieux. Mais elle trouve parfaitement sa

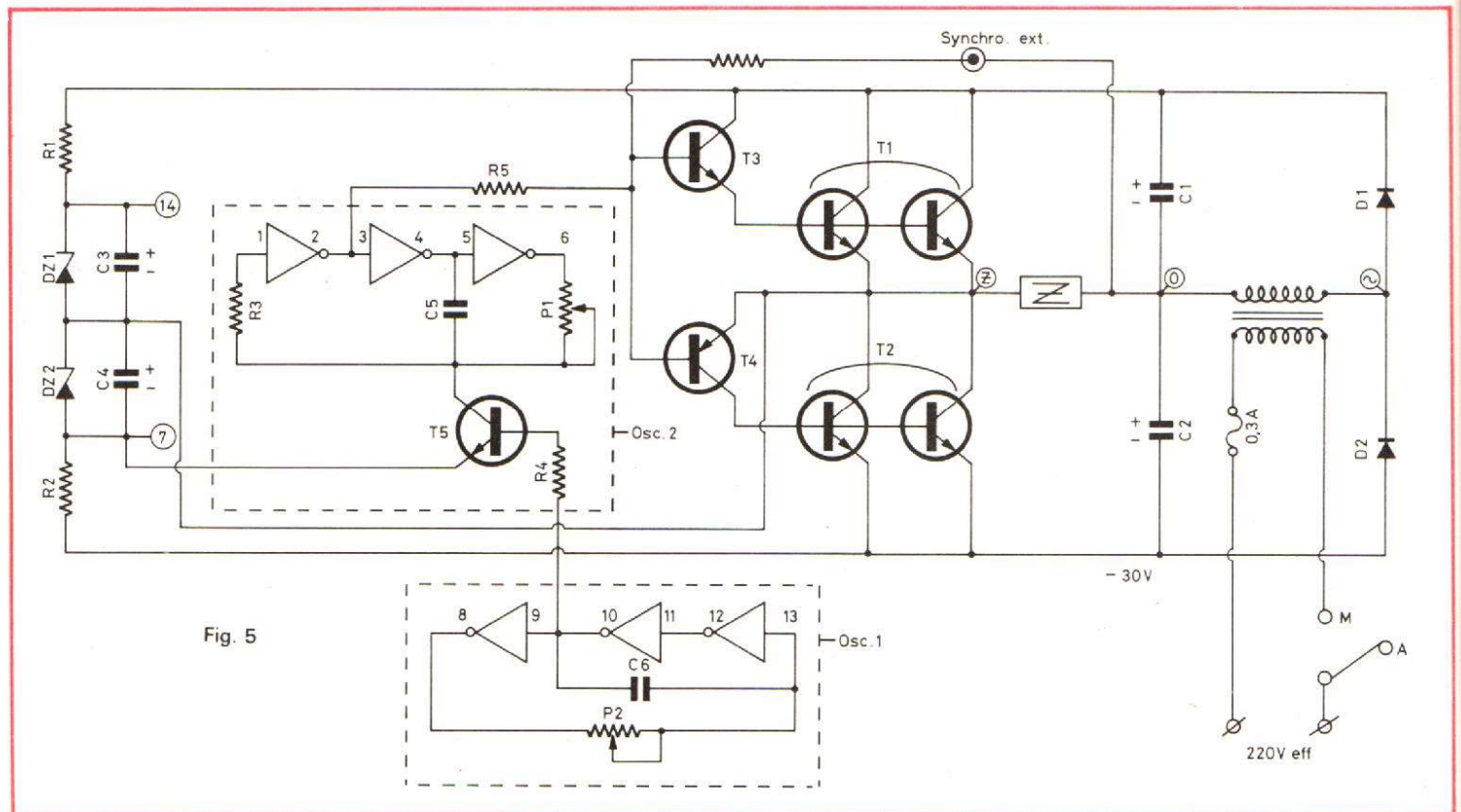


Fig. 5

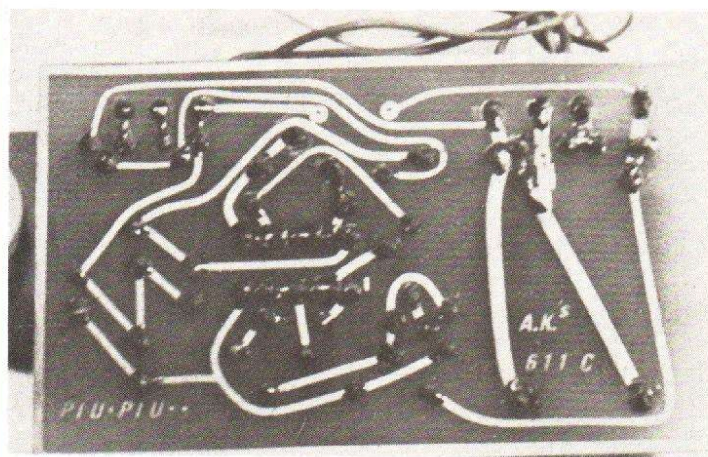


Photo 2. - Côté cuivre du circuit imprimé.

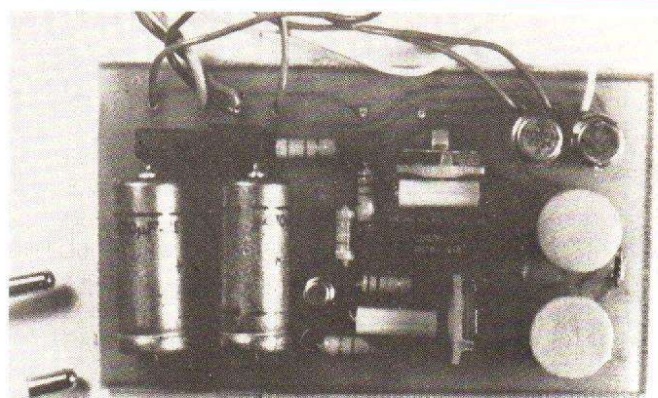


Photo 3. - Le côté pièces du circuit imprimé. Si les électrolytiques d'alimentation (à gauche) peuvent être aussi grands que l'on veut, les deux condensateurs de droite, doivent être les plus petits possibles pour une moindre capacité parasite par rapport à la masse.

place dans un engin universel comme le nôtre. Si vous décidez d'utiliser le système uniquement pour une cuve de nettoyage, forcez sans crainte l'alimentation jusqu'à la limite de claquage en tension des transistors T_1 ou T_2 .

Le transformateur est réalisé à partir de deux circuits en tôle de silicium orientée, il est capable de fonctionner sans saturation au-delà de 1,7 Tesla. Il s'agit de circuits U38, une seule paire en C. Le bobinage contient 1646 spires en émail de $\varnothing = 0,4$ mm au primaire et 135 spires à $\varnothing 2,5$ pour le secondaire. Il peut fournir au moins 75 VA dans

les conditions : 220 V_{eff} primaire/18 V_{eff} secondaire.

Le redressement est minable. D_1 , D_2 font fonction de redresseurs monoalternance, ce qui offre une copieuse ondulation résiduelle 50 Hz.

Sérieux s'abstenir. Utilisez éventuellement un transformateur de 48 V_{eff} secondaire, 200 W de puissance maxi transmise, et un simple pont de diodes. N'oubliez pas un point milieu à ce secondaire (24 V + 24 V) pour faire office de masse « O » V.

Les diodes doivent supporter aux moins 2 A/60 V, comme les nôtres.

L'alimentation de l'oscillateur : malgré sa renommée de faible consommateur d'énergie, l'hexuple inverseur en oscillation nécessite au moins le courant de la TTL, fonction de la fréquence d'oscillation. Cela pour la simple raison, que charger et décharger un condensateur demande d'autant plus d'énergie que la fréquence de fonctionnement est grande.

Tout se passe comme avec une 2 CV, voiture économique quand elle est bien réglée et lancée, mais aussi consommatrice qu'une autre, quand il faut démarrer en trombe (front montant) pour s'arrêter

tout aussi brutalement (front descendant), trois mètres plus loin, et cela à une fréquence allant de 3 à 50 kHz.

Nous avons besoin d'au moins 10 mA/5 V pour alimenter correctement les oscillateurs.

C'est ce que nous avons réalisé avec un montage flottant, qui demande ce courant à l'étage de sortie classe B, lui-même.

Le circuit R_1 , R_2 , DZ_1 , DZ_2 assure une tension relativement stable, de 6 à 10 V_{CC} au circuit intégré, quel que soit la position 9 + V_{CC} ou - V_{CC} , de la sortie Z. Ce point, chaud, monte et descend à ± 30 V à

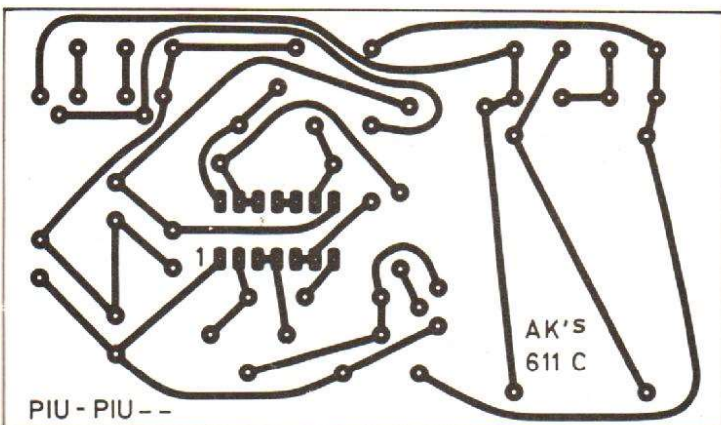


Fig. 6

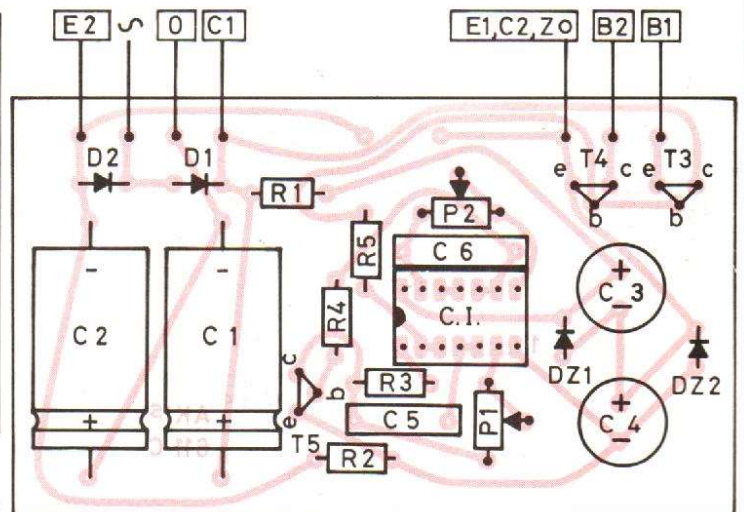


Fig. 7

LISTE DE COMPOSANTS

D_1 , D_2 : ESK 1/10 Semikron
 C_1 , C_2 : 470 μ F/40 V électrolytiques

C_3 , C_4 : 100 μ F/10 V électrolytiques

C_5 , C_6 : 10 nF/15 V, papier
 R_1 , R_2 : 2,2 k Ω ; 1/2 W ; 10 %
 R_3 : 15 k Ω ; 1/2 W ; 10 %
 R_4 : 470 k Ω ; 1/2 W ; 10 %
 R_5 , R_6 : 6,8 k Ω ; 1/2 W ; 10 %

P_1 : 100 k Ω , ajustable
 P_2 : 1 M Ω ajustable
 T_1 : 2 x 2 N3054, Bases, Emetteurs, Collecteurs en parallèle

T_2 : 2 x 2 N 3054, Bases,

Emetteurs, Collecteurs en parallèle

T_3 : 2 N 1711
 T_4 : 2 N 2905
 T_5 : 2 N 2222

DZ_1 , DZ_2 : 5 V1
 CI : CD 4069 AE

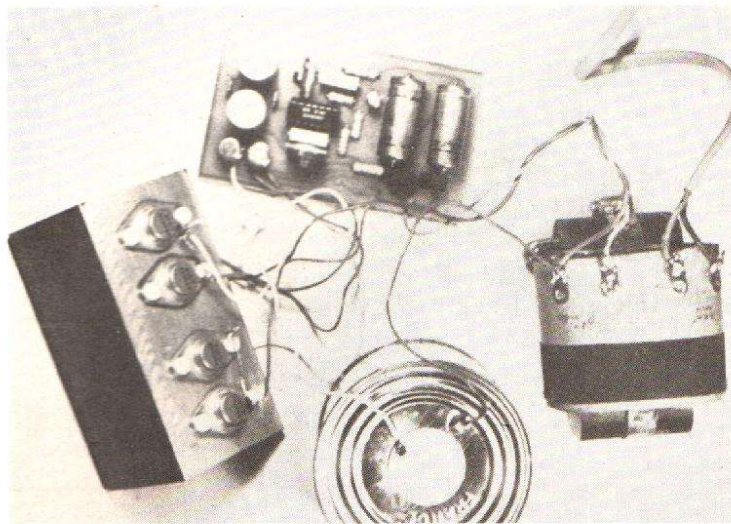


Photo 4. - Expérience sur table de la cuve de nettoyage et vue du radiateur artisanal, fabriqué à partir d'un reste de tringle sur lequel les transistors se montent isolés par des micas, même s'ils sont reliés, en suite, deux par deux.

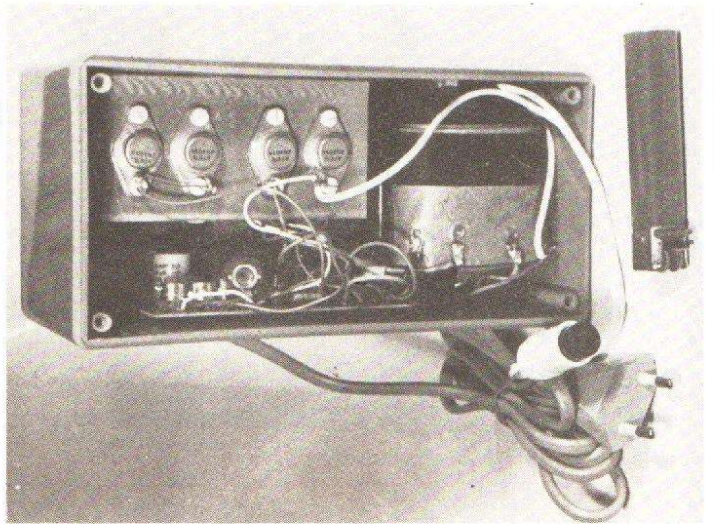


Photo 5a. - Vue interne de l'appareil radiateur collé à la résine époxy. Remarquez la sortie par prise de haut-parleur. Oscillogrammes pour un fonctionnement en onde « pure » (pas de modulation fréquence).

la fréquence d'oscillation. De ce fait, Dz_1 ou Dz_2 n'est pas en service, leur voisine assurant la stabilisation de tension nécessaire.

Si vous n'aimez pas, il vous faudra un transformateur de $3-4 V_{eff}/100 \text{ mA}$ secondaire. Redressement par pont et filtrage vous assureront 5 à $7 V_{CC}$, de quoi alimenter le CI entre les bornes 7 et 14.

Cet enroulement doit avoir, lui aussi, un point milieu, à relier à la borne de sortie Z, donc $2 + 2 V_{eff}$.

L'ensemble des alimentations ressemble beaucoup à un couteau à 15 lames et acces-

soires, mais pour compliqué qu'il soit, il réussit à faire marcher le tout sur un seul enroulement de $18 V_{eff}$, sans point milieu, alors qu'un transformateur dans la version classique aurait dû avoir deux enroulements à point milieu, $48 V_{eff} - 5 \text{ A}$ et $4 V_{eff} - 100 \text{ mA}$.

A partir du schéma de principe nous avons réalisé le circuit imprimé que montre la figure 6, la disposition des composants étant celle de la figure 7, adjacente. Pour les détails de câblage se reporter aux photos correspondantes.

C_3 et C_4 se montent debout,

il y a peu de place sur le circuit imprimé. Si vous choisissez un autre type de condensateur, il est essentiel qu'il fasse au moins $100 \mu\text{F}$ et qu'il occupe le minimum de place, pour une moindre capacité parasite par rapport à la masse.

MISE AU POINT

La masse générale, transducteurs et source ultrasonore, est le point 0.

Les transistors T_1 et T_2 sont montés sur un radiateur artisanal - morceau de tringle ou

déchet, par micas isolants. Les connexions, communes deux par deux, définissant l'émetteur, base, collecteur, sont à relier aux points correspondants, $E_{1,2}$; $B_{1,2}$; $C_{1,2}$ de la figure 7. Ce montage se trouve collé avec de la résine époxy à la paroi de la boîte BME.

La masse de ce montage, comme nous pouvons le remarquer sur la vue interne de l'appareil, se trouve être l'une des bornes secondaires du transformateur d'alimentation. La sortie se fait sur une fiche femelle de haut-parleur.

Avant la mise en marche il

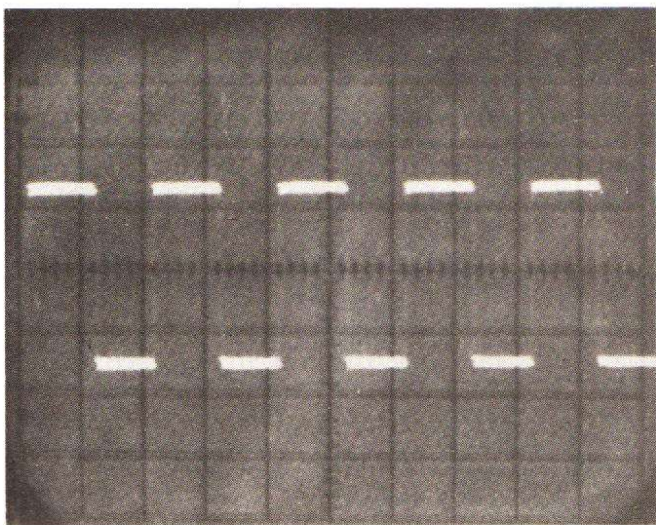


Photo 5b. - Verticale : 20 V/cm, horizontale : 50 μs /cm.

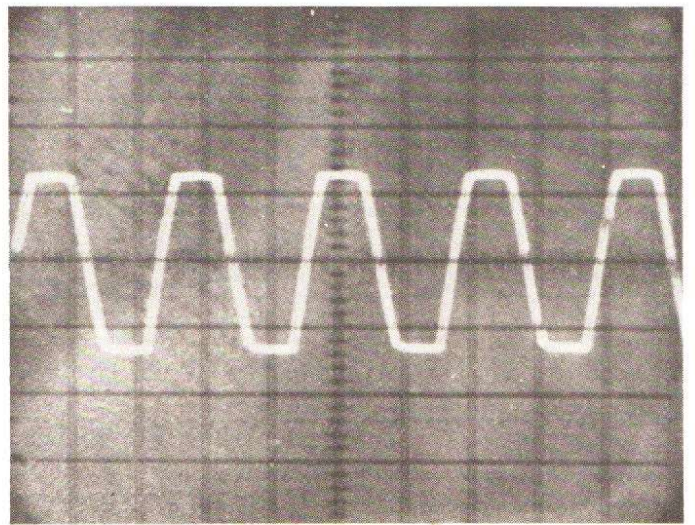


Photo 5c. - Verticale : 20 V/cm, horizontale : 5 μs /cm.

faut placer les ajustables en milieu de course. On branche une résistance de $1\text{ k}\Omega$ /au moins 10 W , à la sortie, pour les essais en puissance. Attention à l'échauffement de cette résistance, car elle sera n'importe comment surchargée. Il faut vérifier, à l'aide d'un voltmètre alternatif ou d'un oscilloscope, que l'on atteint correctement les limites des tensions d'alimentation. Vérifier l'échauffement des transistors finaux, (on entend un petit sifflement dû aux micas ou même à un contact douteux de la charge), ils ne doivent pas chauffer. Augmentons la fréquence à l'aide de P_1 ou P_2 . Pas question de brancher un haut-parleur ! Il faut se contenter du chant des composants mal soudés.

Comme la fréquence augmente, les pertes de commutation dans l'étage final ne sont plus négligeables par rapport à la période, comme en témoignent les deux photos de formes d'onde à la sortie. A basse fréquence (8 à 10 kHz), les temps de montée et de descente, pendant lesquels les transistors commutateurs dissipent une puissance importante, sont négligeables par rapport à la période. En faisant

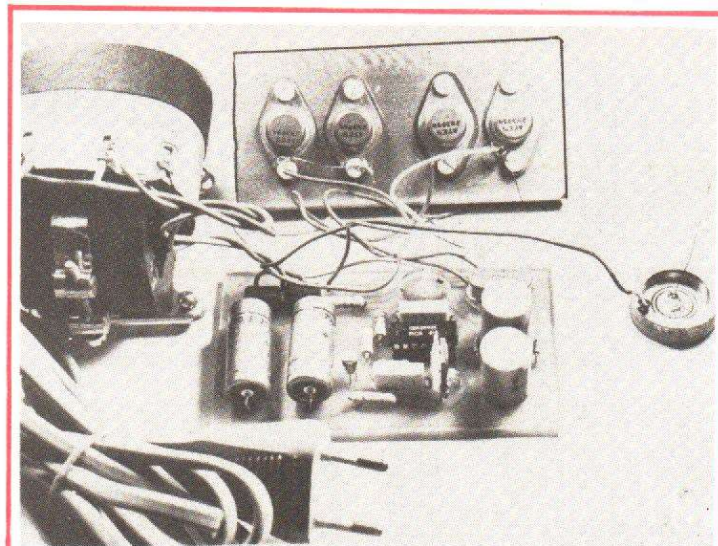


Photo 6. - Essai de la sirène à haut-parleur céramique par un montage sur table. A droite, le transducteur. Remarquez les connexions électriques : le support est à la masse, la face libre du disque reçoit, soudé très finement, un fil de bobinage émaillé, dénudé au bout, de diamètre $0,1\text{ mm}$ max.

sa moyenne sur une période, la puissance résultante est minime, de l'ordre de grandeur de la puissance dissipée par les transistors en saturation, sur les paliers des carrés.

A dix fois cette fréquence (80 à 100 kHz), la situation n'est pas la même. Les descentes et montées occupent sensiblement le tiers de la période. La consommation en puissance devient le tiers de la puissance de sortie et l'échauffement s'explique.

Le manque relatif de vitesse de commutation est dû à l'étage final, car les fronts du circuit CMOS sont au maximum de 150 ns .

Compte-tenu que la cuve que nous avons utilisée fonctionnait en résonance vers 40-50 kHz, nous n'avons pas changé de transistors, ni constaté d'échauffement excessif. Il reste bon à savoir qu'il y aura échauffement en haut de la gamme de fréquences (au-delà de 60 kHz).

SIRÈNE D'ALARME A PIEZOXYDE

Sa constitution est décrite par la figure 8. Un support mou en antimoine contient une membrane d'aluminium qui permet l'oscillation d'une pastille de piezoxyde PXE5 $\varnothing 10 \times 0,2$ à travers un diaphragme. Le transducteur est fourni tel que par le fabricant, collé, positionné. Pour le faire fonctionner il suffit de lui appliquer la tension électrique alternative entre le support, la masse et la face opposée au diaphragme de la pastille céramique. Cette face est argentée. Avec le temps, elle peut avoir un peu noirci, par oxydation.

Le constructeur conseille un fil conducteur maintenu par un ressort, en contact avec la surface, comme dans les vieux détecteurs à galène. Or, nous avons eu à faire à un vieil exemplaire dont la surface s'était quelque peu oxydée ; par précaution et pour ne pas avoir à chercher à chaque fois le contact, nous l'avons soudé.

Procurez-vous d'abord un fil émaillé de bobinage de $\varnothing 0,05$ à $0,1$ et dénudez à l'acide les deux extrémités. Pour sou-



Photo 7. - De telles « cuves de nettoyage par ultrasons » conviennent.

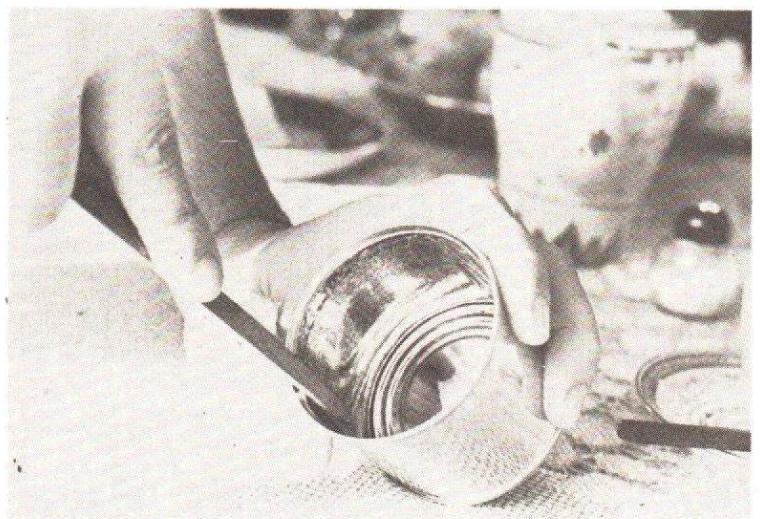


Photo 8. - Après avoir bien adouci les bords.

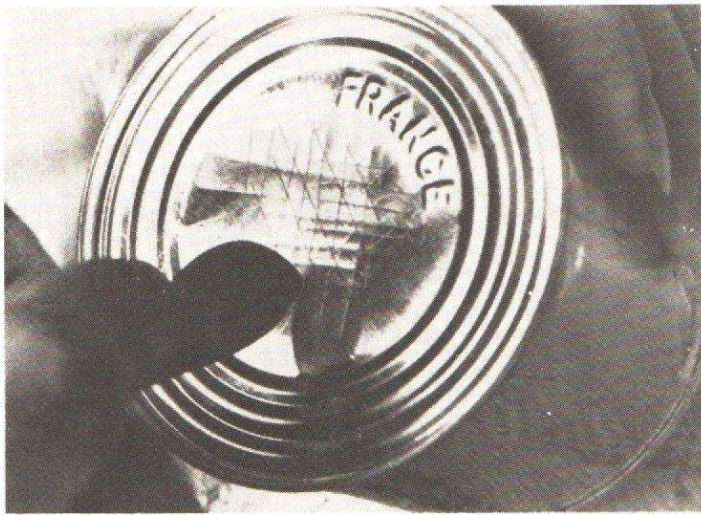


Photo 9. - On laboure le fond de la boîte, pour permettre le contact par des aspérités et le relief, lors du collage, à l'araldite non conductrice, ordinaire, du disque piezoxyde.



Photo 10. - Deux idées, deux transducteurs prêts à fonctionner. La cuve à nettoyage est présentée le fond en l'air. Remarquez le disque céramique collé avec contact électrique à la boîte-masse.

der, procédez vite et, surtout n'y laissez que le stricte nécessaire de soudure. Bien brosser le fer et choisissez la plus fine panne en votre possession. Ne laissez pas le temps de chauffer au disque PXE.

Ce fil n'a aucune qualité mécanique, par sa minceur il est destiné à faciliter les vibrations. Pour ne pas l'arracher lors des manipulations, le choisir beaucoup plus long que le fil du contact de masse, rigide et enrouler la différence au tour de ce dernier avant de souder le tout à une fiche mâle de haut-parleur. Inutile de rappeler qu'il faut respecter la condition de masse que vous aurez adoptée pour la fiche de la source ultrasonore.

Brancher ensuite le générateur. Par les potentiomètres P_1 et P_2 chercher la résonance sonore. Ce transducteur, quel que soit sa fixation mécanique ultérieure, présentera un mode résonnant vers 3 kHz. La combinaison assurant la modulation de fréquence qui rappelle le mieux le son charmeur des cars de police, est vite trouvée. Evitez les essais en présence d'oreilles de bébés. Il y a au moins 60 W en jeu, car la résistance dynamique, R_0 , est basse. Gare aux oreilles sensibles.

Une sirène traditionnelle est moins puissante, de moindre rendement sonore (celle-ci

profite en plus de la résonance) et coûte cinq fois plus cher !

CUVE DE NETTOYAGE PAR ULTRASONS

Il serait impossible de trouver une cuve qui puisse résonner à la même fréquence que le piezoxyde. Pour faire une cavité résonnante comme en hyperfréquence il faudrait des cuves géantes. Si une cuve rigide, résonnante, est difficilement réalisable, une cuve dont les parois minces transmettraient la moindre vibration est toute trouvée.

La plus efficace est, une simple boîte de conserves. Coller le disque à deux faces

argentées sur le fond de la boîte n'est pas simple et demande une certaine adresse, pour réaliser en même temps, le bon contact électrique nécessaire.

Il y a, certes, la colle conductrice, mais elle est hors de prix. Pour pouvoir utiliser l'araldite ménagère, il faut créer des aspérités au fond de la boîte, qui puissent percer la couche isolante de colle par endroits pour garantir le bon contact, si le fond de la boîte ne s'y prête pas, utiliser une grille en cuivre, provenant d'un ustensile à thé par exemple, interposée et immergée dans la colle araldite.

Quand le disque est bien ancré au fond, soudez les contacts, l'un sur la boîte elle-même, qui sera à la masse, pour vous éviter tout contact

désagréable avec les 60 V_{cc} ultrasonores en présence de liquides.

Le deuxième contact, sur la surface libre ou disque est à faire comme nous le montre la photo des transducteurs.

Une fiche de haut-parleur mâle, sans oublier de respecter la borne de masse, et le tout est prêt à fonctionner.

Branchez le générateur. Vous tomberez peut être sur une oscillation sonore. Montez la fréquence. Comment savoir si l'oscillateur est bien placé à la résonance du disque ? Il y a l'oscilloscope ou le milliampèremètre alternatif haute fréquence, bien entendu, mais il y a aussi un moyen plus simple : Comme pour la sirène, à la résonance le « son » émis par la cuve est maximum.

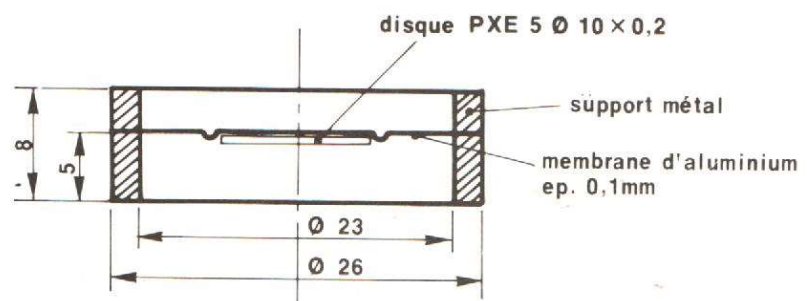


Fig 8



Photo 11. - Deux millimètres de solvant au fond de la cuve font d'elle un excellent outil pour déboucher les plumes à encre de Chine récalcitrantes.

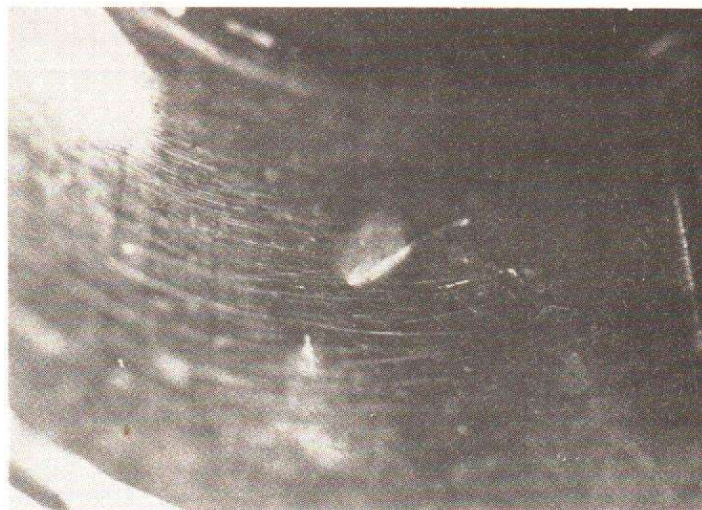


Photo 12. - Une simple éraflure rouillée à vue d'œil en présence d'ultrasons et solvant !

Chiens ou mouches, par exemple, le reçoivent. D'après la mauvaise mine de votre chien vous pourrez trouver très rapidement (SPA oblige) le maximum, avec le solvant dans la cuve, bien entendu !... Plus simplement, pour

savoir si vous êtes en ultrasons ou si l'oscillateur a décroché, appuyez avec un objet isolant sur le disque, sans forcer. Si vous entendez en réponse un grincement c'est gagné.

Attention, à un phénomène désagréable, en nettoyant vos

objets. Nous avons remarqué qu'une égratignure sur la paroi de la cuve changeait de couleur vers la rouille, à vue d'œil. Les ultrasons procèdent comme un oxydant ou un catalyseur. Ne vous étonnez donc pas si au lieu d'une ferraille à puri-

fier vous sortez un objet tout rouillé du bain !

Nous finissons sur cette remarque et vous promettons d'autres applications et utilisations de la source ultrasonore dans nos prochains numéros.

André DORIS

ARGUS HI-FI

DES MILLIERS D'AMATEURS ATTENDAIENT UN VERITABLE CENTRE D'OCCASION
CONSACRE EXCLUSIVEMENT AU MATERIEL HIFI

ARGUS HI-FI est le seul à en faire sa spécialité

REPRISE  **ACHAT**
VENTE **COMPTANT**

- Achat de tous matériels d'occasion au comptant (après expertise).
- Expertise et S.A.V. assurés par 9 techniciens (S.O.S. HIFI).
- Vente exclusivement de matériels d'occasions sélectionnés par nos techniciens (auditorium de compa-

- raison de matériel neuf).
- Crédit CREG et CETELEM sur l'occasion.
- Installation gratuite de matériel d'occasion (Expédition Province).
- Toutes réparations hifi - radio - vidéo.
- Garantie totale 1 an pièces et main-d'œuvre.

• bourse d'échange • dépôt-vente • démonstration permanente •

ARGUS HI-FI

ACHAT-VENTE 878.45.85 +
RENSEIGNEMENTS IMMEDIATS

56, rue Rodier - 75009 Paris

ARGUS HI-FI

ACHAT RENSEIGNEMENTS VENTE
380.11.80 IMMEDIATS 380.61.43

28, rue de l'Armaillé - 75017 Paris

• OUVERT DE 9 H 30 A 19 H 30 SANS INTERRUPTION ET LE LUNDI DE 14 H A 19 H • NOCTURNES SUR RENDEZ-VOUS •

UNE ALIMENTATION REGULEE



0 à 50 volts - 1 ampère

UNE alimentation réglée à tension de sortie ajustable est sans aucun doute l'appareil le plus indispensable à tout bricoleur ou technicien en électronique. Sans alimentation, aucune maquette ne peut fonctionner. De plus, aucun module ne demandant la même tension, il est alors indispensable de prévoir un dispositif permettant d'obtenir aux bornes de sortie la tension nécessaire au prototype à essayer.

En plus d'une variation de tension aux bornes de sortie, il faut aussi que quelle que soit la consommation de la maquette à essayer que la tension affichée à vide, reste constante en charge.

L'alimentation que nous vous présentons permet de disposer d'une tension variable de 0 à +50 volts et ce jusqu'à un débit de 1 ampère. Elle permet donc d'essayer la plupart des maquettes fonctionnant avec une tension unique + ou - U.

Réalisée à partir d'un coffret métallique de marque LG que l'on trouve facilement dans le commerce, cette alimentation tient peu de place (144 x 72 x 144 mm).

La face avant comme le montre la photographie regroupe peu d'éléments : les 2 bornes de sortie (borne noire pour le 0 V et borne rouge pour le +), un gros bouton permettant une manipulation

aisée et précise, enfin un galvanomètre de bonnes dimensions assurant une lecture directe de la tension présente aux bornes.

La face arrière quant à elle permet de recevoir un important dissipateur thermique sur lequel est fixé le transistor balast de la régulation.

I - LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma théorique de cette alimentation régulée est présenté à la figure 1. Si cette alimentation n'utilisait pas les deux circuits intégrés CA 3086 et CA 3130, on pour-

rait dire qu'elle est classique.

Son grand intérêt est de pouvoir descendre jusqu'à 0 V (5 mV sur la maquette) quoique en réalité dans la pratique on descend rarement en-dessous de 5 volts. Le transformateur d'alimentation ne demande qu'un seul enroulement de 40 V au secondaire.

Nous avons utilisé un transformateur toroïdal, ce type de matériel tenant beaucoup moins de place qu'un transformateur conventionnel, pour les mêmes caractéristiques.

Disposant donc d'une tension alternative de 40 V, les 4 redresseurs et le condensateur de filtrage C_1 permettent d'obtenir une tension continue

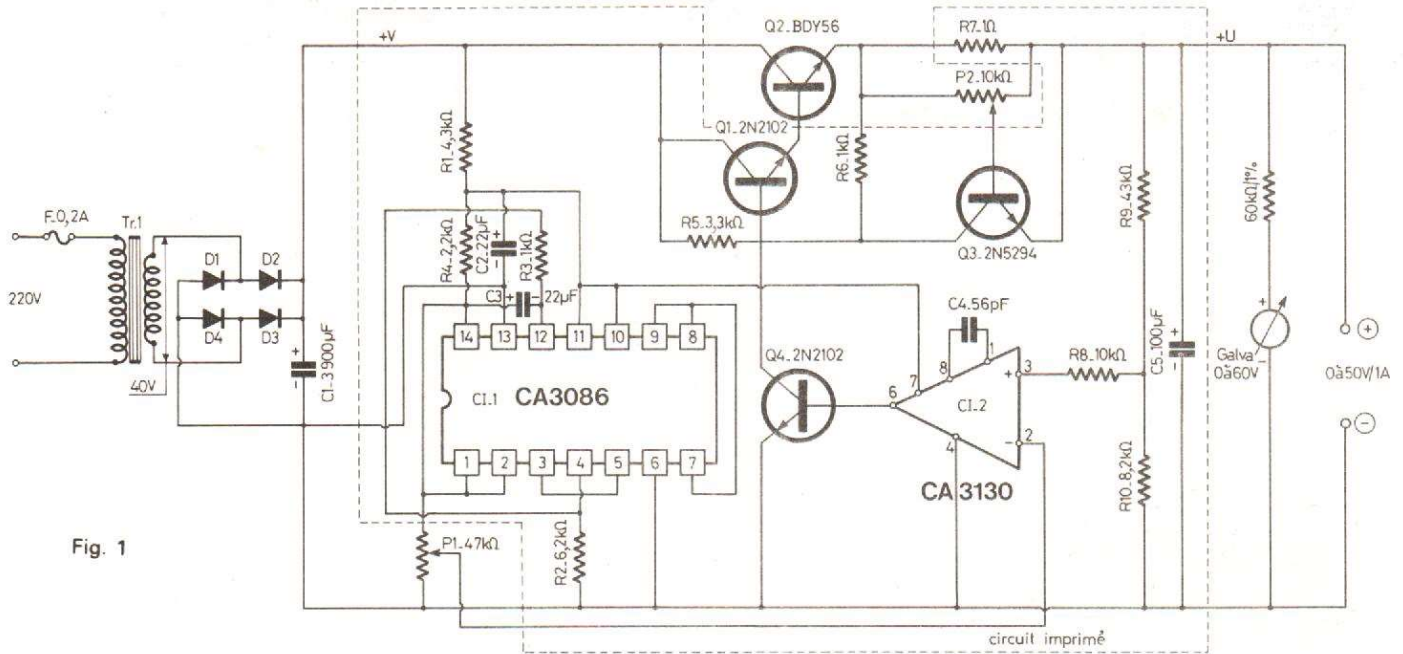


Fig. 1

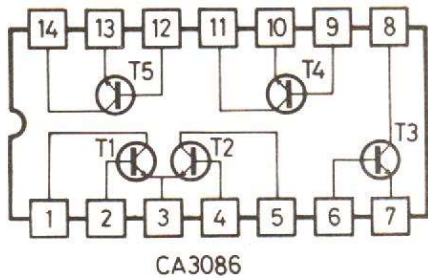


Fig. 2

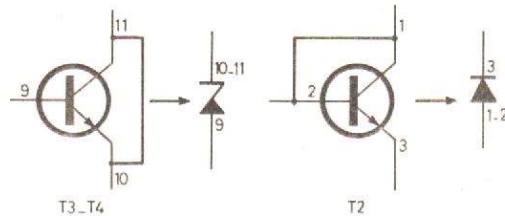


Fig. 3

à vide de + 56 volts ($40 \sqrt{2}$). Comme l'indique la figure 2, le circuit intégré CI₁ CA 3086 contient 5 transistors NPN. Les transistors T₃ et T₄ sont utilisés en diodes zéner et fournissent les tensions d'entrée au CA 3130 qui lui fonctionne comme comparateur. La tension zéner résultante est ici de + 15 volts (et + 7,8 V pour une tension de sortie inférieure à + 10 mV). Le transistor T₂ est utilisé en diode et le transistor T₁ en diode zéner. Seul T₅ est utilisé comme transistor et vient shunter le potentiomètre P₁ - 47 kΩ (collecteur au point chaud et émetteur à la masse). Le potentiel aux bornes de P₁ est de 8,5 volts.

Pour être un peu plus clair sur ce que nous venons d'affirmer, en regardant le CA 3086

de la figure 2 et les liaisons réalisées autour de celui-ci à la figure 1, nous en déduisons que pour obtenir une diode zéner à partir d'un transistor, il suffit de court-circuiter le collecteur et l'émetteur. De même, une diode ordinaire est obtenue en court-circuitant le collecteur et la base d'un transistor.

La figure 3 précise notre écrit.

Le circuit CI₂ CA 3130 fonctionne comme comparateur. L'entrée non inverseuse est polarisée par le pont de résistance R₉ - 43 kΩ et R₁₀ - 8,2 kΩ. La résistance R₈ - 10 kΩ protège cette entrée non inverseuse (« Pin 3 » du CA 3130) contre les surtensions.

L'entrée inverseuse du comparateur est directement

reliée au curseur du potentiomètre P₁ - 47 kΩ. Le condensateur C₄ - 56 pF supprime toute possibilité d'oscillation du CA 3130.

La sortie du CA 3130 est reliée à la base du transistor Q₄ - 2N 2102 monté en amplificateur d'erreur.

Les transistors Q₁ - 2N 2102 et Q₂ - BDY 56 sont montés en darlington, le gain en courant (ou β) est donc important puisque égal au produit des gains de chaque transistor ($\beta = \beta_{Q1} \times \beta_{Q2}$).

Le transistor Q₂ - BDY 56 fonctionne comme résistance variable. Il maintient entre ses bornes (collecteur et émetteur) l'excédent de tension entre l'entrée +V et la sortie +U. Le maximum est de +56 volts lorsque +U est nulle. C'est le cas le plus défavorable pour le

transistor ballast Q₂ surtout si on veut disposer en sortie d'un courant de 1 ampère.

La dissipation est alors de 56 watts et un bon radiateur est conseillé.

Le transistor Q₃ - 2N 5294 fonctionne comme limiteur de courant. Le fonctionnement en est simple. Pour un courant maximum de 1 A, la résistance R₇ - 1 Ω maintient entre ses bornes une tension de + 1 volt ($U = R \times I$). Cette tension se retrouve aux bornes du potentiomètre P₂ - 10 kΩ. Le curseur est relié à la base de Q₃. Ce transistor étant du type NPN, tant que le potentiel collecteur du 2N 5294 est supérieur à celui de la base, tout va bien. Par contre, lorsque le potentiel de la base dépasse celui du collecteur, Q₃ se bloque.

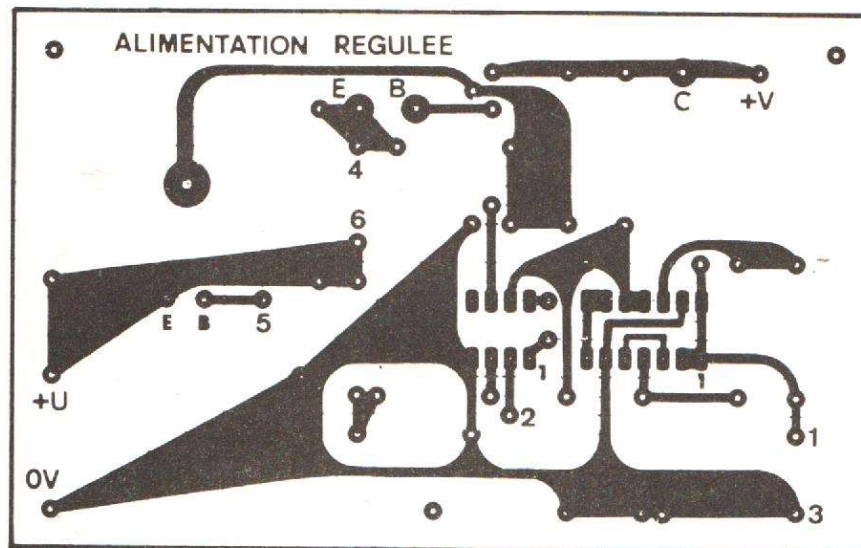


Fig. 4

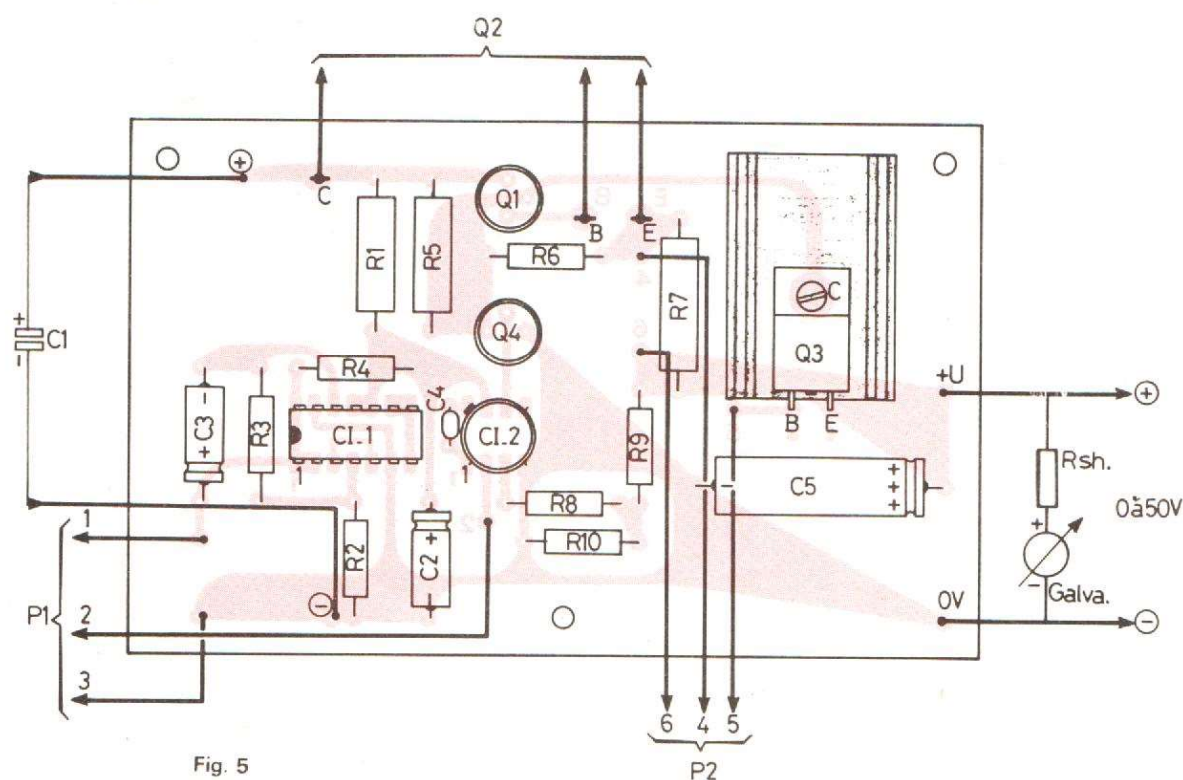


Fig. 5

II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

La plupart des composants sont câblés sur un circuit imprimé. Les liaisons de ce circuit sont proposées aux lecteurs à la figure 4, et ce à l'échelle 1 afin de faciliter le travail de reproduction. Les dimensions de la plaquette sont de 115 x 72 mm.

Les liaisons ne sont pas trop nombreuses. L'utilisation de circuit photosensibilisé pour positif facilite grandement la gravure d'une plaquette.

Avant de commencer le câblage, il est intéressant une fois le circuit gravé et percé de désoxyder les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon Jex. Le cuivre doit retrouver son éclat métallique. Cette opération facilite l'adhérence de la soudure et évite de sur-

chauffer les composants. C'est surtout utile pour les circuits intégrés qui n'aiment pas trop la chaleur.

III - CÂBLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est celui de la figure 5. Tous les composants sont repérés par leur

symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale de chacun d'eux ainsi que la tolérance.

— On commence par souder toutes les résistances en terminant par $R_1 - R_5$ et R_7 (ordre croissant des diamètres).

— Continuer ensuite avec les condensateurs : $C_2 - C_3 - C_4$ et enfin C_5 .

— Souder ensuite les transistors Q_1 et Q_4 en disposant si

possible entre le socle et le support stratifié un intercalaire.

— Visser le transistor Q_3 sur un dissipateur thermique et souder les électrodes B et E.

— Pour l'interconnexion du transistor ballast Q_2 au module, on prévoit sur celui-ci la mise en place de 3 picots à souder (C - B - E).

— On soude les circuits intégrés $CI_1/CA 3086$ et $CI_2/CA 3130$.

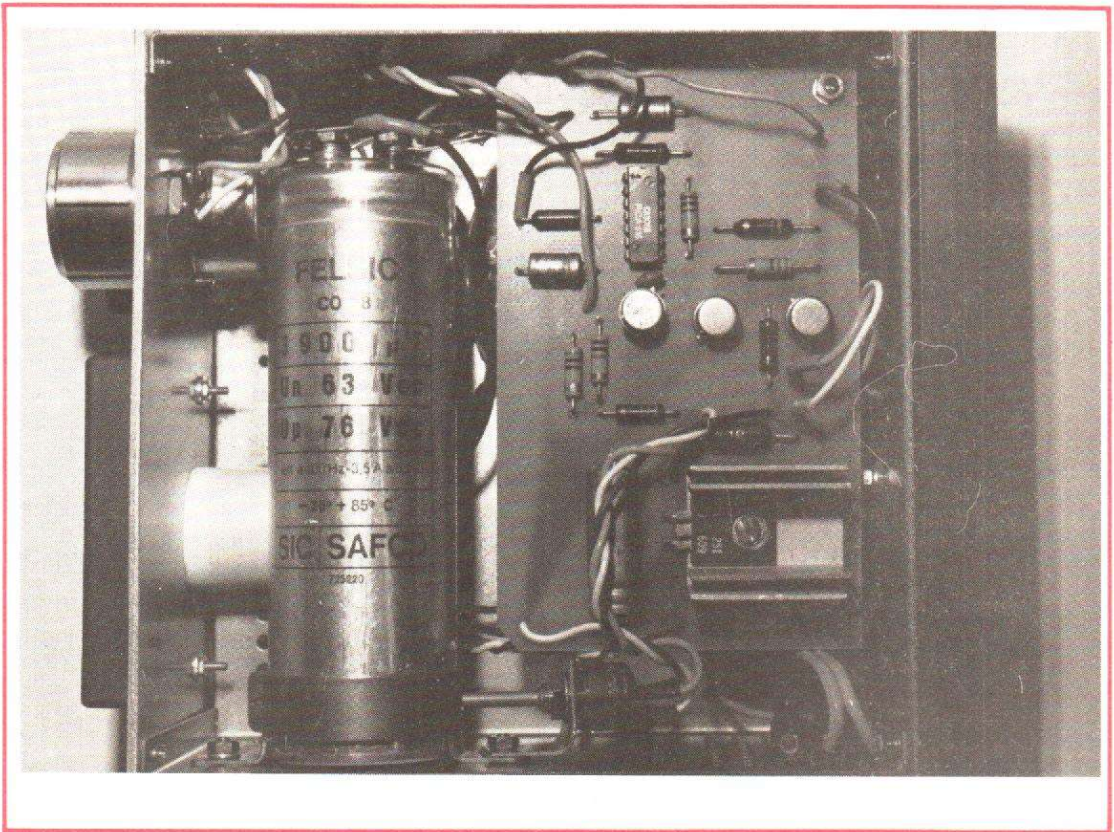
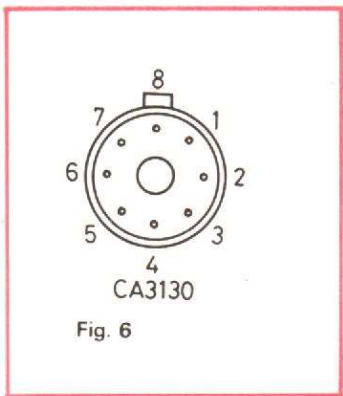
Pour le CA 3080 boîtier Dual in Line, pas de problèmes, le détrompeur se trouve orienté vers la gauche du module. Par contre, pour le CA 3130 il faut veiller à bien mettre en place l'ergot détrompeur. Celui-ci indique la « pin 8 ». La figure 6 montre le CA 3130 vu de dessous.

Il s'agit ici d'un boîtier métallique rond à 8 sorties. L'implantation sur le circuit imprimé se fait sur 2 rangs de 2 x 4 pastilles, alors attention !

— L'interconnexion du module aux éléments extérieurs, se fait avec du fil de câblage ordinaire. Pour les potentiomètres P_1 et P_2 , on utilise 3 fils de couleur et torsadés d'une longueur de 15 cm environ.

De même pour les 2 fils allant au condensateur de filtrage C_1 et deux allant se souder au galvanomètre (et aux bornes de sortie).

Le module câblé, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène. Cette opération donne un aspect professionnel à la maquette et permet de voir à la lumière s'il n'y a pas de court-circuit entre les pistes cuivrées.



IV - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances à couche $\pm 5\%$:

- R_1 : 4,3 k Ω / 1 W
- R_2 : 6,2 k Ω / 0,5 W
- R_3 : 1 k Ω / 0,5 W
- R_4 : 2,2 k Ω / 0,5 W
- R_5 : 3,3 k Ω / 1 W
- R_6 : 1 k Ω / 0,5 W
- R_7 : 1 Ω /3 W (résistance bobinée)

R_8 : 10 k Ω / 0,5 W

R_9 : 43 k Ω / 0,5 W

R_{10} : 8,2 k Ω / 0,5 W

Condensateurs :

- C_2 : 22 μ F/ 16 V
- C_3 : 22 μ F/ 16 V
- C_4 : 56 pF céramique
- C_5 : 100 μ F/ 63 V

Semiconducteurs :

- Q_1 : 2N 2102
- Q_3 : 2N 5294
- Q_4 : 2N 2102
- CI_1 : CA 3086
- CI_2 : CA 3130

Divers :

- Dissipateur pour transistor Q_3 (boîtier TO 220 AB)
- Intercalaires pour transistors TO 5
- Fil de câblage 3 couleurs
- Picots à souder
- Visserie de 3 x 10.

V - LE COFFRET DE L'ALIMENTATION RÉGULÉE

Comme nous l'avons mentionné en début d'article, le coffret est de marque LG. Les dimensions de 144 x 72 x 144 mm permettent de construire une petite alimentation sans que pour autant les éléments soient entassés sans aération.

A) La face avant :

Le plan de perçages est indiqué figure 7. Le travail à effectuer n'est pas bien important. Le plus délicat est de réaliser le trou de $\varnothing 25$. La face avant du coffret étant en aluminium, le travail en est facilité. Pour cela on commence par tracer avec un compas ce trou de 25 mm de diamètre. Ensuite, on effectue une série de trous de $\varnothing 4$ mm en suivant la circonférence du cercle. Avec une lame de scie abrasif, on réunit tous les trous. On termine avec une lime demi-ronde afin d'obtenir une découpe bien propre au diamètre tracé précédemment.

Reste à déterminer les 2 trous de fixation du galvano-

mètre que nous n'avons pas portés sur la figure 7.

B) La face arrière :

Cette face arrière supporte le dissipateur du transistor ballast Q_2 . Les perçages à effectuer dans cette face arrière dépendent du radiateur utilisé. Dans notre cas, nous avons été amenés à percer dans cette tôle les 4 trous permettant de fixer un transistor en boîtier TO 3, chose facile en s'aidant directement du radiateur et en le plaquant contre cette face arrière. Les 4 trous sont percés à un diamètre de $\varnothing 4$ mm.

c) Le châssis :

Comme le montre la photographie de l'intérieur de l'alimentation régulée, on voit que le condensateur de filtrage est fixé en travers du châssis, vers l'avant, au moyen d'une bride. Cette bride peut déjà être fixée à une extrémité grâce à la série de trous effectués à la fabrication du châssis. Reste donc à déterminer la seconde fixation et à percer à un \varnothing de 3 mm.

Le transformateur d'alimentation est fixé à l'arrière

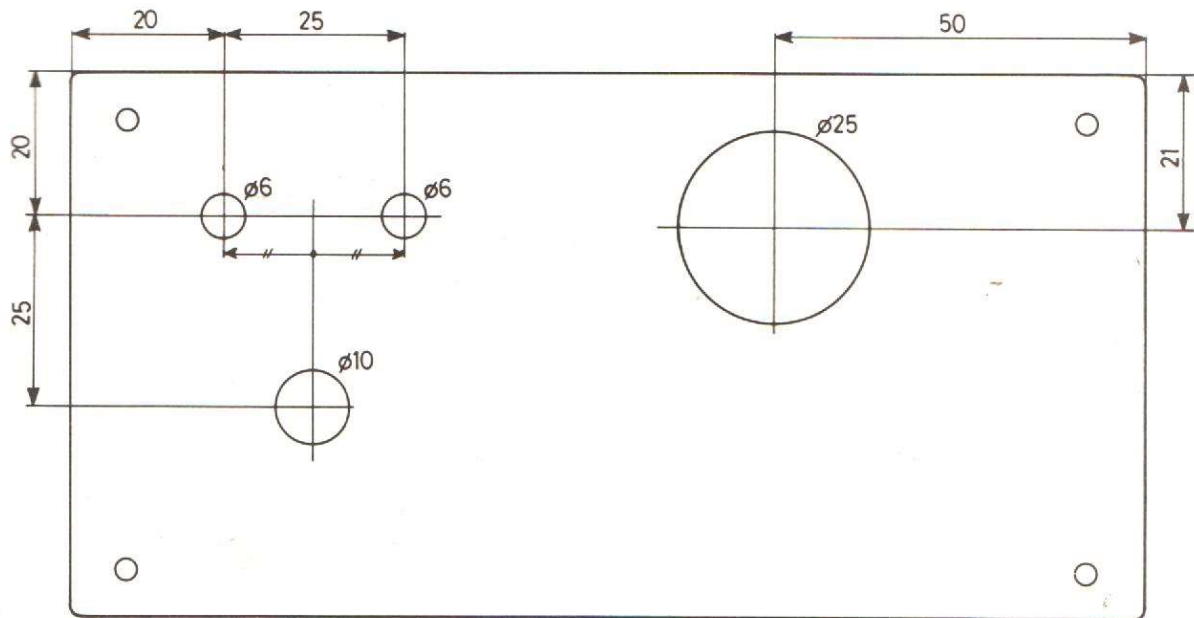


Fig. 7

gauche du châssis. Il suffit simplement de percer un trou de $\varnothing 5$ mm au fond du châssis. La fixation de ce transformateur toroïdal est réalisée avec les 2 coupelles métalliques et les 2 rondelles de caoutchouc et ce avec de la visserie de 5 x 40 mm.

Dans la série de trous d'aération pratiqués dans le fond du châssis en haut à droite, à la lame de scie abrafil, on découpe un carré de 6 x 6 mm (4 trous). Cette découpe va recevoir un passe-fil à l'intérieur duquel sera introduit le cordon d'alimentation secteur.

Le coffret est alors prêt à recevoir les différents éléments et le module de régulation.

VI - FIXATION DU TRANSISTOR BALLAST Q2 AU RADIATEUR

Il est nécessaire d'isoler le collecteur du transistor BDY 16 du châssis de l'alimentation, donc du dissipateur thermique. On a recours à une feuille de mica si possible enduite de graisse ou silicone. On n'oubliera pas les canons isolants qui évitent que la vis-

serie ne soit pas en contact avec le dissipateur. La figure 8 permet d'éviter toute erreur. La visserie utilisée est de 3, la vis ayant une longueur de 10 mm. En même temps que le transistor est plaqué contre le dissipateur, ce dissipateur doit être fixé à la face arrière du coffret. Les écrous doivent donc se trouver à l'intérieur du boîtier. Pour éviter que les vis ne touchent la tôle, on

utilise encore 2 canons isolants, enfoncés de l'intérieur du coffret vers le dissipateur.

Le dissipateur thermique solidement fixé contre la face arrière du coffret, on vérifie avec un contrôleur en position ohmmètre que le collecteur du transistor BDY 16 est bien isolé du châssis métallique (donc pas de déviation de l'aiguille du galvanomètre du contrôleur).

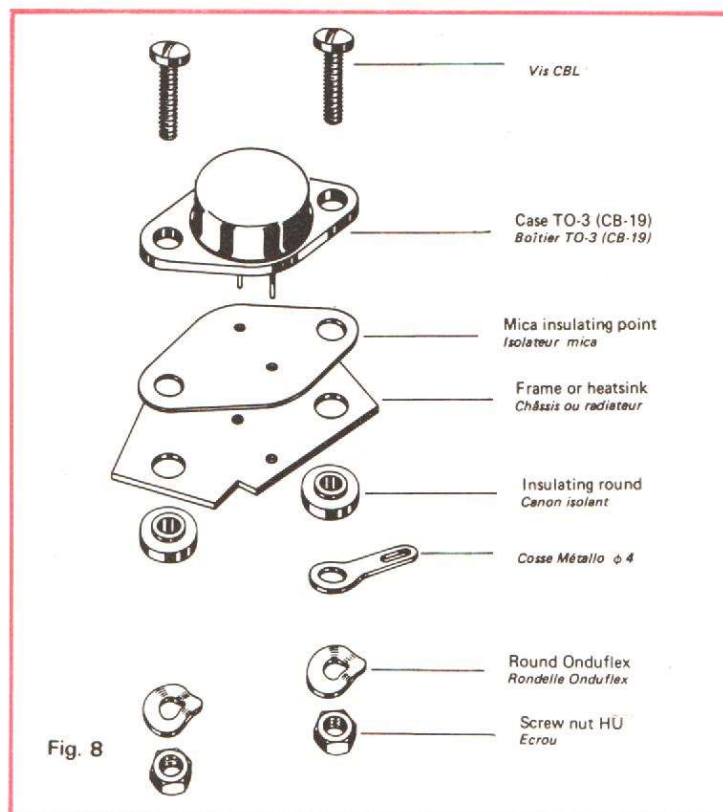


Fig. 8

VII - MISE EN PLACE DU MODULE DE RÉGULATION

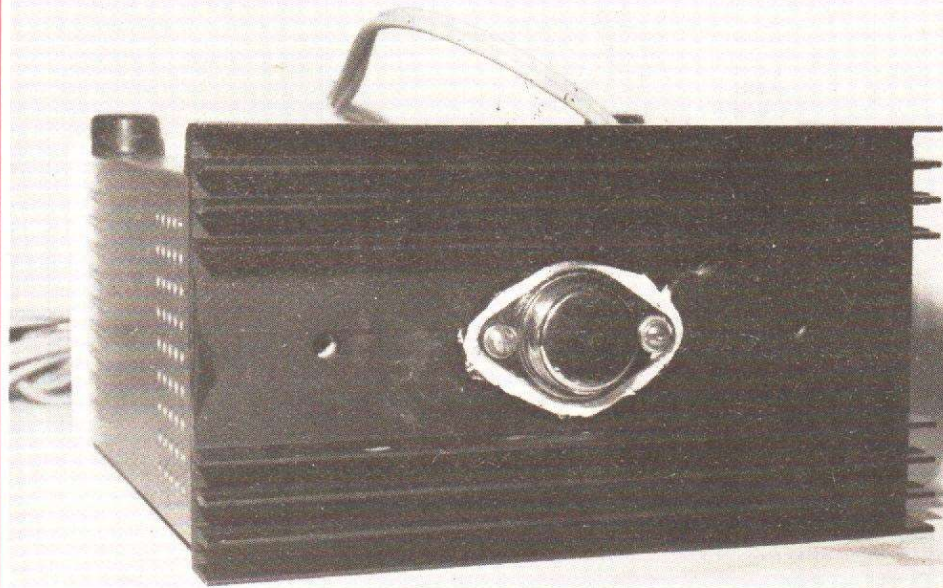
Celui-ci est placé au-dessus du transformateur toroïdal. Il est maintenu aux deux extrémités du circuit imprimé par de la tige filetée de $\varnothing 3$ mm. Deux colonnettes de 40 mm de haut permettent de maintenir solidement le module sans que celui-ci ne puisse toucher le transformateur. On se sert pour cela des trous d'aération pratiqués au fond du châssis, donc pas de perçages à effectuer.

VIII - CÂBLAGE DES 4 REDRESSEURS AUX BORNES DU CONDENSATEUR DE FILTRAGE C1

Ce travail simple est représenté à la figure 9. On se sert de 2 cosses vissées au condensateur C_1 , aux bornes de sorties (+) et (-). Attention de bien respecter les polarités des diodes redresseuses, les cathodes étant repérées par des traits noirs.

XII - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS EXTÉRIEURS AU MODULE

- 1 dissipateur thermique pour transistor TO3.
- 1 transistor BDY 16 ou 2N 3055 avec rondelle de mica et canons isolants pour visserie de 3.
- 1 coffret LG (144 x 72 x 144 mm).
- 1 transformateur toroïdal 40 V - 50 VA.
- 1 condensateur 3 900 μ F à 4 700 μ F/63 V Felsic CO18 - Sic Safo.
- 1 potentiomètre à piste moulée Ohmic 47 k Ω linéaire.
- 1 potentiomètre 10 k Ω linéaire.
- 2 bornes de sorties (rouge + noire).
- 1 galvanomètre 0 - 60 V avec résistance de précision 60 k Ω /10 %.



Une fois les diodes câblées, on peut fixer le condensateur de filtrage au châssis dans la position indiquée sur la photographie.

IX - MISE EN PLACE DES COMPOSANTS SUR LA FACE AVANT

Travail simple :

- Visser le potentiomètre P_1 - 47 k Ω (les 3 cosses à souder orientées vers le haut du coffret).
- Visser les 2 fiches banane femelles en les isolant bien du châssis.
- Fixer le galvanomètre contre la face avant.

X - FIXATION DU POTENTIOMÈTRE P2

Celui-ci maintenu par une petite équerre fixée au niveau de la bride du condensateur C_1 - 3 900 μ F. Voir la photographie.

XI - INTERCONNEXION DES DIFFÉRENTS COMPOSANTS EXTÉRIEURS AU MODULE DE RÉGULATION

En s'aidant de la figure 5, ce travail ne pose aucune difficulté.

- Souder les 3 fils 1 - 2 - 3 au tor ballast Q_2 - BDY 16 aux picots E - B - C.
- Relier le condensateur de filtrage C_1 au module (voir figures 5 et 9).
- Souder les 3 fils 6 - 4 - 5 du potentiomètre P_2 comme l'indique la figure 10.
- Souder les 3 fils 1 - 2 - 3 au potentiomètre P_1 comme l'indique la figure 11.
- Souder les 2 fils +U et 0 V du module aux bornes de sortie (+) et (-).
- Relier le galvanomètre aux bornes de sortie sans oublier la résistance de 60 k Ω 1 % dans la liaison positive. **Cette résistance est fournie avec le galvanomètre.**
- Relier le cordon secteur au primaire du transformateur toroïdal.

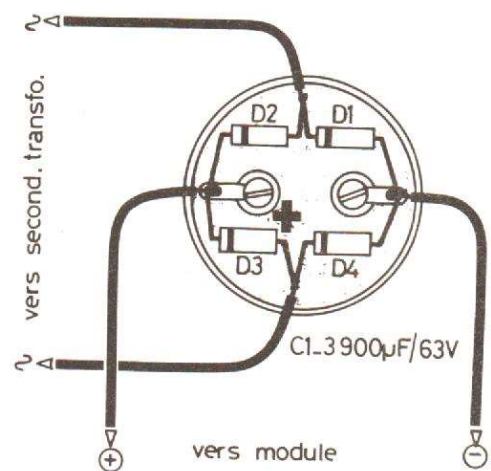


Fig. 9

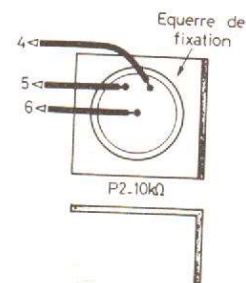


Fig. 10

- 1 bouton
- Visserie de 3.
- 1 cordon secteur avec fusible incorporé dans la prise. (Acer).
- 1 domino.
- 4 redresseurs 100 V/1,5 A.
- Tige filetée de 3 (25 cm).

XIII - LE CORDON SECTEUR

A la figure 1, nous remarquons un fusible de 0,2 A dans le primaire du transformateur. Or jusqu'à présent nous n'en avons pas encore parlé dans les nomenclatures ; le fusible se trouve tout simplement incorporé dans la prise secteur, c'est ce que nous indique la photographie.

XIV - MISE SOUS TENSION DE L'ALIMENTATION RÉGLÉE

Le câblage soigneusement vérifié, dès la mise sous tension l'alimentation réglée doit fonctionner correctement. C'est ce que nous constaterons en agissant sur le potentiomètre $P_1 - 47\text{ k}\Omega$. L'aiguille du galvanomètre doit dévier jusqu'à 53 volts en n'accusant aucun mouvement d'oscillation.

XV - RÉGLAGE DU POTENTIOMÈTRE P_2

Positionner l'aiguille du galvanomètre sur 50 V. Pour une consommation en sortie de 1 ampère, en appliquant la loi d'Ohm, on en déduit qu'il faut charger l'alimentation par une résistance de $50\ \Omega / 50\text{ W}$. Dans cette condition, on agit sur le potentiomètre P_2 pour bloquer le transistor $Q_3 - 2\text{N}5294$.

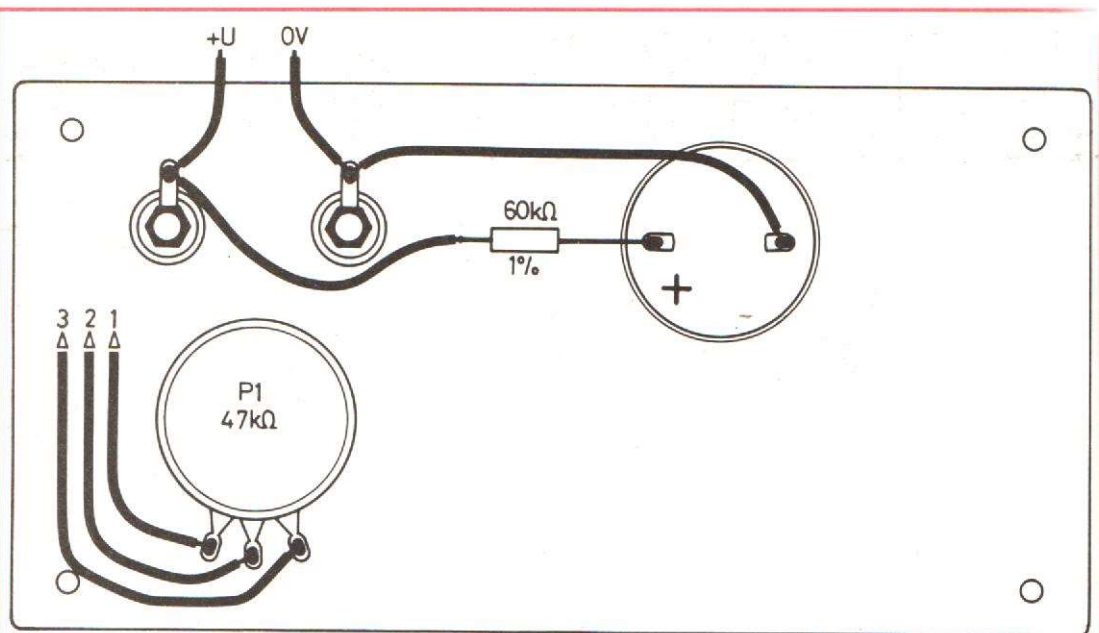


Fig. 11

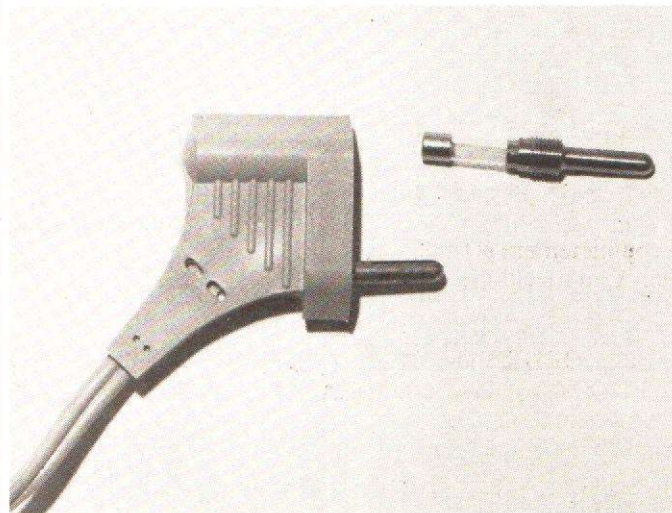
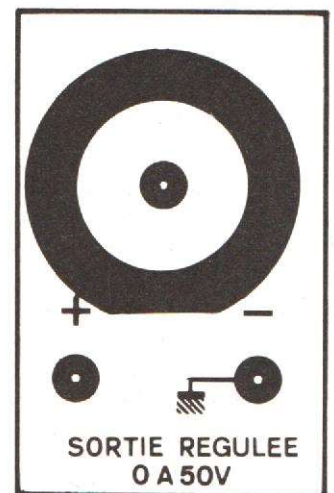


Fig. 12



Alimentation 0 V - 50 V / 1 A

XVI - LA FACE AVANT

Pour agrémenter la face avant, on peut graver quelques inscriptions, telles celles que nous proposons à la figure 12. Il n'est pas nécessaire de grader le potentiomètre P_1 puisque nous avons une lecture directe sur le galvanomètre, ce qui est beaucoup plus précis.

D.B.

LE HAUT-PARLEUR

Edition VULGARISATION

PARAIT LES 1^{er} et 15 DE CHAQUE MOIS
C'est la plus forte diffusion de la presse de l'électronique

Réclamez-le à votre marchand de journaux

VISUALISATION SUR TELEVISEUR

GENERATEUR DE CARACTERES

LA visualisation de caractères alphanumériques répond au besoin de communication entre la machine et l'homme. Réalisée sur l'écran d'un tube cathodique, elle en étend considérablement les possibilités puisque l'on peut atteindre facilement 1 000 caractères ou signes visualisés simultanément.

Le générateur de caractères est un système complexe qui est destiné à fournir des signaux électriques nécessaires à la représentation de caractères alphanumériques, par exemple sur l'écran d'un tube cathodique. Cet élément fournit un signal électrique qui module l'intensité lumineuse du faisceau électronique de ce dernier pour en commander l'allumage ou bien l'extinction.

Le choix des caractères à reproduire s'effectue sous forme d'un signal codé en provenance d'un calculateur, d'un clavier, etc. Les caractères sortent sous forme de cinq signaux destinés à commander l'écran de visualisation et à provoquer l'apparition de points lumineux qui rendent les caractères visibles. Précis-

sons tout de suite que, en raison du mode de reproduction adopté, les points lumineux sont soit pleinement allumés, soit complètement éteints. De ce fait, la modulation vidéo ne

compte que deux états possibles : allumé ou bien éteint, à l'exclusion des demi-teintes qui se traduiraient sur l'écran du tube cathodique par des gris plus ou moins accentués,

et sur le signal vidéo par toute la gamme des tensions intermédiaires comprises entre le 0 et le 1 logiques.

ORGANISATION DU GENERATEUR DE CARACTERES

Le cœur du générateur de caractères est constitué par une mémoire morte réalisée en technologie MOS à canal P, du type SFF 70560 K S002. Elle est ainsi nommée parce que les informations qu'elle contient sont élaborées, à l'aide d'un masque de codage, au cours du processus de fabrication. Une fois inscrite, l'information ne peut plus être modifiée. Elle peut être lue en permanence, de manière statique, et autant de fois qu'on le souhaitera. Cette mémoire morte a été programmée pour engendrer les caractères alphanumériques du code ASCII. Trois entrées d'adresse de ligne (A0, A1 et A2) et six entrées d'adresse de caractère (A3 à A8) permettent l'accès aux 64 caractères. Le tableau de la figure 1 donne le code des entrées A3

ORDRE DU CODAGE DES ENTRÉES

A₈, A₇, A₆, A₅, A₄, A₃

	111111	I	110110	R	101101	[100100
A	111110	J	110101	S	101100	/	100011
B	111101	K	110100	T	101011]	100010
C	111100	L	110011	U	101010	^	100001
D	111011	M	110010	V	101001	-	100000
E	111010	N	110001	W	101000	Blank	011111
F	111001	'	110000	X	100111	!	011110
G	111000	P	101111	Y	100110	"	011101
H	110111	Q	101110	Z	100101	#	011100
\$	011011	+	010100	2	001101	9	000110
%	011010	,	010011	3	001100	:	000101
&	011001	-	010010	4	001011	;	000100
'	011000	/	010001	5	001010	<	000011
(010111	.	010000	6	001001	=	000010
)	010110	0	001111	7	001000	>	000001
*	010101	1	001110	8	000111	?	000000

Fig. 1. - Tableau indiquant le caractère représenté en fonction du codage des entrées A3 à A8 du générateur de caractères SFF 70560 K-S002 (représenté en logique positive, c'est-à-dire que « 1 » est le niveau le plus positif).

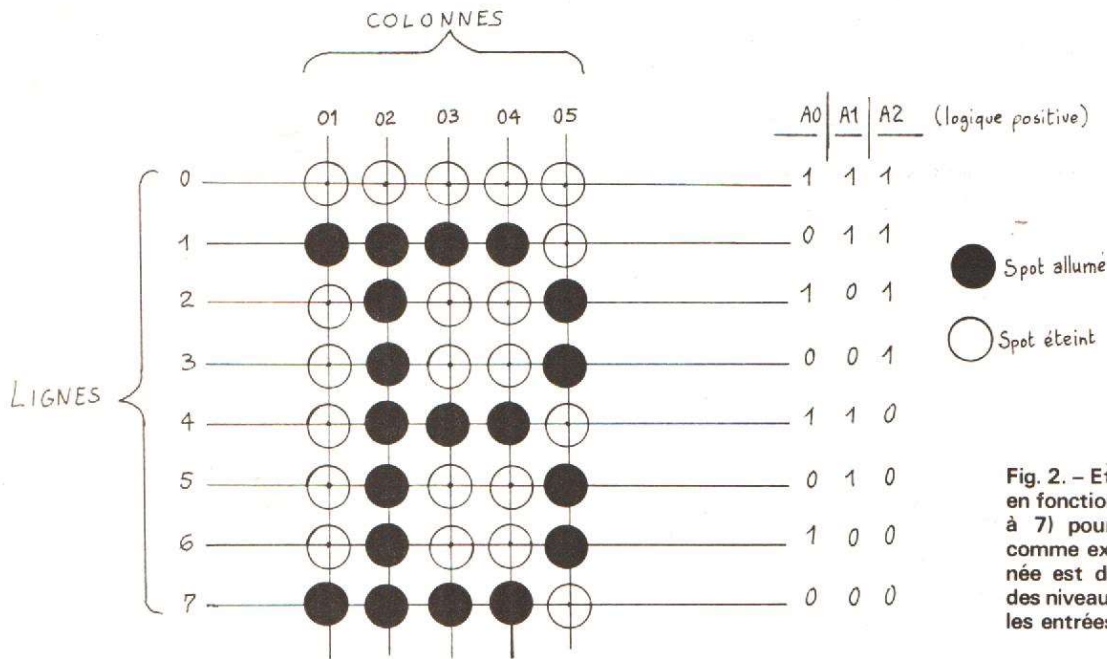


Fig. 2. - Etats des sorties 01 à 05 en fonction de la ligne analysée (0 à 7) pour le caractère B, pris comme exemple. La ligne concernée est déterminée par le choix des niveaux logiques appliqués sur les entrées A0, A1 et A2.

à A8 (en logique positive), en fonction du caractère représenté. Chaque caractère est composé à partir d'une matrice de 8 x 5 points (8 lignes horizontales et cinq colonnes verticales), la première ligne étant toujours blanche.

La mémoire morte SFF 70560 K S002 est faite pour être analysée de la façon suivante :

- Adressage d'un caractère par le moyen des entrées A3 à A8.
- Adressage de la première ligne à l'aide des entrées A0, A1 et A2.
- Lecture des cinq sorties correspondant aux cinq colonnes (01 à 05).
- Adressage de la seconde ligne...
- Lecture des cinq sorties...
- Adressage...
- Lecture...
- Adressage de la huitième et dernière ligne.
- Lecture des cinq sorties.
- Adressage d'un nouveau caractère (A3 à A8).

Ce processus d'analyse est représenté sur la figure 2 ; c'est de cette manière que l'on peut extraire les informations le plus rapidement. Malheu-

reusement cette analyse n'est pas compatible avec un balayage télévision. En effet, la méthode présentée sur la figure 2 délivre simultanément les signaux des cinq colonnes sur cinq sorties 01 à 05. Réaliser un affichage tel quel supposerait que l'on dispose de cinq spots que l'on peut allumer ou éteindre indépendamment les uns des autres. Ce n'est évidemment pas le cas dans un récepteur de télévision où l'on ne dispose que d'un seul et unique spot pour effectuer le balayage de l'image. Il faut donc utiliser un système qui transforme les cinq sorties simultanées (parallèles) en une seule sortie série, les cinq informations étant restituées séquentiellement en accord avec le déplacement du spot. Il est alors nécessaire de disposer d'une horloge qui impose un temps déterminé à la restitution séquentielle de chacun des signaux présents sur les sorties 01 à 05. L'analyse d'une ligne de caractères comportant n signes se fera alors de la façon suivante :

- Adressage de la première ligne de balayage par A0, A1 et A1.

- Adressage du premier caractère (A3 à A8).

- Chargement parallèle des sorties 01 à 05 puis restitution dans l'ordre 01, puis 02..., puis 05, selon la fréquence de l'horloge.

- Adressage du second caractère par A3 à A8.

- Chargement parallèle des sorties 01 à 05 et restitution série.

- ...

- Adressage du n^{ième} caractère A3 à A8.

- Chargement parallèle des sorties et restitution série - Arrivée en bout de ligne du spot.

- Retour du spot à gauche de l'écran.

- Adressage de la seconde ligne de balayage par A0, A1 et A2.

- Adressage à nouveau du premier caractère (A3 à A8).

- Chargement...

- Arrivée en fin de ligne, retour du spot à gauche de l'écran.

- Adressage de la ligne suivante...

Lorsque les huit lignes de balayage ont été ainsi explorées, l'adressage des n caractères, qui vient d'être huit fois

identique, va changer. On adressera cette fois la seconde rangée de n caractères, différents de ceux de la première rangée. Quand l'analyse des huit lignes de balayage sera terminée, on adressera la rangée de caractères suivante etc.

La mise en mémoire, extérieure au circuit, permettra de renouveler constamment l'affichage et de visualiser m lignes de n caractères qui pourront composer une page de texte qui s'écrira sur l'écran du téléviseur. Si l'on dispose de mémoires que l'on peut écrire, lire et effacer à volonté, il est possible de composer une page de texte que l'on pourra modifier à son gré. La mémoire doit conserver l'adressage des différents caractères inscrits, c'est-à-dire les niveaux logiques des entrées A3 à A8. Il faudra donc utiliser une mémoire ou un groupe de mémoires pouvant emmagasiner des informations et les restituer par mots de 6 bits, puisqu'il faut 6 bits pour sélectionner un caractère. Si, pour une page de texte, on se fixe un nombre total de caractères p, la mémoire devra posséder une capacité de 6 x p bits.

REGISTRE A DECALAGE

Le registre à décalage permet de stocker une information binaire ; chaque bit d'information requiert, pour être emmagasiné, une bascule. Il existe plusieurs sortes de registres ; dans l'application qui nous intéresse, l'information est entrée sous forme parallèle et extraite sous forme série.

Le registre à décalage comporte des bascules bi-stables, en principe autant qu'il y a de bits à stocker. Rappelons à ce sujet que bit est la contraction de l'expression Anglo Saxonne « binary digit » ou chiffre binaire. Les registres à décalage comportent habituellement deux commandes : l'une est appelée « load » (charge) et l'autre horloge ou « clock ». La commande « load » permet d'entrer dans le registre les informations qui sont présentes à cet instant sur

les entrées ; en fait, il s'agit de positionner chaque bascule dans l'état où se trouve son entrée. La commande horloge ou « clock » est une commande de progression qui décale simultanément le contenu des bascules.

Après l'envoi d'une impulsion sur la commande d'horloge, le contenu binaire de la première bascule passe dans la seconde, le contenu de la seconde passe dans la troisième, le contenu de la troisième dans la quatrième et ainsi de suite. Ce glissement des informations s'effectue pratiquement instantanément et simultanément. L'envoi d'une seconde impulsion d'horloge provoque le même phénomène que précédemment ; le contenu entier se décale à nouveau d'un cran. Le contenu primitif de la première bascule se trouve dans la troisième, le contenu primitif de la seconde bascule est rendu dans la quatrième, etc. En résumé, si l'on considère le

cas d'un registre à décalage à cinq positions, c'est-à-dire comportant cinq bascules, le décalage complet (plus d'information en sortie) est obtenu pour cinq impulsions d'horloge.

Dans le cas du générateur de caractères, on a utilisé un registre à décalage à 8 positions dont cinq seulement sont employées. Les entrées se font sur cinq bascules ; la sortie sur la sixième et dernière bascule est une sortie série (voir Fig. 4).

Le fonctionnement peut être décomposé comme suit :
— Envoi d'une impulsion de « load » pour charger le registre avec le contenu des entrées 01 à 05.

— La première impulsion d'horloge qui suit fait apparaître le bit 01 sur la sortie du registre.

— La seconde impulsion d'horloge fait sortir le bit 02.
— la troisième impulsion d'horloge fait sortir le bit 03.
— La quatrième impulsion

d'horloge fait sortir le bit 04.
— La cinquième impulsion d'horloge fait sortir le bit 05.
— Les impulsions suivantes font sortir des niveaux logiques 1, puisque l'entrée série ainsi que les entrées des bascules non utilisées sont portées en permanence au niveau haut.

De cette façon, on a transformé les cinq informations délivrées simultanément (en parallèle) en une information série (séquentielle), information 1, puis 2, puis 3, etc. Lorsque toutes les informations contenues dans le registre à décalage sont sorties, on change l'affichage du générateur de caractères, puis on charge le registre avec les nouvelles informations que l'on va restituer séquentiellement, et ainsi de suite...

ANALYSE D'UNE PAGE DE TEXTE

Par page de texte, nous entendons la représentation sur l'écran du tube cathodique de m lignes de n caractères. Dans la réalisation décrite, $n = 40$ et $m = 25$, c'est à dire 25 lignes de 40 caractères, d'où une capacité mémoire de 1 000 mots de 6 bits.

La représentation de la figure 3 montre la disposition des caractères sur les rangées. Pour des raisons de lisibilité, on a laissé un intervalle de deux colonnes entre deux caractères successifs placés sur la même rangée. Pour les mêmes raisons, l'espace séparant deux rangées est de trois lignes, une de celles-ci étant réservée au pointeur dont nous reparlerons plus tard (signalisation de l'emplacement du prochain caractère à écrire). Du fait que le balayage d'un écran de téléviseur est effectué en mode interligné, en réalité chaque ligne est double selon que le spot analyse la trame paire ou bien impaire (voir article précédent « Générateur de signaux de synchronisation »). Sur la figure 3 on trouve également

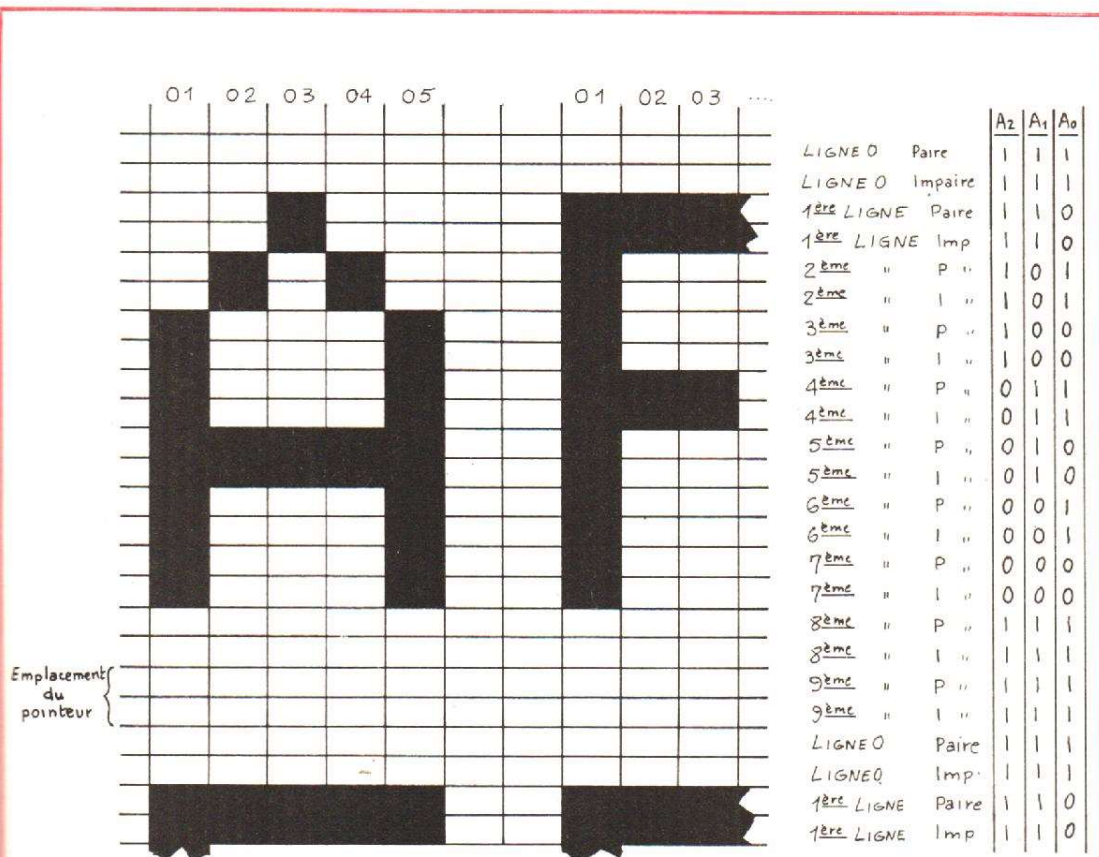


Fig. 3. — Disposition des caractères et mode d'analyse interligné des informations à visualiser. Les lignes 0, 8 et 9 restent non écrites par

le générateur de caractères. La neuvième ligne est réservée éventuellement pour placer le pointeur.

un tableau donnant le code des entrées A0, A1 et A2 pour analyser les huit lignes (sept effectives) de caractères. Sachant que la ligne zéro (dont l'adressage sur A0, A1 et A2 est 111) est toujours blanche (non écrite), il suffit de conserver l'affichage 111 sur les deux lignes rajoutées, c'est-à-dire la huitième et la neuvième ligne.

A partir de la représentation de la figure 3 nous pouvons déjà déterminer les caractéristiques de certains signaux qui vont être nécessaires à l'analyse d'une page de texte. Tout d'abord, comme une rangée se compose de 40 caractères, et que chaque caractère comporte 7 points d'analyse pour une ligne (5 effectifs et 2 de séparation entre caractères), il y a donc $40 \times 7 = 280$ points analysés par ligne de balayage. La durée maximale du signal vidéo pendant la durée d'une ligne est de $52 \mu s$, ce qui nous conduit à une durée de $52/280 = 186$ ns par point analysé, soit une fréquence d'horloge minimale de 5,39 MHz environ. Le temps alloué pour l'analyse d'une ligne d'un caractère (5 colonnes + 2 intervalles) est alors de $7 \times 186 = 1,3 \mu s$. Dans la pratique, pour des raisons de cadrage de la page de texte, on a choisi une fréquence d'horloge un peu plus rapide, se situant aux alentours de 7 MHz.

Le générateur d'horloge doit délivrer une impulsion de « load » suivie de sept coups d'horloge, puis à nouveau une impulsion de « load » et sept impulsions d'horloge, et ainsi de suite. Il faudra également un compteur par dix des lignes de balayage (ligne zéro à ligne neuf = 10 lignes), dispositif dont les sorties binaires seront modifiées pour donner un tableau conforme à celui de la figure 3.

La figure 4 est le schéma de détail du montage générateur de caractères. On y trouve un oscillateur d'horloge, composé des circuits 1 et 2, qui sont des Nand « trigger de Schmitt » ;

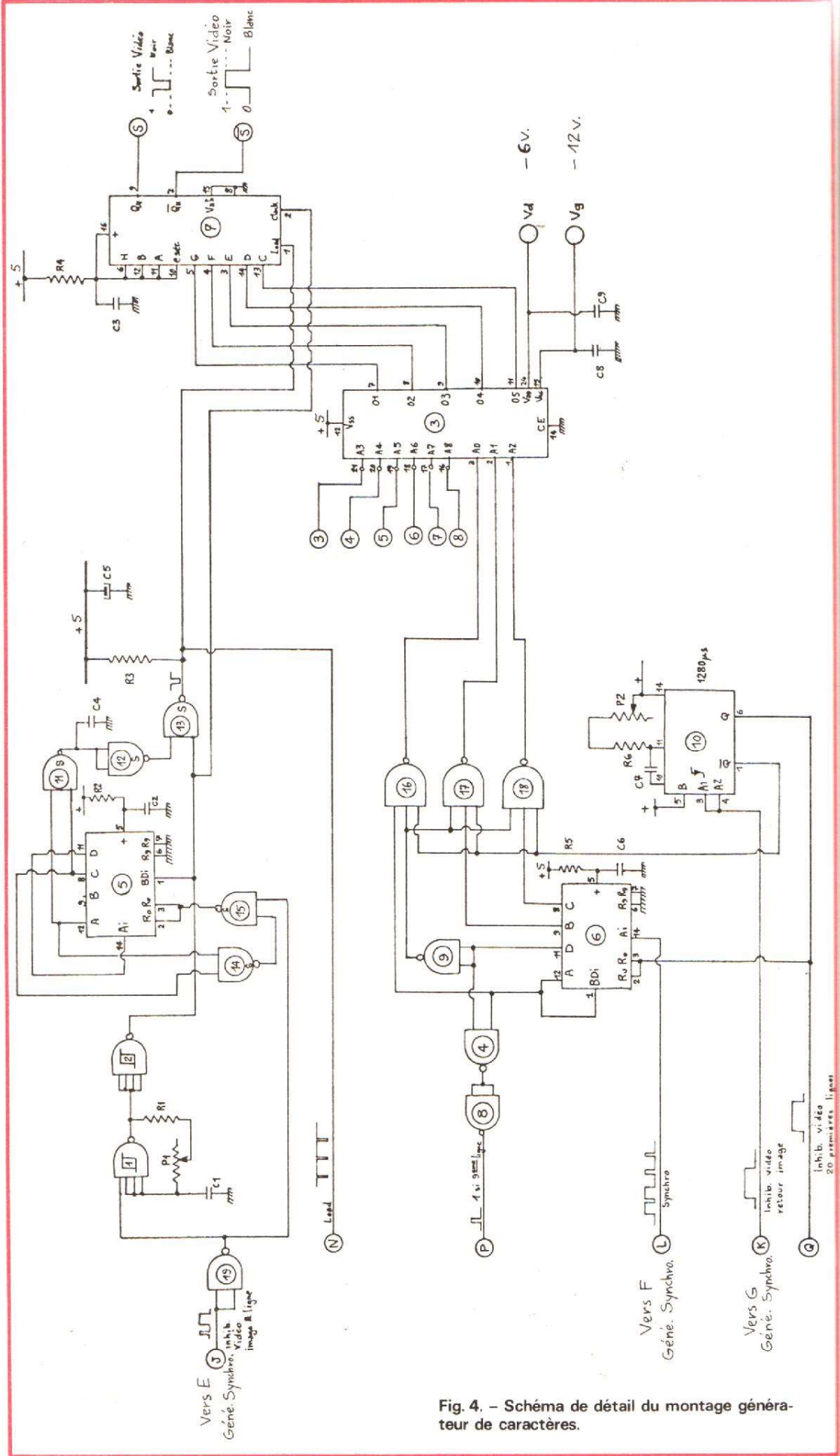


Fig. 4. - Schéma de détail du montage générateur de caractères.

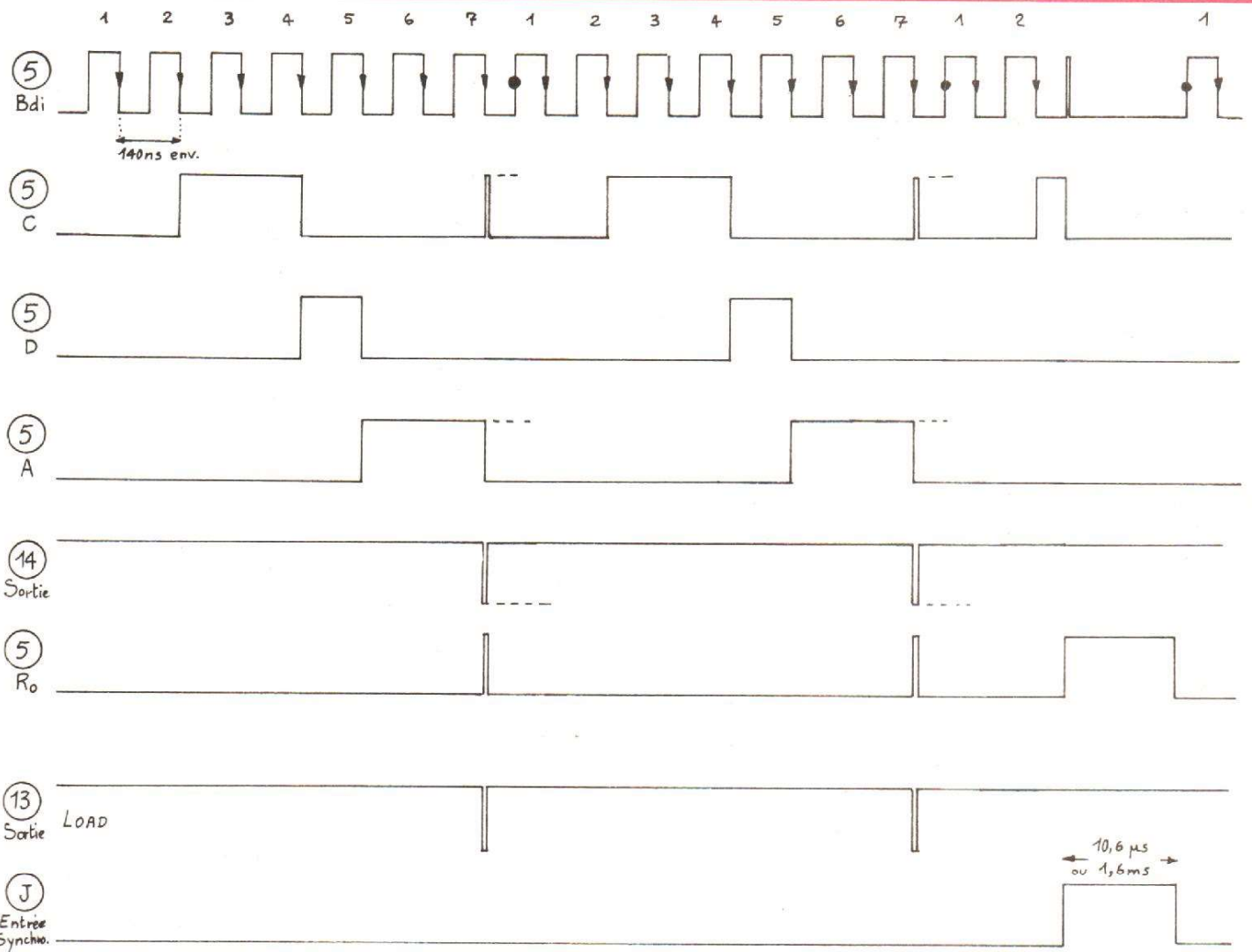
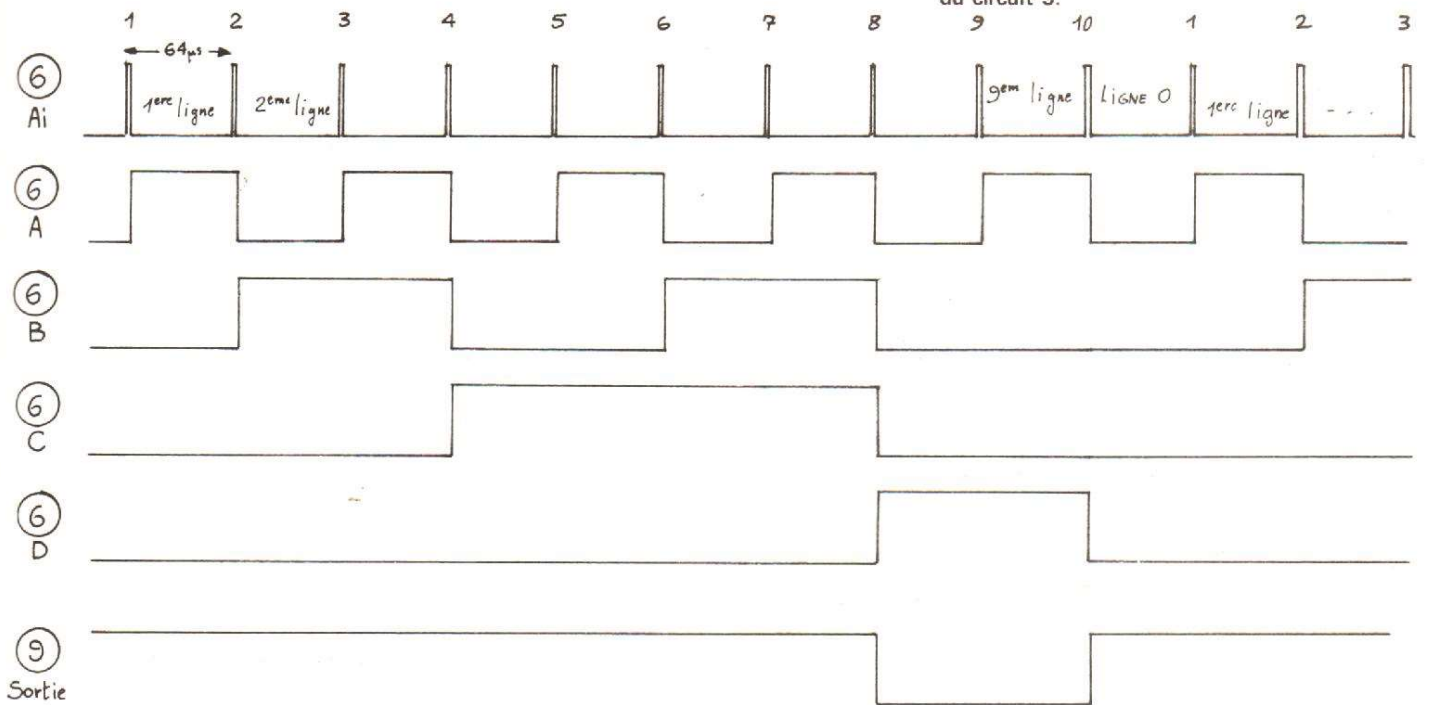


Fig. 5. - Elaboration des signaux d'horloge et de « load » par le compteur 5 et les circuits associés.

Fig. 6. - Formes d'ondes relevées sur les sorties A, B, C et D du compteur 6, ainsi que sur la sortie du circuit 9.



la fréquence de l'horloge peut être ajustée par le moyen du potentiomètre P1. Le fonctionnement de ce type d'oscillateur a déjà été décrit dans le précédent article, nous n'y reviendrons pas. Cet oscillateur est bloqué pendant la durée des retours lignes et images parce que le point J reçoit les signaux de suppression ligne et image, en provenance du générateur de signaux de synchronisation, afin qu'il n'y ait pas d'analyse pendant ces périodes là.

Le compteur décimal 5 (SFC 490 E) reçoit le signal d'horloge sur son entrée Bdi. La sortie D est réunie à la seconde entrée Ai. Les circuits 11 et 14 détectent la présence simultanée d'un 1 logique sur les sorties A et C, ce qui correspond au septième coup d'horloge (voir figure 5). Ce signal est utilisé d'une part pour élaborer l'impulsion de « load », par l'intermédiaire des circuits 12 et 13, et d'autre part pour remettre à zéro le compteur 5 par l'intermédiaire du circuit 15 (voir figure 4 et 5). Le compteur est également remis au zéro par les signaux de suppression entrant au point J, de telle sorte qu'après chaque retour ligne et chaque retour image, il repart toujours de la même façon à partir de zéro (voir Fig. 5).

Le circuit 6 est également une décade du type SFC 490 E. Ici le comptage s'effectue bien par 10, puisqu'il y a 10 lignes à compter (voir plus haut). Les impulsions de synchronisation ligne et image, en provenance du générateur de synchronisation, sont envoyées sur l'entrée Ai ; la sortie A est reliée à la seconde entrée Bdi. L'adressage binaire de A0, A1 et A2 est réalisé en utilisant les sorties A, B et C de cette décade et les circuits NAND 16, 17 et 18. Cependant, pour respecter le tableau de la figure 3, il faut que les trois entrées A0, A1 et A2 soient portées au niveau haut d'une part pendant l'exploration de la ligne zéro, et d'autre part pendant la durée des lignes 8 et 9.

Les sorties des circuits 16, 17 et 18 deviennent toutes trois hautes pour la ligne zéro parce qu'à cet instant les sorties A, B et C du compteur 6 sont à zéro. En ce qui concerne la huitième et la neuvième ligne, les sorties des Nand 16, 17 et 18 sont portées au niveau haut puisque, dès la huitième ligne, la sortie D de 6 passe au 1 logique, ce qui impose un 0 logique en sortie de 9. Ce niveau bas est appliqué aux trois Nand pendant toute la durée du signal de D, ce qui impose un niveau logique 1

sur A0, A1 et A2 (voir Fig. 6 et 7).

Le monostable 10 reçoit sur ses entrées A1 et A2 le signal de suppression image. Il est déclenché par le flanc descendant de ce signal, c'est-à-dire par la fin de ce dernier. Sa sortie \bar{Q} vient alors appliquer un niveau bas sur les entrées des Nands 16, 17 et 18, imposant ainsi un 1 logique sur A0, A1 et A2. La sortie Q du monostable remet au zéro le compteur 6 pour que, en haut de chaque image, le comptage démarre bien à zéro. La durée de l'impulsion délivrée par le monostable (1280 μ s) correspond au temps mis par le spot pour parcourir 20 lignes de balayage ; les 20 premières lignes du haut de l'image resteront donc non écrites. Le potentiomètre P2 permet d'ajuster la durée du créneau fourni par le monostable 10. Les Nand 4 et 8 détectent le passage par 9 du compteur 6 ; ils donnent un niveau haut lorsque cela est le cas. Le signal « 1 si 9^e ligne », disponible en sortie du circuit 8, sera utilisé par ailleurs pour positionner verticalement le pointeur.

Les figures 8 à 13 sont des photographies qui montrent différentes formes d'ondes relevées dans le montage générateur de caractères.

La figure 8 représente, en bas, le signal d'horloge tel qu'il attaque le compteur 5 et le registre à décalage 7 ; en haut, on peut voir l'impulsion de « load » qui est appliquée sur l'entrée correspondante du registre à décalage et qui se produit une fois tous les sept coups d'horloge.

La figure 9 montre la position dans le temps, par rapport au signal d'horloge, de l'impulsion de remise au zéro du compteur 5 ; cette dernière est prise sur la sortie du circuit 15. A noter que la remise au zéro de 5 peut être effectuée soit parce que le comptage est arrivé à sept, soit du fait des impulsions entrant en J.

La figure 10 indique la forme des trois signaux A0, A1 et A2 qui sont appliqués aux entrées du circuit générateur de caractères 3. La figure 11 est identique à la précédente, mais on peut y voir, en outre, l'impulsion « 1 si 9^e ligne ».

La figure 12 représente le signal issu du monostable 10. Ce dernier est déclenché par le front arrière du signal de suppression image ; il engendre un créneau de sortie (en bas) dont la largeur (1280 μ s) correspond à la durée de vingt lignes de balayage, et qui est ajustable par le potentiomètre P2.

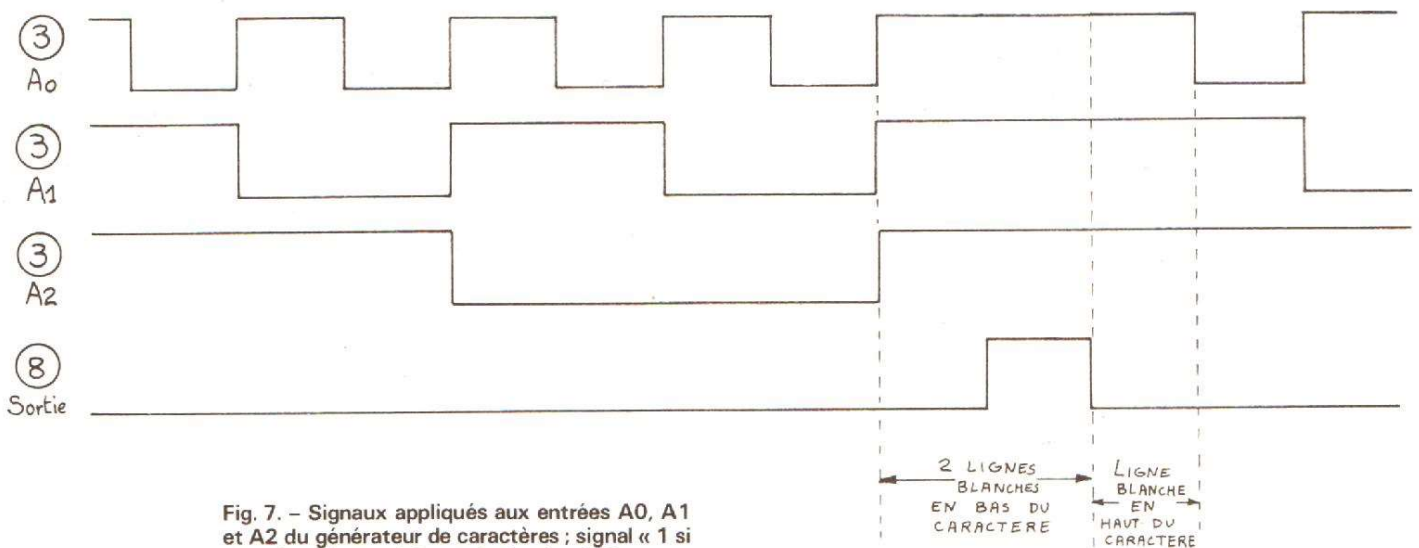


Fig. 7. - Signaux appliqués aux entrées A0, A1 et A2 du générateur de caractères ; signal « 1 si neuvième ligne » à la sortie du circuit 8.

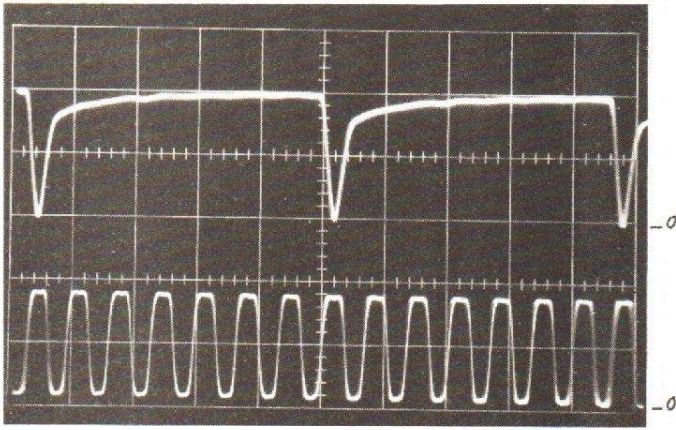


Fig. 8. - En haut : signal relevé sur la sortie du circuit 13 (« load »). Echelle verticale = 2 V/div. En bas : signal d'horloge pris sur la sortie du circuit 2. Echelle verticale = 2 V/div. Echelle horizontale = 200 ns/div.

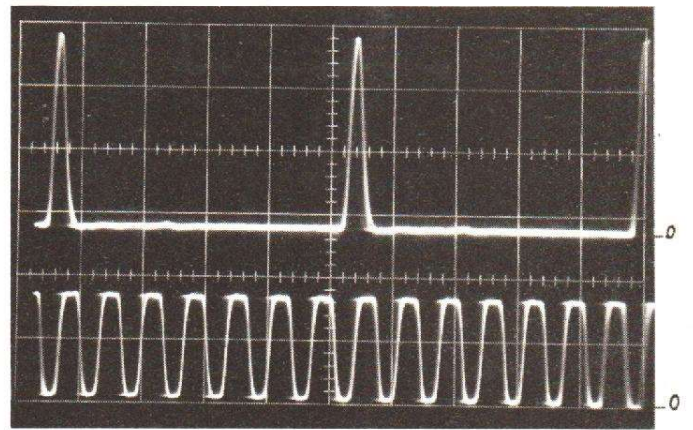


Fig. 9. - En haut : signal de remise à zéro du compteur 5. (sortie du circuit 15). Echelle verticale = 1 V/div. En bas : signal d'horloge pris sur la sortie du circuit 2. Echelle verticale = 2 V/div. Echelle horizontale = 200 ns/div.

La figure 13 met en évidence l'arrêt des oscillations du circuit 1 pendant l'application d'un signal de suppression sur l'entrée J.

REALISATION

Le montage générateur de caractères de la figure 4 a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin, à l'échelle 1/1, est donné sur la

figure 14. Les parties sombres représentent les surfaces de cuivre qui doivent subsister après attaque chimique. La figure 15 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 14.

MISE AU POINT

Les différents composants seront mis en place en se référant au plan de câblage de la

figure 15. Le sens d'insertion des circuits intégrés peut être facilement déterminé, la broche N° 1 étant repérée sur le circuit imprimé lui-même. La mise au point de ce montage est très simple ; il faut toutefois disposer du générateur de signaux de synchronisation précédemment décrit et d'un oscilloscope.

Une fois le câblage terminé et vérifié, les raccordements effectués avec le générateur

de signaux de synchronisation, on alimente le montage avec les tensions prescrites ($V_{al} = +5\text{ V}$, $V_d = -6\text{ V}$, et $V_g = -12\text{ V}$). Les consommations approximatives sont alors de :

180 mA pour le + 5 Volts
16 mA pour le - 6 Volts
3,7 mA pour le - 12 Volts.

Il est préférable de ne pas laisser « en l'air » les entrées A3 à A8 ; les réunir toutes à la masse, par exemple, pour la

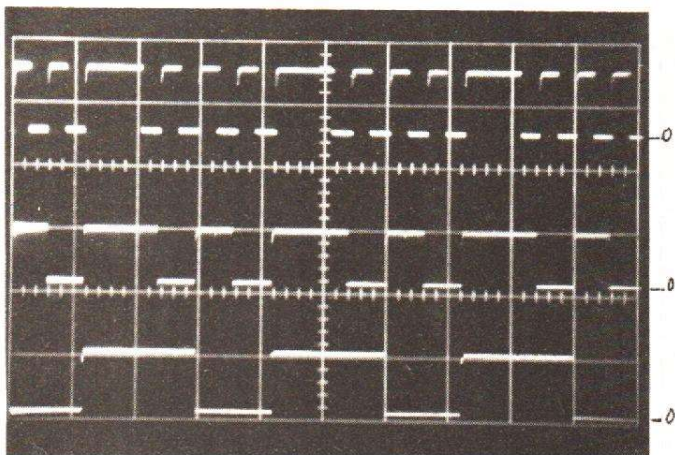


Fig. 10. - En haut : signal de commande de l'entrée A0. Au milieu : signal de commande de l'entrée A1. En bas : signal de commande de l'entrée A2. Echelle verticale commune = 5 V/div. Echelle horizontale = 200 μs /div.

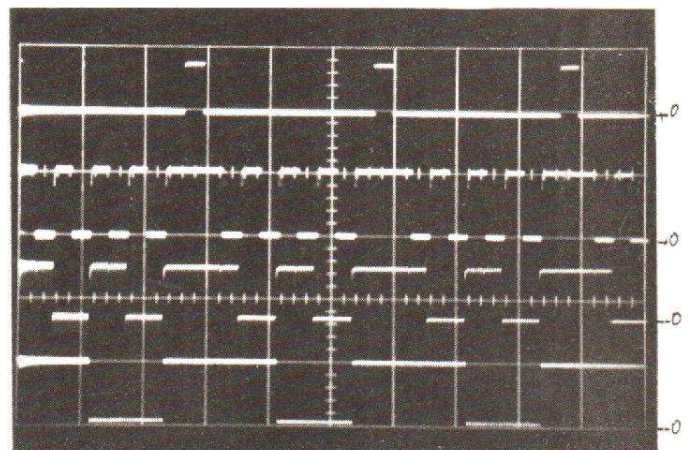


Fig. 11. - En partant du haut vers le bas, dans l'ordre : sortie P (« 1 si neuvième ligne »). Signal de commande de l'entrée A0. Signal de commande de l'entrée A1. Signal de commande de l'entrée A2. Echelle verticale commune = 5 V/div. Echelle horizontale = 200 μs /div.

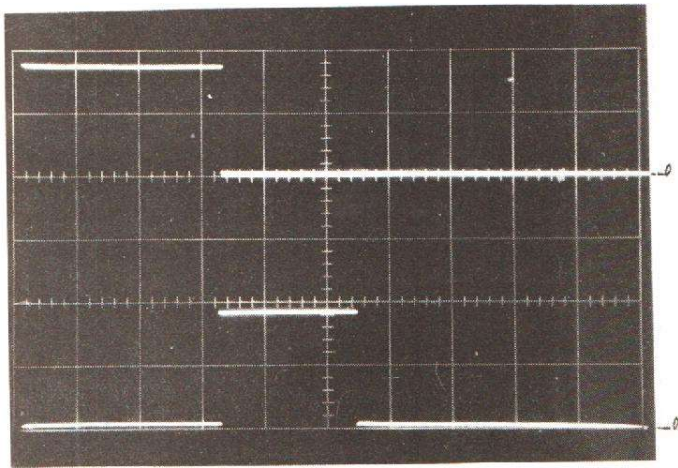


Fig. 12. – En haut : signal entrant en K (signal de suppression retour image). Echelle verticale = 2 V/div.
En bas : forme d'onde présente sur la sortie Q du monostable 10. Echelle verticale = 2 V/div.
Echelle horizontale = 500 μ s/div.

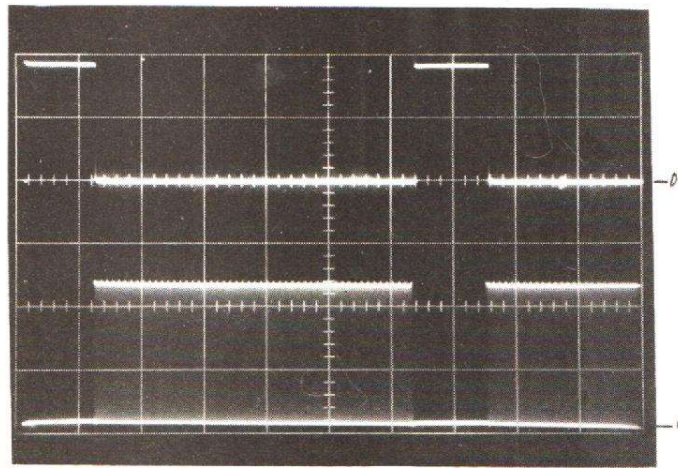


Fig. 13. – En haut : signal entrant en J (signal de suppression lignes et images). Echelle verticale = 2 V/div.
En bas : signal d'horloge sur la sortie du circuit 2, montrant l'interruption de l'oscillation pendant le retour du spot. Echelle verticale = 2 V/div. Echelle horizontale = 10 μ s/div.

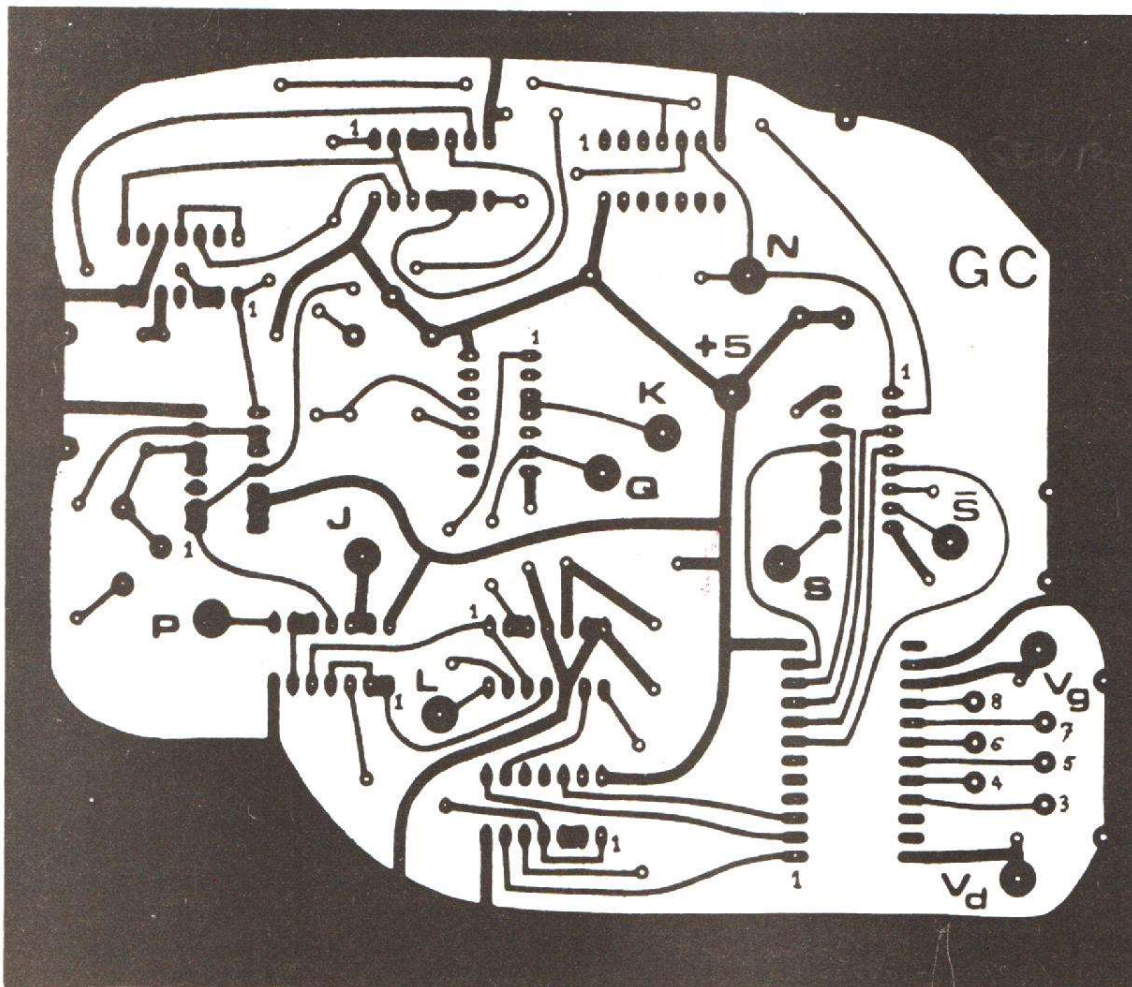


Fig. 14. – Dessin, à l'échelle 1/1, du circuit imprimé du montage générateur de caractères de la figure 4. Les parties noires représentent les endroits où le métal doit subsister. Le circuit est vu de dessous, côté opposé aux composants.

durée des essais. Dans ces conditions, le caractère sélectionné est : ? (voir tableau 1). A l'oscilloscope, on vérifiera que l'on obtient bien les formes d'ondes décrites par les figures 5 à 13. Ajuster P1 et P2

pour obtenir les temps indiqués.

Brancher la sonde de l'oscilloscope sur la sortie S du montage et s'assurer qu'il existe bien un signal vidéo de sortie (correspondant à l'analyse du

caractère ?). Pour cette mesure, il est commode d'effectuer la synchronisation de l'oscilloscope à partir du signal « load » (disponible sur la sortie N du montage) pour visualiser aisément ces formes

d'ondes. En examinant le signal vidéo sur la sortie S, on doit observer le même signal que précédemment, mais inversé de sens.

R. DESMAY

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 4

$R_1 = 120 \Omega$ 10 % 1/2 Watt
 $R_2 = 3,3 \Omega$ 10 % 1/2 Watt
 $R_3 = 1000 \Omega$ 10 % 1/2 Watt
 $R_4 = 3,3 \Omega$ 10 % 1/2 Watt
 $R_5 = 3,3 \Omega$ 10 % 1/2 Watt

$R_6 = 27 k\Omega$ 10 % 1/2 Watt.
 $P_1 = 200 \Omega$ linéaire
 $P_2 = 47 k\Omega$ linéaire
 $C_1 = 220 pF$ 63 V
 $C_2 = 0,1 \mu F$ 63 V
 $C_3 = 22 \mu F$ 10 V
 $C_4 = 1,5 nF$ 63 V
 $C_5 = 100 \mu F$ 10 V
 $C_6 = 0,1 \mu F$ 63 V
 $C_7 = 47 nF$ 63 V

$C_8 = 68 nF$ 63 V
 $C_9 = 68 nF$ 63 V
 Circuits
 1 et 2 = SFC 413 E » nombre = 1)
 3 = SFF 70560 K - S002 (nombre = 1)
 4, 8, 9, 19 = SFC 400 E (nombre = 1)
 5 = SFC 490 E (nombre = 1)

6 = SFC 490 E (nombre = 1)
 7 = SFC 4164 E (nombre = 1)
 10 = SFC 4121 E (nombre = 1)
 11, 12, 14, 15 = SFC 400 SE (nombre = 1)
 13 = SFC 400 SE (nombre = 1)
 16, 17 et 18 = SFC 410 E (nombre = 1).

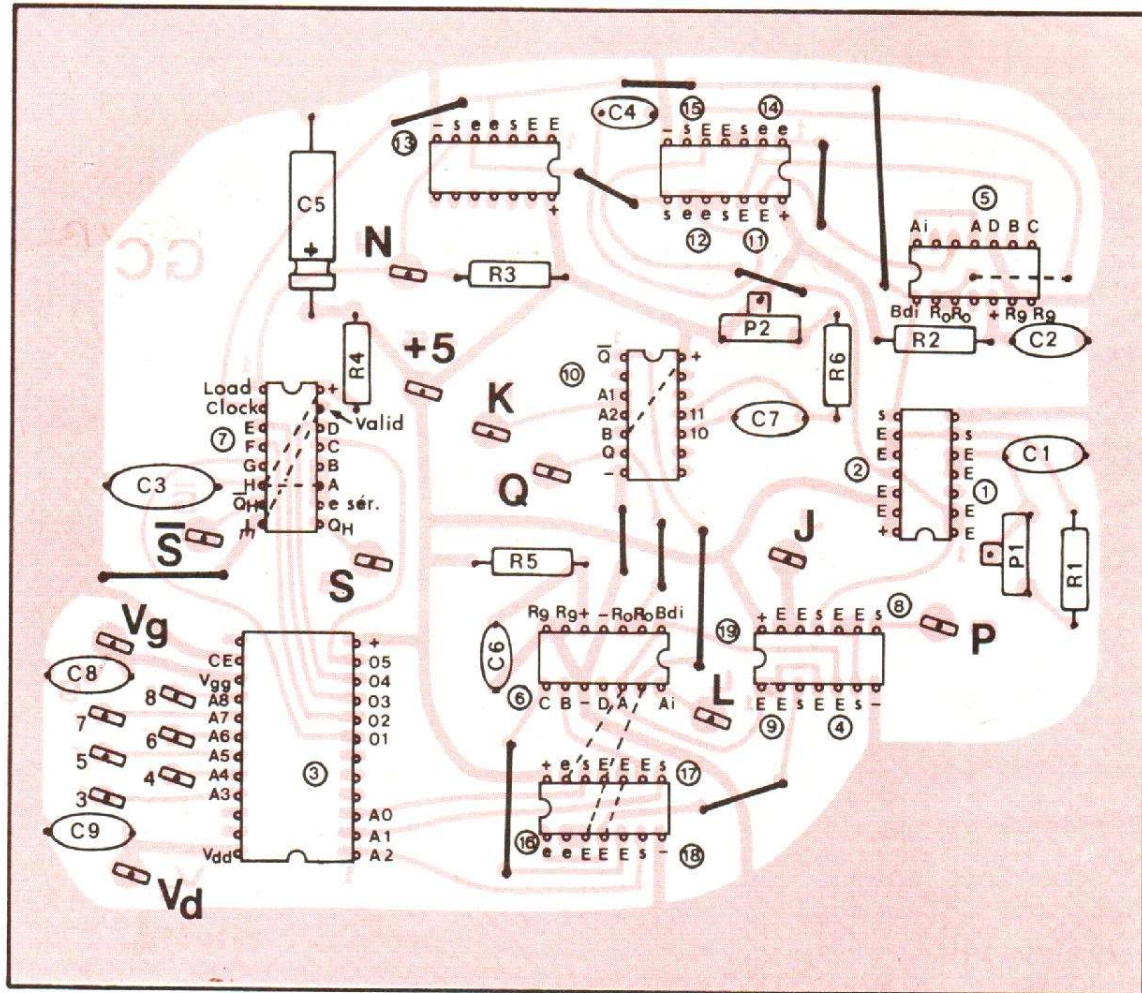


Fig. 15. - Emplacement des composants sur le circuit imprimé de la figure 14.

Sachons utiliser notre Oscilloscope

(Suite voir N° 1579)

VIII - TRANSFORMATION ET COMPARAISON DE SIGNAUX

BEAUCOUP de circuits électroniques ont pour objet de transformer des signaux périodiques en d'autres, de forme ou de fréquence différentes. Il est particulièrement commode, alors, d'utiliser un oscilloscope bicourbe, ou un commutateur électronique, comme le montrent les quelques exemples ci-dessous.

ETUDE D'UN OSCILLATEUR DE RELAXATION

Nous avons choisi de nous intéresser à un oscillateur à transistor unijonction, à partir duquel nous élaborerons d'ailleurs des impulsions négatives de forte amplitude, nécessai-

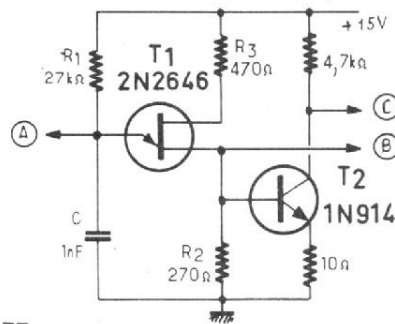


Fig. 77

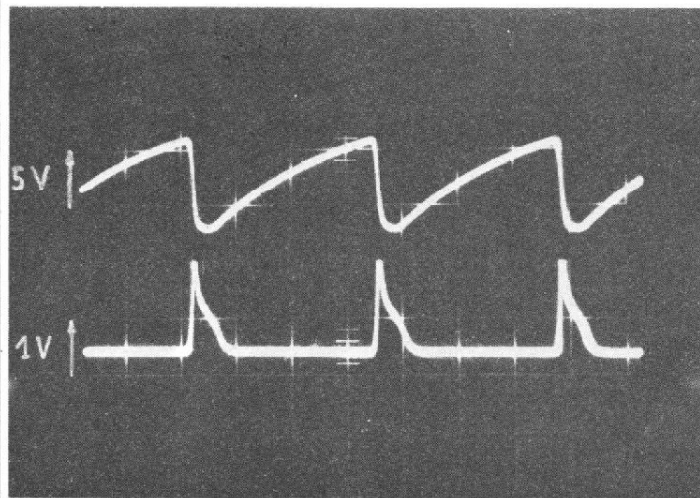


Fig. 78. - Examen simultané, sur oscilloscope bicourbe, des dents de scie et des impulsions du circuit de la figure 77, sans le transistor T2.

res pour une prochaine expérience comportant une modulation de la luminosité du spot par le wehnel.

Le schéma du montage est donné à la figure 77. L'oscillateur proprement dit, très classique, utilise le transistor UJT T₁, de type 2N2646. La fréquence des dents de scie, qu'on peut observer au point (A), est fixée par la résistance R₁ et le condensateur C. Si on ne branche pas le transistor T₂, les impulsions recueillies aux bornes de R₂, et qui sont dues au courant de décharge de C lors de chaque retour de la dent de scie, présentant l'aspect illustré par l'oscillogramme de la figure 78.

Après avoir branché le transistor T₂, nous avons réuni, sur l'oscillogramme de la figure 79, les impulsions positives prises sur R₂ (courbe du haut), et les impulsions négatives relevées au collecteur de T₂. Il est intéressant d'analyser les déformations des impulsions positives en présence de T₂. Pour y parvenir, nous avons augmenté la vitesse de balayage, qui passe de 10 μs/division (fig. 79) à 2 μs/division (fig. 80). De a à b,

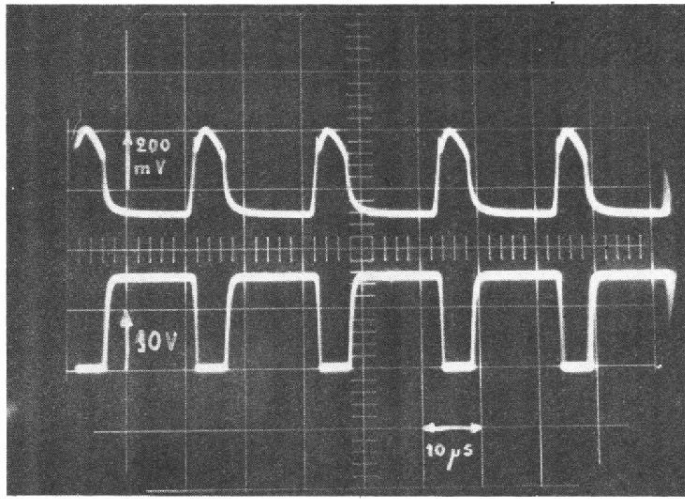


Fig. 79. - Impulsions sur la base (en haut) et sur le collecteur (en bas) de T2.

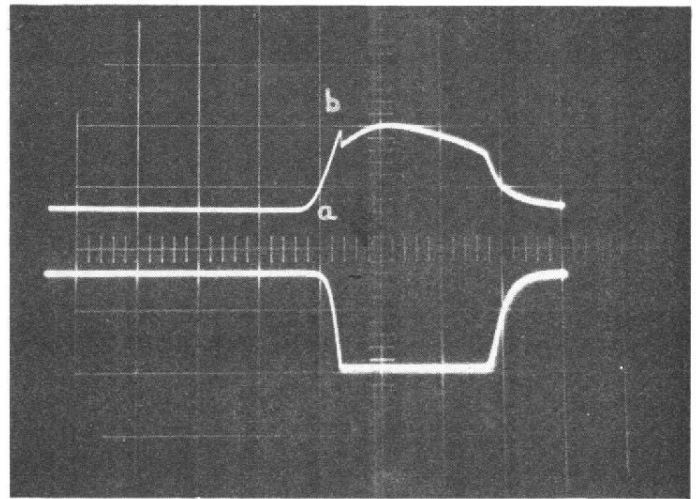


Fig. 80. - Un étalement du balayage permet d'examiner le détail de ces impulsions.

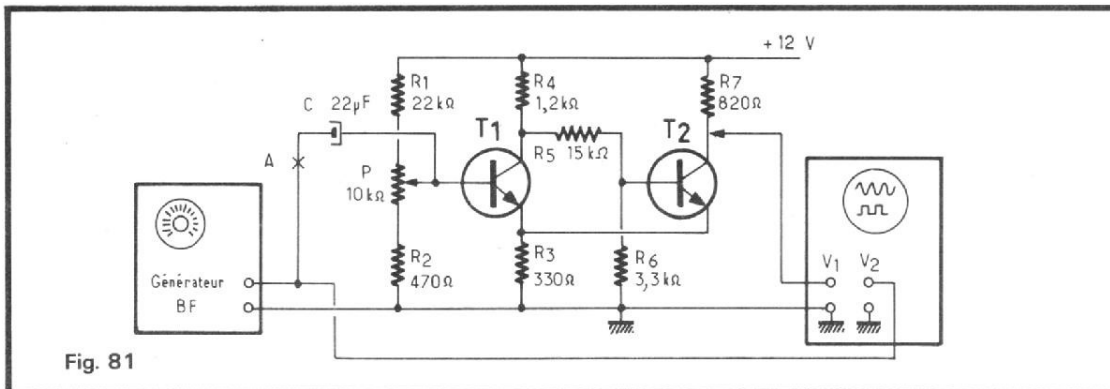


Fig. 81

l'impulsion croît normalement. En b, T₂ devient conducteur, et très vite se sature. La tension de base de ce transistor ne peut donc pratiquement plus augmenter, puisque le courant de décharge de C passe maintenant par la jonction base-émetteur, polarisée en direct.

Sur l'oscillogramme inférieur, on peut mesurer à la fois la durée des impulsions négatives (2,5 divisions, soit 5 μs), et leur amplitude (1,5 division, soit 15 V). Le transistor T₂ fonctionne bien à la saturation, puisque le montage est alimenté sous cette même tension de 15 V.

2. MISE AU POINT D'UNE BASCULE DE SCHMIDT

Notre deuxième exemple concernera un bistable du type bascule de Schmidt, destiné à transformer des signaux de

forme quelconque en signaux rectangulaires à fronts raides. Le schéma de base dont nous partons, est celui de la figure 81. L'examen oscilloscopique des différentes tensions nous permettra de le perfectionner progressivement.

Sur l'oscillogramme de la figure 82, nous avons simultanément enregistré le signal de sortie rectangulaire, pris sur le collecteur de T₂, et la tension de commande appliquée à l'entrée de la bascule. Cette tension, délivrée par un générateur BF, devrait théoriquement se présenter sous la forme d'une sinusoïde.

En fait, ce n'est le cas que pour les portions du signal d'entrée correspondant aux paliers inférieurs des créneaux. En effet, dans ce cas, le

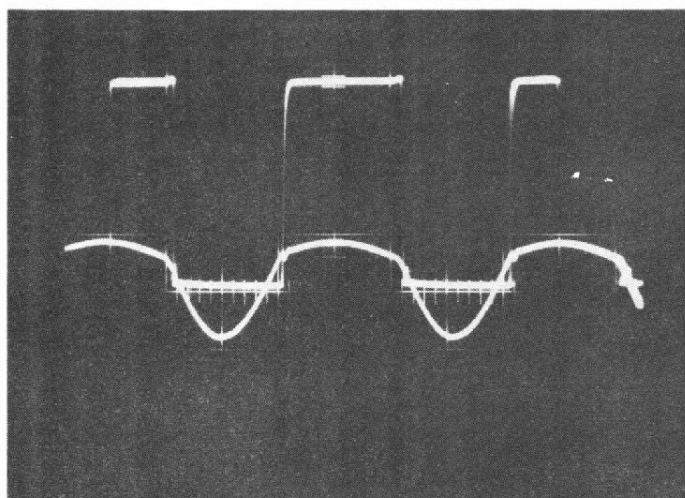


Fig. 82. - La faible impédance d'entrée de la bascule déforme le signal de commande.

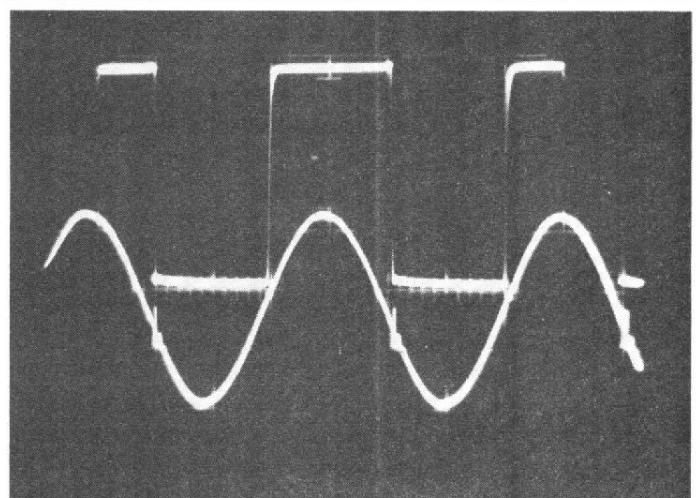


Fig. 83. - L'interposition d'une résistance en série dans l'entrée améliore un peu les choses.

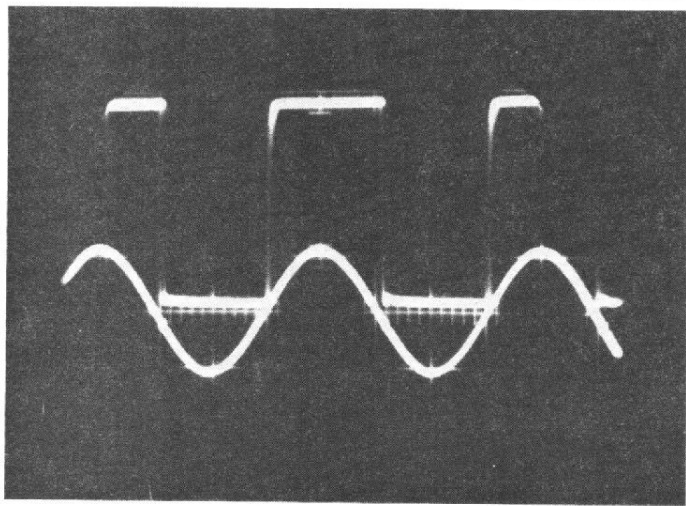


Fig. 84. - On obtient les meilleurs résultats en interposant, comme tampon, un étage amplificateur.

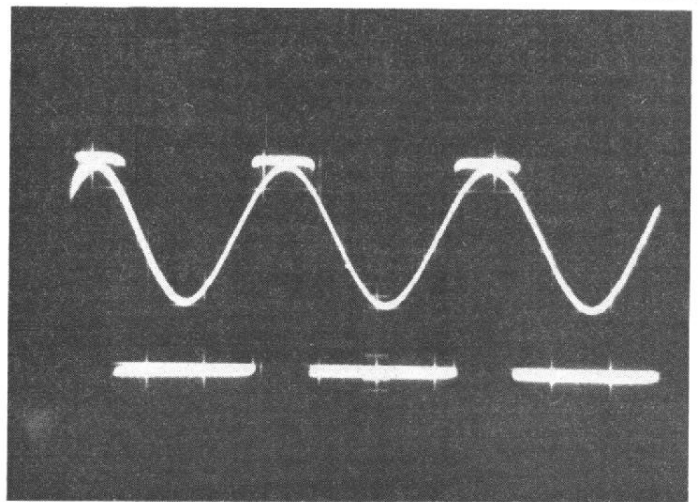


Fig. 85. - Le réglage du seuil de déclenchement permet d'ajuster le rapport cyclique des créneaux.

transistor T_2 étant saturé, T_1 est bloqué : sa base ne consomme aucun courant, et l'impédance d'entrée du trigger, élevée, est celle qui résulte de la mise en parallèle des deux branches du pont de polarisation, formé des résistances R_1 et R_2 et du potentiomètre P.

Au contraire, lors des paliers supérieurs du signal rectangulaire, T_2 se bloque tandis que T_1 passe à la saturation. Ce dernier état exige qu'un courant, qui ne peut être délivré que par le générateur, pénètre par la base de T_1 . Compte tenu de l'impédance interne du générateur, il se produit alors une atténuation : les branches supérieures de la

sinusoïde de commande ont une amplitude plus faible que les branches inférieures.

Si cette déformation de la sinusoïde est gênante pour les applications envisagées, deux remèdes au moins peuvent être envisagés. Le premier, très simple, consiste à interposer une résistance en série dans l'entrée, au point noté A sur le schéma de la figure 81. Evidemment, la déformation du signal subsiste (elle est même accrue) en aval de cette résistance, donc sur la base de T_1 . Par contre, elle se trouve notablement diminuée en amont, du côté du générateur. Il reste cependant des oscillations parasites au moment des transitoires, comme le montre

l'oscillogramme de la figure 83, relevé après interpositions en A d'une résistance de 2,2 k Ω .

Une solution plus correcte (en tout cas plus radicale), consiste à intercaler un étage tampon entre le générateur de commande et l'entrée de la bascule. Nous avons pu, de cette façon, enregistrer l'oscillogramme de la figure 84.

Le potentiomètre P de la figure 81, servant à régler le potentiel moyen de repos sur la base de T_1 , commande les niveaux de basculement du trigger. En diminuant le potentiel de repos, on fait glisser le niveau de la sinusoïde par rapport aux seuils de la bascule. Le déclenchement intervient alors pour des tensions plus élevées (points a et b des oscillogrammes des figures 85 et 86), et le rapport cyclique s'écarte de 0,5, au détriment des paliers supérieurs des créneaux. On obtiendrait le résultat inverse (paliers inférieurs plus courts) en augmentant le potentiel de repos de la base de T_1 .

3. PRODUCTION D'IMPULSIONS À PARTIR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Nous avons vu qu'un signal rectangulaire pouvait être considéré comme la somme d'une infinité d'ondes sinusoïdales, dont les fréquences sont tous les harmoniques impairs de la fréquence fondamentale.

Plus physiquement, et l'étude d'un amplificateur en ondes rectangulaires nous l'a montré, les harmoniques de fréquences basses (et la composante continue) contribuent essentiellement à la construction des paliers. Les harmoniques de rangs élevés, au contraire, interviennent dans la transmission des flancs de montée et de descente.

On conçoit alors qu'un circuit qui arrêterait les fréquences, et transmettrait au contraire les fréquences les plus élevées, ne garderait, d'un signal rectangulaire, que les transitoires. Un tel circuit

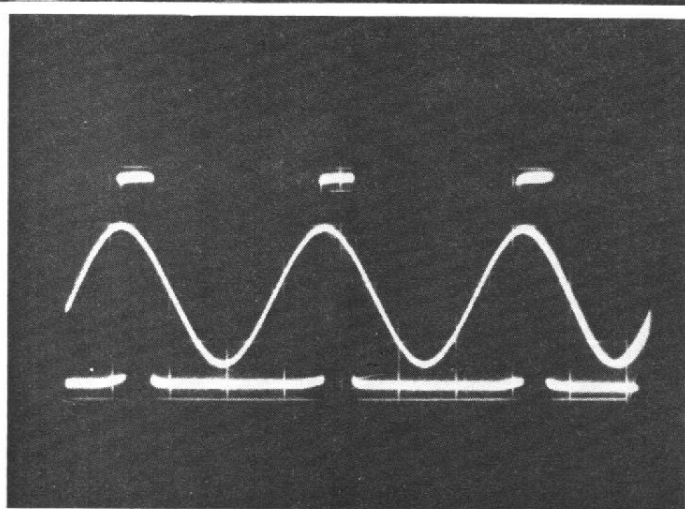


Fig. 86. - A la limite, il devient possible de fabriquer des impulsions.

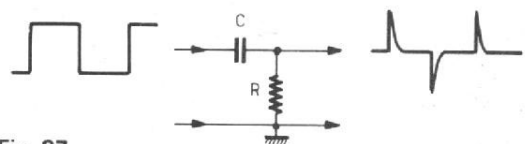


Fig. 87

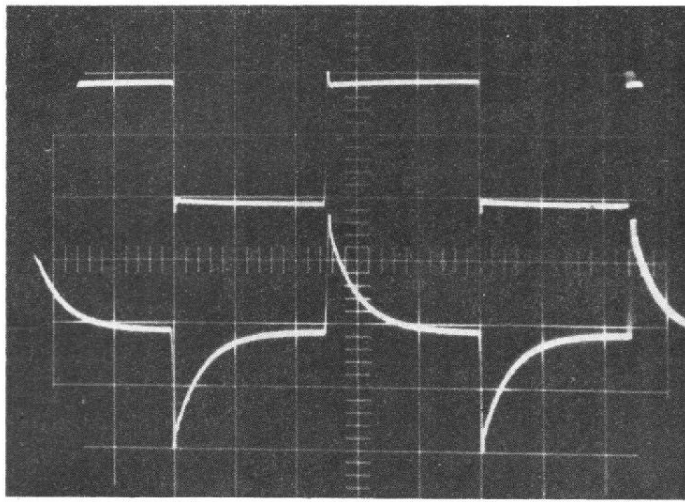


Fig. 88. - La constante de temps du circuit différentiateur est trop élevée.

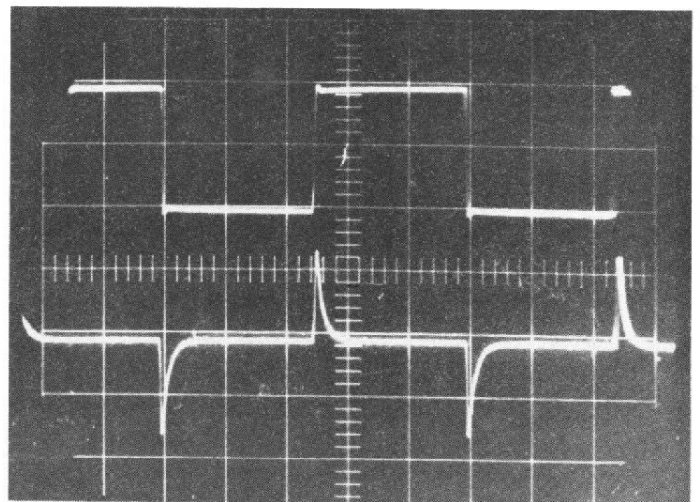


Fig. 89. - En la diminuant, on se rapproche de véritables impulsions...

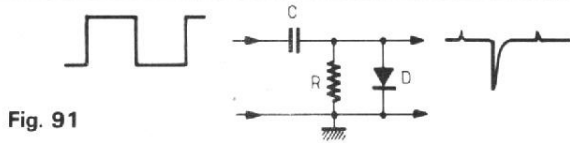


Fig. 91

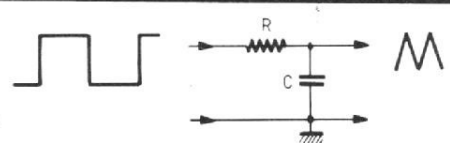


Fig. 93

est aisément réalisable sous la forme indiquée par la figure 87. En effet, alors que l'impédance de la résistance R demeure indépendante de la fréquence, celle du condensateur C, élevée aux fréquences basses (et même infinie en continu), décroît pour les harmoniques de rangs élevés.

Les oscillogrammes des figures 88, 89 et 90, ont été relevés en appliquant à l'entrée des créneaux à 100 kHz. Le condensateur C garde une capacité constante (1 nF), tandis qu'on a donné

successivement à R les valeurs 1 kΩ (fig. 88), 470 Ω (fig. 89) et 220 Ω (fig. 90). Les impulsions obtenues s'affinent quand la constante de temps RC décroît. Pour arriver à une bonne différenciation (la courbe du bas est en effet, mathématiquement, assimilable à la dérivée de celle du haut), il faut que le produit RC soit faible par rapport à la période T des créneaux. Dans notre dernier exemple, on a :

$$T = \frac{1}{F} = 10^{-5} \text{ s} = 10 \mu\text{s}$$

et $RC = 220 \cdot 10^{-9} \text{ s} = 0,22 \mu\text{s}$

Il est parfois utile de ne conserver que les impulsions d'une polarité donnée, et d'éliminer les autres. L'une des solutions (il en existe de meilleures) consiste à brancher une diode en parallèle sur la résistance R. En adoptant le circuit de la figure 91, on élimine les pointes positives, pour lesquelles la diode D se comporte presque comme un court-circuit (après, cependant, que la tension ait dépassé son seuil de conduction directe).

L'oscillogramme observé avec ce montage est donné à la figure 92. Pour éliminer les impulsions négatives, il suffirait d'inverser le sens de branchement de la diode.

4. INTÉGRATION DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Dans le diviseur de tension de la figure 93, c'est la branche de sortie, constituée cette fois

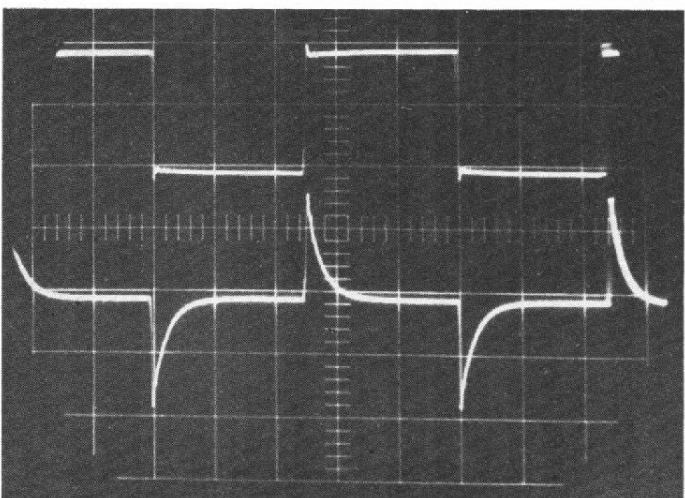


Fig. 90. - ... qui sont atteintes dans ce dernier cas.

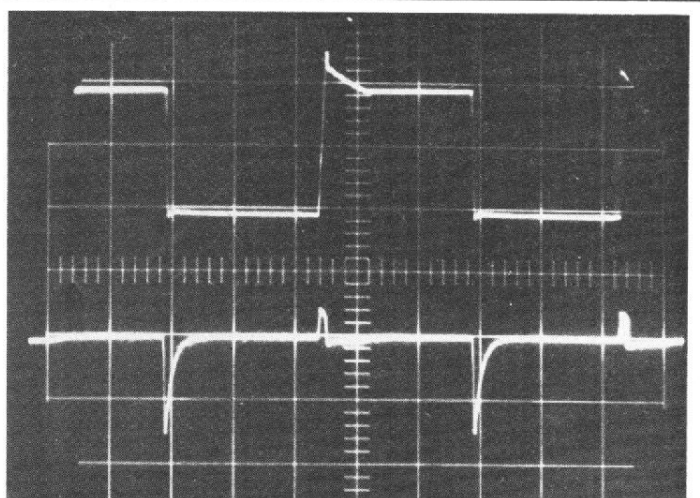


Fig. 92. - Une diode élimine les impulsions positives.

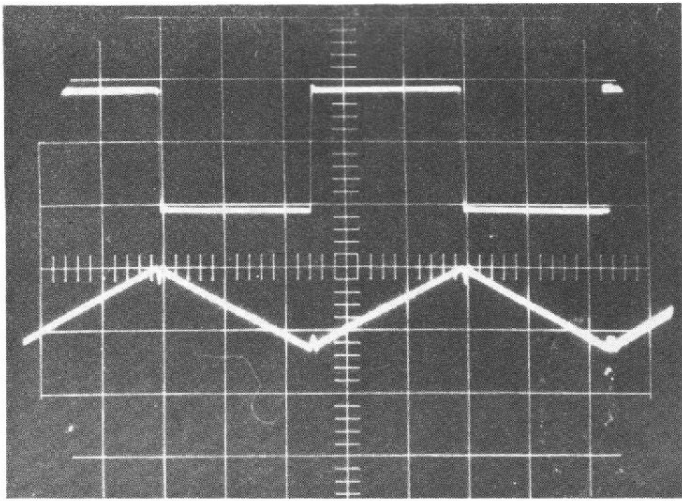


Fig. 94. – Avec une grande constante de temps, l'intégration est parfaite.

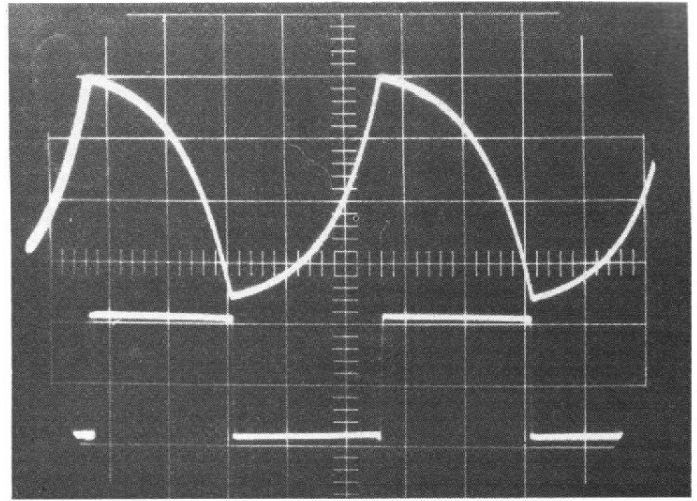


Fig. 95. – Ici, la constante de temps est insuffisante.

par le condensateur C, qui présente une impédance croissante quand la fréquence décroît. Les harmoniques de rangs élevés sont donc atténués, tandis que le circuit favorise la transmission des fréquences basses, et de la composante continue.

On peut démontrer mathématiquement que, dans ces conditions, la forme d'onde de sortie est assimilable à l'intégrale de celle que le générateur applique à l'entrée. L'oscillogramme de la figure 93 confirme ce résultat. Il a été obtenu à 100 kHz, en choisissant pour R une résistance de 1,8 k Ω , et pour C un condensateur de 220 μ F.

Dans ce type de circuit, l'intégration est convenablement approchée, c'est-à-dire qu'elle conduit à des signaux triangulaires, si la constante de temps RC du circuit dépasse largement la période T des créneaux. Dans le cas de la figure 94, on avait :

$$RC = 1,8 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-9} \\ = 396 \cdot 10^{-6} \text{s} = 396 \mu\text{s}$$

alors que T a toujours conservé la même valeur, 10 μ s.

En donnant au condensateur une capacité de 1000 pF, on constate (fig. 95) que l'intégration est loin d'être satisfaisante.

IX - LA MODULATION D'AMPLITUDE

La transmission à distance, par voie radioélectrique, d'une information basse fréquence disponible sous forme de tensions électriques, ne peut s'effectuer directement, pour différentes raisons : rendement énergétique, dimension des antennes, bande occupée, etc.

On utilise donc le signal BF pour moduler une onde porteuse de fréquence élevée. Différents types de modulation peuvent être envisagés. Nous nous limiterons, ici, à la

modulation d'amplitude. Le problème, alors, se ramène à imposer à chaque instant, à l'amplitude de la sinusoïde porteuse, une valeur proportionnelle à l'amplitude, prise au même instant, du signal modulateur.

Bien qu'en général le rapport des fréquences respectives du signal HF et de la tension BF soit très élevé, nous avons illustré le mécanisme de la modulation d'amplitude par le croquis de la figure 96, où ces fréquences sont suffisamment voisines pour que, avec l'échelle choisie, on puisse à la fois examiner la porteuse et son enveloppe, supposée elle aussi sinusoïdale. Un exemple

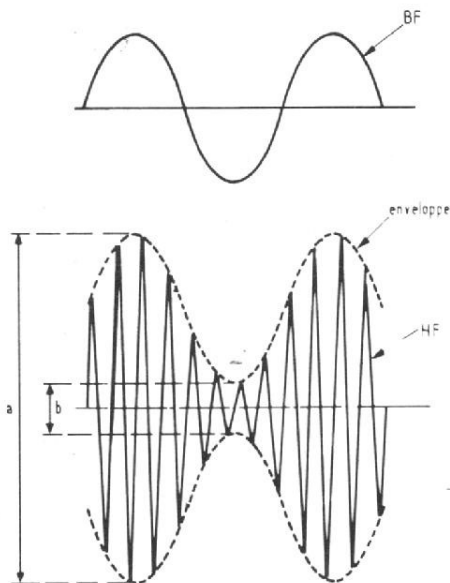


Fig. 96

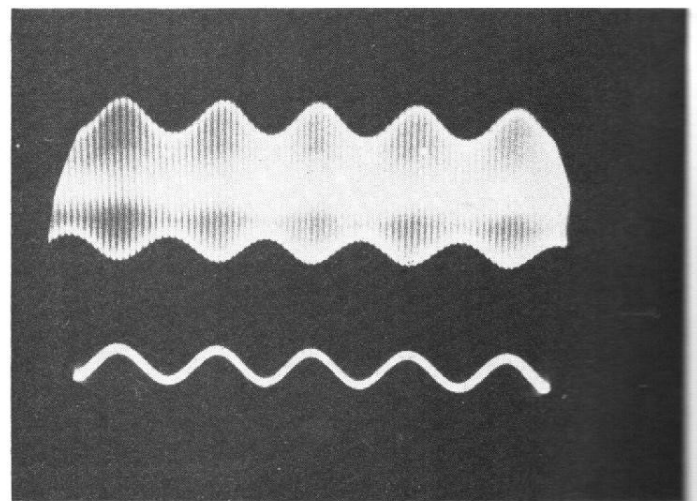


Fig. 97. – Pour un faible taux, la modulation est correcte.

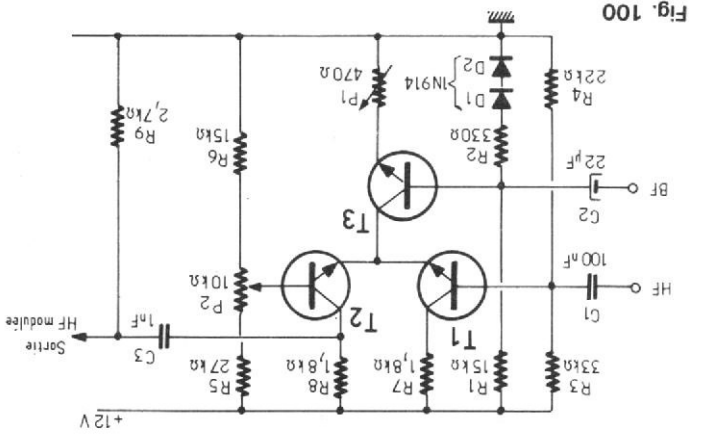
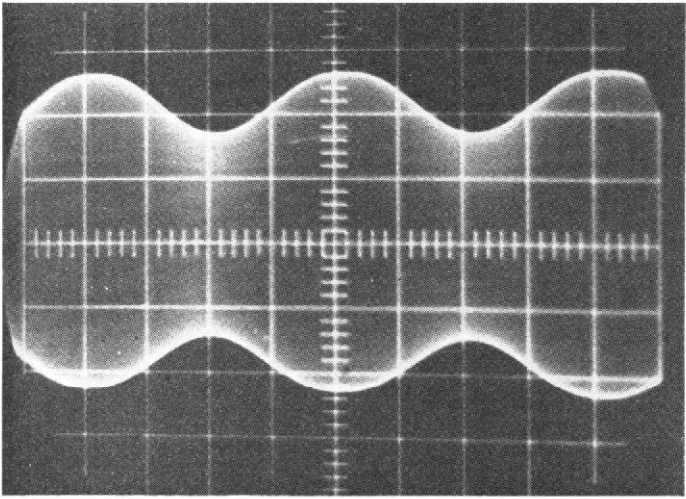


Fig. 100

Fig. 101. - Modulation à 21 %, obtenue avec le montage de la figure 100.



plus réel d'onde HF modulée sinusoidallement en BF, est donné dans l'oscillogramme de la figure 97, où les fréquences sont respectivement 50 KHz et 3 000 Hz. L'œil (non plus d'ailleurs que l'oscilloscope) est alors incapable de discerner les différentes périodes de la porteuse. Pour observer un oscillogramme comme celui de la figure 97, il convient de synchroniser la base de temps sur la BF, et non sur la HF. On y parviendra de deux façons différentes. Dans le cas d'un oscilloscope bicoirbe, on pourra afficher simultanément les tensions HF et BF sur chaque canal vertical, et prélever le signal de synchronisation interne sur celui des canaux qui reçoit la BF. Avec

On appelle taux de modulation (fig. 96) la quantité :

$$m = 100 \frac{a - b}{a + b}$$

où a et b sont respectivement l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de la porteuse. Ainsi, dans la figure 96, le taux de modulation est voisin de 60%. De cette définition, découle immédiatement une première méthode

LE TAUX DE MODULATION

un oscilloscope monocourbe, il est nécessaire d'utiliser l'entrée de synchronisation interne, sur laquelle on applique la tension modulatrice.

Le taux de modulation n'est pas la seule grandeur à considérer. La qualité de la modulation suppose que l'enveloppe de l'onde porteuse reproduise fidèlement la tension BF. Ce résultat, assez facile à obtenir avec les faibles taux, se révèle de plus en plus difficile quand m augmente : on s'en rendra compte à l'examen des figures 98 et 99. Ces clichés ont été pris en utilisant un générateur HF du commerce, modulé par un signal externe afin de pouvoir dépasser le taux limite (30%) normalement prévu par le constructeur.

Nous avons pu obtenir une modulation assez satisfaisante en expérimentant le circuit de la figure 100 et qui, moyennant une mise au point un peu plus poussée, pourrait fonctionner dans la réalisation d'un générateur HF. Tous les transistors sont du type 2N914 NPN de type 2N914. L'ensemble T₁, T₂ fonctionne en amplificateur différentiel, le courant commun aux deux émetteurs étant imposé par T₃. Le potentiel de repos de la base de ce dernier transistor étant imposé par l'ensemble R₁, R₂, D₁ et D₂, on peut régler le courant moyen par le potentiomètre d'émetteur P₁, pour sa part, ajuste la tension de base de T₂, qui doit être rigoureusement égale à

Fig. 98. - En augmentant le taux de modulation, la distorsion commence à apparaître.

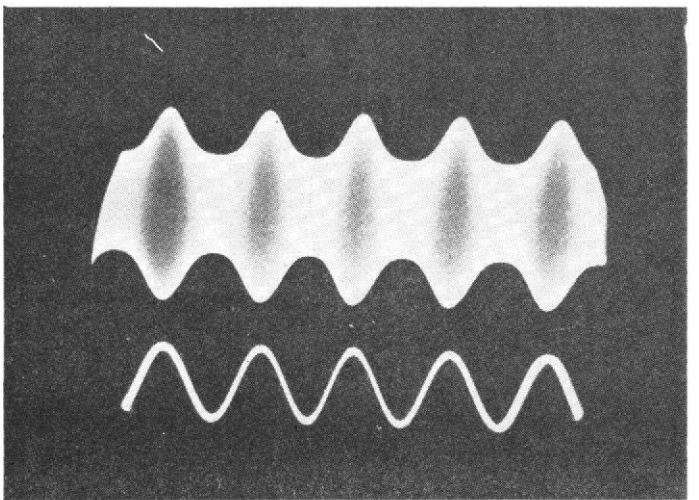
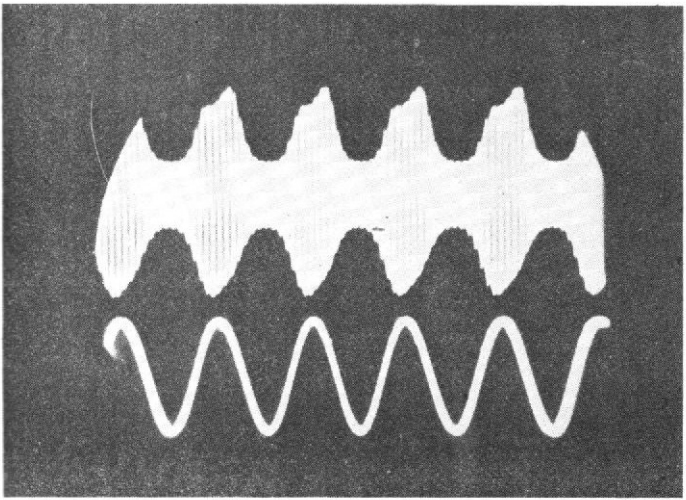


Fig. 99. - Elle devient, maintenant, tout à fait inacceptable.



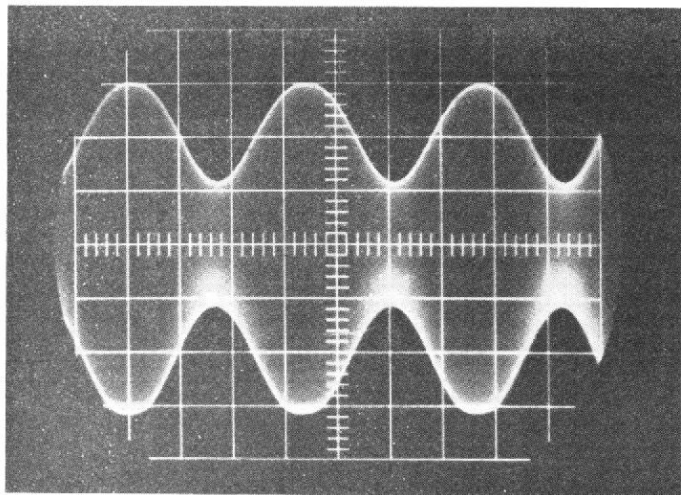


Fig. 102. - Modulation à 45 %.

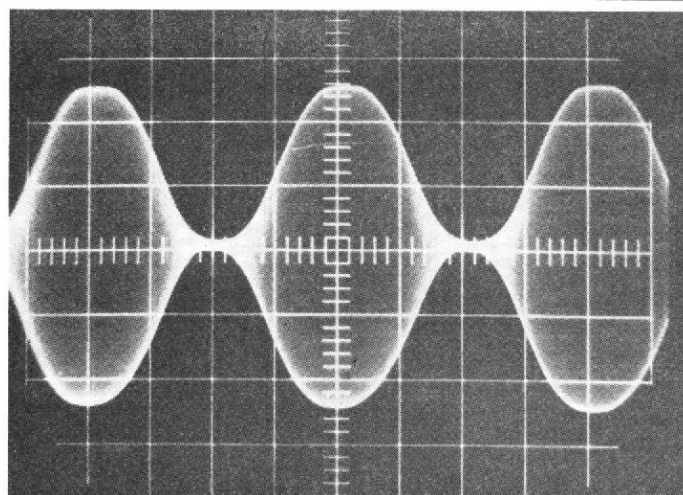


Fig. 103. - Modulation à 100 %.

celle de T_1 , pour que le courant se partage également entre ces deux transistors, et leurs charges de collecteurs R_7 et R_8 .

Si, à travers le condensateur C_1 , on applique sur la base de T_1 un signal HF, on retrouvera ce même signal amplifié aux bornes des résistances R_7 et R_8 . Or, le gain d'un amplificateur différentiel du type de celui de la figure 100, est proportionnel au courant commun aux deux émetteurs : l'amplitude de sortie, prise sur le collecteur de T_2 par exemple, est donc proportionnelle au courant de collecteur de T_3 .

Appliquons maintenant, à travers C_2 , un signal basse fréquence sur la base de T_3 (on comprend maintenant le rôle de la résistance R_2 : elle per-

met d'éviter la mise en court-circuit de la tension BF vers la masse, à travers les diodes D_1 et D_2). Le courant dans T_3 varie maintenant au rythme de la BF, ainsi que le gain de l'amplificateur différentiel, donc l'amplitude du signal HF sur le collecteur de T_2 . L'onde de sortie est ainsi modulée. Elle comporte d'ailleurs aussi une composante BF, que nous avons éliminée grâce au filtre passe-haut C_3 , R_9 .

Les résultats obtenus sont illustrés par les oscillogrammes des figures 101 à 104. La figure 101 correspond à un taux de modulation de 21 %. La modulation, qui peut être considérée ici comme parfaite, le reste encore dans la figure 102, avec un taux de 45 %. Dans le cas de la figure 103,

nous avons cherché à moduler la porteuse à 100 %, ce qui est la limite théorique possible. Un début de distorsion de la courbe enveloppe devient visible. Bien entendu, il est impossible de dépasser le taux de 100 %, puisqu'il y a alors suppression de la porteuse pendant une fraction de la période, comme le montre la figure 104.

LA MÉTHODE DU TRAPÈZE

On peut obtenir une autre représentation de la modulation, par le montage de la figure 105. Ici, le signal HF modulé est toujours appliqué

sur l'entrée verticale de l'oscilloscope. Mais, au lieu de commander les déviations horizontales par la base de temps, on utilise à cet effet la tension modulation à basse fréquence.

Le résultat de cet examen se traduit par l'affichage du « trapèze de modulation ». En effet, l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure de la tension HF modulée constituent chacune un signal BF, utilisé pour la déviation verticale. Composé avec le signal BF modulateur de même fréquence, chacun engendre donc une ellipse, forme la plus simple des courbes de Lissajous (fig. 106). Ces deux ellipses sont décalées d'une hauteur correspondant, à chaque instant, à l'amplitude de la porteuse HF à ce même ins-

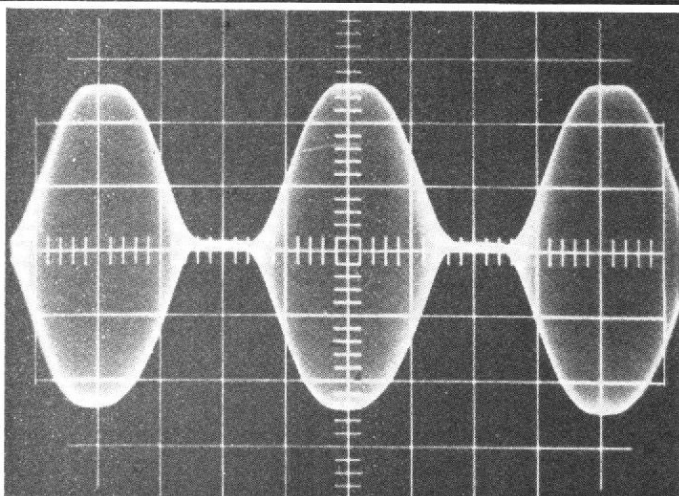


Fig. 104. - En essayant de moduler plus profondément, on provoque des distorsions par suppression de la porteuse.

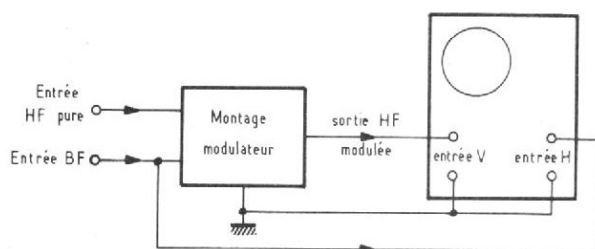


Fig. 105

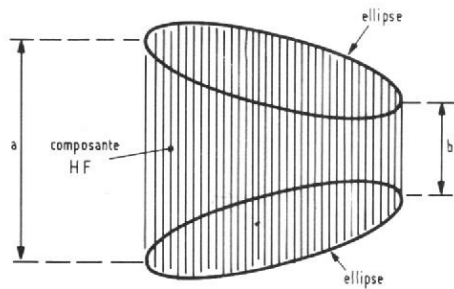


Fig. 106

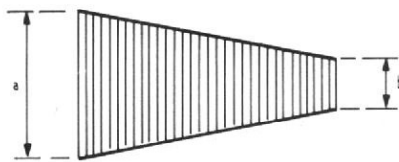


Fig. 107

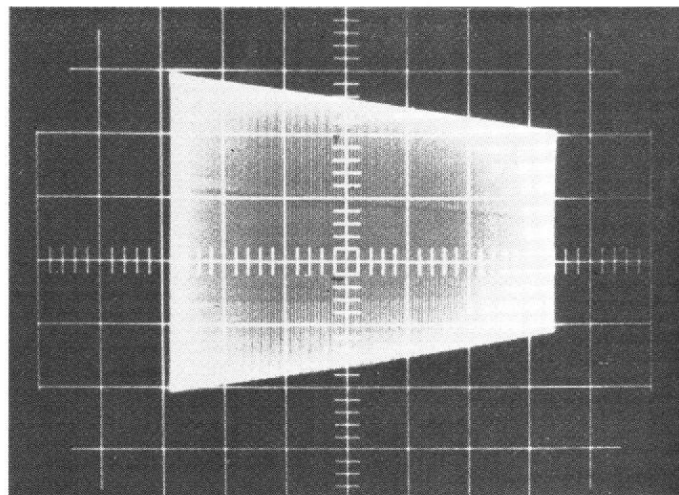


Fig. 108. - Trapèze de modulation correspondant à la figure 101.

tant. Elles sont symétriques par rapport à l'axe horizontal, puisque les deux enveloppes de la porteuse modulée sont évidemment en opposition de phase. Par comparaison avec la figure 96, il est facile de retrouver sur la figure 106 les grandeurs a et b , donc de mesurer le taux de modulation.

On peut difficilement appliquer, à la figure 106, la désignation de « trapèze de modulation ». C'est qu'en effet, nous y avons supposé une différence de phase entre l'enveloppe de la porteuse, et la tension modulatrice. Si cette différence de phase s'annule, chaque ellipse se réduit à un segment de droite, et on

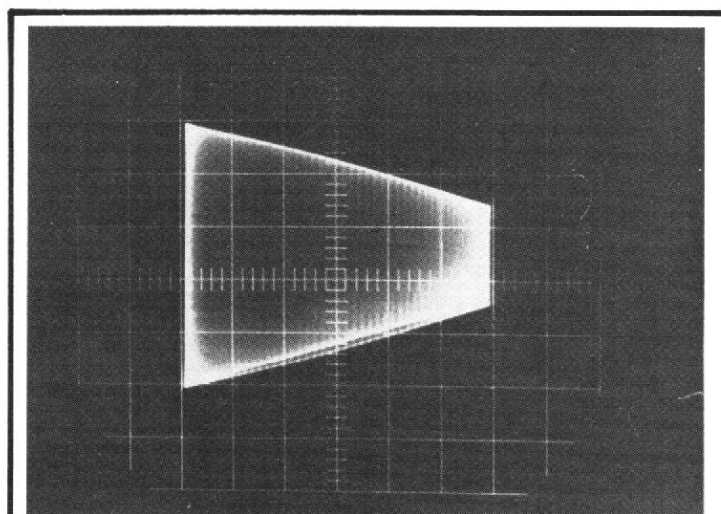


Fig. 109. - Trapèze de modulation correspondant à la figure 102.

obtient le véritable trapèze de la figure 107.

L'oscillogramme de la figure 108 est le trapèze de modulation correspondant à l'onde de la figure 101. On n'y décèle effectivement aucun déphasage. Celui-ci, par contre, commence à apparaître dans la figure 109, qu'il convient de comparer à la figure 102. Le taux de modulation de 100 % (fig. 110), montre un déphasage plus important, et surtout une non linéarité de la modulation, traduite par les déformations de chaque ellipse. Enfin la surmodulation et ses inconvénients se dégagent clairement de la figure 111, qu'on comparera à la figure 104.

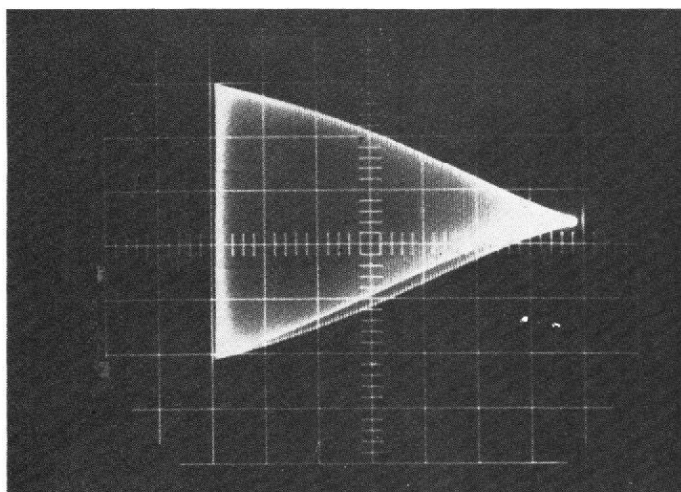


Fig. 110. - Trapèze de modulation correspondant à la figure 103.

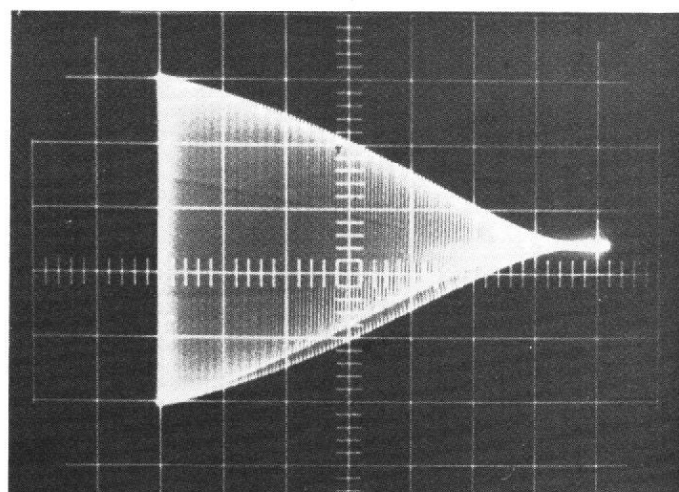


Fig. 111. - Trapèze de modulation correspondant à la figure 104.

**X - RÉVISIONS
UN PEU**

Depuis que dure cette rubrique, nous voici bien engagés, déjà, dans l'examen des services que peut nous rendre notre oscilloscope.

Nous avons pensé qu'une « révision » permettrait de souffler un peu, tout en facilitant une synthèse des différentes notions glanées au cours de notre promenade. Une figure remplaçant avantageusement des discours, on trouvera (fig. 112), le dessin de la façade type d'un oscilloscope d'usage courant (monocourbe, base de temps relaxée), avec ses principales commandes.

Les numéros de référence affectés à ces dernières, renvoient à quelques figures particulièrement caractéristiques, illustrant leurs fonctions et leur utilité. (à suivre)

R.R.

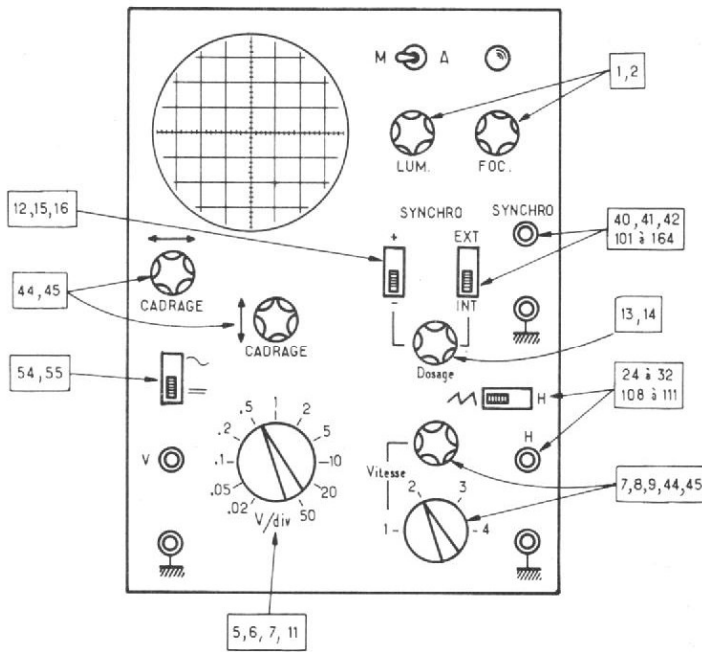


Fig. 112

Nouveau modèle 76



Mini-30 Engel

**30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts**

pistolet soudeur

à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V, Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.

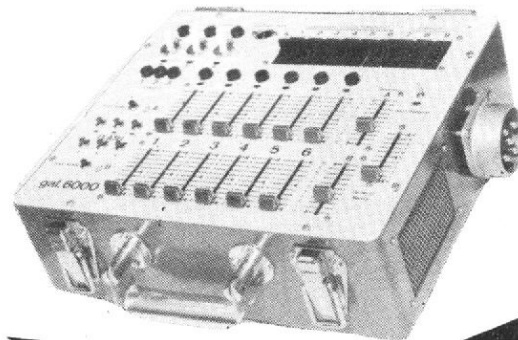
Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

longueur: 250 mm
(sans panne): 180 mm
largeur: 24 mm
hauteur: 26 mm

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS: **DUVAUCHEL**
3 bis, RUE CASTÉRÈS 92110 CLICHY TÉL. 737.14.80

RAPY



**portable
ou
fixe**

9 x 2 kw

**Jeux d'orgues lumineux
à mémoire intégrale
ou manuels**

**gradateurs : 1, 2, 4, 6, 10 kw.
potentiomètres curvilignes.
projecteurs, lampes, pieds...**

galatec
constructeur

58, rue Etienne Deforge
92320 Châtillon-sous-Bagneux
tél: 655.48.15.



(Suite voir N° 1579)

A PRES avoir exposé le fonctionnement d'un téléviseur noir et blanc, nous allons maintenant examiner étage par étage les circuits propres d'un téléviseur couleur.

Le principe général d'une transmission d'une image colorée utilisant le système SECAM a été expliqué dans le numéro 1539. Nous commencerons aujourd'hui par un bref rappel en regardant ce qui se passe à partir de la caméra.

TELEVISEURS MONOCHROME ET TELEVISEURS COULEUR

La première condition déterminant le choix d'un système de télévision couleur est que ce système doit satisfaire

les exigences de double compatibilité. Ceci veut dire que pour le procédé proposé, les émissions transmises en couleur doivent pouvoir être reçues par les téléviseurs noir et blanc en service, ceci sans modification des appareils et sans nuire à la qualité de l'image monochrome.

La compatibilité doit être double parce que inversement, les émissions en noir et blanc doivent pouvoir être reçues par un modèle couleur.

En plus des circuits de décodage SECAM, on retrouve dans un TVC les mêmes étages que dans un appareil noir et blanc. Par contre, beaucoup de ces circuits ont été revus pour satisfaire aux exigences du signal couleur. En effet, si on veut profiter pleinement des avantages de la couleur, un soin particulier devra être apporté aux bandes passantes, aux adaptations d'impé-

dance... Les circuits des bases de temps ligne et image doivent supporter des puissances plus élevées.

EMETTEUR COULEUR

Nous savons qu'il est possible de reproduire pratiquement toutes les couleurs naturelles à partir de 3 couleurs fondamentales dosées avec précision : le rouge, le vert et le bleu.

C'est pour cette raison que la caméra couleur comporte 3 tubes de prise de vue, disposés chacun derrière un filtre optique favorisant une couleur fondamentale (fig. 1). Ensuite, les 3 tensions à la sortie E_r , E_b et E_v passent dans un circuit de correction de gamma.

On appelle GAMMA (γ), le rapport entre la brillance de la scène télévisée et le courant de sortie du tube de prise de vue. Il faut savoir que lorsque la brillance augmente progressivement, il faudrait que le courant résultant dans le tube de prise de vue suive la même progression. Ce n'est pas le cas en pratique (fig. 2), car pour les brillances élevées, le courant est trop faible. Pour remédier à ce défaut, on fait passer les 3 signaux dans un circuit correcteur, désigné sur le schéma synoptique par un carré avec la lettre grecque γ et dont la caractéristique est inverse de celle du tube de prise de vue.

Les 3 signaux corrigés E'_r , E'_b et E'_v , sont ensuite dirigés vers un circuit de matricage d'où sortent le **signal de luminance** E'_y , qui est le signal vidéo noir et blanc, ainsi que les **signaux de chrominance**

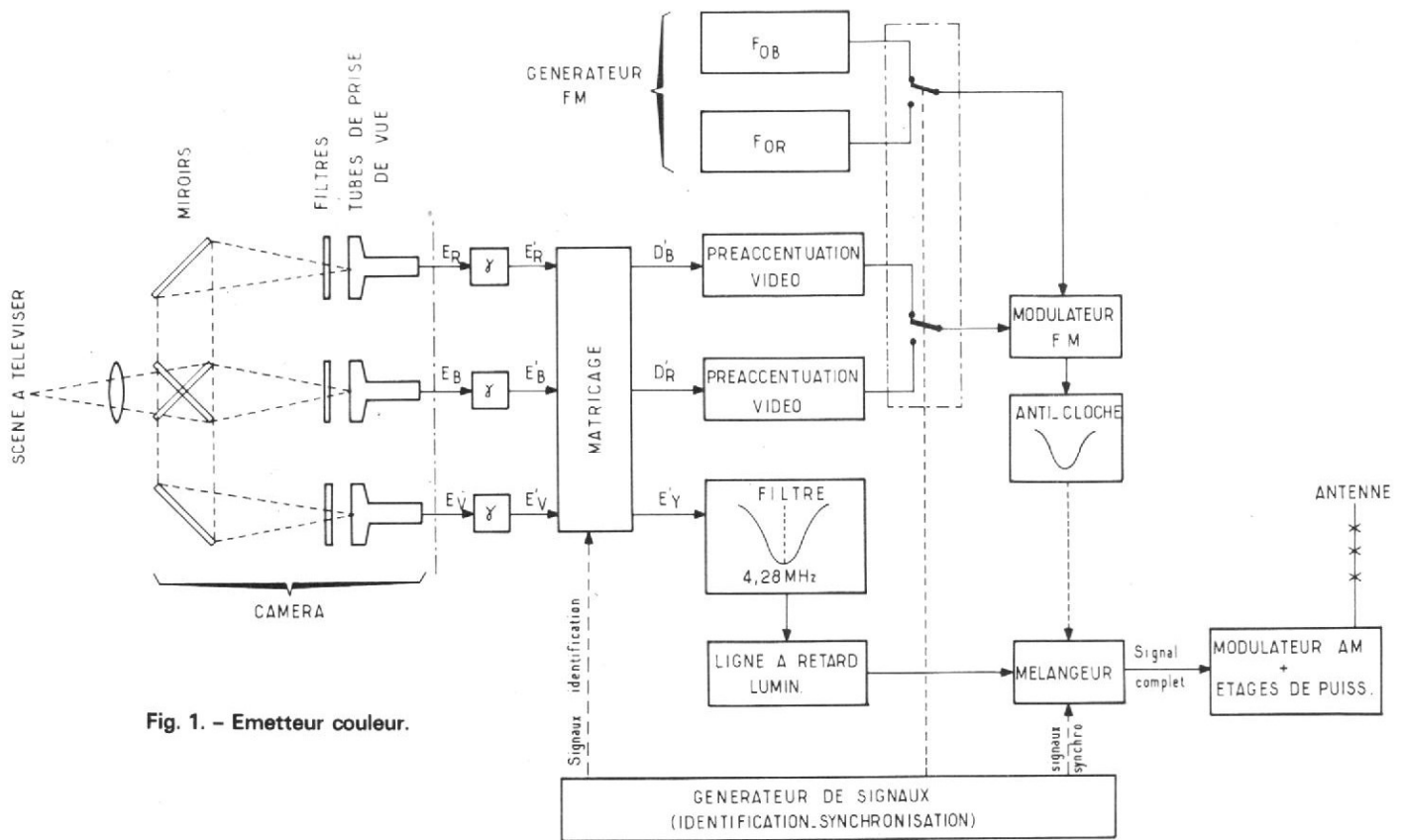


Fig. 1. - Emetteur couleur.

D'_R et D'_B . Ces derniers sont fonction, l'un du signal « rouge », l'autre du signal « bleu ». La combinaison de ces 3 signaux à la réception nous restituera E'_R , E'_B et E'_V .

Nous savons également que dans le SECAM, les signaux D'_R et D'_B sont transmis alternativement une ligne sur deux, car à la réception le décodeur reçoit d'une part directement la ligne transmise, et d'autre part la ligne précédente qui lui arrive avec un retard égal au temps de balayage d'une ligne. Ce procédé a pour résultat de diviser par deux la définition verticale, ce qui d'ailleurs n'a pas d'effet sur la qualité de l'image, l'œil humain étant plus tolérant pour un manque de définition si l'image est colorée que si elle est en noir et blanc.

Les signaux D'_R et D'_B ne modulent pas la même sous-porteuse. Le signal D'_R module en fréquence une sous-porteuse dont la fréquence F_{OR} est 4,40 MHz, tandis que le signal D'_B module

lui aussi en fréquence une sous-porteuse F_{OB} de 4,25 MHz. La bande passante de chrominance est de ± 280 kHz pour le rouge et ± 230 kHz pour le bleu.

C'est pour ces deux raisons : transmission alternée à chaque ligne de D'_R et D'_B et modulation de 2 fréquences porteuses à la même cadence, que sont représentés 2 commutateurs à 2 positions. Ces derniers, qui ne sont évidemment pas mécaniques, mais électroniques, sont comman-

dés par un signal provenant du bloc « générateur de synchronisation ».

Les deux blocs disposés juste avant et intitulés « préaccentuation vidéo » ont pour but l'amélioration de la compatibilité et la diminution du bruit. Une préaccentuation est toujours nécessaire dans une transmission en modulation de fréquence.

On trouve ensuite le modulateur de la sous-porteuse. Ce signal FM passe dans le circuit « anti-cloche » dont le rôle est

d'améliorer également la transmission. Un circuit mélangeur reçoit 3 signaux différents qui forment le signal vidéo complet couleur. Ces 3 signaux sont :

- 1) Celui de chrominance dont nous venons de parler ;
- 2) le signal de synchronisation classique avec les « tops » de ligne et d'image.
- 3) le signal de luminance E'_Y dont la bande passante va de 0 à 6 MHz.

Notons qu'un filtre éliminateur de bande est placé dans la chaîne de luminance. Il a pour but de réduire l'amplitude du signal à l'endroit même (4,285 MHz) où se trouveront les sous-porteuses couleur.

Une ligne à retard est également insérée dans la chaîne. En effet, la vitesse de propagation d'un signal traversant un circuit est inversement proportionnelle à la bande passante que ce circuit peut transmettre. Etant donné que la voie luminance a une bande passante beaucoup plus large que celle de la voie chrominance, le signal E'_Y arriverait

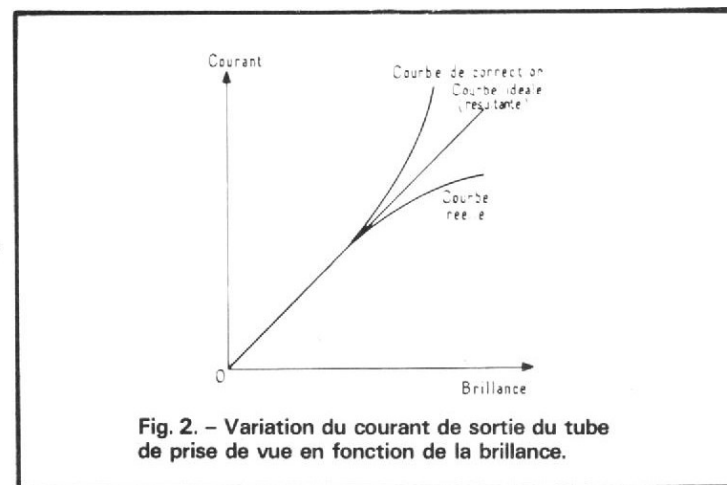


Fig. 2. - Variation du courant de sortie du tube de prise de vue en fonction de la brillance.

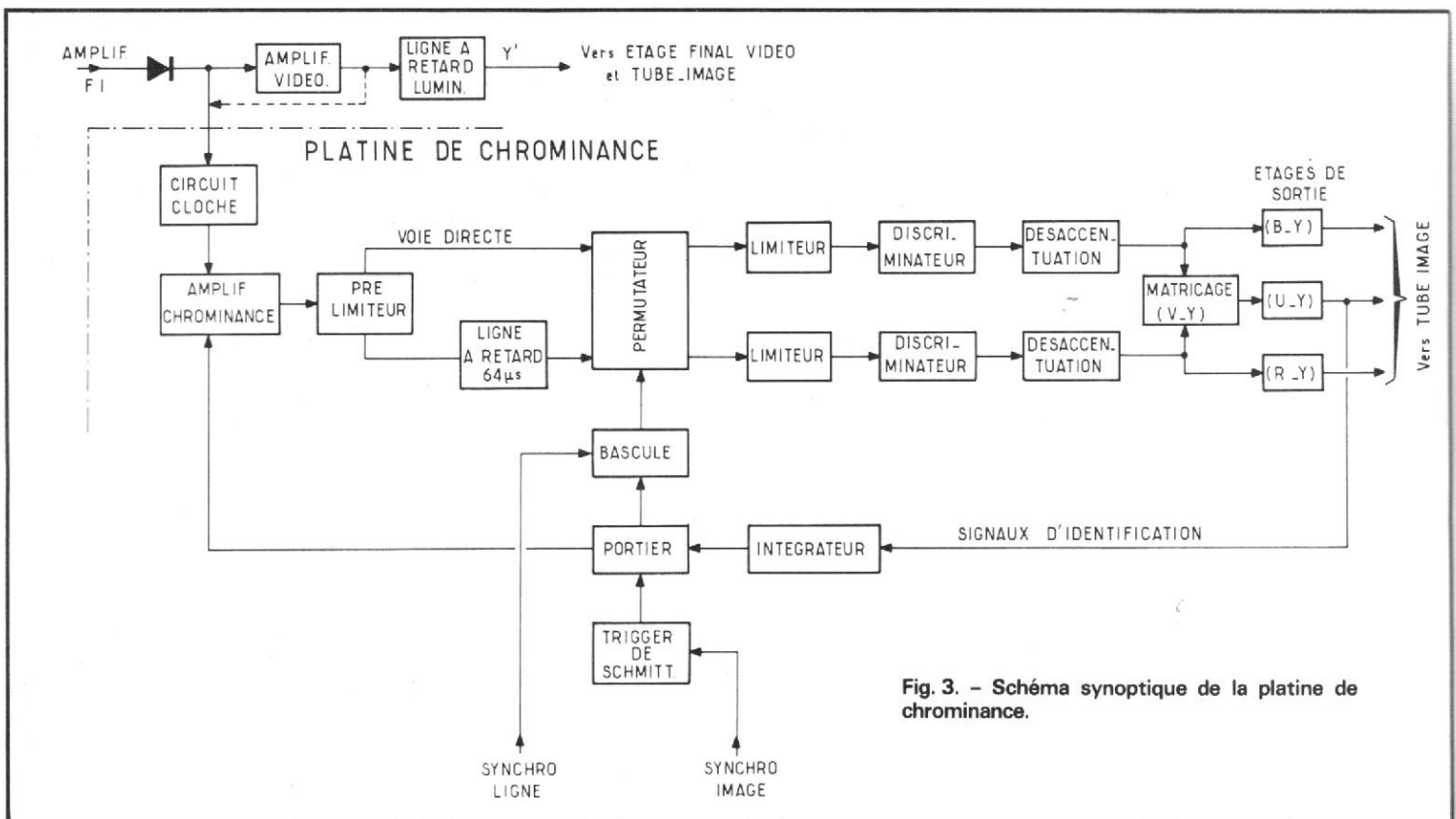


Fig. 3. - Schéma synoptique de la platine de chrominance.

donc en avance par rapport aux signaux D'_R et D'_B . Ceci explique la présence d'une ligne à retard aussi bien dans l'émetteur que dans le récepteur, comme nous allons le voir.

La sortie du mélangeur est reliée à l'émetteur TV (modulateur et étages de puissance).

LE RECEPTEUR

Laissons maintenant l'émetteur et suivons le signal reçu par l'antenne réceptrice. De la même façon que dans un téléviseur monochrome, ce

signal est amplifié et converti par le sélecteur UHF, amplifié à nouveau par l'amplificateur FI, puis détecté.

Remarquons que, vu la faible amplitude du signal de chrominance, il est indispensable de bien soigner la bande passante des amplificateurs UHF et FI. Bien soigner signifie que toutes les fréquences jusqu'à 6 MHz doivent être amplifiées de manière égale. L'adaptation antenne-circuit d'entrée du sélecteur doit également être réalisée de façon correcte.

C'est soit à la sortie de la détection, soit après le premier étage vidéo que se fait la sépa-

ration chrominance-luminance. Le signal E'_Y est dirigé comme dans les téléviseurs monochrome vers le tube cathodique. Il traverse auparavant une ligne à retard. La durée du retard est de l'ordre de la microseconde. Cette ligne a le même rôle que celle que nous avons vue dans l'émetteur.

PLATINE DE CHROMINANCE

Jetons maintenant un coup d'œil sur le schéma synoptique de cette platine (fig. 3).

Les signaux de chrominance sont extraits du signal vidéo complet grâce à un circuit accordé sur la fréquence 4,286 MHz. Ce circuit, appelé couramment « circuit cloche » à cause de la forme de sa courbe de réponse, rejette les autres fréquences qui n'intéressent que la luminance. Ce circuit est également utile pour désaccentuer cette sous-porteuse modulée en fréquence. Sa courbe est complémentaire de celle du circuit « anti-cloche » de l'émetteur.

C'est à ce point du téléviseur que se trouve l'entrée de la platine de chrominance.

En pratique le circuit « clo-

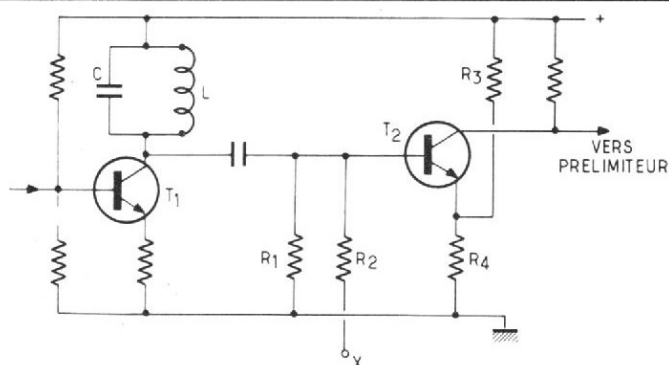


Fig. 4. - Circuit cloche inséré dans le circuit collecteur de T_1 .

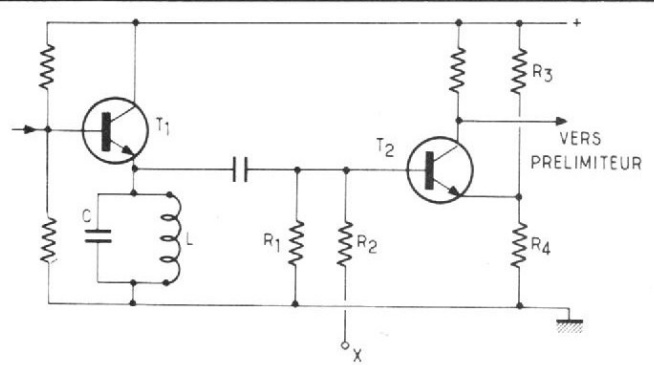


Fig. 5. - Circuit cloche inséré dans le circuit émetteur de T_1 .

che » (LC sur la fig. 4) peut être placé dans le circuit collecteur du premier amplificateur de chrominance. Il est parfois inséré dans le circuit émetteur d'un étage à transistor monté en collecteur commun (Fig. 5). Les résistances R_1 et R_2 , qui polarisent l'étage suivant, amortissent le circuit oscillant afin d'obtenir la bande passante souhaitée.

Vous remarquez que le deuxième étage (T_2) peut être bloqué en reliant à la masse l'extrémité (X) de la résistance R_2 . Cette mise à la masse est commandée par le circuit « portier » pour bloquer cet étage amplificateur dans le cas d'une émission en noir et blanc. S'il s'agit d'un programme couleur le transistor est normalement polarisé.

L'extrémité X de R_2 est alors reliée, par l'intermédiaire du portier au plus de l'alimentation. L'émetteur de T_2 est relié à une tension positive fixe, grâce à un pont de résistances R_3 R_4 . Ceci permet d'avoir une polarisation rigoureuse de T_2 dans les deux cas.

PRE-LIMITEUR

Nous voyons sur le schéma synoptique que le circuit suivant est un pré-limiteur. Son but est de débarasser la sous-porteuse modulée en fréquence de toute trace de modulation d'amplitude due aux parasites. Ce pré-limiteur reçoit un signal de 5 à 10 V crête à crête. Il en ressort un signal nettoyé dont l'amplitude crête à crête est de l'ordre de 1 V.

Cet écrêtage est obtenu par 2 diodes (Fig. 6) montées en sens direct. C'est-à-dire que la tension sur l'anode de la diode est positive par rapport à la tension sur la cathode. La résistance R_5 a généralement une valeur élevée (47 k Ω par exemple) par rapport à la résistance directe des diodes et des résistances R_6 et R_7 (1 k Ω). Celles-là ayant une valeur très inférieure par rapport aux 1 k Ω de celles-ci. C'est donc R_5 qui impose la valeur du

courant dans le circuit. La tension continue positive sur les anodes des diodes est de l'ordre de 0,5 V. Lorsque la tension du signal provenant de T_2 dépasse + 0,5 V, la diode D_1 se trouve bloquée. Il ne passe à travers D_1 que la partie du signal inférieure à + 0,5 V. La diode D_2 opère d'une façon analogue. Elle est bloquée pour les tensions inférieures à - 0,5 V. On obtient alors en sortie un signal de l'ordre de 1 V crête à crête.

VOIE DIRECTE ET VOIE RETARDEE

Ce signal est parfois amplifié à nouveau avant d'être appliqué au permutateur, soit directement, soit à travers la

ligne à retard de 64 μ s. Un autre amplificateur non représenté sur le schéma se trouve après la ligne à retard afin de compenser les pertes dans la ligne. Cette dernière doit être parfaitement adaptée afin de supprimer les échos parasites. En principe cela ne pose pas de problème si on observe les conseils du fabricant.

PERMUTATEUR ET BASCULE

Le permutateur, dont la tâche est d'aiguiller les signaux du « bleu » et du « rouge » sur leur canal respectif, est d'une très grande simplicité. Il est composé de 4 diodes : D_5 , D_6 , D_7 et D_8 (Fig. 7). Si le point A est positif et le point B négatif, les diodes

D_5 et D_8 sont passantes, tandis que D_6 et D_7 sont bloquées. A la ligne suivante, après le changement d'état de la bascule, A est négatif et B est positif, D_5 et D_8 sont bloquées, D_6 et D_7 sont passantes.

La bascule est également classique, elle est du type bistable Eccles-Jordan. Son état change à chaque ligne à la suite de l'application sur ses bases, à travers les diodes D_3 et D_4 , du « top » ligne différencié par R_8 et C_1 . Ce « top » ligne différencié, provenant d'un enroulement du transformateur THT donne deux impulsions, l'une positive, l'autre négative. Les diodes D_3 et D_4 ne laissent passer que la dernière. La base du transistor T_4 est reliée au portier qui envoie une impulsion de remise à l'heure si jamais les signaux de chrominance font fausse route.

VOIES DE CHROMINANCE

Les signaux D'_R et D'_B , maintenant correctement aiguillés, traversent à nouveau 2 circuits limiteur. Ceci toujours dans le but d'éliminer les variations d'amplitude dues par exemple à la mauvaise adaptation de la ligne à retard. Ces circuits possèdent souvent un réglage afin d'égaliser l'amplitude sur les 2 voies. Ces diodes peuvent être commandées par le réglage manuel de saturation.

Viennent ensuite les discriminateurs dont la fonction est de convertir le signal FM de D'_R et D'_B en signaux vidéo de chrominance. Rappelons que ces discriminateurs ne sont pas réglés exactement sur la même fréquence. Leur bande passante est de ± 1 MHz. Le schéma d'un tel discriminateur est représenté sur la figure 8. L'allure des courbes de réponse est donnée figure 9. Les 2 discriminateurs présentent un déphasage de 180°, les formules étant :

$$D'_R = - 1,9 (E'_R - E'_V)$$

$$D'_B = + 1,5 (E'_B - E'_V)$$

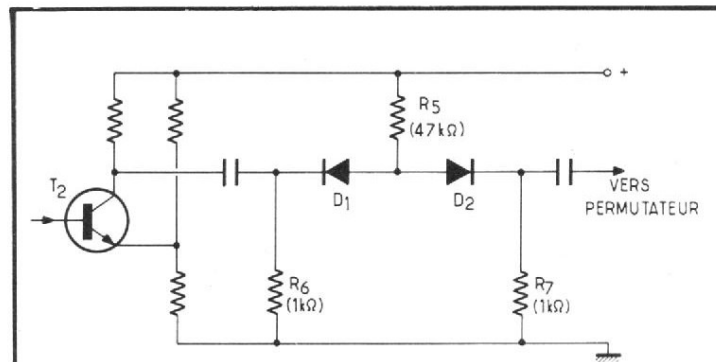


Fig. 6. - Prélimiteur.

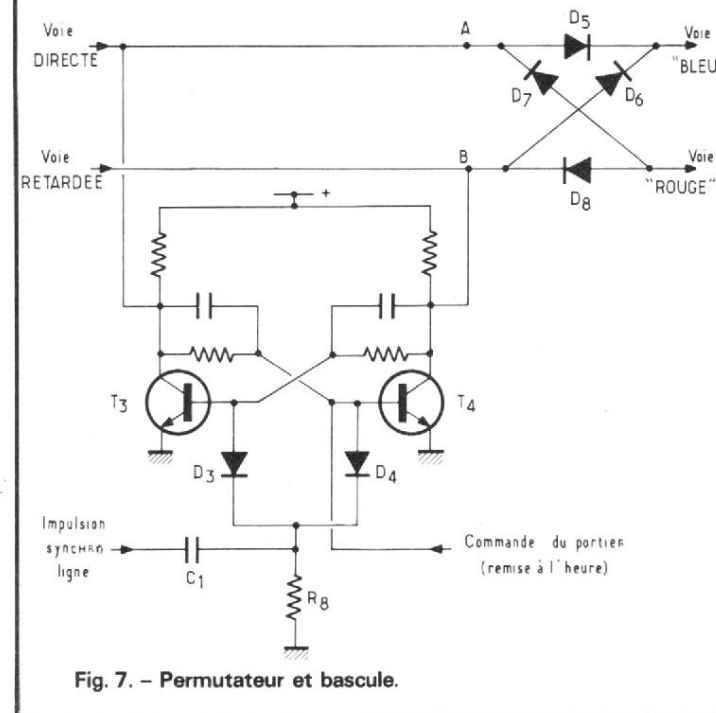


Fig. 7. - Permutateur et bascule.

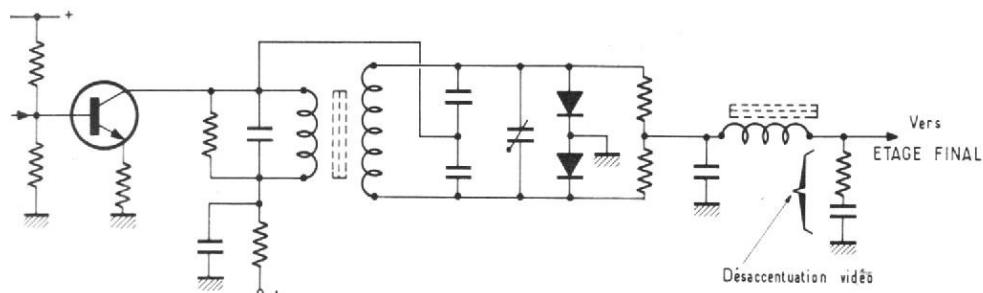


Fig. 8. - Schéma d'un des discriminateurs.

A la sortie de chacun des discriminateurs se trouve le circuit RC série de désaccentuation, compensant celui de préaccentuation placé dans l'émetteur pour l'amélioration du rapport signal/bruit.

MATRICAGE DU VERT

Ce signal est obtenu par un mélange correctement dosé de $(E'_R - E'_Y)$ et de $(E'_B - E'_Y)$. Cette notation peut être remplacée plus simplement par $(R - Y)$ et $(B - Y)$. Le signal $(V - Y)$ étant donné par la relation :

$$V - Y = 0,51 (R - Y) - 0,19 (B - Y).$$

Ce mélange peut être réalisé de différentes façons. A la sortie des canaux rouge et bleu, on peut prélever par exemple 20 % du signal $(B - Y)$ par un pont de résistances et le transmettre sur la base de l'amplificateur $(V - Y)$. De la même manière 51 % du signal $(R - Y)$ est prélevé sur le canal rouge et relié au même point. Ceci, en respectant la phase, donne le signal $(V - Y)$. On est alors en présence des 3 signaux de différence de couleur qui peuvent être dirigés vers le tube-image.

IDENTIFICATION

Nous avons vu que l'émetteur transmet des signaux d'identification destinés à annoncer et à aiguiller les signaux de chrominance. Ce sont des oscillations transmises par groupes pendant la suppression de trame. Ces « salves » sont au nombre de neuf. Il y a 5 salves destinées au bleu et 4 salves destinées au rouge. Ces salves sont modulées en fréquence. Pour les « rouges » la fréquence des oscillations émises est supérieure de 350 kHz à la fréquence de la sous-porteuse. Pour les « bleues », la fré-

quence des oscillations est inférieure de 350 kHz à la fréquence de la sous-porteuse.

Ces oscillations sont amplifiées et démodulées par les circuits de chrominance. Il en résulte une série de trapèzes, positifs pour le « rouge », et négatifs pour le « bleu ». Ces signaux transmis au portier entre chaque trame donne à ce dernier des indications concernant l'absence ou la présence d'émission en couleur, afin de bloquer ou de débloquer le premier amplificateur de chrominance. Le portier peut également comparer la polarité de ces trapèzes avec ceux de la bascule. Si jamais les signaux de chrominance sont mal aiguillés par le permutateur, le

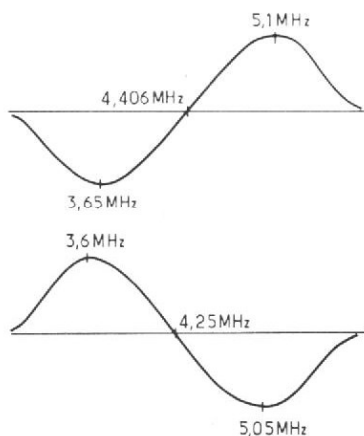


Fig. 9. - Allure des courbes de réponse des 2 discriminateurs.

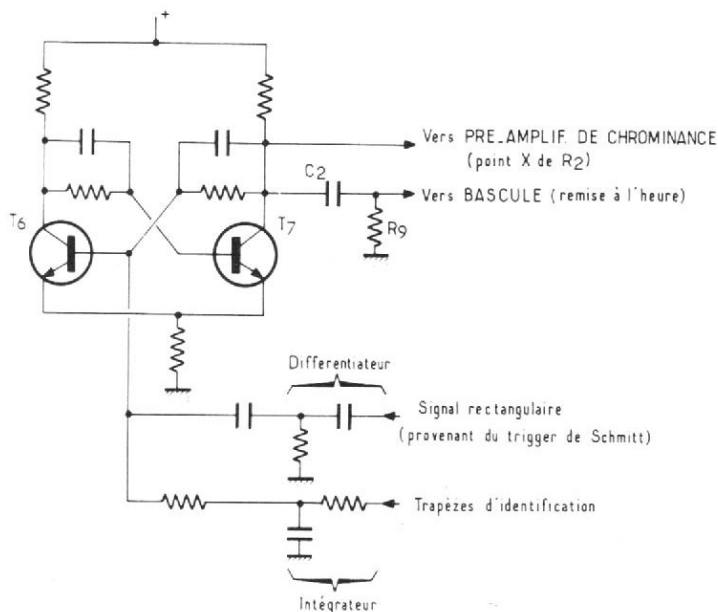


Fig. 10. - Schéma du portier.

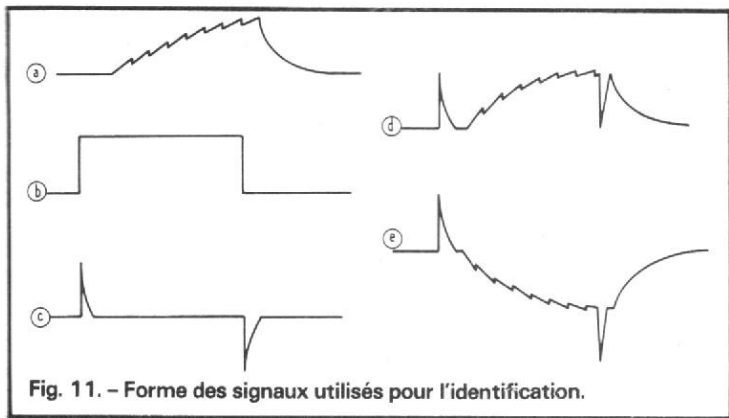


Fig. 11. - Forme des signaux utilisés pour l'identification.

portier envoie une impulsion vers la bascule de commande et tout revient dans l'ordre.

Ce portier a donc un rôle double : d'abord d'ouvrir ou de fermer la porte des circuits de chrominance. Il doit aussi aiguiller correctement les signaux. La figure 10 représente ce circuit qui n'est en réalité qu'une bascule classique. Elle est commandée par deux circuits différents. L'un d'eux intègre les trapèzes d'identification. La forme de ces signaux intégrés est représentée en a sur la figure 11.

Un signal rectangulaire est également dirigé vers le portier. Il est différencié et relié à la base de T_6 . Ce signal rectangulaire, représenté en b sur la figure 11 est produit par un monostable ou un trigger de Schmitt qui a été lui-même déclenché par le « top » image.

Considérons les 3 cas qui peuvent se présenter : Voyons d'abord la réception d'un programme en noir et blanc. La première impulsion positive (Fig. 11c) rend T_6 passant. Le transistor T_7 est bloqué, son collecteur est positif. Puisque le collecteur de T_7 est relié au point X de la résistance R_2 du deuxième étage amplificateur de chrominance (Fig. 4 et 5), la platine de chrominance est ouverte aux signaux reçus. Mais comme il n'y a pas de signaux d'identification, la pointe négative du signal différencié fait repasser la bascule du portier dans l'état précédent ; le transistor T_6 est bloqué, T_7 est passant. Le collecteur de ce dernier est au potentiel de la masse et la platine de chrominance est inter-

dite aux signaux reçus. Elle restera interdite pendant toute la trame suivante. Lors de l'apparition du signal trame suivant, le même phénomène se reproduit.

Considérons maintenant le cas d'une émission en couleur, et supposons que les signaux sont correctement dirigés. La platine de chrominance est ouverte grâce à la première impulsion positive. Les signaux d'identification ont la polarité positive souhaitée. La somme des signaux est toujours positive (Fig. 11 d), la bascule du portier reste dans le même état et le signal reçu traverse la platine de chrominance.

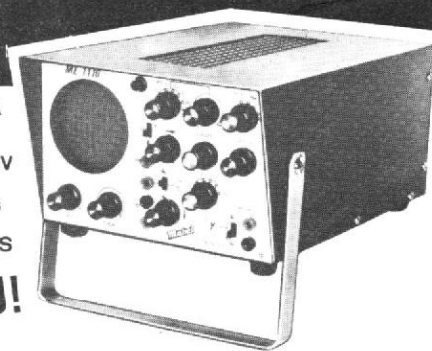
Si jamais les signaux D'_R et D'_B sont mal dirigés, la bascule revient, à la deuxième impulsion, à son état qui bloque les circuits de chrominance, comme s'il y avait une émission en noir et blanc. Ce blocage dure pendant tout le balayage de la trame suivante. Le transistor T_7 en passant de l'état bloqué (tension positive sur son collecteur) à l'état passant (tension zéro sur son collecteur) donne une impulsion négative qui est différenciée par C_2 et R_9 . Cette pointe négative est envoyée à la bascule du permutateur, changeant ainsi l'aiguillage des signaux, qui redevient de ce fait normal. Lors de l'apparition du signal de synchronisation trame suivant, le signal d'identification envoyé au portier aura la polarité correcte et la platine de chrominance sera à nouveau ouverte au signal reçu par l'antenne.

J. PATTE

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEMME

ME 1110
TOUT
TRANSISTORS

DU CONTINU A
5 MHz
Sensibilité : 50mV
par division
Base de temps
déclenchée
de 50 mS à 100µS



NOUVEAU!

PRIX EN KIT :
1100^F ttc

Tous nos modèles sont
livrés avec un dossier
pratique et technique

Mobel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER
Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite. HP 4

NOM _____ Prénoms _____
ADRESSE _____

POUR CEUX QUI PREFERENT LA PRECISION ET LA SECURITE

X25

FER A SOUDER DE PRECISION MINIATURE POUR TRANSISTORS ET MICROSOUDURES ELECTRONIQUES. PANES LONGUE DUREE, Ø 2,4 - 3,2 - 4,7 mm. PANES SPECIALES POUR CIRCUITS INTEGRÉS. PUISSANCE 25 W. TENSIONS 220/240 V. OU 110 V. EN VENTE CHEZ LES GROSSISTES ET LES REVENDEURS.



ANTEX

Agents Généraux pour la FRANCE :
Ets. V. KLIATCHKO
6 bis, rue Auguste-Vitu
75015 - PARIS
Tél. : 577.84.46

DEMANDE DOCUMENTATION
FIRME ou Nom _____
Adresse _____

dtp

LARGEUR DE BANDE OPTIMALE DES RECEPTEURS M.F. STEREO

UNE retransmission à haute fidélité n'admet pas l'« à peu près ». On s'en rend compte, souvent, en écoutant des réalisations à bon marché, mal réglées ou ayant dérivé en accord avec le temps : les émissions stéréo « passent » mal.

Un accord des réglages arrange souvent les choses ; toutefois, cela ne tient pas toujours ; ces équipements possèdent alors des vices rédhibitoires situés, notamment, dans l'appréciation de la largeur de bande des circuits HF. Une sélectivité de largeur trop faible ou mal équilibrée (plateau non horizontal) entraîne, en effet, des distorsions harmoniques gênantes.

Pour comprendre et dimensionner ces distorsions il faut faire appel à une théorie un peu ardue que nous allons développer en limitant les expressions mathématiques à l'essentiel.

MODE DE MODULATION « STÉRÉO »

En modulation de fréquence, il est soumis à une porteuse VHF un spectre qui se compose :

1) d'un canal monophonique « M » s'étendant jusqu'à 15 kHz ;

2) d'une sous-porteuse « S/p » à 19 kHz ;

3) d'un spectre « S » découlant de la modulation équilibrée d'une sous-porteuse à 38 kHz par la différence entre les signaux de gauche et de droite, captés par des microphones : voir figure 1.

Le modulateur de fréquence de l'émetteur subit

donc des excursions qui varient avec la nature du spectre modulant.

Au maximum, cette excursion, limitée en France à ± 75 kHz, atteint :

$$k_{\max} = a_m + 0,1 k_{\max} + 2 b_s = 100 \%$$

Le gabarit de la figure 1 donne les limites pour chacun des spectres composites lorsqu'ils existent en même temps.

En fait, tout dépend de la nature des sons stéréophoniques captés par les microphones « Stéréo » : si les sons provenant de la gauche arrivent en opposition de phase avec ceux de la droite, le signal monophonique « M = G + D » peut être très faible ; à la limite : nul...

Par contre, la différence « G-D » modulant « S » devient maximale (fig. 2A).

Dans le cas contraire, si les sons arrivent en phase, « M »

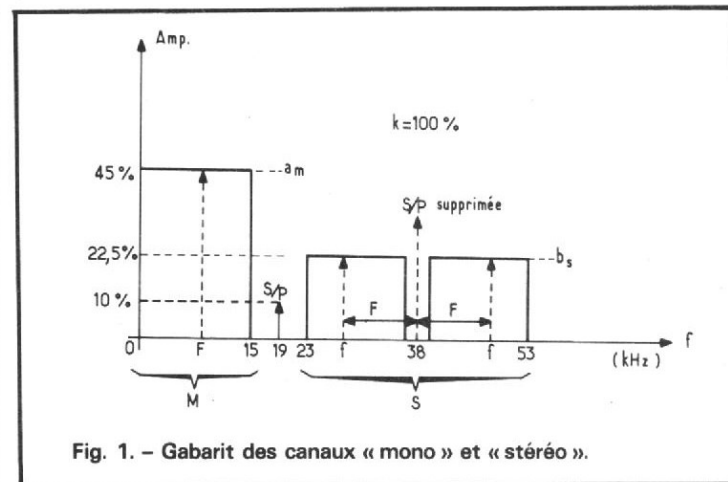


Fig. 1. - Gabarit des canaux « mono » et « stéréo ».

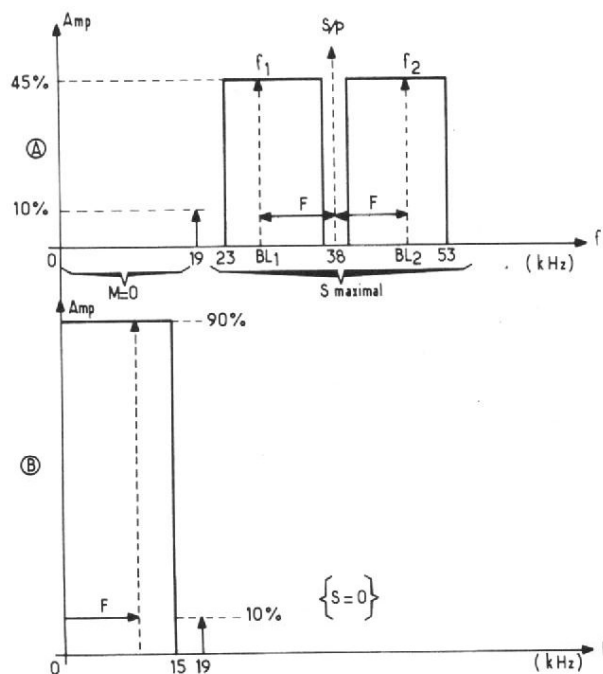


Fig. 2A. - Cas où l'effet stéréophonique est maximum, forme des canaux M et S. - Fig. 2B. - Cas où l'effet monophonique est maximal.

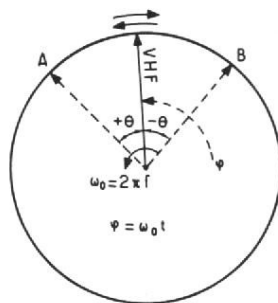


Fig. 3. - Déviation d'un vecteur-tension en fonction d'une modulation en phase $\pm \mu$ dans le signal $e_{HF} = E \sin \alpha t$ avec $\alpha = \omega_0 t \pm \mu$.

Angle de déviation θ	Détail
$\psi = 2\pi f_0 t$	Porteuse V.H.F. " f_0 "
$+ \frac{a_m \Delta f}{F} \sin 2\pi F t$	Signal B.F. " F "
$+ \frac{0,1 k \Delta f}{f_{S/P}} \sin 2\pi f_{S/P} t$	Sous porteuse pilote à 19 kHz
$+ \frac{b_s \Delta f}{f_1} \sin 2\pi (2f_{S/P} - F)t$	Bande latérale inférieure
$+ \frac{b_s \Delta f}{f_2} \sin 2\pi (2f_{S/P} + F)t$	Bande latérale supérieure
↑	somme

Fig. 4. - Détail de l'angle de déviation résultant de l'ensemble des signaux en présence.

est maximal et « G-D » s'annule; le spectre M.A. situé autour de 38 kHz disparaît (fig. 2B).

INDICES DE MODULATION

La porteuse VHF est modulée par une composante qui réunit les informations M, S/p et S et que l'on peut définir au moyen de la fonction :

$$U_V = kU_0 \cos 2\pi \sum F_c t$$

$\sum F_c$ constitue l'ensemble des composantes du spectre de la figure 1.

La porteuse varie donc en fréquence de $\pm \Delta f$ (+ 75 kHz au maximum) dans les limites de la tension U_V définie par le spectre.

Considérons l'angle α entraîné par la modulation pendant un temps dt et intégrons pour toute la déviation :

$$\alpha = 2\pi \int_0^1 (f_0 \pm f \Delta f \cos 2\pi \sum F_c t) dt$$

En remplaçant le symbolisme $\sum F_c$ par les composantes mono et stéréophoniques on aboutit, après cette intégration, au spectre mathématique de la figure 4. Tous les termes situés devant chaque « sinus » constituent les **indices** de modulation de fréquence de chaque composante; d'après les figures 2A et B les coefficients prennent les valeurs extrêmes suivantes :

$$\begin{cases} 0 < a_m < 0,9 \\ 0 < b_s < 0,45 \end{cases} \left. \begin{array}{l} k = 1 \\ \text{(cas idéal)} \end{array} \right\}$$

BANDE UTILE DU SPECTRE

L'étude théorique de la modulation de fréquence s'effectue au moyen des fonctions de Bessel. Les conclusions de cette théorie mettent

en évidence des bandes latérales en très grande quantité, encadrant symétriquement la porteuse. Celle-ci, par ailleurs, voit son amplitude varier avec la profondeur de modulation; pour certains indices de modulation, cette porteuse disparaît même : voir figure 6 :

$$m = 2, 4 - 5,5 - 8,6 - 11,75 - 14,95, \text{ etc.}$$

Il résulte de cette particularité un spectre équivalent très encombrant (fig. 5) mais dont il faut respecter toutes les composantes (bandes latérales).

Or, il est demandé par les mêmes fonctions de Bessel que les bandes latérales doivent être préservées **au moins** jusqu'à des amplitudes relatives de 10% (100% = amplitude de la porteuse **considérée sans modulation**). Les bandes latérales de moins de 10% peuvent être atténuées. Dans ce cas, la bande minimale à transmettre se calcule comme suit :

$$B_m = 2(m + 1) F$$

Pour l'application, il faut se placer dans les conditions limites de fréquence et d'excursion. En observant le cas de la figure 2B (où la monophonie est maximale) et l'indice de l'expression correspondante, nous obtenons :

$$m = \frac{a_m \Delta f}{F} = \frac{0,9 \cdot 75}{15} = 4,5$$

La bande maximale devient :

$$B_m = 2(4,5 + 1)15 \neq 165 \text{ kHz}$$

Dans le cas d'un effet stéréophonique maximal, c'est la composante 53 kHz qui doit être maintenue à une amplitude relative de 45%, on a alors :

$$\frac{b_s \Delta f}{f + 2F} = \frac{0,45 \cdot 75}{53} \neq 0,64$$

D'où la bande minimale de :

$$B_m = 2(0,64 + 1)53 \neq 174 \text{ kHz}$$

Les promoteurs du système Zénith-Radio à sous-porteuse « pilote » préconise $B_m = 180$ kHz.

BANDE MAXIMALE EN « HAUTE-FIDÉLITÉ »

Il s'avère, toutefois nécessaire d'insister sur le fait qu'il s'agit d'une bande spectrale **minimale**.

Un souci de perfection dans le respect des informations conduit à l'application de la formule $B_m = 2(m+2)f$, pour laquelle on aurait :

- 1^{er} cas : Mono = $B_m = 2(4,5+2) 15 \neq 195$ kHz
- 2^e cas : Stéréo = $B_m = 2(0,64+2) 53 \neq 280$ kHz

DISTORSION DE TRANSMISSION

La pratique qui consiste à réduire la bande de transmission du spectre MF équivaut à réduire artificiellement son indice de modulation.

Toutefois, cette réduction n'est pas linéaire : elle ne s'opère que sur les crêtes, ce qui équivaut à une compression de niveau à la détection. Or, qui dit compression de niveau, dit, nécessairement, distorsion d'amplitude... Les signaux démodulés apparaissent écrêtés, ce qui met en évi-

dence des composantes harmoniques dont l'étude peut être menée à partir du « **temps de retard de groupe** » τ_g apporté par les filtres.

L'étude approfondie des systèmes de modulation conduit, en effet, à définir une formule qui donne le pourcentage harmonique résultant d'une variation importante du temps de groupe (cf L.I. Libois « Faisceaux hertziens et système de modulation » Editions Chiron).

1) **H₂**

$$d_{(H_2)} = \frac{1}{2} \omega_{BF} \Delta\Omega \frac{d\tau_g}{d\omega}$$

avec $\omega_{BF} = 2\pi F_{BF}$;
 $\Delta\Omega = 2\pi \Delta f_{excursion}$ et
 $\frac{d\tau_g}{d\omega} =$

dérivée première de l'expression du « temps de retard de

groupe » T_g en fonction de la fréquence pour le Δf considéré.

2) **H₃**

$$d_{(H_3)} = \frac{1}{4} \omega_{BF} (\Delta\Omega)^2 \frac{d^2\tau_g}{d\omega^2}$$

avec $\left(\frac{d^2\tau_g}{d\omega^2}\right)$

dérivée **seconde** de $\tau_g = f(\omega)$

On pourrait ainsi continuer en dérivant successivement et obtenir les proportions des harmoniques 4, 5, etc. En général on se contente de la proportion d'harmonique paires (H_2) car il est utilisé des circuits sélectifs dont la variation de phase reste assez sage, la dérivée seconde se révèle, en général, négligeable.

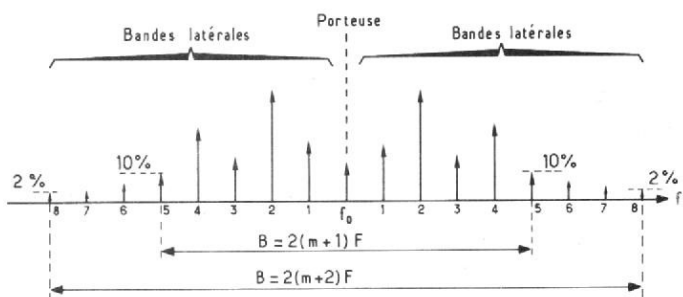


Fig. 5. - Exemple de spectre équivalent à une modulation de fréquence.

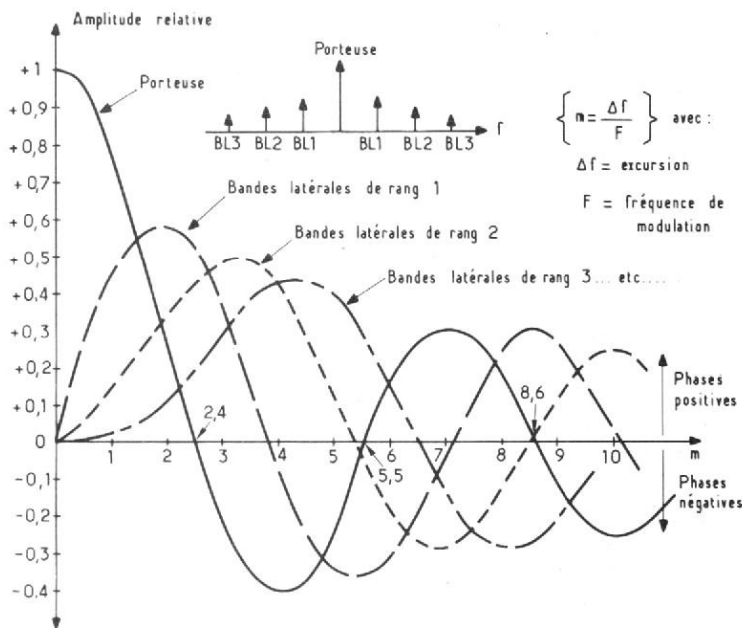


Fig. 6. - Fonctions de Bessel appliquées au spectre FM.

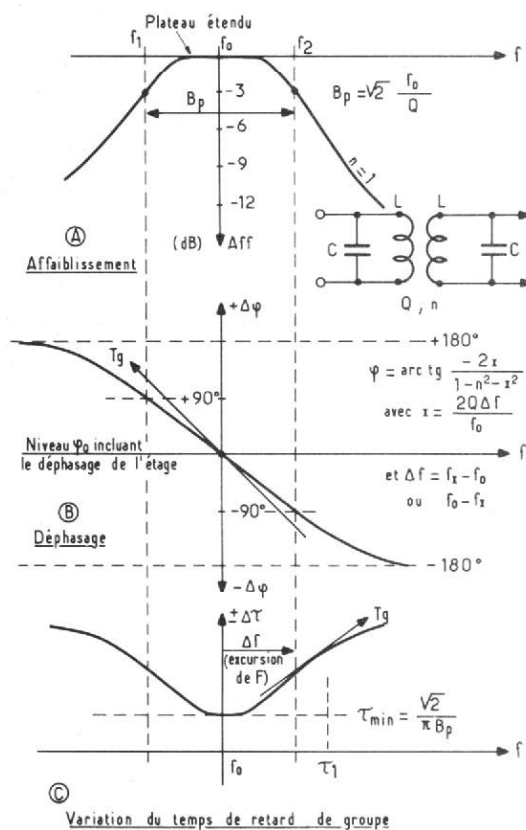


Fig. 7. - Analyse des conséquences de la sélectivité d'un simple transformateur à primaire et secondaire accordés sur le déphasage et le retard de temps de groupe du signal de transmission.

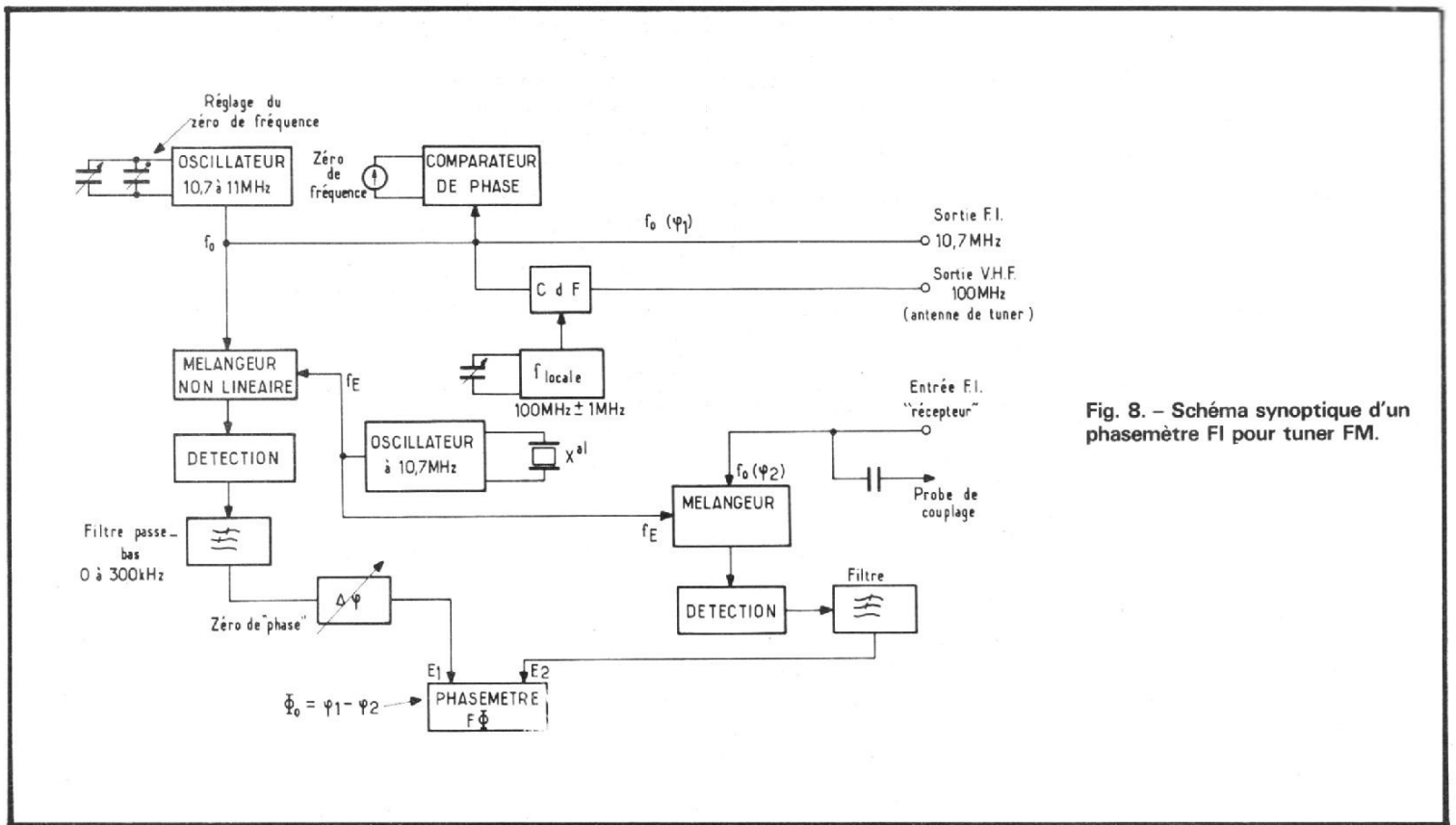


Fig. 8. - Schéma synoptique d'un phasemètre FI pour tuner FM.

Considérons, en effet, le cas d'un transformateur à primaire et secondaire, accordés et couplés de telle sorte que l'indice de couplage soit égal à $n = 1$; on obtient une réponse en fréquence symétrique A (fig. 7) qui entraîne un déphasage variant de -180° à $+180^\circ$; puisqu'il y a 2 circuits.

La tangente à l'origine définit une pente qui correspond au « temps de retard de groupe » minimal :

$$\tau_g = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{\sqrt{2}}{\pi B_p}$$

A mesure que l'on s'éloigne de f_0 le retard τ_g s'amplifie et suit une courbe dont la propre pente définit le terme

$$\frac{d\tau_g}{d\omega}$$

dans la formule de H_2 .

Sur une telle courbe, on repère la variation Δf qui correspond à l'indice de modulation de la fréquence considérée « F » et on calcule la pente de la tangente en ce point (courbe C). L'application de la formule de H_2 se fait, alors, sans problème.

Si l'on traçait également la courbe de la pente du temps τ_g en fonction de f , on obtiendrait un contour dont la pente à $f_x = f_0 + \Delta f$ (l'excursion) donnerait l'expression de

$$\frac{d^2 \tau_g}{d\omega^2}$$

L'application de la formule de H_3 deviendrait alors possible.

On ne peut pratiquer toutefois cette opération lorsque l'amplificateur est équipé de circuits sélectifs complexes, dont la rotation de phase est mal connue. **Les mesures de temps de groupe suppléent, alors à la méconnaissance du sujet, et la distorsion est mesurée globalement.**

Le montage que nous préconisons dépend essentiellement du matériel disponible mais tous les équipements font appel à un principe voisin de celui de la figure 8. Celui-ci utilise un oscillateur à fréquence FI variable de 10,7 à 11 MHz dont on mélange la tension avec celle d'un oscillateur à fréquence fixe, piloté par quartz. Il s'ensuit une BF

interférentielle remise en phase au moyen d'un comparateur suivi d'un voltmètre pour détecter le zéro lorsque $f_0 = f_E = 10,7$ MHz.

Cette BF, détectée, filtrée est appliquée à une entrée du phasemètre $F\Phi$.

La FI variable est branchée soit à l'entrée de la platine FI, soit à l'entrée « antenne » du tuner après un changement de fréquence « CdF » prévu dans l'appareil de mesure.

La FI du téléviseur, prélevée par couplage à la sortie de la platine FI du récepteur, est mélangée, avec sa phase propre, avec la fréquence locale à 10,7 MHz. Après détection, la BF filtrée est appliquée à l'autre entrée du phasemètre $F\Phi$.

Le rattrapage de phase $\Delta\varphi$ permet d'avoir le zéro au phasemètre pour une composante $\Delta f = f_0 - 10,7$ MHz faible. Le déphasage est ensuite compté relativement à cet étalonnage, car le signal « F.I. » issu du récepteur a une phase variable par rapport à celle interne au montage proposé.

APPLICATION NUMÉRIQUE

Pour connaître un ordre de grandeur raisonnable de la distorsion possible, il est nécessaire d'étudier un exemple concret. Dans l'exemple choisi figure 9 les circuits couplés (exemple de schéma : figure 10) présentent une bande passante : $B_p = 180$ kHz.

On voit, tout de suite, qu'à l'excursion maximale choisie ($\Delta f = 75$ kHz) la variation de temps de groupe est négligeable. Une mesure précise donnerait en effet un $\Delta\tau_g \approx 50$ ns pour $\Delta f = 75$ kHz.

On obtient, par conséquent :

$$\frac{\Delta\tau_g}{\Delta f} = \frac{5 \cdot 10^{-8}}{7,5 \cdot 10^4}$$

$$\approx 0,67 \cdot 10^{-12} \text{ s/Hz}$$

et

$$\frac{d\tau_g}{d\omega} = \frac{0,67 \cdot 10^{-12}}{2\pi}$$

$$\approx 1,065 \cdot 10^{-13} \text{ s/Rd}$$



PERCEUSE MINIATURE

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 volts ou transfo redresseur de 9/12 volts.

- Le coffret avec 11 outils (franco 105) Prix 99 F
 - Modèle plus puissant avec jeu de 30 outils. Prix (franco 157) 151 F
- Suppléments facultatifs :
- Support pour utilisation en sensitive Prix (franco 48) 43 F
 - Flexible et mandrin Prix (franco 42) 37 F

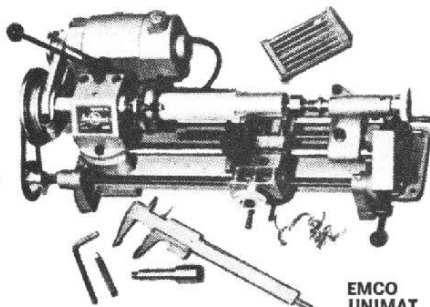
Magasin ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 19 h

CENTRAL TRAIN

81, r. Réaumur
75002 PARIS
Métro : Réaumur-Sébastopol et Sentier

Téléphone : 236.70.37 et 233.31.03

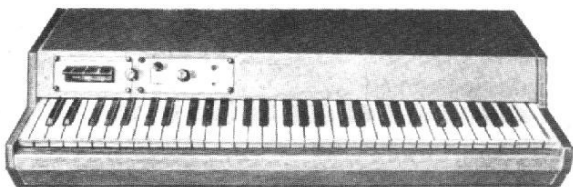
NOTRE CATALOGUE GENERAL (130 pages) **FRANCO : 10 F** c'est... 130 pages d'idées pour les BRICOLEURS !...



EMCO UNIMAT
Tour pouvant être transformé en : fraiseuse, perceuse, scie et recevoir de nombreux accessoires. Moteur 220 volts, 95 watts. Avec mandrin 3 mors.
Prix (franco 1 510) 1 490 F
Documentation contre 1 F en timbre

NOUVEAUTÉ « MAGNETIC FRANCE »

PIANO CLAVECIN-ORGUE « MF 50 » 5 OCTAVES



COMPLET EN KIT : 2 500 F

- EN MODULES SEPARÉS**
- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation .. 850 F
 - Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano 1 320 F
 - Boîte de timbre avec clés 195 F
 - Valise gainée 400 F

Boîte de timbre supplémentaire avec clés pour orgue avec effet « STEREO » 240 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers nus		Pédaliers		H.P. tournants « SPACESOUND »	
3 octaves	260 F	1 octave	320 F	H.P. basses 38 cm	600 F
4 octaves	340 F			H.P. aigus, 50 watts	
5 octaves	440 F			2 trompettes	770 F

DOCUMENTATION SPECIALE SUR DEMANDE

MAGNETIC-FRANCE

175, rue du Temple - Paris (3^e)
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
Tél : 272-10-74

EXPEDITIONS : 10 % à la commande, le solde contre remboursement

CREDIT

Nous consulter
C.C.P. 1 875-41 Paris
Métro : Temple - République
FERME LE LUNDI

Calculons maintenant la distorsion par harmonique 2 pour $f_{mpx} = 53 \text{ kHz}$:

$$d_{H2} = \frac{1}{2} 2\pi \cdot 53 \cdot 10^3 \cdot 1,065 \cdot 10^{-13} \cdot 2\pi \cdot 75 \cdot 10^3 \neq 0,85 \%$$

Cela peut être considéré comme négligeable mais il ne faut pas perdre de vue que toutes les distorsions se com-

binent et que les composantes en présence sont au nombre de 4 dans le spectre MF. En ajoutant les effets, on peut atteindre 1 à 2 % sur le signal BF. La bande de 180 kHz est donc bien une limite inférieure à ne pas franchir.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

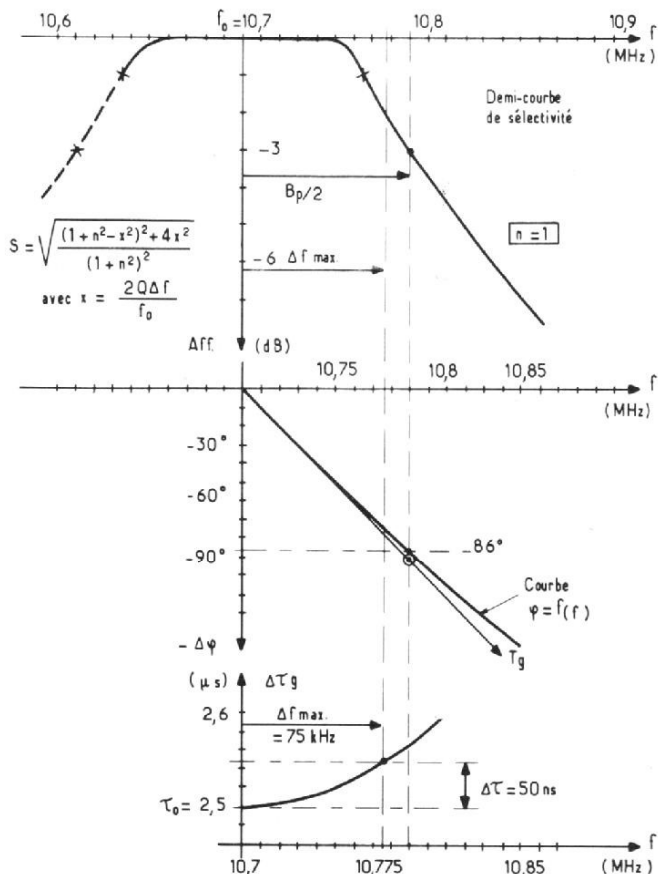


Fig. 9. - Réponse phase et retard de l'information FI dans les circuits couplés de la figure 10.

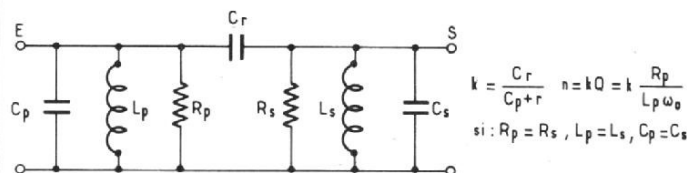


Fig. 10. - Circuit testé.

NOUVEAUX CIRCUITS INTEGRES POUR ORGUES ET POUR MUSIQUE ELECTRONIQUE

GRÂCE à l'emploi de circuits intégrés, il est possible actuellement de concevoir des instruments électroniques de musique, de plus en plus polyvalents, c'est-à-dire à plus grand nombre de possibilités.

La fonction principale d'un instrument électronique de musique est toutefois de fournir les sons que l'exécutant fera entendre à l'aide de contacteurs de formes diverses, selon l'instrument réel à imiter : touches, boutons, poussoirs, coulisses, « cordes » fictives, etc.

D'autres possibilités offertes à l'exécutant sont analogues à celles existant sur les orgues à tuyaux : plusieurs claviers, changement de tonalité (ou timbre) dispositifs d'attaque, de maintien et d'extinction (percussion, sustain), accords, trémolo et vibrato, glissando, échos, etc.

Grâce aux dispositifs électroniques, on peut aussi introduire dans un orgue, ou réali-

ser des instruments séparés pour la génération des rythmes des accords préréglés, des **arpèges**, de la modulation simple des sons et même double et triple, en amplitude, ou en fréquence ou les deux, de la transposition d'un demi-ton ou de plusieurs.

La souplesse des procédés électroniques permet par des moyens économiques et facilement adaptables aux instruments, de réaliser des effets spéciaux qui, dans un instrument authentique sont impossibles à adapter ou sont très onéreux, donc peu accessibles à la majorité des musiciens.

Il faut toutefois reconnaître que les procédés électroniques eux-mêmes se compliquent continuellement pour satisfaire la demande de certains utilisateurs qui préfèrent à la simplicité de la vraie musique, la surabondance et la prédominance d'effets spéciaux qui, parfois, enlèvent à certaines

œuvres ou improvisations tout caractère musical.

On a à nouveau, simplifié les montages électroniques en remplaçant la plupart des transistors, des diodes, des résistances, des condensateurs et de leurs connexions par des circuits intégrés.

Une nouvelle étape de simplification est ainsi atteinte, en attendant des composants encore plus complexes qui masqueront encore plus la complication qui aurait regagné du terrain. Certains composants complexes de ce genre existent déjà et seront décrits dans cet article.

Indiquons aussi qu'au cours des années précédentes, les premiers circuits intégrés pour musique électronique ont été proposés par les fabricants de semi-conducteurs. Actuellement, on assiste à la parution de deux nouvelles catégories :

- 1) Les secondes générations des CI existants,
- 2) De nouveaux CI permettant aux spécialistes d'établir

des applications jusqu'à présent difficiles ou impossibles à obtenir par des moyens simples et économiques.

**LES CI DE
GENERAL
INSTRUMENTS
(G.I.)**

Cette société américaine est représentée dans le monde entier et en France par P.E.P. Cette société est une des premières à avoir proposé des CI perfectionnés pour musique électronique.

Les CI de la **première génération** ont été décrits en détail dans nos publications (le Haut-Paleur et Radios-Plans) et dans notre ouvrage : « Les orgues électroniques ultramodernes » (voir références à la fin de cet exposé).

Nous allons donner des indications sur les nouveaux CI de General Instruments.

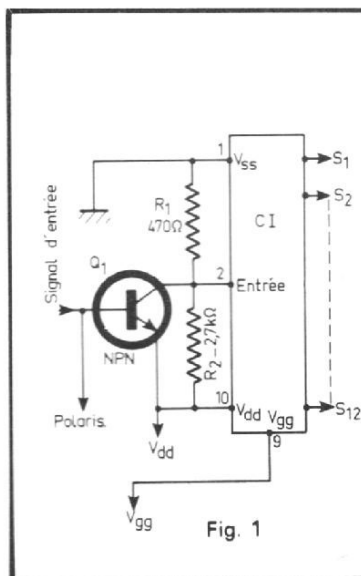


Fig. 1

Certains remplacent les anciens en versions améliorées, d'autres sont entièrement nouveaux.

MAITRES GÉNÉRATEURS DE FRÉQUENCE AY 10212 ET AY 10212 A

Les circuits intégrés AY 10212 et AY 10212 A permettent d'obtenir à leurs douze sorties, les notes de la gamme la plus haute d'un orgue ou autre instrument, par exemple la gamme 8368,2 Hz à 4434,6 Hz, à partir d'un signal appliqué à l'entrée de ce composant, à la fréquence de 2 MHz. A noter toutefois que ces nombres ne sont donnés qu'à titre indicatif. Si la fréquence du signal d'entrée est modifiée, celles des signaux de sortie sont modifiées proportionnellement, les intervalles d'un demi-ton subsistant.

Par exemple, si le signal d'entrée est de 1 MHz, ceux de sortie seront dans la gamme 4434,6 Hz à 2217,3 Hz. Si la fréquence du signal d'entrée est de 2,5 MHz, la gamme des signaux de sortie sera 10 460,25 à 5230,12 Hz. Toutes valeurs intermédiaires sont admissibles. Les deux variantes de ce CI se distinguent par les limites admises

pour la fréquence du signal d'entrée.

Pour le type AY10212 ces limites sont 250 kHz et 1,5 MHz ; pour le type AY10212 A la fréquence du signal d'entrée est comprise entre 250 kHz et 2,5 MHz.

MONTAGES D'APPLICATION

Le signal d'entrée doit être produit par un oscillateur donnant des signaux périodiques à une fréquence admissible. Ce signal peut être appliqué directement au CI ou par l'intermédiaire d'un seul transistor de

commande comme on le montre à la figure 1.

Ces CI nécessitent deux alimentations, l'une positive, l'autre négative ou deux positives ou deux négatives, selon le choix du point de masse. On pourra aussi utiliser une seule alimentation avec prise. Dans le cas du montage de la figure 1, le point de masse est celui de V_{ss}. Dans ce cas, les points V_{dd} et V_{gg} sont négatifs par rapport à V_{ss}. Par exemple :

$$\begin{aligned} V_{gg} &= -25 \text{ V} \\ V_{dd} &= -13 \text{ V} \end{aligned}$$

Pratiquement on peut choisir les deux tensions dans l'aire intérieure indiquée sur la figure 2. Les valeurs choisies correspondent au point X.

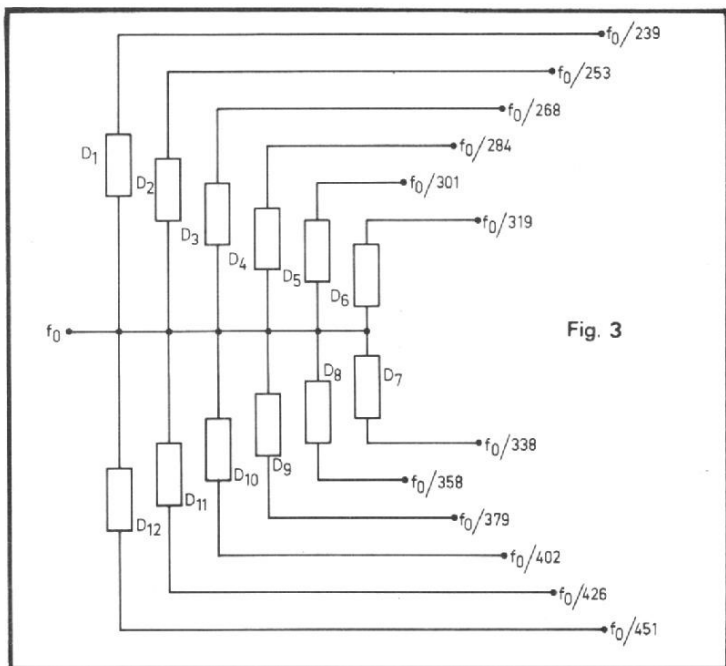


Fig. 3

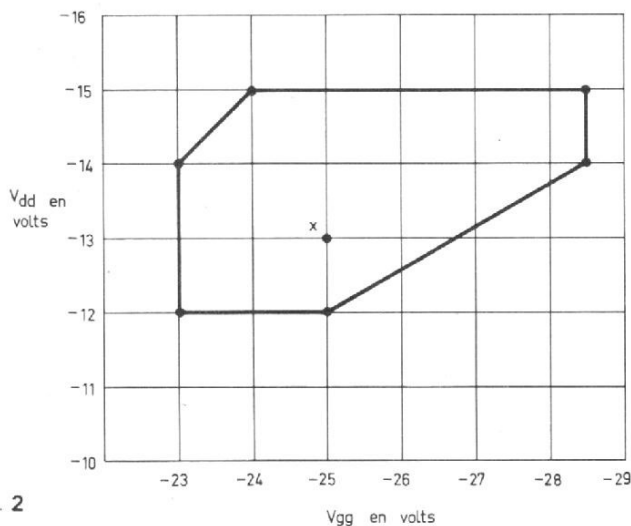


Fig. 2

Comme dans les versions précédentes, les deux CI cités sont des diviseurs de fréquence. A la figure 3, on donne le schéma simplifié de ce CI sur lequel on a indiqué l'entrée et les douze sorties avec le rapport diviseur. D₁ à D₁₂ sont les diviseurs. Connaissant le facteur diviseur de chacun des douze diviseurs D, on calculera la fréquence du signal de sortie en divisant celle d'entrée par le facteur diviseur.

Soit par exemple f₀ = 1 MHz = 10⁶ Hz. La fréquence à la sortie 1 sera f₀/239 = 10⁶/239 = 4184,1 Hz.

Si f₀ = 2 MHz, la fréquence de la même sortie sera 2. 10⁶/239 = 8368,2 Hz.

MONTAGE PRATIQUE

Le brochage des CI AY10212 et AY10212 A est donné à la figure 4.

On se souviendra, si on a lu nos articles parus précédemment, que les fréquences de deux notes qui se suivent dans une gamme chromatique et sont par conséquent écartées d'un demi-ton tempéré, sont dans le rapport :

$$\frac{f_n + 1}{f_n} = \sqrt[12]{2} = 1,059463094$$

Par exemple le LA 3 est à la fréquence f₁₂ = 440 Hz, donc le LA dièse sera 440 multiplié par la racine douzième de 2.

On a :

$$f_n + 1 = 440 \cdot 1,0594... = 466,1637 \text{ Hz}$$

De même, deux diviseurs voisins sont dans le même rapport, On a, par exemple :

$$\frac{426}{402} = 1,059701493$$

valeur proche de la racine douzième de 2.

L'alimentation peut être effectuée avec deux sources de tension ou avec une seule

à prise. Par exemple, si la masse est au point le plus positif V_{ss} (point 1 du CI) on aura le choix entre les deux dispositions de la figure 5.

En (A), deux alimentations, avec le + à la masse et au point V_{ss} et les - aux points V_{dd} et V_{gg} .

En (B), il n'y a qu'une seule alimentation dont le + est à la masse et au point V_{ss} , le - au point V_{gg} et la prise au point V_{dd} .

Les valeurs des tensions seront déterminées par l'aire indiquée sur la figure 2 comme expliqué plus haut.

Des alimentations régulées sont indispensables.

GÉNÉRATEURS À UNE SEULE ALIMENTATION

Plus récents que les précédents, les trois circuits intégrés AY 30214, AY 30215 et AY 30216, ne nécessitent qu'une seule alimentation pouvant être comprise entre 10 V et 16 V, ce qui permettra de choisir les deux valeurs usuelles 12 V et 15 V par exemple. Les caractéristiques communes de ces CI sont les suivantes :

Fréquence d'entrée : 100 kHz à 4,5 MHz.

Alimentation unique entre les points V_{cc} et V_{ss} .

Boîtier 16 broches (voir fig. 6).

Sorties à faible impédance, en push-pull.

Protection de l'entrée par diode zener.

Les types à 13 sorties, 215 et 216, permettent d'obtenir la note octave de la première sortie, c'est-à-dire la fréquence double.

Le 214 donne des signaux à rapport cyclique de 50 %. Le 215 donne des signaux à rapport cyclique de 50 % et le 216 à rapport cyclique 30 %.

Voici les rapports diviseurs de fréquence par les trois CI :

Broches	AY3214	AY3215 AY3216
3	479,5	V_{ss}
4	403	451
5	339	426
6	320	402
7	269	379
8	254	358
11	285	301
12	302	284
13	359	268
14	380,5	253
15	427	239
16	452	478
1	V_{cc}	V_{cc}
2	entrée	entrée
9	NC	338
10	V_{ss}	319

En raison des différences des brochages, les CI ne sont pas interchangeables sans modification des connexions.

Les fréquences des signaux de sortie sont déterminées, comme précédemment par celle d'entrée f_0 et les rapports diviseurs de fréquence.

Une large bande, 100 kHz à 4,5 MHz, permet un choix très étendu des fréquences de sortie.

Prenons par exemple les cas extrêmes : $f_0 = 4,5$ MHz. La fréquence de sortie la plus élevée correspond au facteur diviseur le plus petit : 254.

La fréquence maximum sera alors :

$$f_{\max} = \frac{4\,500\,000}{254} = 17\,716 \text{ Hz env.}$$

La fréquence la plus basse sera, par le CI à 12 sorties,

$$f_{\min} = \frac{4\,500\,000}{478} = 9\,414 \text{ Hz env.}$$

Pour les CI à 13 sorties, la fréquence la plus élevée sera :

$$f_{\max} = \frac{4\,500\,000}{239} = 18\,824 \text{ Hz env.}$$

et :

$$f_{\min} = \frac{4\,500\,000}{478} = 9\,414 \text{ Hz env.}$$

et dans ce cas, $f_{\max} = 2 f_{\min}$, évidemment.

Fig. 4

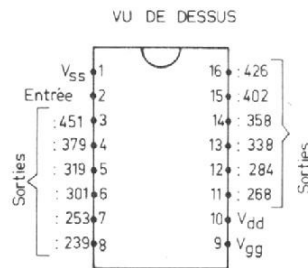


Fig. 5

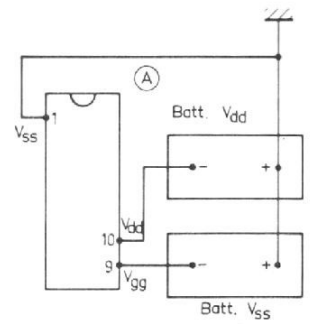


Fig. 6

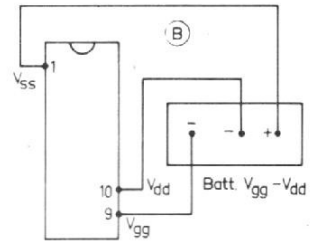
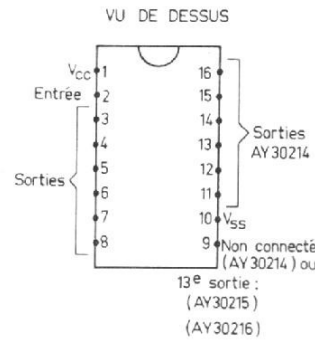


Fig. 7

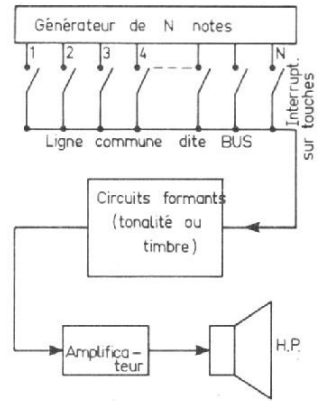
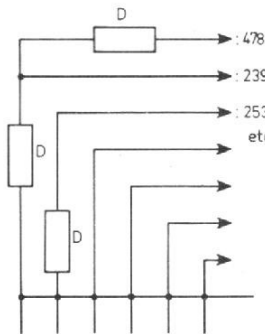


Fig. 9

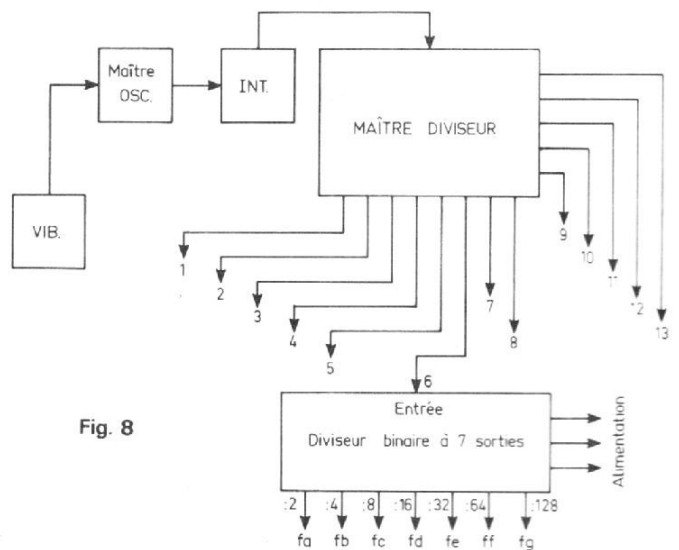


Fig. 8

Voici à la figure 7 comment on obtient le treizième signal de sortie. Le diviseur le plus faible étant 239, on obtient la division par $2 \cdot 239 = 478$ en montant, à la suite du premier diviseur, un diviseur par deux qui donne évidemment l'octave inférieure du précédent. Les onze autres sorties s'intercaleront entre celles-ci.

A noter que ceux qui possèdent un générateur à 12 sorties, pourront à l'aide d'un diviseur par deux, créer une treizième sortie. Si l'on choisit comme fréquence d'entrée la plus faible admissible : $f_0 = 100\ 000$ Hz, on obtiendra aux sorties des fréquences quarante fois plus basses que dans le cas de $f_0 = 4\ 000\ 000$ Hz.

Les fréquences des signaux de sortie seront alors comprises dans la gamme $100\ 000/239 = 418$ Hz environ à $100\ 000/478 = 209,2$ Hz environ. Les signaux à ces fréquences sont utilisables dans certains instruments de musique et on pourrait concevoir ainsi des générateurs de sons plus simples que ceux réalisés avec douze diviseurs binaires comme c'est le cas des orgues électroniques.

S'il s'agit de réaliser des instruments **monodiques**, le générateur général sera encore plus simple. Ces instruments ne donnent qu'une seule note à la fois.

Remarquons aussi que la possibilité d'accorder le signal d'entrée sur une fréquence aussi élevée que 4,5 MHz est également intéressante. En effet, on obtiendra à la sortie, la gamme 18 824 à 9 414 Hz environ. Des signaux à fréquences aussi élevées serviront surtout comme **harmoniques**, nécessaires pour la création par synthèse de signaux « audibles » de formes diverses, en particulier en **dents de scie**, ou des signaux imitant ceux des instruments réels comme nous l'avons montré dans de précédents articles parus dans notre revue.

DIVISEURS BINAIRES DE FRÉQUENCE

Si l'instrument de musique à réaliser est **polyphonique**, c'est-à-dire permettant de jouer plusieurs notes à la fois, il est nécessaire de créer autant de sorties indépendantes de sons qu'il y a de notes.

La méthode classique est adoptée. A la figure 8 on indique le principe adopté, d'une manière simplifiée. Ce schéma peut être considéré comme la représentation d'un orgue électronique polyphonique utilisable pratiquement mais aux possibilités restreintes, comme celles d'un harmonium.

Partons de l'oscillateur fournissant le signal f_0 à fréquence élevée, de l'ordre du mégahertz (1 à 4,5 MHz).

Cet oscillateur peut être précédé d'un autre oscillateur « VIB », fonctionnant à très basse fréquence (par exemple 3 à 10 Hz) et modulant en **fréquence** le maître oscillateur, avec possibilité de le mettre

hors circuit si on ne désire pas le vibrato qu'il produit.

A noter que cette modulation de fréquence se retrouve sur tous les signaux (par exemple 84) fournis par l'instrument.

A la suite de l'oscillateur principal (ou maître oscillateur) on a indiqué l'étage de commande « INT », intermédiaire entre l'oscillateur et le maître diviseur.

L'étage « INT » peut être omis si l'oscillateur s'y prête ce qui est le cas s'il est établi spécialement par l'emploi considéré.

Toutefois, l'étage intermédiaire (dit Buffer en anglais) est utile. Il sépare les deux circuits « maîtres » ce qui les rend indépendants l'un de l'autre. Il adapte les impédances en présence, ce qui permet à l'oscillateur de fonctionner avec un meilleur rendement et d'être plus faible. Le « buffer » peut aussi amplifier le signal de l'oscillateur.

On trouve ensuite le **maître diviseur** avec ses 12 ou 13 sorties.

A chacune de ses sorties, sauf la treizième, il faut mon-

ter un diviseur binaire de fréquence.

Pour ne pas surcharger le schéma, on n'a représenté que le diviseur binaire branché à la sortie 6 du maître diviseur.

Un CI de ce genre possède :

1) Deux ou trois « points » (broches ou fils) pour l'alimentation. Deux si le CI ne nécessite qu'une seule alimentation et trois s'il y a deux alimentations. Voir à ce sujet ce qui a été indiqué plus haut au sujet de l'alimentation du maître diviseur. Il est possible d'alimenter les diviseurs binaires et le maître diviseur sur la ou les mêmes sources.

2) Une entrée pour le signal provenant du maître diviseur.

La liaison directe entre la sortie du maître diviseur et l'entrée du diviseur binaire est possible dans certains cas mais pas toujours. Eviter par conséquent d'effectuer des liaisons directes si on n'est pas sûr que cela soit permis.

3) Un certain nombre de points de sortie des signaux produits par des divisions binaires échelonnées.

4) Un certain nombre d'entrées des CI diviseurs binaires permettant le montage en cascade de plusieurs groupes pour obtenir la division par 4, 8, 16, etc.

Les sorties ainsi obtenues sont alors au nombre de N, avec :

$$N = 12 (N_D + 1) + 1$$

si le maître diviseur est à 12 sorties et :

$$N = 12 (N_D + 1)$$

si le maître diviseur est à 13 sorties.

Dans ces expressions N_D est le nombre des sorties effectives du diviseur binaire dans lequel on a monté en série tous les groupes.

Exemple : soit un maître diviseur à 12 sorties chacun, et des diviseurs binaires à 7 sorties chacun. On a par conséquent :

$$N = 12 (7 + 1) = 96 \text{ sorties}$$

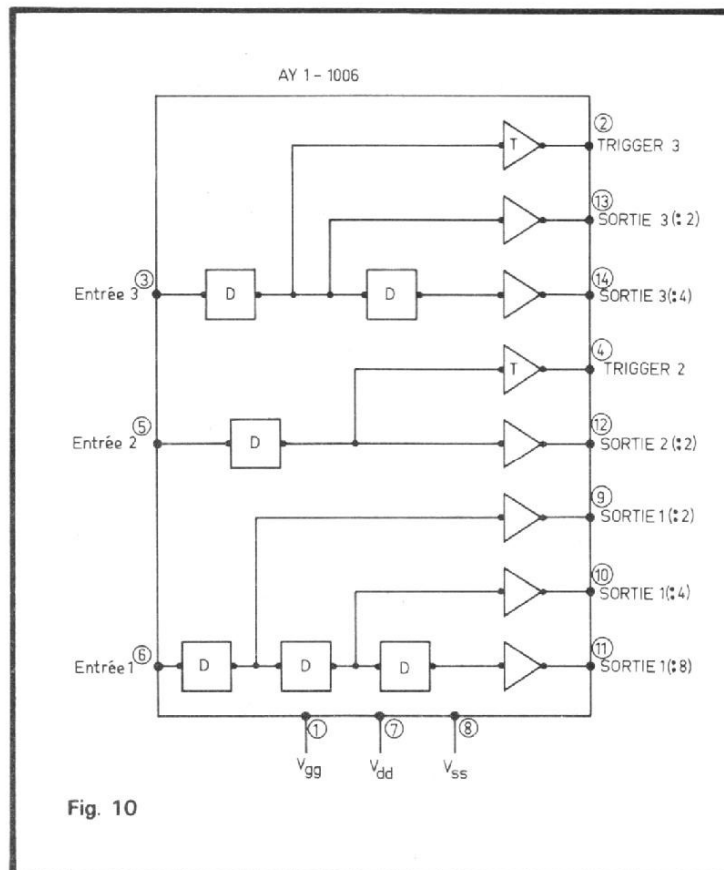


Fig. 10

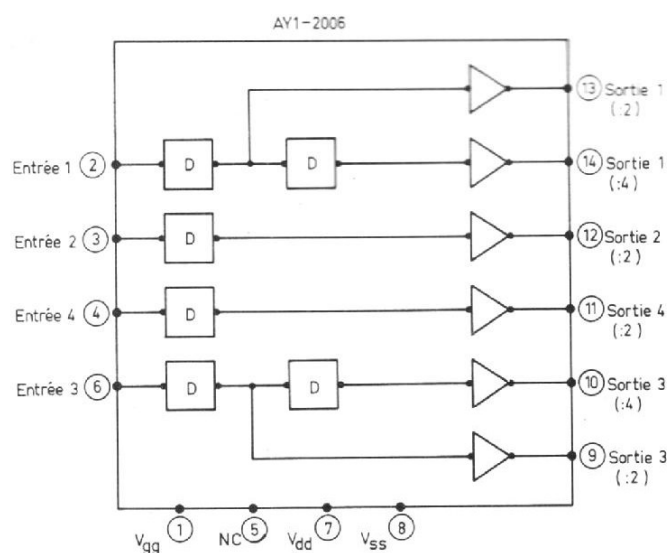


Fig. 11

On a multiplié 12 par 8 et non par 7, car les **sorties du maître diviseur sont également utilisées** comme sorties de signaux de notes, ou d'harmoniques si les fréquences sont très élevées. Lorsqu'il y a la treizième sortie du maître diviseur, celle à la fréquence la plus élevée (par exemple 18 824 Hz) on s'en servira comme quatre-vingt-septième signal pour avoir l'octave d'ordre n de la note la plus basse de l'instrument.

Cette application de la treizième note n'est pas unique, d'autres applications peuvent être trouvées.

5) On disposera aussi de N signaux (par exemple 96 ou 97) qui devront être transmis par des voies appropriées, simples ou complexes, aux amplificateurs et aux haut-parleurs par l'intermédiaire obligatoire du système de commande à la disposition de l'exécutant qui ne « libérera » que les notes qu'il doit faire entendre et empêchera les autres d'être transmises sous forme de fondamentales (voir fig. 9).

Voici maintenant des indications sur les nouveaux diviseurs binaires proposés par G.I.

DIVISEURS AY1006 et AY2006 A SIX ÉTAGES

Ces deux diviseurs se distinguent par des branchements différents intérieurs des diviseurs par deux, ce qui a pour conséquence, un brochage différent.

A la figure 10, on donne le schéma simplifié du AY1-1006 et à la figure 11 celui du AY 1-2006. Considérons d'abord le AY 1-1006. Les carrés marqué D sont des diviseurs par 2. Le signal provenant du maître diviseur peut être connecté à une entrée quelconque du diviseur binaire : l'entrée 1, ou 2, ou 3.

On choisit celle qui par exemple, permet une meilleure disposition de la platine imprimée.

Choisissons par exemple l'entrée 1. On disposera alors de la sortie 1 (:2) de la sortie 1 (:4) et de la sortie 1 (:8) c'est-à-dire de trois sorties pour les notes de l'instrument.

Si l'on désire des diviseurs de fréquences supérieures, on se servira d'une autre chaîne de diviseurs. A cet effet, on

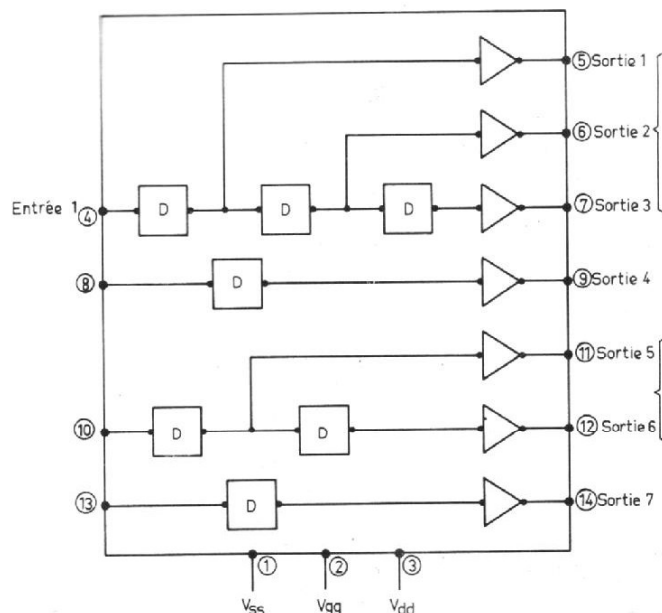


Fig. 12

reliera extérieurement au boîtier, la sortie 1 (:8) à l'entrée 2 par exemple. On disposera alors, au point 12 de la sortie 2 (:2), ce qui donnera une division de fréquence de $8 \cdot 2 = 16$ fois.

On poursuivra ensuite l'opération en reliant la sortie 2 (point 12) à l'entrée de la sortie 3 (point 3). On disposera alors, au point 13 d'une division par 32 et au point 14, d'une division par 64 de la fréquence du signal provenant du maître diviseur.

Remarquons aux sorties la présence d'amplificateurs séparateurs permettant d'obtenir de faibles impédances aux points de sortie.

Ces diviseurs de fréquence fonctionnent aussi bien avec des signaux d'entrée rectangulaires qu'avec des signaux sinusoïdaux. Chaque CI contient six flip-flop avec, également des sorties trigger à ne pas utiliser normalement et **laisser en l'air**. Le CI AY 1-2006 est plus simple. Il n'y a pas de sorties de trigger.

L'examen du schéma de la figure 11 permettra de trouver un mode de branchement donnant une chaîne de six diviseurs.

Par exemple : si le signal d'entrée est au point 2, on reliera les points 14 à 3, 12 à 4 et 11 à 3, pour obtenir des signaux à des fréquences sous multiples jusqu'à 128 fois de la fréquence du signal d'entrée.

L'alimentation de ces CI est la suivante :

si $V_{ss} = 0$ (à la masse)
 $V_{dd} = -12$ V par exemple
 $V_{gg} = -27$ V par exemple.

Pour plus de commodité, on choisira des tensions V_{dd} et V_{gg} égales à celles adoptées pour le maître diviseur.

Indiquons aussi que si, pour chaque sortie du maître diviseur, on n'a pas besoin de divisions jusqu'à 64, on pourra utiliser la chaîne restante d'un CI, comme diviseur pour une autre sortie du maître diviseur.

Il est toutefois préférable de ne pas trop compliquer les montages, d'autant plus qu'il existe des CI donnant des divisions 4 et 5. Le CI AY-1-1007 B, donne une division jusqu'à 128 fois car il contient sept diviseurs élémentaires.

Revenons aux CI AY-1-1006 et AY-1-2006.

Ils sont montés en boîtiers rectangulaires à 14 broches de

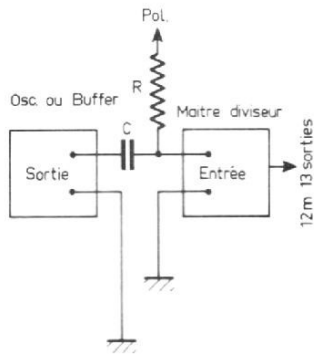


Fig. 13

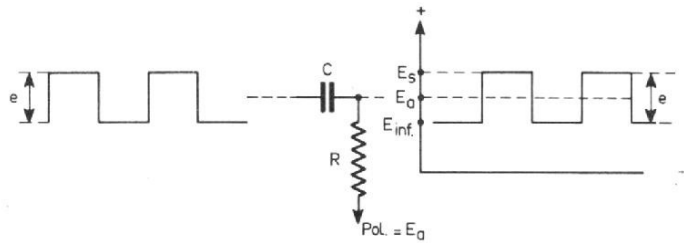


Fig. 14

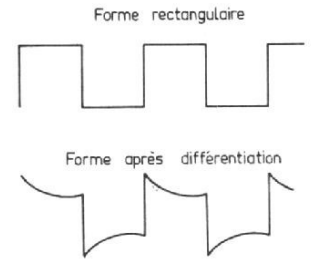


Fig. 15

forme habituelle. Les branchements sont indiqués sur les figures 10 et 11, les numéros des broches étant cerclés.

DIVISEUR À 7 ÉTAGES AY-1-1007 B

Ce diviseur est analogue aux précédents. Il possède quatre chaînes de diviseurs groupés par trois, un deux et un conformément au schéma simplifié de la figure 12. Il n'y a pas de sortie de trigger.

La mise en série des chaînes se fera en reliant la sortie de l'une à l'entrée d'une autre.

Dans des montages particuliers, on pourra utiliser les chaînes séparément.

On pourra effectuer les branchements comme suit :

Entrée point 4. Sortie 1 au point 5, $f = f_s/2$. Sortie 2, point 6, $f = f_s/4$. Sortie 3, point 7, $f = f_s/8$. Relier le point 7 au point 8, entrée de la chaîne suivante. Sortie 4 au point 9, $f = f_s/16$. Relier le point 9 au point 10. Sortie 5 au point 11, $f = f_s/32$. Relier le point 12 au point 13. Sortie 6 au point 12, $f = f_s/64$. Sortie 7 au point 14, $f = f_s/128$. Le signal d'entrée à la fréquence f_s , provenant du maître diviseur (une de ses 12 ou 13 sorties) sera de forme rectangulaire, mais le diviseur binaire fonctionne également avec un signal sinusoïdal à une

de ses entrées. Il fournit toutefois des signaux rectangulaires.

Le circuit intégré AY 1-1007 B s'alimente comme ceux à six sorties : si $V_{ss} = 0$, V_{dd} sera de l'ordre de 12 V et V_{gg} de l'ordre de 27 V.

Les signaux de sortie sont rectangulaires à rapport cyclique de 50 %.

LES SIGNAUX D'ENTRÉE DES CI

On sait que les signaux peuvent être sinusoïdaux ou rectangulaires. Il convient de connaître leur amplitude, évaluée en tensions crête à crête.

Dans le cas du maître diviseur AY 1-0212 le signal rectangulaire d'entrée doit se placer entre deux tensions :

limite inférieure : $-10 \text{ V à } V_{dd}$
limite supérieure : $+0,3 \text{ V à } -2 \text{ V}$.

cela veut dire que si V_{dd} choisi est par exemple -12 V , la limite inférieure sera $-10 \text{ V à } -12 \text{ V}$ autrement dit une valeur choisie entre ces deux tensions, par exemple -11 V .

La limite supérieure sera par exemple -1 V . Le signal d'entrée variera entre $-1 \text{ V et } -11 \text{ V}$ ce qui correspond à une amplitude de $-1 - (-11) = 10 \text{ V}$ crête à crête.

Si le signal de sortie de

l'oscillateur ou du « buffer » est axé sur la tension de $-11 + (10/2) = -6 \text{ V}$, on pourra réaliser une liaison directe entre cette sortie de signal HF et l'autre du maître oscillateur.

Dans le cas contraire, il faut réaliser une liaison par capacité et résistance, comme le montre la figure 13. La capacité C séparera en continu les deux terminaisons. La résistance R permettra la polarisation sur la tension - axe déterminée comme indiqué plus haut par exemple -6 V . Dans ce cas, le signal entrant dans le CI maître diviseur variera entre $-6 - 5 = -11 \text{ V et } -6 + 5 = -1 \text{ V}$ comme on l'a déterminé plus haut.

Le même procédé sera adopté par les liaisons entre les 12 ou 13 sorties du maître diviseur et les entrées des 12 diviseurs binaires de fréquence.

Voici les limites des signaux admissibles sur les entrées des autres CI cités précédemment.

AY 3-0214, AY-3-0215, AY 3-0216 : limite supérieure $V_{cc} - 3 \text{ V à } V_{cc}$, limite inférieure $0 \text{ V à } 0,8 \text{ V}$.

Par exemple, limite supérieure $V_{cc} - 1 \text{ V} = 12 - 1 = 11 \text{ V}$ (avec $V_{cc} = 12 \text{ V}$), limite inférieure $0,4 \text{ V}$.

L'amplitude sera $11 - 0,4 = 10,6 \text{ V}$, la tension-axe sera $11 - 5,3 = 5,7 \text{ V}$. Des liaisons analogues à celles de la figure 13 seront adoptées éventuellement. La polarisation sera de

$5,7 \text{ V}$. A la figure 14 on montre les signaux avant la capacité et après.

On a, dans le cas du présent exemple : $E_s = 11 \text{ V}$, $E_{IN} = 0,4 \text{ V}$ et $e = 10,6 \text{ V}$, $\text{Pol.} = E_s = 5,7 \text{ V}$.

La tension d'entrée peut avoir des tensions limites quelconques, mais une amplitude de e volts.

Il ne faut pas que le signal qui apparaît aux bornes de la résistance R soit déformé. Si C ou R ou les deux donnent un produit RC trop petit, le signal de droite subira une déformation par **différentiation** comme on le montre à la figure 15.

La valeur de R est de quelques milliers d'ohms, par exemple $10 \text{ k}\Omega$. Prendre $C = 0,1$ ou plus si une déformation est constatée.

Si RC est trop faible et le signal est sinusoïdal, il ne sera pas déformé, mais son amplitude sera diminuée.

F. JUSTER

Références :

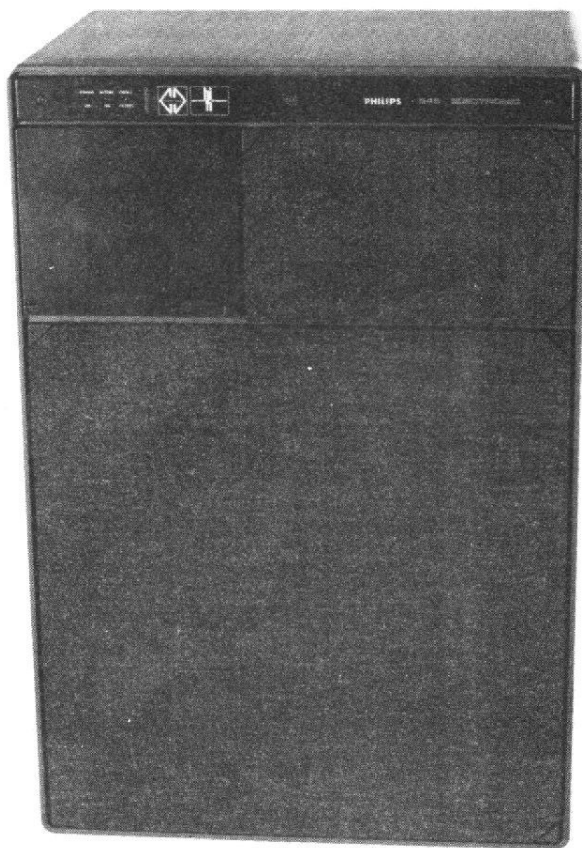
- 1) Documents de Général Instruments (P.E.P. Montrouge).
- 2) Les orgues électroniques ultra-modernes, par F. Juster (à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

L'enceinte acoustique

asservie

PHILIPS

RH 545



L'ENCEINTE asservie est rentrée dans les mœurs, c'est une enceinte moderne où l'électronique joue un grand rôle. Il semblait au départ que l'enceinte asservie fut avantageuse étant de petite taille, cela n'a pas empêché les constructeurs de fabriquer des enceintes asservies de grande taille. Philips et Cabasse figurent parmi ces constructeurs, des constructeurs qui utilisent tous deux un même principe d'asservissement, un asservissement dont l'élément essentiel est un capteur piézo-électrique, les traitements du signal divergent alors d'un constructeur à l'autre.

Avec l'enceinte RH 545 de Philips, nous sommes en présence d'un gros appareil de reproduction sonore, lourd et encombrant. Nous retrouvons une enceinte dont la taille peut être comparée à celle de pas mal d'autres modèles de structure classique. L'asservissement n'a pas ici été utilisé pour diminuer la taille de l'enceinte mais pour améliorer ses performances. En fait, si l'enceinte est d'un volume important, toute la partie supérieure, c'est-à-dire près du tiers du volume, est consacrée à l'électronique et que la section des fréquences basses a conservé un volume modeste.

Nous avons donc, réunis dans cette enceinte, deux concepts qui sont l'un celui de l'asservissement, l'autre celui du filtrage actif électronique et de l'enceinte pour multi-amplification.

L'enceinte asservie RH 545 est une enceinte à trois voies. Les fréquences basses sont confiées à un amplificateur couplé à l'asservissement, c'est un amplificateur de 50 W. L'amplificateur de médium a une puissance de 35 W et celui d'aigu une puissance de 15 W. Dans les trois cas, il s'agit d'une puissance maximale. L'amplificateur d'aigu n'a pas besoin d'avoir une réserve de puissance

importante. Les études effectuées sur les spectres audio ont montré que l'énergie située dans les fréquences hautes était limitée si bien qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'une puissance très importante, ce qui explique les 15 W de l'amplificateur d'aigu.

La multi-amplification permet donc une économie au niveau de l'amplificateur d'aigu. Nous avons un autre avantage que les constructeurs d'enceintes acoustiques connaissent. Tous les haut-parleurs produits n'ont pas le même rendement et il faut une énergie beaucoup plus importante dans les graves



Photo 1. - Disposition des haut-parleurs, presque en ligne, médium en haut, tweeter au centre et boomer en bas.

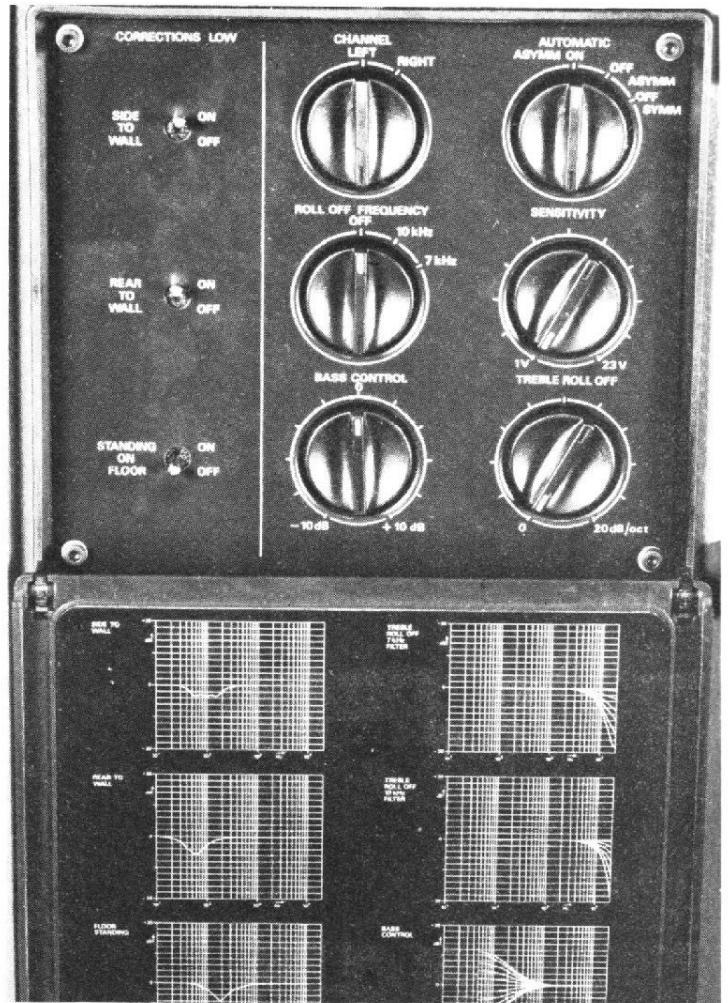


Photo 2. - Le tableau de contrôle de l'enceinte RH 545. L'action des correcteurs est affichée sous forme de courbes sur le volet inférieur.

que dans l'aigu. Dans une enceinte acoustique conventionnelle, le constructeur travaillera sur son filtre pour aligner le niveau de reproduction des haut-parleurs les plus sensibles sur celui qui aura le plus faible rendement, on sera donc amené à introduire des éléments résistifs qui vont introduire des pertes sur certaines voies. Pratiquement, on s'arrange pour que les haut-parleurs aient un rendement voisin ce qui limite les pertes de puissance. Comme nous le verrons ici, le problème est résolu différemment avec les multiples amplificateurs utilisés pour alimenter les haut-parleurs. Comme le rendement d'un haut-parleur est un élément fixe et qu'il n'est pas possible de modifier si un élé-

ment est trop sensible, on réduira le gain de l'amplificateur qui l'attaquera afin que son niveau de sortie soit aligné avec les autres. Comme la réduction de niveau se situe à un endroit où les impédances sont élevées et les tensions faibles, la perte de puissance est infime. D'autre part, on bénéficie ici des techniques de filtrage actif, ces techniques permettent de réaliser des circuits de correction de bande passante qui ne font pas appel à des éléments lourds, encombrants et onéreux que sont les selfs. En outre, le contrôle des bandes passantes de ces filtres est plus précis que celui des filtres LC, une résistance variable suffit pour faire varier leurs paramètres.

Les filtres actifs ont permis

ici de réaliser dans l'enceinte même des correcteurs dont l'emploi a été dicté par des études effectuées dans divers milieu d'écoute. Ces dispositifs sont une série de filtres qui jouent sur divers points de la bande passante. Ces filtres sont des coupe-bande d'une efficacité limitée à quelques décibels, ils sont destinés à compenser des défauts acoustiques qui se produisent lorsque l'enceinte acoustique est disposée dans un coin, avec l'arrière ou un côté contre un mur. Ces correcteurs effectuent des corrections moyennes qui sont valables dans certaines conditions, moins dans d'autres. On trouvera toujours, quel que soit le milieu acoustique considéré, un filtre dont l'efficacité sera bonne.

On ne tiendra pas obligatoirement compte des inscriptions du tableau de bord de l'enceinte.

L'enceinte RH 545 est de couleur sombre, du bois noir pour l'ébénisterie et un gris sombre d'aspect un peu métallisé pour l'encadrement. La grille qui protège les haut-parleurs est de tissu à grosses mailles. Dans le haut de l'ébénisterie apparaît l'électronique avec trois voyants à diodes électroluminescentes qui disparaissent lorsque l'enceinte n'est plus sous-tension pour le premier, lorsque le système de mise en route automatique n'est plus en fonction pour le second et lorsque le filtre coupe-haut n'est pas en service pour le dernier. Les grilles de façade sont amovibles

Celle du haut cache un haut-parleur de médium à dôme de 5 cm, celle du bas dissimule le haut-parleur de basses à capteur incorporé et le haut-parleur d'aigu. Ces trois haut-parleurs sont sur un même plan, le mode du décalage des sources n'est pas encore à l'honneur chez ce constructeur. La fixation des grilles se fait par des plots de matière plastique qui interdisent toutes vibrations.

Une trappe donne accès aux commandes qu'elle dissimulait. Sa fermeture est magnétique, un aimant longiligne est collé en haut de cette trappe. Sur son revers, nous trouvons un tableau d'aluminium anodisé portant les courbes de réponse amplitude/fréquence de tous les correcteurs. Six boutons circulaires et trois interrupteurs se partagent ce tableau. Les trois interrupteurs sont ceux de la correction en fonction de l'emplacement de l'enceinte. Les boutons servent à choisir si l'enceinte va recevoir le signal de gauche ou de droite, un autre permet de décider si l'enceinte se mettra en service automatiquement ou si l'entrée symétrique (réservée aux professionnels) sera employée. Un troisième bouton commande la mise en service de filtres passe-bas, un quatrième sert à régler la sensibilité, l'avant-dernier agit sur le correcteur de grave, un correcteur du type Baxandall et le dernier sur la pente du filtre passe-bas, de 0 à 20 dB/octave.

La face arrière mérite un examen un peu plus attentif qu'à l'accoutumée. La tôle de face arrière reçoit en effet deux radiateurs moulés qui supportent et refroidissent les transistors de puissance qui se dissimulent derrière des plaques de protection. Trois prises d'entrée sont installées, l'une est du type XLR 3 à verrouillage, les deux autres sont des DIN réservées aux applications « amateurs ». L'une sert à l'arrivée du signal, la seconde de relais pour le départ vers l'autre enceinte, ce qui évitera dans bien des cas

d'avoir deux fils qui partent du préamplificateur. Pour l'alimentation secteur de l'autre enceinte, les RH 545 disposent d'une prise femelle. Le cordon d'alimentation se branche sur une prise mâle à deux broches, les cordons de liaison (un secteur et un DIN/DIN) sont livrés avec l'enceinte. Un bouton rouge assure la commutation manuelle, c'est elle qui met en service le circuit de commutation automatique si ce dernier a été choisi. Sinon, le bouton met l'enceinte sous tension : quatre porte-fusibles sont accessibles depuis la face arrière.

ETUDE TECHNIQUE DU SCHEMA

Mise sous tension automatique :

La mise sous tension automatique est confiée à six transistors. Ces transistors sont

alimentés par un transformateur T 405 qui délivre la tension d'alimentation + 2 nécessaire à ces transistors. Le signal arrive sur la porte de TS 486 par un condensateur de 10 nF, C 691, un filtre passe-bas évite les parasites HF. Ce transistor à effet de champ est monté en suiveur, il sert uniquement d'adaptateur d'impédance pour attaquer via R 959 la base du transistor TS 487. Ce transistor est appelé à travailler avec une tension d'entrée relativement élevée, la diode D 576 évite le claquage de sa jonction base-émetteur sous l'influence d'une tension inverse trop élevée.

La tension de collecteur passe ensuite sur le second transistor, TS 488 pour un redressement et une amplification. La diode zener D 579 limite l'amplitude de la tension positive envoyée sur le condensateur C 697 qui est un chimique, c'est le condensateur chargé d'emmagasiner suffisamment d'énergie pour

commander les circuits qui le suivent pendant les deux minutes qui auront suivi une impulsion de déclenchement. La diode D 580 évite la décharge au travers de TS 488, transistor qui est saturé pendant les périodes d'attente. Les deux transistors TS 489 et TS 490 sont montés en trigger avec seuil différent pour l'enclenchement et le déclenchement du fait de la différence des résistances de collecteur. La sortie de TS 490 commande le transistor TS 491 qui va à son tour mettre l'enroulement du relais sous tension. Le commutateur C 13 est celui qui permet de choisir un fonctionnement automatique ou non. TS 491 commande aussi le passage du courant dans les diodes. Plusieurs sélecteurs mettent en service les diodes en fonction des dispositifs en service. La diode D 587 sera allumée dès que l'amplificateur sera sous tension D 586 sera allumée pour le fonctionnement automatique. Le commutateur D

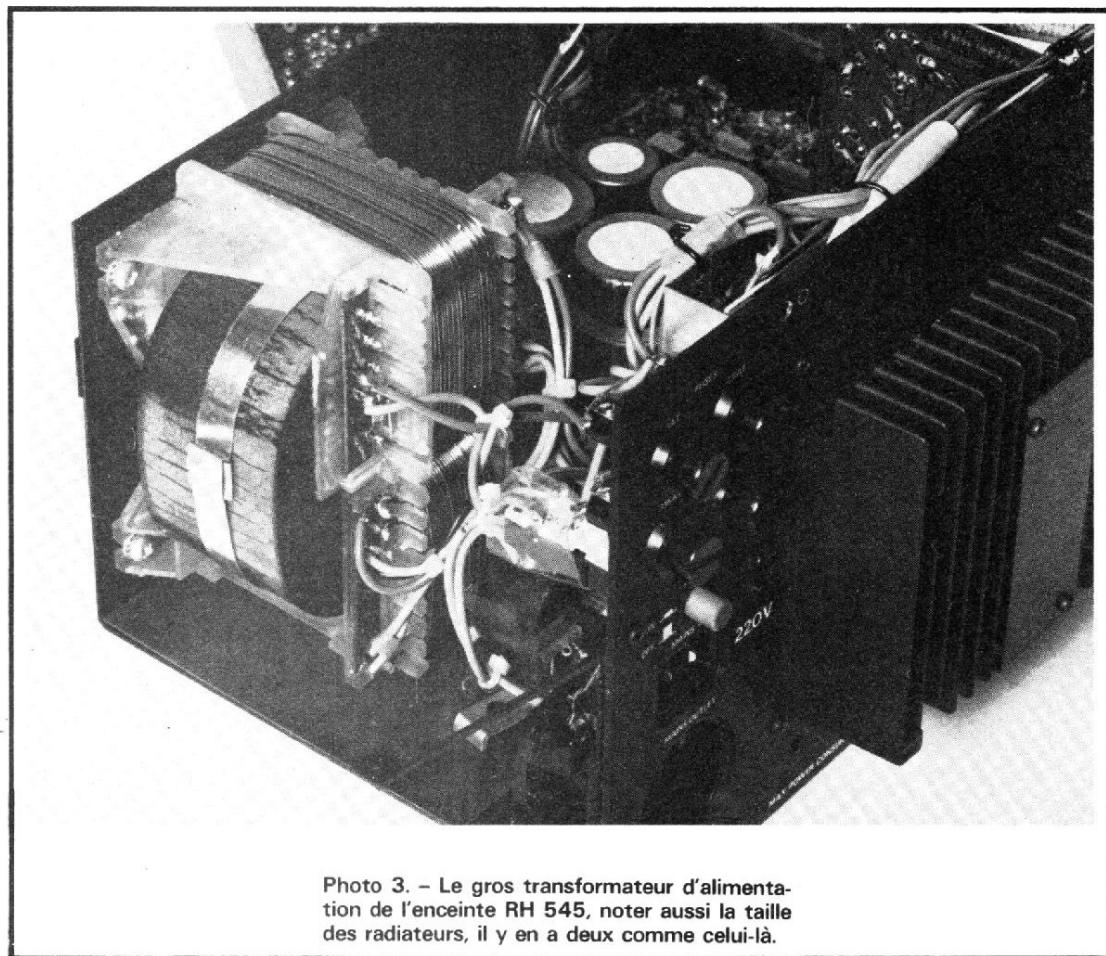
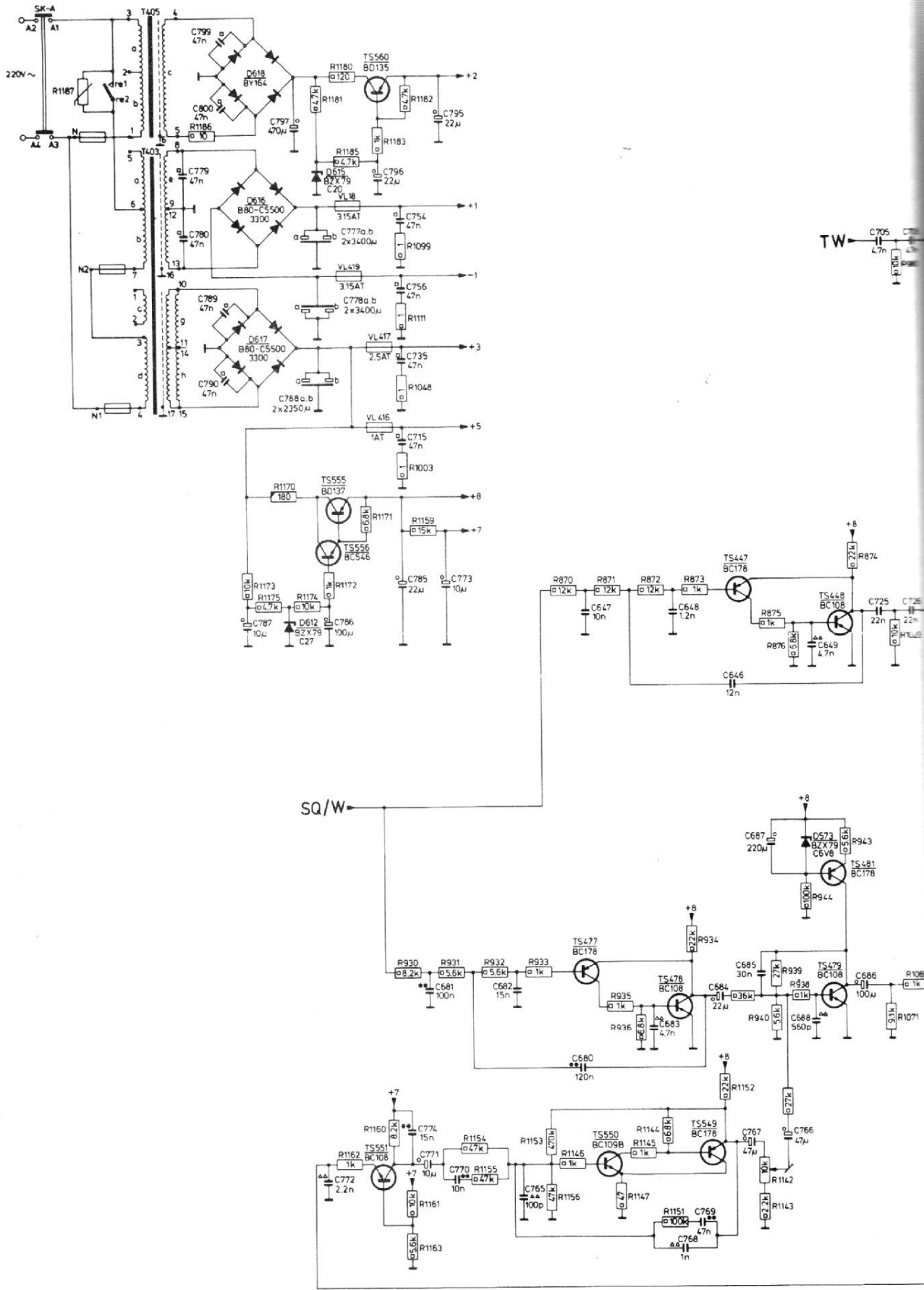
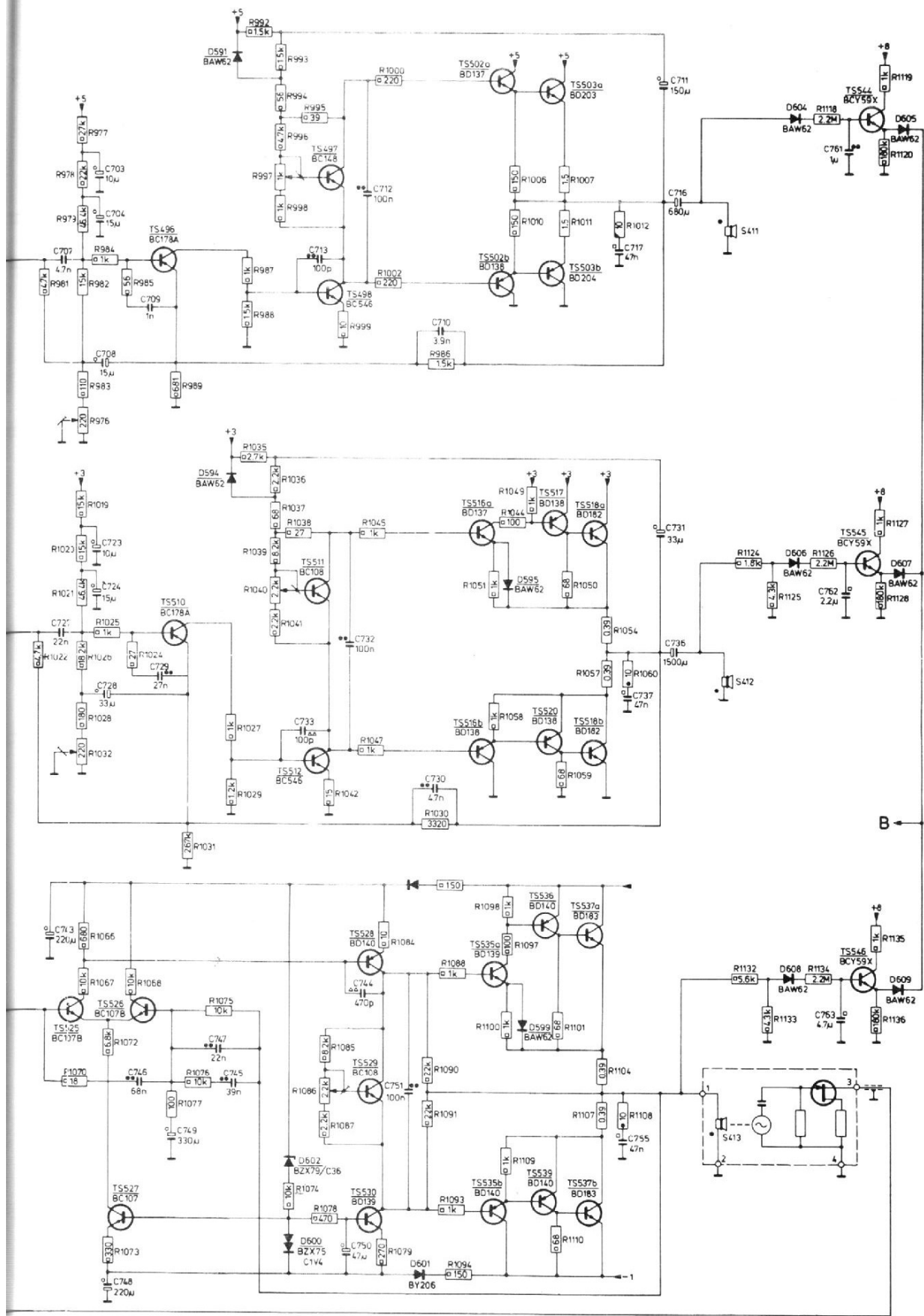
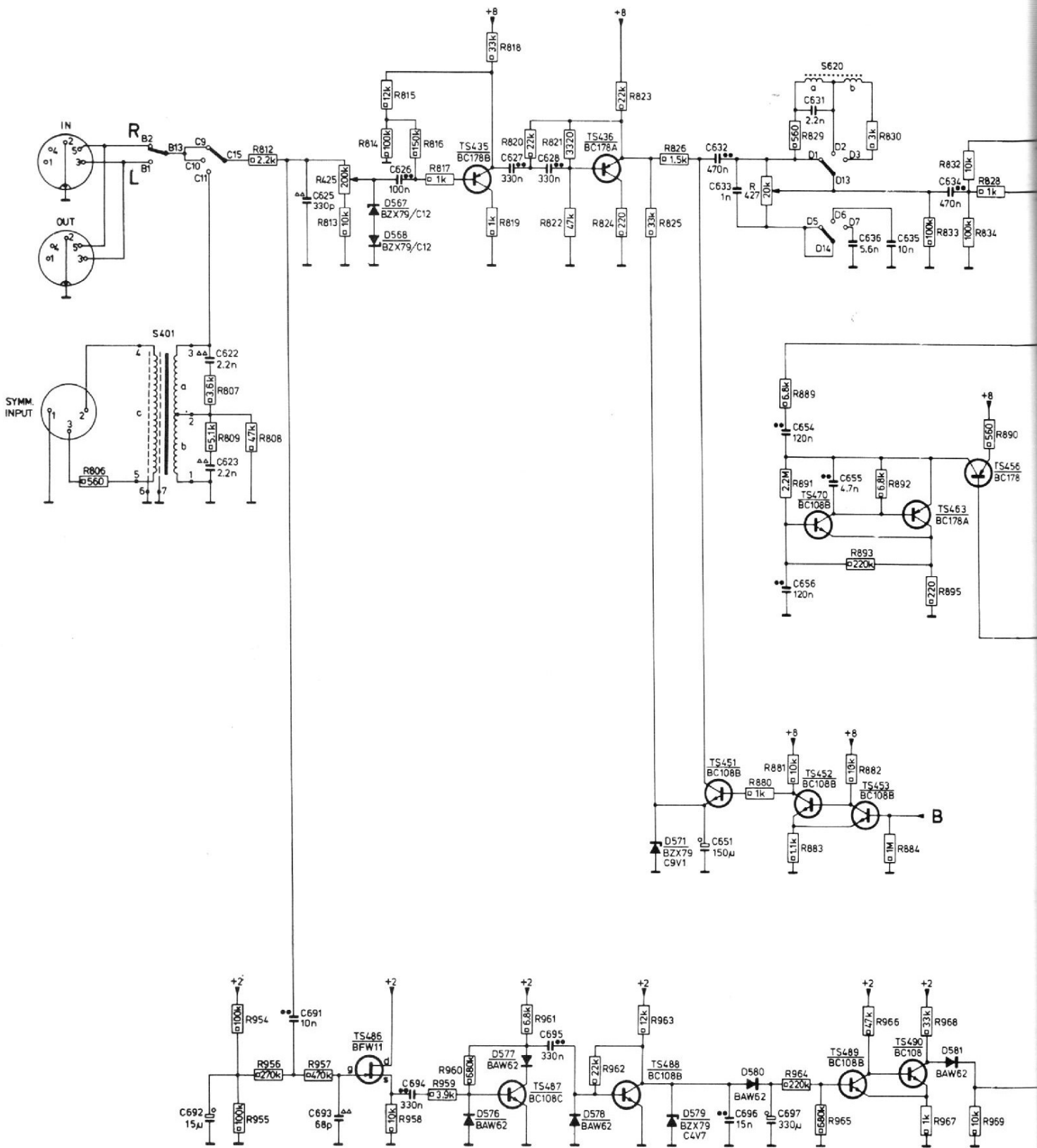
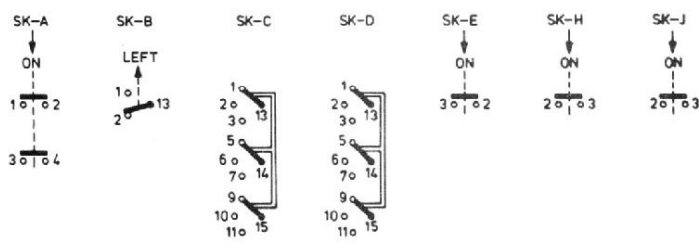
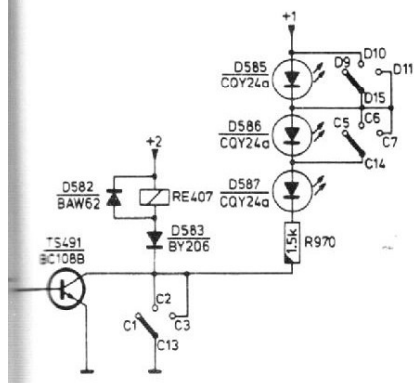
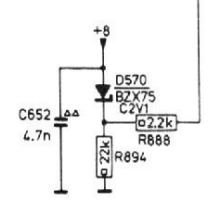
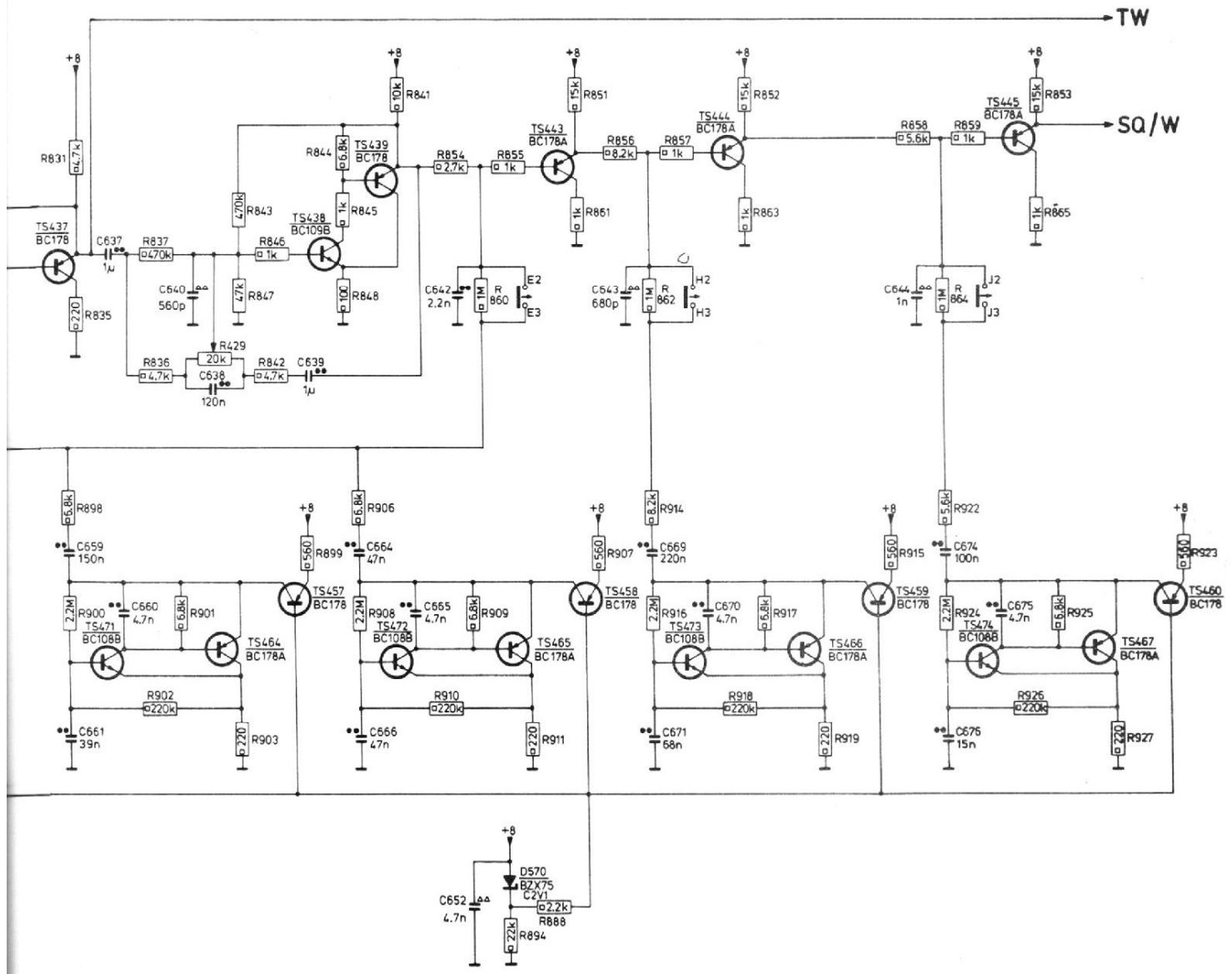


Photo 3. - Le gros transformateur d'alimentation de l'enceinte RH 545, noter aussi la taille des radiateurs, il y en a deux comme celui-là.









○ ● LEFT/RIGHT
 SELECTOR
 1-5-9 = AUT. ON/ ASSYM. IN
 2-6-10 = AUT. OFF/ ASSYM. IN
 3-7-11 = AUT. OFF/ SYM. IN
 ATTENUATION HIGH
 1-5-9 = 0
 2-6-10 = 10kHz
 3-7-11 = 7kHz
 CORR. FLOOR
 CORR. SIDE
 CORR. REAR

8682E7

15 est mal représenté, c'est le commutateur de mise en service du filtre. Pour les positions 10 et 11, il doit être ouvert pour permettre à la diode de s'allumer, ce qui est ici l'inverse.

PRÉAMPLIFICATEUR

Le signal d'entrée peut suivre plusieurs voies. Lorsqu'il arrive sur l'entrée symétrique, il trouve une impédance d'entrée de 600 Ω principalement résistive. Le secondaire du transformateur est symétrique, deux circuits RC assurent une compensation en fréquence. Lorsque le signal arrive sur les entrées asymétriques, il passe par un premier commutateur qui permet de choisir le signal compte-tenu du fait que le câble venant du préamplificateur véhicule les tensions de droite et de gauche. Le second commutateur est celui de sélection du type d'entrée. Le signal arrive sur un potentiomètre d'entrée,

potentiomètre qui possède une résistance de butée. Ce potentiomètre règle la sensibilité de l'enceinte entre 1 V et 23 V de façon à l'adapter à l'amplificateur qui l'alimentera. Il faut en effet un signal d'un volt maximum, signal présent à la sortie d'un certain nombre de préamplificateurs mais pas sur tous. D'autre part, ces préamplificateurs ne disposent pas toujours d'une impédance suffisamment basse pour attaquer la ligne d'excitation des enceintes sans récolter de parasites. Il faut en effet que l'impédance soit faible et cela à toutes les fréquences si on ne veut pas avoir de parasites sur la ligne ou d'affaiblissement aux fréquences hautes.

Le signal d'entrée est limité par deux diodes D 567 et D 568 montées en opposition (les limiteurs à diodes normales sont constitués de diodes montées en anti-parallèles, cathode de l'une contre anode de l'autre et réciproquement, avec les diodes zener, on les monte en opposition).

Le premier transistor est un adaptateur d'impédance, il attaque un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 30 Hz.

Sur l'émetteur de TS 436 sort le signal audio, il se trouve en présence du correcteur passif d'aigu LC. Le potentiomètre R 427 sert à modifier la pente du filtre d'aigu, on peut choisir ici la fréquence de coupure grâce aux condensateurs C 635 et C 636, on met aussi en service, pour la fréquence la plus basse la portion de self b.

TS 437 sert d'étage adaptateur d'impédance, c'est là que se divise le signal entre deux voies, l'une, celle du haut alimente le tweeter, l'autre, celle du bas le haut-parleur de grave et le médium.

Le circuit grave médium commence avec un correcteur de fréquence grave de type actif (à contre-réaction). Le potentiomètre R 429 permet de relever ou d'abaisser le niveau des fréquences graves.

Les cinq circuits utilisant les transistors TS 456 à 460, 463

à 477, 470 à 474 se comportent comme des circuits accordés série, ils offrent une impédance faible pour leur fréquence d'accord, impédance qui vient constituer avec les résistances R 854, R 856, R 858 un atténuateur. Les trois filtres sont montés en série, leurs effets s'ajoutent donc (en dB).

Le circuit de trois transistors recevant le signal B est un circuit de protection électronique, ce circuit court-circuite le signal d'entrée lorsqu'il y a une surcharge sur l'un quelconque des étages.

Amplificateur d'aigu :

Le signal venant du préamplificateur arrive sur un filtre passe-bas accordé sur la fréquence de coupure du haut-parleur d'aigu. C'est ce filtre qui évitera d'envoyer sur le haut-parleur les tensions de fréquence basse et de niveau élevé. Le filtre fait partie de la boucle de contre-réaction de l'amplificateur. Il a une pente proche de 18 dB par octave. L'amplificateur est rigoureusement complémentaire, la compensation thermique est assurée par un transistor, TS 497 dont le point de fonctionnement est fixé par le potentiomètre R 997. Le gain de l'amplificateur et par suite son adaptation au rendement du haut-parleur est fixé par la résistance R 976.

Le couplage au haut-parleur est obtenu par un condensateur. Un des fusibles est installé sur la ligne d'alimentation de cet amplificateur.

Amplificateur de médium :

Le haut-parleur de médium doit être précédé d'un filtre passe-bande, ce rôle est joué par les transistors TS 477, 478 et 510. Les premiers sont montés en filtre passe-bas et l'autre en filtre passe-haut. Pour ce dernier, on notera un montage identique à celui du précédent, c'est-à-dire dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur. Le premier filtre est du second ordre à source contrôlée, il est précédé

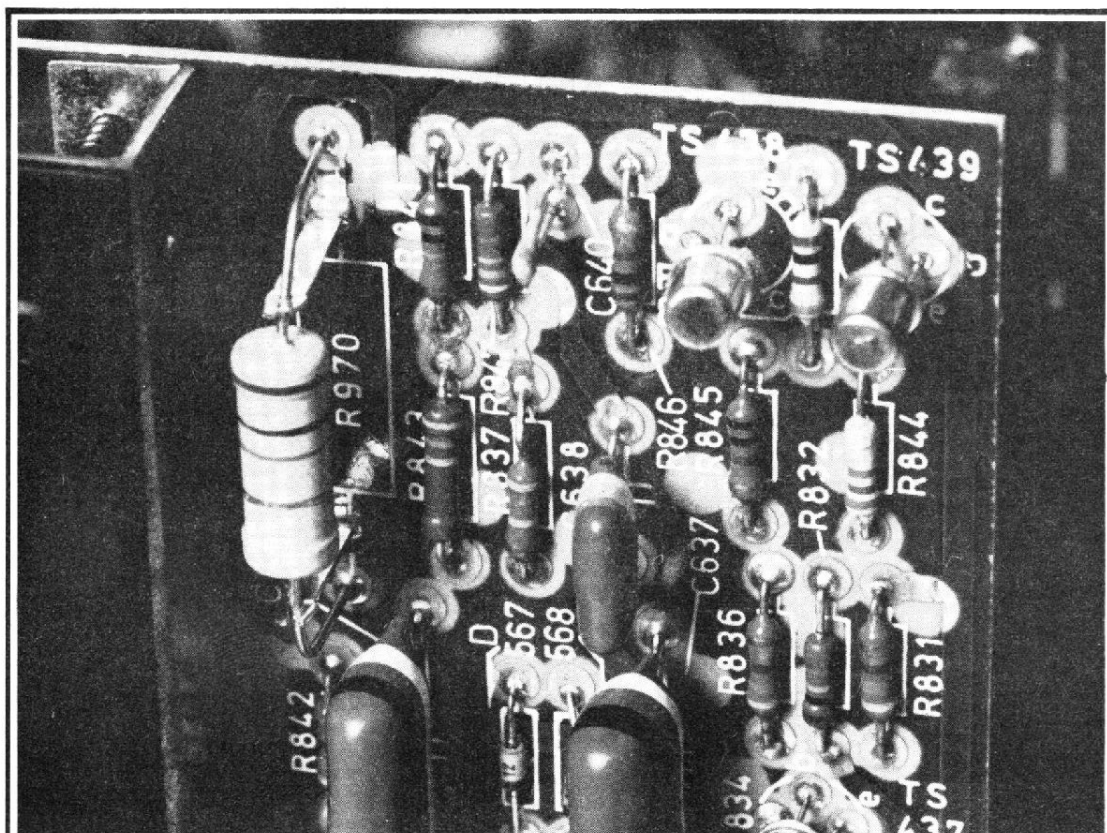


Photo 4. - Détail de l'un des circuits imprimés, les trous métallisés forment des œillets qui maintiennent fermement les composants.

d'une cellule RC. L'amplificateur de médium est plus puissant que l'amplificateur d'aigu, il possède une structure quasi-complémentaire à six transistors. La sortie est, elle aussi, assurée par un condensateur dont la valeur est évidemment supérieure à celle du précédent.

Amplificateur de grave :

C'est la section la plus complexe quoique restant ici assez simple, malgré l'intervention des circuits d'asservissement.

L'amplificateur proprement dit est précédé d'un circuit de filtrage éliminant les fréquences hautes, c'est un filtre actif du second ordre à source contrôlée précédée d'une cellule RC. Le signal audio arrive alors sur un mélangeur recevant d'une part la tension du filtre, d'autre part celle du circuit de contre-réaction de l'asservissement.

L'amplificateur lui-même est assez sophistiqué, étage d'entrée différentiel, alimentation en courant pour la paire d'entrée et pour le driver. L'alimentation de cet amplificateur est symétrique, on a donc éliminé le condensateur de sortie qui aurait dû avoir une capacité importante compte-tenu des fréquences basses que l'amplificateur doit traiter.

Le signal de contre-réaction est extrait d'un capteur piézo-électrique qui donne une tension dont l'amplitude est proportionnelle à l'accélération (capteur à inertie) de la bobine mobile (et non de la membrane). Ce capteur se compose de la céramique piézo-électrique. Un réseau modifie la réponse du capteur (intégration) avant de l'appliquer à l'entrée du mélangeur.

PROTECTION ÉLECTRONIQUE

Aucune protection contre les surintensités n'est prévue sur les amplificateurs. Ces derniers sont en effet prévus pour travailler sur des charges

fixes et qui n'auront pas à être branchées et débranchées. Les risques de court-circuit sont donc très faibles.

La tension de sortie de chaque amplificateur est appliquée à une série de détecteurs alimentés par des ponts de résistances. En examinant les valeurs des résistances de ces ponts, on s'aperçoit qu'elles sont différentes pour les trois amplificateurs. Le protecteur d'aigu est alimenté directement, celui de médium par une résistance de 1,8 k Ω et celui de grave par une résistance de 5,6 k Ω . Nous aurons donc ainsi un circuit qui travaillera en respectant la répartition de l'énergie entre les haut-parleurs, prévue par le constructeur.

Les tensions d'émetteur des transistors sont transmises au trigger TS 452/453 qui court-circuite le signal d'entrée, comme le signal disparaît, les condensateurs des circuits de protection C 761, C 762 et C 763 vont se décharger, le signal de sortie réapparaîtra et ainsi de suite, nous

aurons un signal intermittent qui indiquera qu'il se passe quelque chose...

FABRICATION

L'enceinte se caractérise par un poids élevé et une grande complexité due au logement qu'il a fallu prévoir pour le tableau de commande et pour l'électronique. Cette électronique a été installée en haut de l'enceinte, pour que les commandes soient accessibles. Le haut-parleur de basses est installé en bas, dans un compartiment clos. Il est fixé par huit vis à bois. Son saladier est en tôle emboutie et son aimant est en ferrite. Le haut-parleur de médium est un modèle comportant son enceinte individuelle, indissociable. Il est fixé par quatre vis, et il faut le démonter pour atteindre les vis qui maintiennent l'amplificateur à sa place. Les instructions de démontage apparaissent d'ailleurs

d'elles-mêmes lorsqu'on enlève la plaque enjoliveur du tableau de commande.

L'électronique est construite sur un châssis d'acier. Les circuits sont maintenus en de multiples points pour leur éviter de vibrer. Les circuits sont en stratifié papier époxy à trou métallisé et par conséquent à double face.

Les composants sont la plupart d'origine européenne mais on voit apparaître quelques résistances d'extrême-orient à côté de celles reconnaissables fabriquées par le groupe Philips. Les potentiomètres sont d'origine japonaise, ce sont des potentiomètres crantés, ce qui donne l'impression d'avoir en main des commutateurs. Les commutateurs, les vrais sont également japonais.

Les radiateurs moulés sont d'une taille très suffisante, ce que nous pourrions dire, également, pour la taille seulement du transformateur d'alimentation à circuit coupé en double C (tôle à grain orienté). Le transformateur d'alimenta-

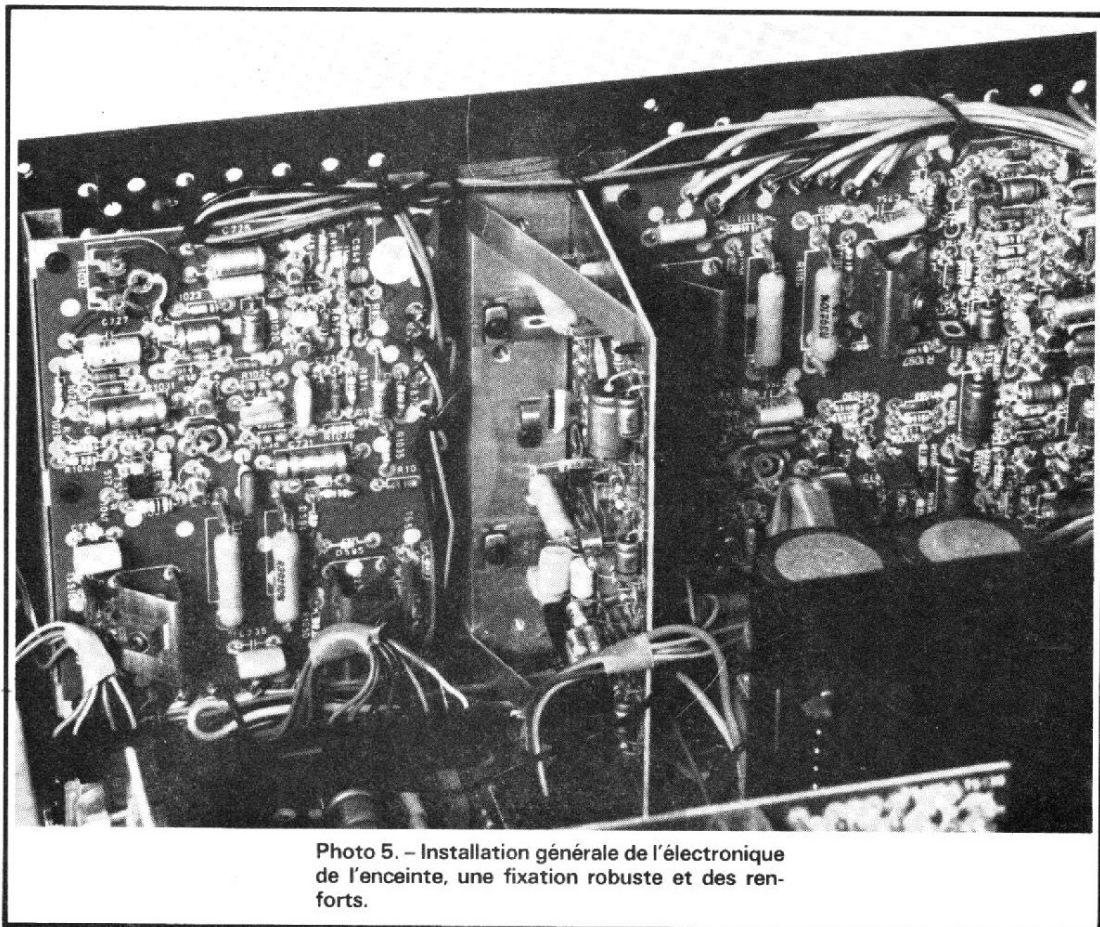


Photo 5. - Installation générale de l'électronique de l'enceinte, une fixation robuste et des renforts.

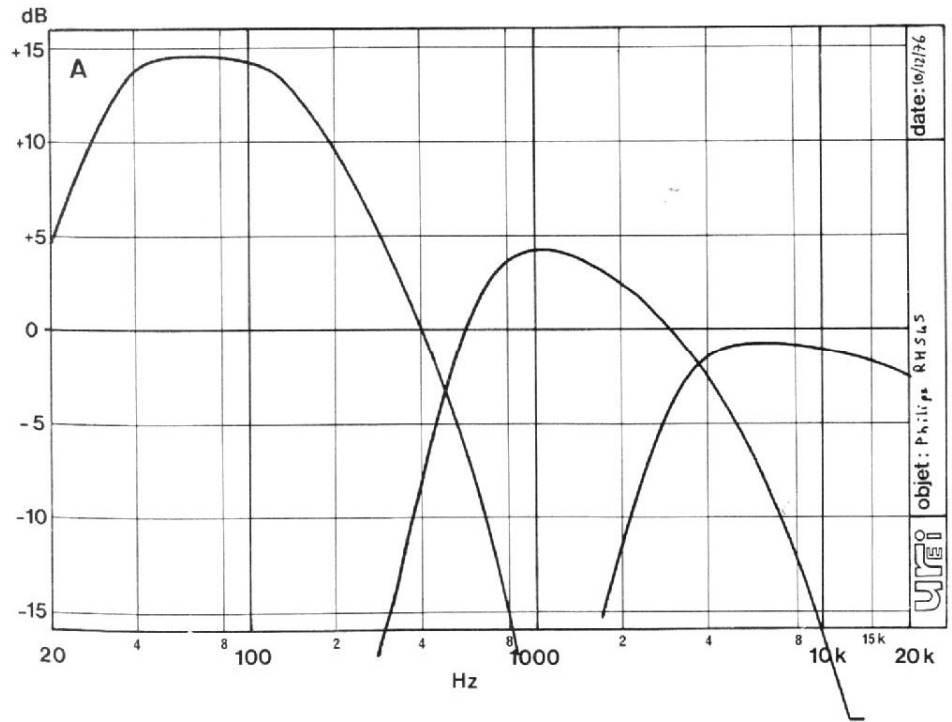
tion du circuit est un modèle réduit du premier, ainsi d'ailleurs que le transformateur d'entrée. Notons que les transformateurs branchés sur le secteur possèdent un thermique de sécurité qui intervient en cas de surchauffe.

La construction est sérieuse et robuste, compte-tenu du fait qu'un tel appareil doit être soumis à d'intenses vibrations.

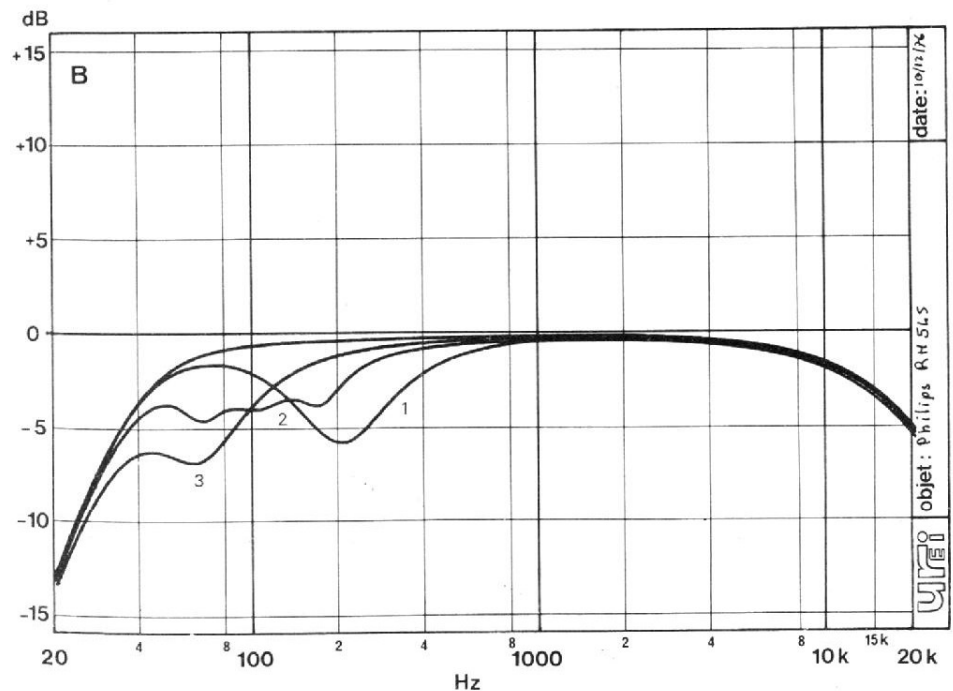
Mesures

La conception de l'enceinte est telle qu'il est pratiquement impossible d'effectuer des mesures sérieuses sans modifier les connexions des haut-parleurs. On ne peut d'ailleurs pas intervenir au niveau de l'électronique sans disposer de prolongateur pour permettre de travailler sur l'amplificateur en laissant les haut-parleurs branchés. Le cordon est trop court... Nous ne pourrions donc pas constater le bénéfice que l'on tire de l'utilisation d'un asservissement dans une grosse enceinte acoustique (distorsion ou bande passante). Nous avons déjà fait une étude de ce type il y a un an sur la benjamine de la famille, plus accessible il vous suffira de vous y reporter. Une différence cependant, il s'agit de l'épaisseur relative de la membrane du haut-parleur de grave. Cette membrane est d'une épaisseur sensiblement identique à celle du petit haut-parleur utilisé sur la 541.

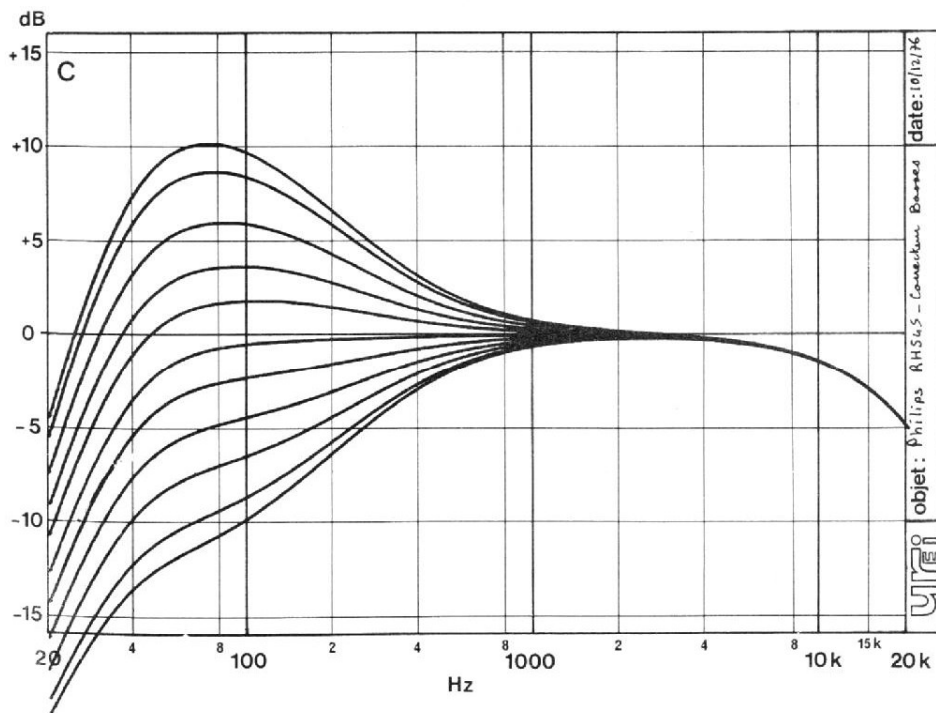
Il y a donc quelques chances pour que les déformations de la membrane se traduisent par de la distorsion, cette dernière ne pouvant être compensée. L'asservissement compense les mouvements hors de l'entrefer de la bobine mobile, c'est tout. Il contrôle les mouvements de la membrane au voisinage de la fréquence de résonance (le capteur est sensiblement apériodique et ne voit que les mouvements de la bobine mobile, sans tenir compte de la résonance de l'enceinte).



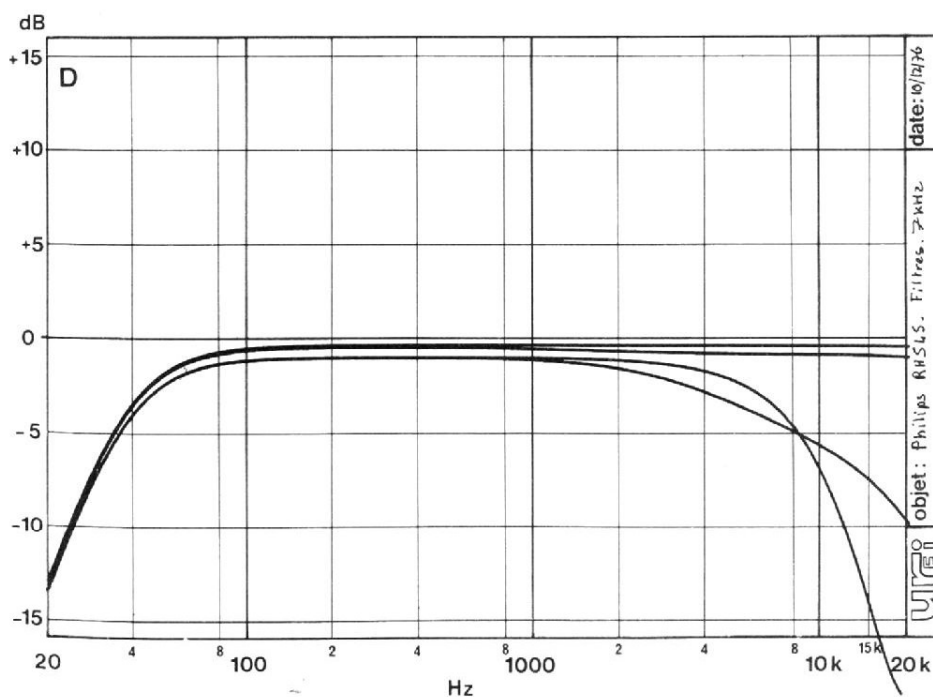
Courbe A. - Tension disponible aux bornes de sortie des amplificateurs chargés sur résistance de 8Ω , ici, la contre-réaction de l'asservissement n'est pas appliquée. Elle réduira le niveau des basses.



Courbe B. - Action des correcteurs d'ambiance.
1) station sur le sol. 2) côté contre le mur.
3) arrière contre le mur.



Courbe C. - Action du correcteur de basses.

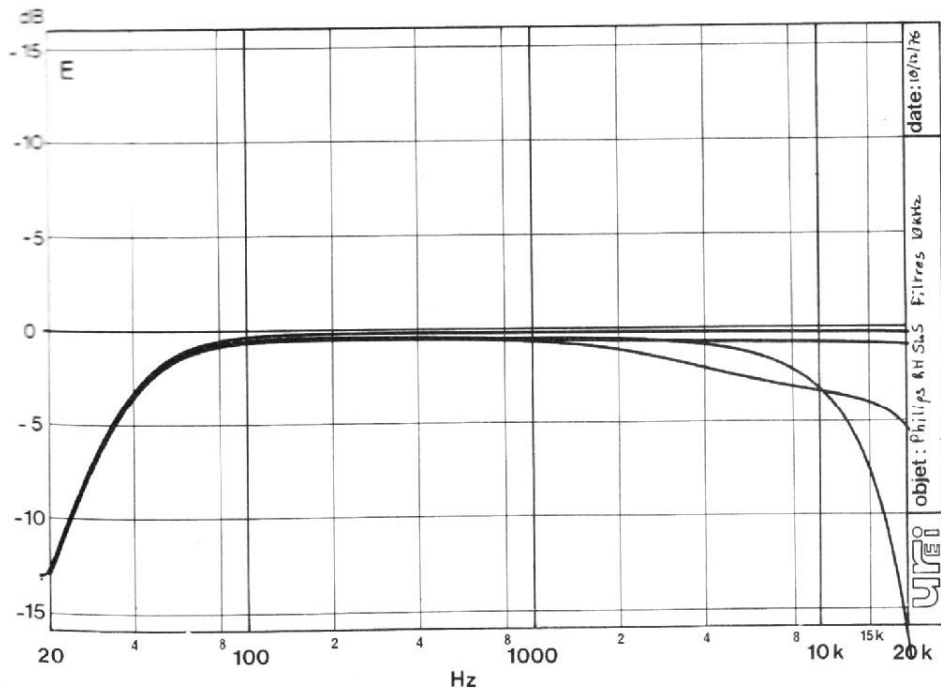


Courbe D. - Filtre passe-bas, 7 kHz pente 0, 20 dB par octave, et position intermédiaire. La courbe du haut est celle relevée filtre hors service. On notera l'atténuation du filtre passe-haut d'entrée.

Nous avons relevé quelques-unes des courbes caractéristiques de l'enceinte, des courbes qui malheureusement ne tiennent pas compte de l'asservissement. La première courbe illustre ce que nous avons dit au sujet de la différence de rendement des haut-parleurs. Le niveau paraît élevé pour les graves, il faut tenir compte du fait que le capteur applique une contre-réaction et que ce niveau de grave se trouvera réduit par rapport à l'ensemble. Par contre, la comparaison est possible pour le médium et l'aigu. Le haut-parleur de médium a un rendement inférieur à celui de l'aigu, le niveau de l'amplificateur de médium est plus important que celui de l'amplificateur d'aigu (ces courbes ont été tracées en envoyant à l'entrée du préamplificateur de l'enceinte une tension constante. On devrait également tenir compte d'un fait, d'une autre caractéristique de l'enceinte, c'est de son impédance qui peut expliquer une différence de niveau (attaque en tension des haut-parleurs). Nous ne faisons pas intervenir ici la notion d'impédance qui est peut-être la même pour tous les transducteurs de l'enceinte.

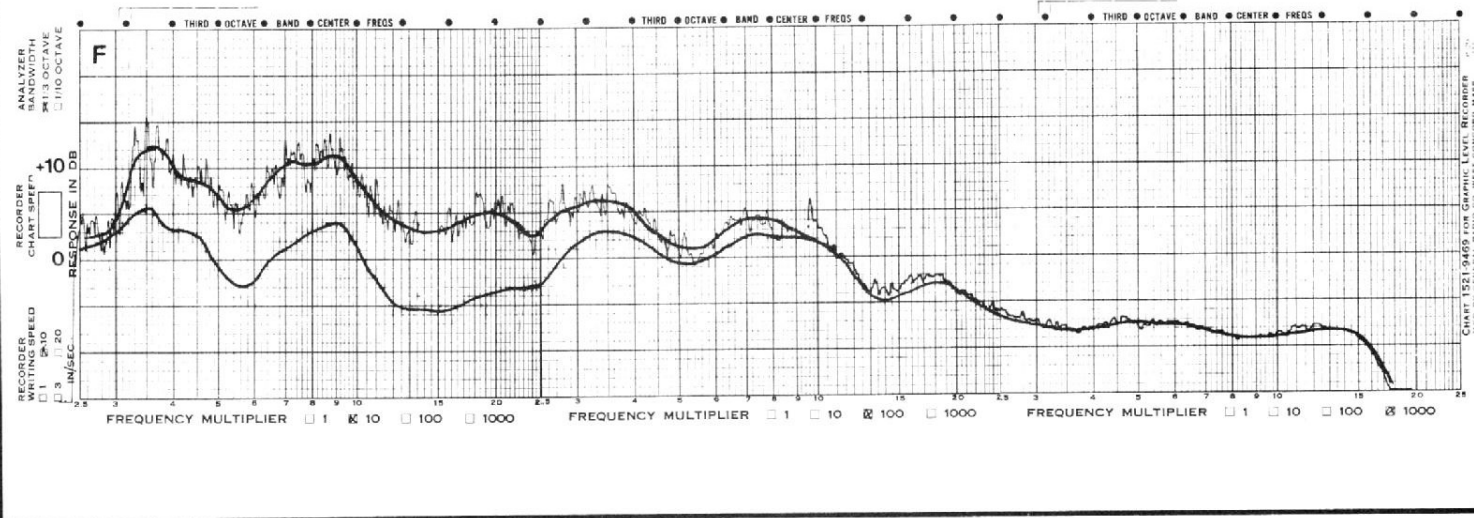
La courbe de chaque filtre se présente avec un sommet qui n'est pas plat. En fait, la forme des courbes ne permet pas de prévoir quelle va être la courbe de réponse de l'enceinte. A l'intersection de deux filtres, deux haut-parleurs ajoutent leurs effets ce qui permet d'avoir une courbe régulière.

La seconde courbe (B) est celle des filtres « d'emplacement ». Ces filtres sont ceux qui donnent des corrections en fonction de l'emplacement de l'enceinte acoustique. La courbe 1 est celle qui correspond à l'installation de l'enceinte sur le sol. La courbe 2, celle avec plusieurs « sommets » est celle de l'installation de l'enceinte avec un côté le long du mur, quant à la dernière, c'est celle de l'arrière contre le mur. La courbe C est



Courbe E. - Idem avec filtre sur 10 kHz.

Courbe F. - Courbe de réponse en milieu réverbérant, pièce de 9 mètres sur 5,5, enceinte dans le coin. La courbe supérieure est relevée sans correction, celle du bas avec les commutateurs adéquats en service (les trois).



la courbe de réponse du correcteur de basse. On voit l'action du filtre d'entrée, filtre à 12 dB par octave dont la fréquence de coupure est située un peu au-dessus de 30 Hz.

La courbe D est celle du correcteur d'aigu, elle est relevée pour une fréquence de coupure de 7 kHz. Nous avons ici quatre courbes, la première est relevée avec le filtre hors service, la seconde avec le filtre en service mais réglé pour une pente nulle, ce qui est presque réalisé, les autres correspondent à la position intermédiaire et à la position 20 dB donc au maximum.

La courbe E est une courbe identique relevée cette fois avec le filtre 10 kHz. Sur ces deux réseaux de courbes, on notera que l'on obtient une courbe régulière et une action très progressive démarrant à 2 000 Hz, courbe qui s'infléchit lorsque la pente augmente.

Les autres courbes sont des courbes de réponse mesurées en milieu réverbérant, avec l'enceinte posée dans un coin, dans cette position, nous avons la réunion des trois conditions : enceinte plaquée contre le mur, avec le fond contre le mur et au sol. La première série de courbes (F) cor-

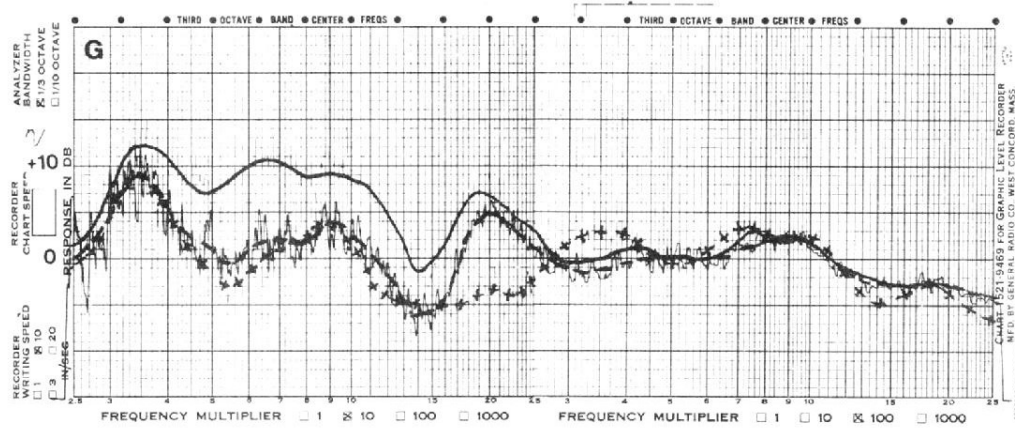
respond à la courbe de réponse globale de l'enceinte, en milieu réverbérant, donc dans des conditions d'écoute normales. Il y a pas mal d'accidents aux fréquences basses et un net renforcement du bas médium. La courbe du haut est relevée sans correction, celle du bas avec celles qui correspondaient au cas de placement. L'amélioration apportée est de l'ordre de 6 à 8 dB, ce qui se traduit auditivement par une meilleure netteté du registre des basses.

La chute aux fréquences élevées peut être due à la présence des grilles décoratives devant le haut-parleur ou à

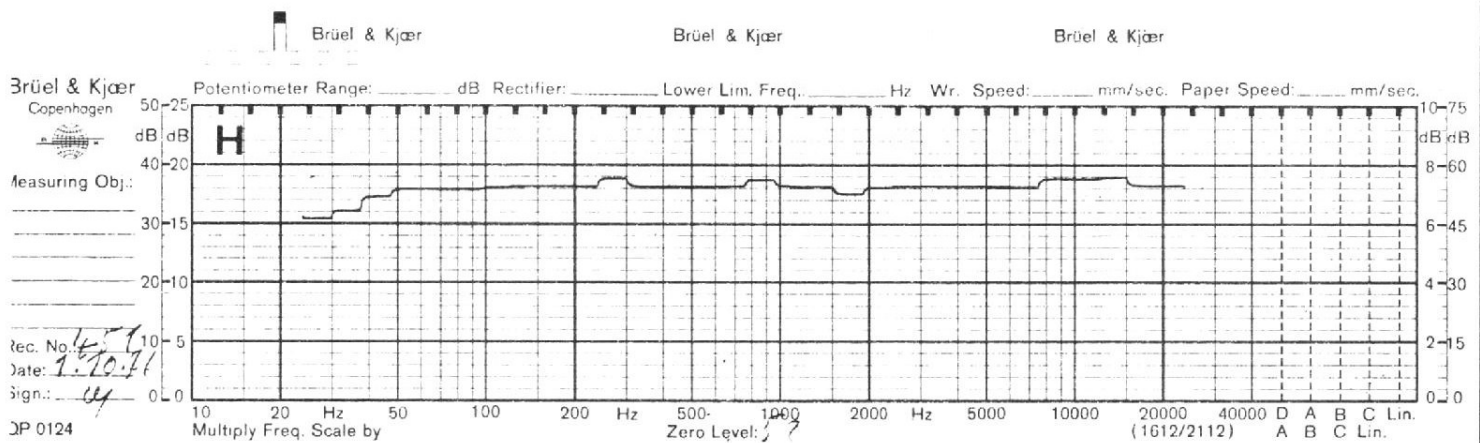
l'emplacement du micro, ce n'est pas sûr, il peut aussi s'agir d'une atténuation produite par une impédance de sortie trop élevée du générateur.

La courbe G ne concerne que les corrections introduites aux fréquences basses. La courbe en trait continu est une courbe sans correction. La courbe en pointillé est celle relevée avec l'enceinte surélevée par rapport au sol, l'interrupteur de correction correspondant ayant été éliminé.

La courbe repérable par son tracé par petites croix est celle correspondant à l'enceinte au sol et dans le coin. On aurait



Courbe G. – Courbe du haut : pas de correction. Pour les autres, l'enceinte était au sol, courbe en pointillé et surélevée, courbe en croix.



Courbe H. – Courbe délivrée par le constructeur avec l'enceinte. Une merveille de linéarité.

eu intérêt à mettre le filtre en service malgré la surélévation de l'enceinte.

Nous avons à notre disposition un analyseur en tiers d'octave ; un outil permettant de travailler dans de bonnes conditions, conditions qui ne sont pas celles d'un amateur de musique. Il est vrai que ces enceintes sont d'un prix relativement élevé et que la vente d'une paire d'enceintes pourrait inciter les revendeurs « spécialistes HiFi » à s'équiper, même modestement.

La dernière courbe est celle donnée avec l'enceinte. Très

linéaire, l'idéal, mais nous n'avons pas assisté aux mesures...

L'asservissement permet d'améliorer de façon sensible la distorsion harmonique. Nous ne ferons pas de comparaison ici. Nous avons simplement analysé, à des fréquences très basses les harmoniques.

A 40 Hz et à un niveau sonore de 100 dB, ce à 1 m qui est un niveau à peine supportable en régime continu, nous avons trouvé 1 % d'harmonique 2 ; 1 % d'harmonique 3 ; 0,1 % d'harmonique 4 et 0,1 %

d'harmonique 5. Ce qui nous donne une distorsion harmonique de l'ordre de 1,4 %.

A la fréquence de 25 Hz, une fréquence elle aussi très basse, le niveau sonore tombe de 10 dB au sonomètre.

Nous mesurons alors 4 % d'harmonique 2, 2,7 % d'harmonique 3, 1 % d'harmonique 4 et 1 % d'harmonique 5. Le taux de distorsion harmonique total est de l'ordre de 8,5 %.

Ces chiffres peuvent paraître élevés, ils sont en réalité faibles si l'on tient compte du fait que ces fréquences sont très basses et les niveaux

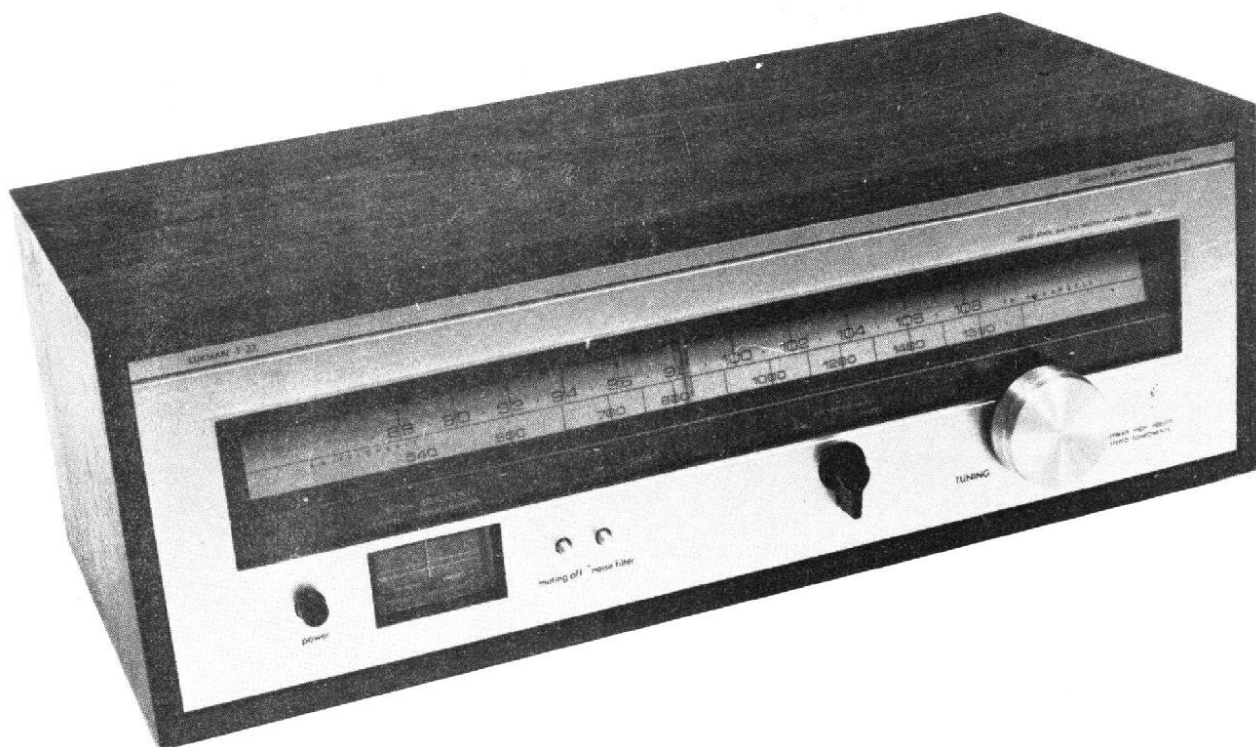
sonores élevés. En outre, on doit savoir que peu d'instruments descendent aussi bas, à part certaines grandes orgues.

CONCLUSIONS

L'enceinte asservie RH 545 est une belle réalisation technologique, un appareil de prestige qui est là pour annoncer que Philips ce n'est pas seulement les transistors (postes à), mais que c'est aussi une HiFi digne de ce nom.

Etienne LÉMERY

LE TUNER



LUXMAN 'T33'

LE tuner Luxman T33 est un pur produit de l'industrie japonaise dans le sens où il possède une gamme modulation de fréquence et une gamme d'ondes moyennes. Son dessin est celui des appareils contemporains pour lesquels les glaces fumées ont disparu pour laisser place à un cadran qui apparaît avec sa couleur argentée. Le tuner T33 de Luxman sera le complément d'une série d'amplificateurs que construit cette firme, il pourra aussi bien être employé avec d'autres amplificateurs construits par des constructeurs différents, il n'y a aucune incompatibilité, bien que l'homogénéité de la chaîne

chère à certains puisse en souffrir...

Présentation. Nous l'avons évoquée avec la mention du cadran d'aluminium, nous poursuivons en ajoutant que ce cadran, a reçu des petits cercles rouges dont l'effet décoratif n'est pas évident, sans doute sont-ils là pour rappeler le soleil levant... L'aiguille est en plastique recouvert, sous vide, d'aluminium, ce qui lui donne un aspect chromé. Les fréquences de la gamme modulation de fréquence sont repérées en mégahertz avec des divisions équidistantes de 2 MHz et un point pour repérer les chiffres impairs, la gamme d'ondes moyennes, figure en kilohertz.

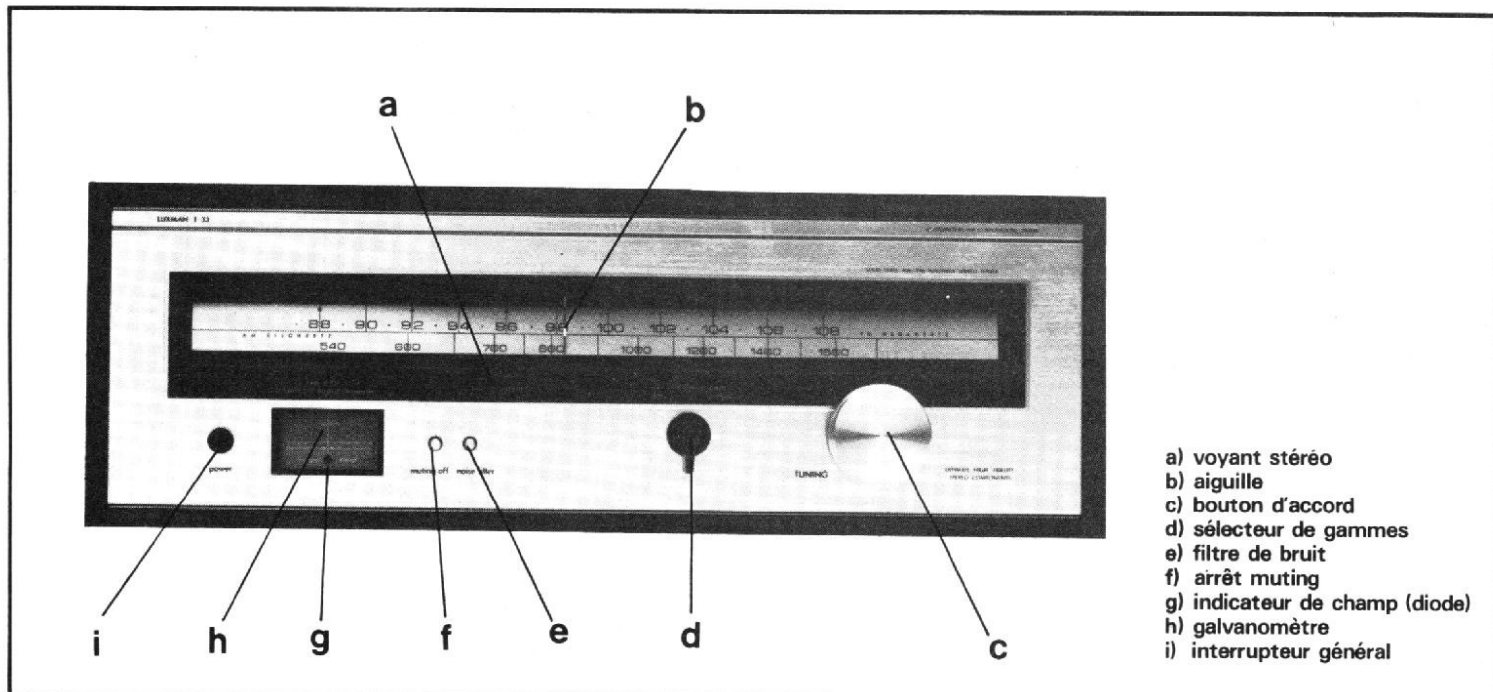
Pour compléter l'indication de l'aiguille, un indicateur d'accord est installé dans le bas et en retrait par rapport à la façade ce qui incitera les acheteurs qui voudront le voir à le placer assez haut sur une étagère. Une seule aiguille pour indiquer le zéro central en modulation de fréquence et le champ en modulation d'amplitude. Une diode électroluminescente s'illumine en rouge pour signaler en MF que l'intensité du champ est suffisante pour assurer une réception à peu près correcte.

Quelques boutons sur cette façade, le plus gros, c'est celui de la recherche des stations, un bouton lisse placé sur un axe portant le traditionnel

volant gyroscopique. Sur sa gauche, une manette sert à entraîner le commutateur de gamme (trois positions) qu'il faut aller chercher dans le bas du cadran: la modulation d'amplitude, la modulation de fréquence en stéréo et la modulation de fréquence en mono, cette manière sera utilisée lorsque la qualité de la modulation sera insuffisante en stéréo.

Deux petits boutons enfin commandent des commutateurs à poussoir et un autre plus gros un commutateur de mise sous tension de l'appareil.

L'ébénisterie est un simple entourage de bois recouvert d'une matière plastique imi-



tant le palissandre. Une grille d'aération se trouve sous cet entourage et deux ouïes sont prévues dans la partie arrière et haute du coffret pour l'échappement de cet air.

En poursuivant l'examen de la face arrière nous trouvons des prises de sortie du type RCA ou si vous préférez Cinch et des bornes d'entrée à vis. On notera que cette façade, pour des raisons d'économie de métal ne fait qu'un mince bandeau juste suffisant pour laisser un peu de métal sans tenir les prises.

FONCTIONS

La première gamme, celle qui est la raison d'être de ce tuner, c'est la modulation de fréquence. Elle se reçoit sur antenne intérieure du type « Twin Lead » ou sur antenne externe, à condition de disposer de l'antenne de toit et de son câble de descente dont l'impédance pourra être de 300 Ω ou de 75 Ω . Le T33 reçoit la modulation de fréquence en stéréophonie, les amoureux de France-Musique seront comblés et aussi la monophonie, pour les Fip et Cie, France Inter ainsi que France Culture. Il n'y a que

quatre stations à rechercher (plus une élimination due au goût du propriétaire du tuner), un bouton c'est pas mal, mais des touches préréglées sont aussi intéressantes, et même un peu plus. Difficile à demander à l'industrie japonaise, ça vient.

En modulation de fréquence, l'utilisateur dispose

de l'accord silencieux. Le silence accompagne l'accord, lorsqu'il n'y a pas de signal HF, il n'y a pas de démodulation et pas de signal audio. Ce signal ne peut passer qu'une fois que le détecteur de niveau a autorisé son passage. Le filtre de bruit n'est pas un silencieux ni un passage de la stéréo à la mono. Lorsque la qua-

lité du signal n'est pas très bonne, par suite de mauvaises conditions de propagation ou de réception, c'est l'extrémité supérieure du spectre qui est la plus touchée par la détérioration de la qualité sonore ? Deux solutions s'offrent alors, si le bruit n'est pas très important, on effectue un mélange des aigus pour les deux

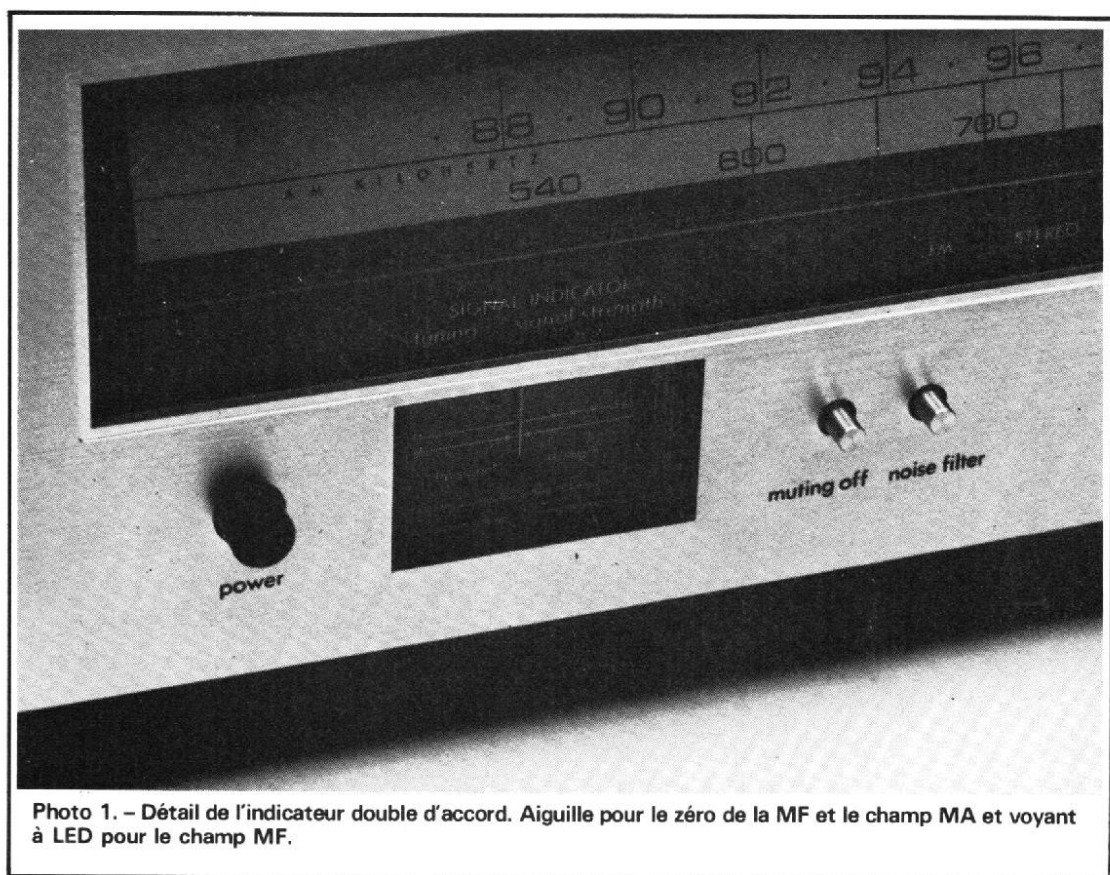


Photo 1. - Détail de l'indicateur double d'accord. Aiguille pour le zéro de la MF et le champ MA et voyant à LED pour le champ MF.

canaux, ce qui modifie légèrement l'image stéréophonique mais permet toutefois d'écouter le programme en conservant la stéréo. La seconde méthode consiste à éliminer le fonctionnement du décodeur et à laisser le passage de l'onde mono non décodée. Cette dernière formule est choisie pour le fonctionnement en mono commandé par le sélecteur de gamme.

La gamme d'ondes moyenne peut se recevoir sur une antenne externe ou sur une antenne ferrite contenue dans le coffret. Cette dernière est fixée parallèlement à la face avant et ne peut être orientée par rapport à l'émetteur. Elle semble donc appelée à jouer un rôle annexe, ce n'est pas original. Par contre, si on dispose d'une antenne extérieure de qualité, cette gamme permettra d'ausculter nuitamment les ondes pour écouter les émissions européennes qui ne manquent pas toujours d'intérêt malgré les barrières linguistiques. Nous avons sur

le bornier une prise de terre et une prise d'antenne MA.

Les sorties sont à tension constante, il n'y a pas de potentiomètre de réglage, nous avons une prise pour chaque canal.

Le tuner T33 est un modèle international, il peut démoduler les émissions avec préaccoutance de 50 ou de 74 μ s. Pour l'Europe, la norme est de 50 μ s, l'inverseur était effectivement placé sur 50 μ s. Cet inverseur est installé sur le circuit imprimé, il n'est donc accessible qu'après avoir démonté l'appareil.

Le sélecteur de tension est lui aussi accessible après démontage de l'ébénisterie, il permet le choix de quatre tensions secteur.

L'UTILISATION

Cette utilisation est fort simple et n'importe qui peut faire sortir de la musique une

fois que l'antenne est en place. Le T33 est livré avec un manuel en anglais indiquant clairement, par dessins, les raccordements à effectuer.

Pour que l'accord soit le meilleur possible en MF, il faut que l'aiguille de l'indicateur reste bien au centre, pour la modulation d'amplitude, elle doit dévier au maximum. En modulation de fréquence, la diode du galvanomètre s'allumera pour indiquer par tout ou rien l'intensité du champ. Lorsque l'on reçoit une émission stéréophonique, le décodeur se met automatiquement en service, une autre diode LED s'allume. Donc, rien de complexe à signaler pour l'utilisateur.

MESURES

Nous avons tracé les courbes de réponse en fréquence des sections modulation d'amplitude et de fréquence,

elles sont conformes aux données du constructeur.

La sensibilité en modulation d'amplitude est de 1,4 μ V pour un rapport signal sur bruit de 26 dB. Le voyant commence à s'allumer à 3 μ V et atteint sa pleine luminosité à 10 μ V.

En modulation d'amplitude, la sensibilité est de 6 à 10 μ V pour un rapport signal/bruit de 20 dB. Le rapport signal bruit est de 52 dB en modulation d'amplitude.

CONCLUSIONS

Le tuner T33 est un appareil simple à utiliser et d'une conception tout à fait dans la ligne actuelle, aussi bien sur le plan esthétique que technique.

ETUDE TECHNIQUE

Le tuner T33 de Luxman fait appel à des techniques hybrides, ce qui est d'ailleurs la caractéristique de la plupart des tuners MF stéréophoniques actuels. Cette hybridation est due à l'utilisation simultanée de transistors pour les circuits haute fréquence et de circuits intégrés pour les fonctions d'amplification et de décodage stéréophonique.

La tête HF dont le rôle est de sélectionner les stations dont les fréquences sont différentes pour donner une fréquence dite fréquence intermédiaire est à transistors discrets. C'est un domaine où l'intégration n'a pas encore pénétré, à part pour la fonction mélange, cas excessivement rare dans le domaine grand public.

Le signal d'antenne arrive sur plusieurs prises. 300 Ω pour les antennes intérieures et 75 Ω pour les antennes externes. Cette adaptation d'impédance est des plus simples

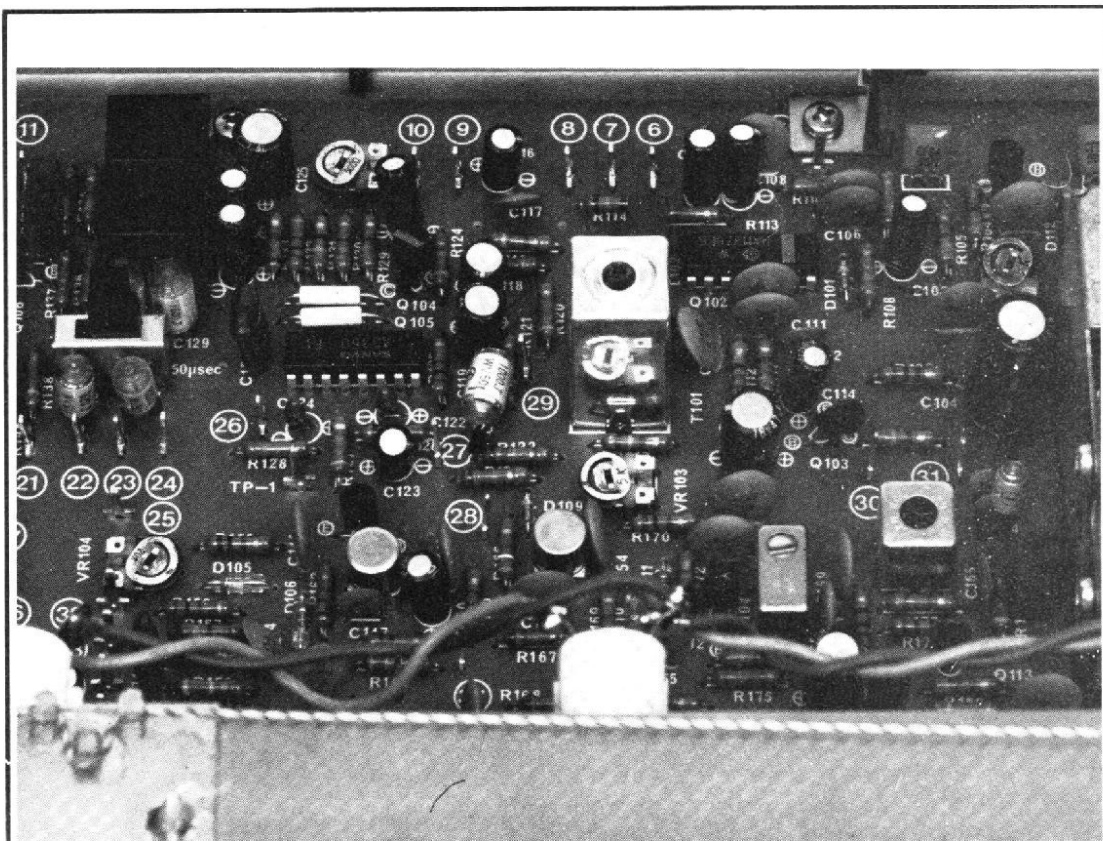


Photo 2. - Une électronique classique, et moderne, filtres céramique, circuits intégrés, transistors discrets.

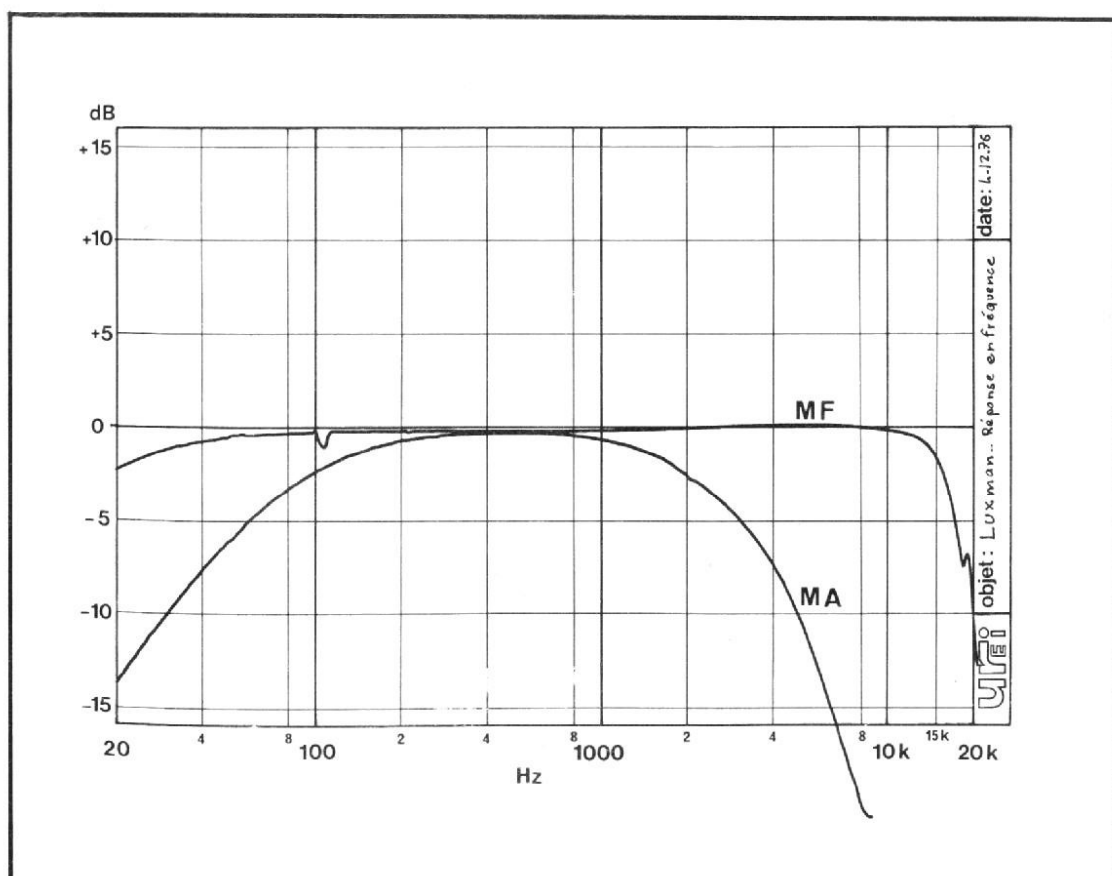
puisqu'elle consiste à utiliser un enroulement primaire à point milieu. En 300Ω on utilisera la totalité du bobinage, en 75Ω la moitié (l'impédance est proportionnelle au carré du nombre de spires).

La polarisation de la porte du transistor à effet de champ Q301 est assurée par un pont de résistances dont la conception peut paraître étrange. Il peut s'agir ici d'une erreur de schéma ou de l'utilisation d'un tuner prévu pour être branché de diverses façons, la résistance R301 et le condensateur C303 semblant ici court-circuités. Il peut également s'agir d'une différenciation des masses HF et de celle d'alimentation.

L'accord est obtenu à partir de condensateurs variables, ils disposent tous d'un condensateur de réglage fin et d'un condensateur fixe. Le condensateur fixe a son coefficient de température choisi en fonction de celui des autres composants afin d'obtenir une bonne stabilité en fréquence. Le drain du transistor à effet de champ, Q301 est alimenté au travers d'une résistance destinée à assurer la stabilité. On notera qu'il n'y a aucune commande automatique de gain au niveau de la tête HF. Le transistor à effet de champ pouvant admettre sans distorsion notable des signaux de grande amplitude.

L'oscillateur local travaille en collecteur commun, le signal HF est transmis à la base de Q302 par le condensateur C306. Il n'y a pas de commande automatique de fréquence, la stabilité thermique étant intrinsèque et due aux composants des circuits accordés. Le transformateur L304 est accordé sur la fréquence intermédiaire, c'est lui qui élimine les résidus de HF, c'est un transformateur à large bande.

Le premier filtre sélectif est un filtre céramique à trois bornes, il attaque un étage amplificateur aperiodique. La base du transistor Q101 est polarisée par une résistance variable, système qui paraît évident



mais qui n'est pratiquement jamais utilisé chez les professionnelles de la construction électronique. La compensation en température est confiée à la diode D112, c'est une diode que l'on ne trouve pas souvent dans cette sorte de montage. Il y a tout de même une résistance d'émetteur qui sert également à la compensation en température. La charge de l'amplificateur est une résistance de 330Ω , c'est la valeur de l'impédance d'adaptation des filtres céramiques. Un second filtre céramique est employé derrière Q101, cette fois, il attaque un circuit intégré servant de limiteur et de démodulateur MF. Ce circuit intégré est complexe et remplit plusieurs fonctions c'est un circuit intégré que nous avons d'ailleurs rencontré à plusieurs reprises. La sortie 13 délivre un signal continu dont l'amplitude est proportionnelle (à un coefficient non linéaire près) à celle du signal d'entrée. Cette tension est mise à profit, non pour alimenter un galvanomètre, mais une diode électroluminescente qui

coûte tout de même moins cher et qui est plus facile à installer.

Le circuit accordé T101 est destiné à assurer le déphasage nécessaire à la démodulation. L'entrée 5 reçoit un signal de silencieux commandé par l'interrupteur de « muting ». La tension issue de la borne 12 est une tension dont l'amplitude dépend aussi de celle du signal d'entrée, cette tension sert à commuter le décodeur stéréophonique ainsi, lorsque la tension HF sera d'une amplitude insuffisante, le décodeur stéréo ne sera pas en service, la qualité du signal sera bonne, mais ce signal sera monophonique.

La sélection du mode de fonctionnement (mono ou stéréo) peut aussi être manuelle. Le décodeur stéréophonique est du type à boucle d'asservissement de phase, il ne possède pas de bobinage, cette technique est maintenant devenue courante et les publicistes ne la mentionnent pratiquement plus dans leurs notices ! alors que c'était un critère de qualité il y a encore peu de temps (cela ne veut pas dire

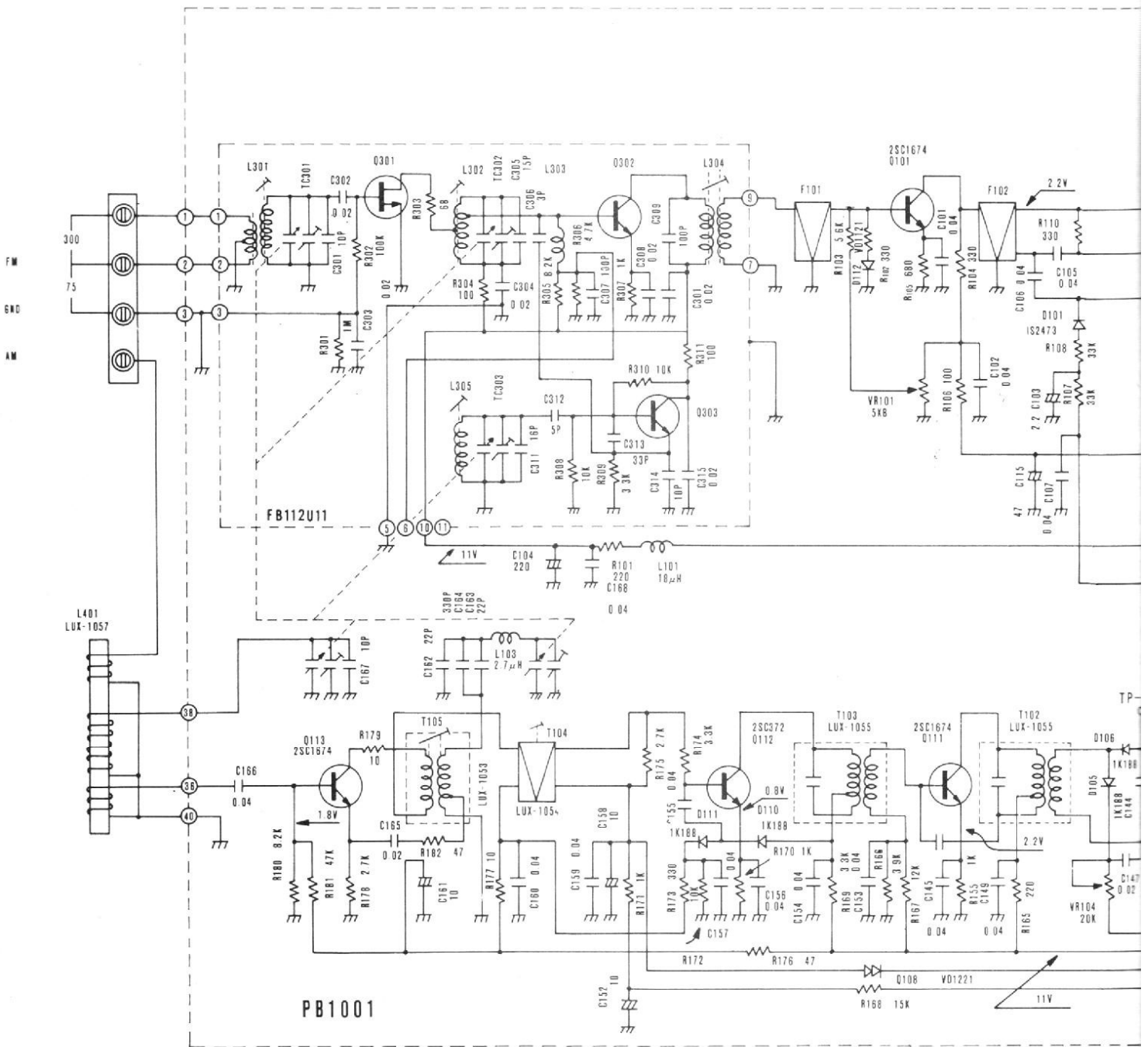
que la qualité n'y soit plus mais que cette technique connaît une expansion notable).

Nous signalerons tout de même que ce décodeur alimente une diode électroluminescente qui indique la présence de la fréquence pilote stéréo. En fonctionnement mono, cette lampe n'indique pas la possibilité de réception en stéréo.

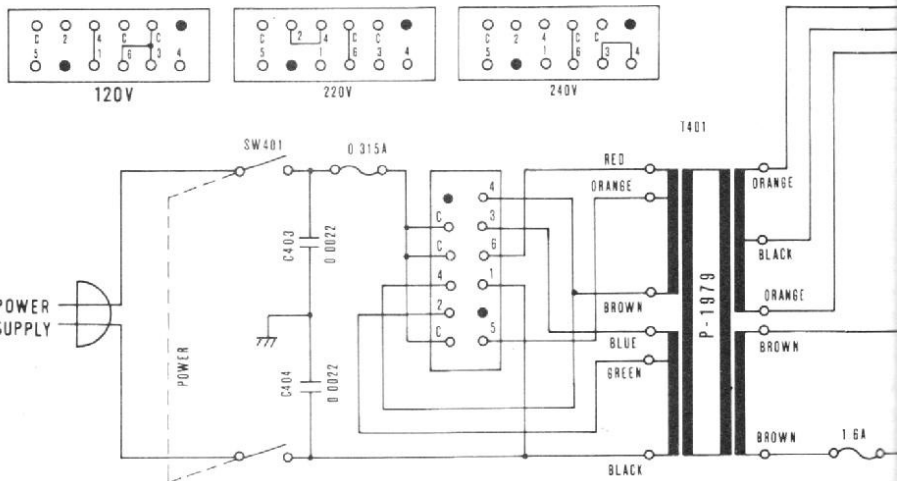
Pas de commentaire particulier sur le décodeur stéréo. Il est suivi de deux « boîtes noires » qui sont des filtres enfermés dans des boîtiers, filtres très efficaces d'ailleurs. Nous les trouvons suivis des cellules de désaccentuation, ces cellules ont leur fréquence de coupure, leur constante de temps si vous préférez, commutable pour les standards européens ou américains (50 ou $75 \mu s$).

Les signaux vont alors vers un sélecteur qui les choisit (à la place des signaux MA) pour les envoyer sur deux préamplificateurs de sortie à structure complémentaire.

A noter : la présence d'un condensateur, C402 qui, bran-

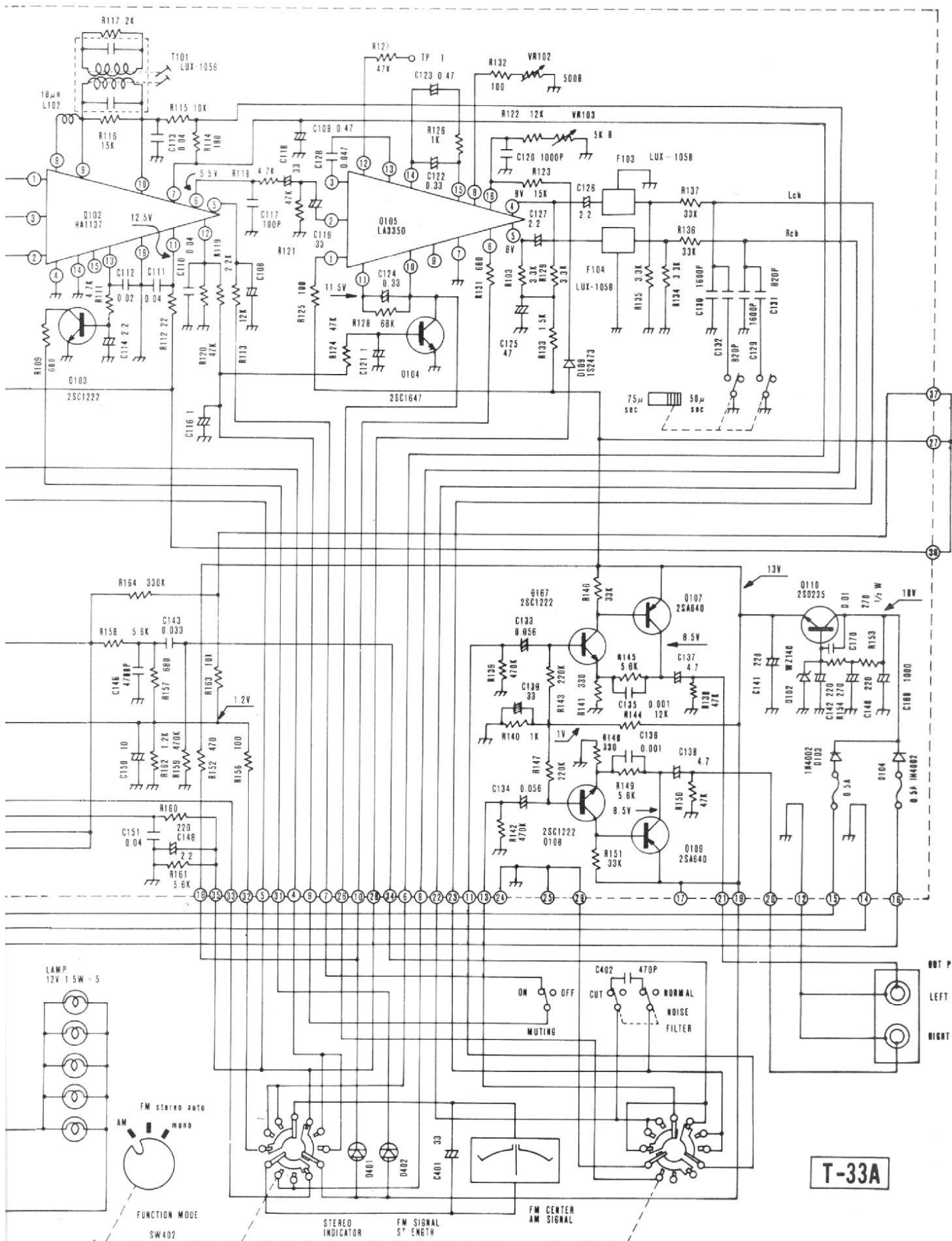


CONNECTIONS FOR POWER SUPPLY VOLTAGE SELECTOR (VIEWED FROM BOTTOM)



NOTES:

1. ALL RESISTERS IN OHMS (K=10³, M=10⁶) 1/4W.
2. ALL CAPASITORS IN MICRO FARADS (P=10⁻¹²FARAD).
3. TRANSISTORS, DIODES AND ICs MAY BE REPLACED WITH ANY TYPES HAVING COMPARABLE RATINGS.
4. VOLTAGES MEASURED WITH "VTVM" WITH NO SIGNAL INPUT.
5. DUE TO CONTINUED RESEARCH FOR IMPROVEMENTS LUX RESERVES THE RIGHT TO ALTER THE CIRCUIT AND SPECIFICATIONS WITHOUT NOTICE.



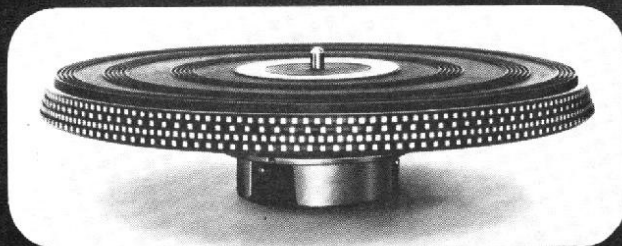
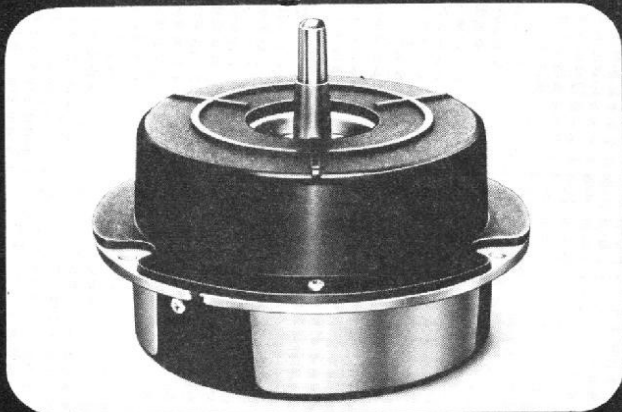
T-33A



MATSUSHITA

Le spécialiste du moteur HiFi

- Moteur à entraînement direct avec ou sans plateau
- Régulation électronique intégrée 33 et 45 tours par commutation électrique
- Bruit de fond inférieur à - 74 dB pondéré
- Stabilité supérieure à 0,25 %
- Durée de vie : 10 000 h minimum



CCI

Département Électronique

36, rue Étienne-Marcel - 75002 PARIS - Tél. 261.55.49

Veillez me faire parvenir fiche technique et tarif

Nom _____ Firme _____

Adresse _____

Tél. _____

AGIGROUP 602

ché entre les deux sorties stéréophoniques mélange les fréquences hautes. Ces fréquences sont en effet les plus difficiles à passer en stéréo et un passage en mono pour ces fréquences se traduit, subjectivement par une amélioration du rapport signal sur bruit.

CIRCUITS MA

La modulation d'amplitude est confiée à un circuit dont la simplicité est extrême puisqu'il n'y a que trois transistors. Le premier est un oscillateur mélangeur, il reçoit, sur sa base le signal venu de l'antenne ferrite, une antenne qui sert de circuit accordé pour la MA et qui reste branchée en permanence, même lorsque l'antenne extérieure est en service. Le couplage s'effectue par un enroulement secondaire. Le premier transformateur, T104 est vraisemblablement un filtre associant des circuits accordés RC et des éléments céramiques. Les diodes D110 et D111 reçoivent la tension de base de Q112 et servent d'atténuateur dans le cas où un signal de trop grande amplitude serait envoyé sur la base. Le dernier étage est classique, nous retrouvons sur lui un circuit de neutrodynage assurant sa stabilité. La détection est assurée par diode. Deux diodes sont employées dans ce but, D105 détecte la tension continue et va attaquer, par l'intermédiaire d'une résistance variable le galvanomètre indicateur de champ. D106 délivre une tension négative qui est utilisée pour la commande automatique de gain.

L'alimentation est assurée par un circuit de régulation utilisant un transistor monté en émetteur suiveur, il suit ici la tension d'une diode zener de 14 V, diode dont la tension d'alimentation est soigneusement filtrée. Le redressement est à double alternance et utilise un transformateur avec secondaire à point milieu.

FABRICATION

C'est une construction traditionnelle à laquelle fait appel le constructeur. Tous les composants sont disposés sur un grand circuit imprimé, ils sont donc parfaitement accessibles pour le dépannage. Une fabrication à la hauteur de la réputation de qualité de la marque.

E.L.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

MF

Sensibilité utile : $2 \mu\text{V}$.
 Sélectivité à 98 MHz, $100 \mu\text{V} \pm 400 \text{ kHz}$: 50 dB.
 Rapport de capture à 98 MHz 1 mV : 1 dB.
 Réjection de la FI : 70 dB.
 Rapport signal-bruit à 98 MHz, 1 mV mono.
 Réponse en fréquence : 1 mV mono : 50 à 10 000 Hz + 0,5 dB - 1 dB et stéréo : 20 Hz à 15 000 Hz + 0,5 - 1,5 dB.
 Distorsion à 98 MHz, 1 mV : Mono 400 Hz 0,1 %. Stéréo 400 Hz : 0,2 %.
 Séparation stéréo à 98 MHz 1 mV : 45 dB à 400 Hz.
 Gamme d'accord : 97,5 à 109 MHz.
 Seuil de silencieux : $2,2 \mu\text{V}$.
 Niveau de sortie AF : 1 V pour 100 % de modulation à 400 Hz.

MA

Sensibilité IHF utile : $200 \mu\text{V/m}$ sur antenne interne.
 Rapport signal-bruit 5 mV à l'entrée, 30 % de modulation : 50 dB.
 Réponse en fréquence à 1 MHz, 5 mV/m : 70 Hz à 2 kHz - 3 dB.
 Distorsion à 1 MHz, 400 Hz 30 % de modulation : 0,6 %.
 Accord : 525 à 1640 kHz.
 Niveau de sortie à 1 000 kHz, 5 mV : M, 400 Hz 30 % de modulation : 0,33 V.

OPTOLIAISONS :

LES LASERS

LA RÉCEPTION

DES l'apparition des fibres optiques à faibles pertes, de nombreux travaux furent publiés sur les performances (bande passante) des fibres et sur les sources disponibles (lasers à semi-conducteurs, lasers YAG, diodes électroluminescentes). Cependant peu d'auteurs se sont souciés d'optimiser les conditions de détection des informations optiques transmises à travers le câble optique.

Que doit-on attendre d'un détecteur ?

D'abord la sensibilité du photo détecteur doit être élevée pour la longueur d'onde de transmission : 0,75 à 0,9 micron lorsque la source est en semi-conducteur 1,06 micron avec des sources à laser YAG.

Ensuite, la largeur de bande doit être suffisante puisqu'elle fixe la vitesse de transmission des informations.

Le détecteur enfin, ne doit pas être une source de bruit et ses caractéristiques ne doivent pas être trop changées

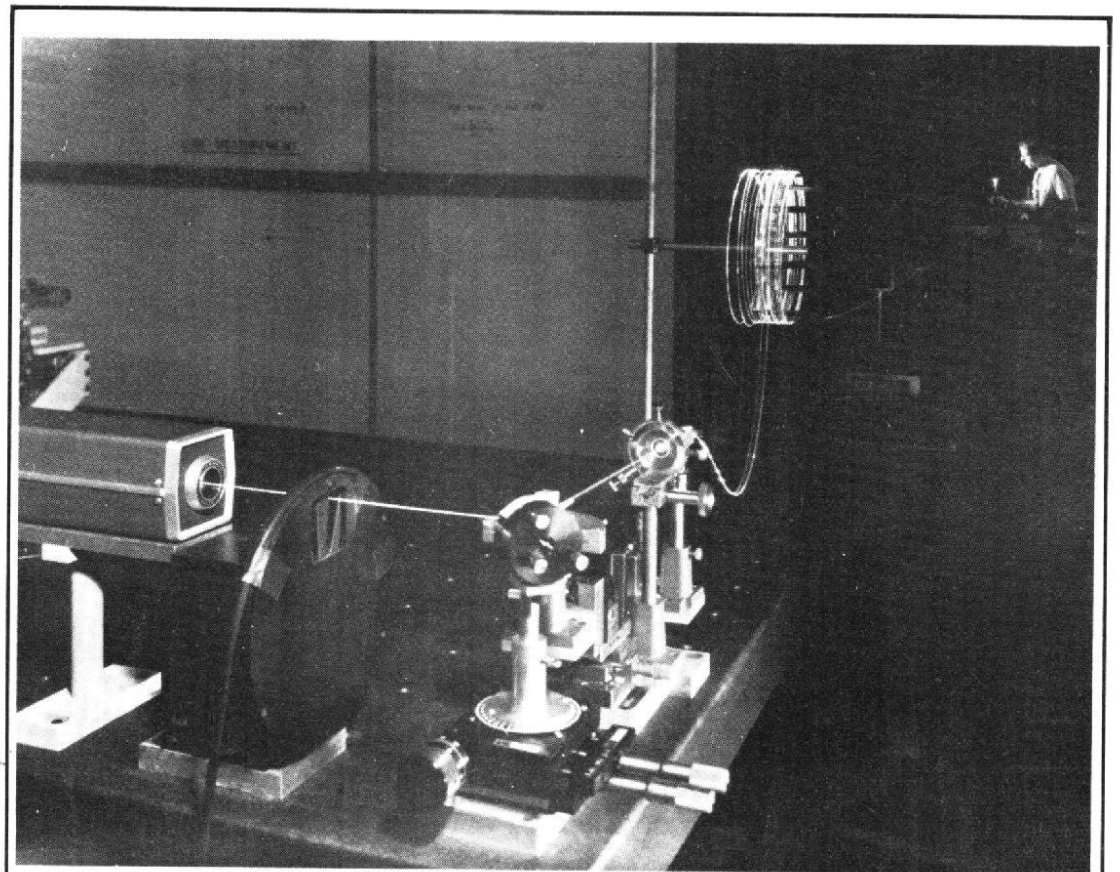


Photo 1. - Une optoliasion se compose d'une source de lumière (laser ou diode électroluminescente), d'un modulateur, d'une fibre optique et d'un récepteur. Les trois premiers de ces compo-

sants ont fait l'objet d'études, dans le haut-parleur, au cours des mois précédents. Voici donc le quatrième élément de la chaîne : le photodétecteur de réception. (Cliché Corning)

par les modifications des conditions atmosphériques ambiantes. Bien entendu, l'encombrement du détecteur doit être adapté à celui des autres composants de l'optoliasion : par exemple, certains photomultiplicateurs possèdent une bonne sensibilité pour des longueurs d'onde voisines du micron ; mais ils sont trop encombrants et requièrent de hautes tensions d'alimentation ce qui les rend difficilement utilisables dans le cadre des communications par fibres optiques. Par contre les photodiodes en semi-conducteur réunissent

l'ensemble des qualités requises pour être intégrées dans une optoliasion : faible encombrement, tensions de polarisation modérée, relativement bas prix.

LA PHOTODÉTECTION

Dans toutes les photodiodes en semi-conducteur, les photons absorbés génèrent des paires électrons-trous qui sont séparées par un champ

électrique intense au sein d'une zone de déplétion (fig. 1) ; les porteurs de charges électriques traversent alors la jonction entre deux régions semi-conductrices. Dans les applications de détection de lumière de faible intensité, les photodiodes sont souvent polarisées en inverse ; leur courant de sortie varie linéairement avec l'intensité lumineuse incidente. L'application d'une tension de polarisation en inverse relativement élevée permet de réduire la durée du déplacement des porteurs de charges dans la région de déplétion.

La géométrie d'un détecteur dépend essentiellement du matériau employé ; trois matériaux essentiellement peuvent être utilisés : le germanium, le silicium et l'arséniure de gallium ; cependant dans les conditions de fonctionnement envisagées pour

les optoliasions, le silicium paraît avoir l'avantage.

Les diodes PIN réalisant la conversion photon-électron, utilisées dans la plage de longueurs d'onde comprise entre 0,75 et 0,9micron, ces diodes ont une largeur de zone de déplétion qui varie entre 20 et 40 microns ; leur rendement quantique est d'au moins 70 % (c'est le rapport entre le nombre d'électrons émis et le nombre de photons reçus), et leur largeur de bande passante est de quelques centaines de mégahertz. Aux plus grandes longueurs d'ondes (1,06 micron) l'épaisseur de la couche de déplétion devient grande, (500 microns), ce qui accroît nécessairement le temps de transit des porteurs de charges et conduit à une limitation de la bande passante. Un compromis correct entre temps de transit (ou rendement quantique) et

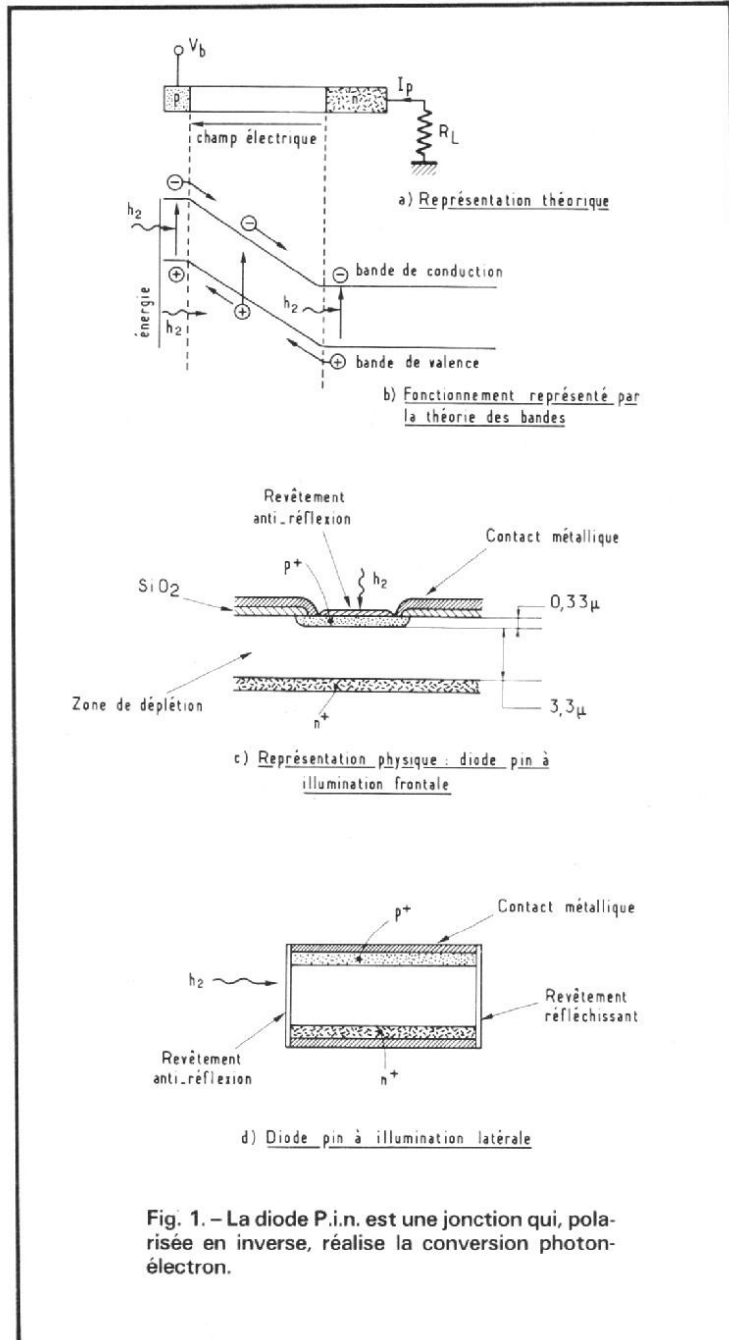


Fig. 1. - La diode P.i.n. est une jonction qui, polarisée en inverse, réalise la conversion photon-électron.

VIENT DE PARAÎTRE

TRIO

Le nouveau journal
des Pieds Nickelés
et de Bibi Fricot

UN MENSUEL
pour les JEUNES et
les MOINS JEUNES

Des rubriques sur les animaux, la philatélie, le sport, l'humour, le modélisme. Des jeux, un test, un poster en couleur, des cartes postales de vedettes de la chanson et un concours permanent.

16 BANDES DESSINÉES
COMPLÈTES DONT

JOHN PARADE

PATROUILLEUR DE L'ESPACE
Prix HAGA du meilleur dessin de
science-fiction et meilleur scénario

TRIO - 104 PAGES
4 F SEULEMENT



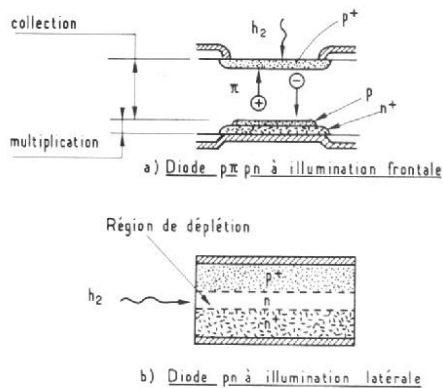


Fig. 2. - Quelques configurations de diodes à avalanche.

bande passante (ou temps de réponse) est réalisé en illuminant latéralement la zone de déplétion.

**PHOTODIODE A
AVALANCHE =
DETECTION +
AMPLIFICATION**

La photodiode à avalanche combine la détection de signaux optiques et l'amplification intense du photocourant. Cette amplification résulte de la multiplication des porteurs de charges dans la région à fort champ électrique, à proximité d'une jonction polarisée fortement en inverse. Les porteurs créent par impact, de nouvelles paires électrons-trous. Grâce à ce gain, ce type de détecteur semble présenter un grand avantage par rapport au détecteur pin néanmoins, des précautions doivent être prises pour assurer l'uniformité de la multiplication des porteurs et éviter toute formation de microplasmas.

La technologie de la diode à avalanche en silicium semble bien maîtrisée. Cependant le gain reste mal défini en raison de la nature fondamentalement statistique du processus d'avalanche. La fluctuation de gain qui en résulte est une

source de bruit supplémentaire.

On peut obtenir de très faibles variations du gain en insérant une large région de type p faiblement dopée (région « Pi ») où les photo-électrons sont collectés; la multiplication est confinée dans une faible couche au voisinage de la jonction.

La diode à avalanche en arséniure de gallium fait encore l'objet de recherches; elle présenterait sur les diodes en silicium l'avantage de nécessiter des tensions de polarisation plus faibles et un moindre niveau de bruit.

Marc Ferretti

**A LIRE
POUR EN SAVOIR
DAVANTAGE**

- « Research toward optical-fiber transmission systems », par S.E. Miller, E.A.J. Marcatili et Tingye-Li. Proceedings of the IEEE, Vol. 61, N° 12 (déc. 1973).
- « Utilisation d'un photodétecteur type PIN dans un système de transmission à fibre optique », par C. Boisrobert et A. Labouret. Annales des Télécommunications, tome 29, Nos 5/6 (mai-juin 1974).



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klingner.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en TV (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNÉUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNÉUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETNN

Ecole des
**TECHNIQUES
NOUVELLES**
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

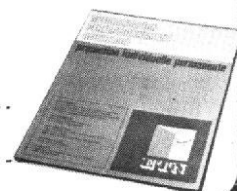
POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, SVP), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNÉUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNÉUR TV COULEUR

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)



NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

**RR - 10.34. - M. Alexandre HUMMEL, 19 Brive, nous demande conseil pour le dépannage de son magnéto-
phone.**

Les mesures de tension que vous avez faites sont en effet très différentes de celles indiquées sur le schéma fourni par le constructeur. Mais, ces mesures ont-elles été faites correctement, c'est-à-dire avec un voltmètre électronique à haute impédance d'entrée et sans signal BF. Dans la négative, les mesures effectuées ne signifient rien.

Au contraire, dans l'affirmative, elles sont éloquentes et vous indiquent bien l'étage en défaut, l'étage sur lequel doivent porter vos recherches pour déceler la panne. En procédant ainsi, valablement, étage par étage, vous devez pouvoir trouver rapidement le circuit, le composant, ou l'étage **défectueux**. Ce que nous ne pouvons évidemment pas faire à votre place, à distance (pas plus que **deviner** l'organe en défaut).

RR - 10.36. - M. Dominique PERRET, 15 Aurillac nous demande conseil pour la fabrication des bobinages destinés à la réalisation d'un filtre de voies pour haut-parleurs.

La réalisation par l'amateur des filtres pour haut-parleurs (et notamment la confection des bobinages) a précisément été exposée à partir de la page 228 de notre numéro 1433 auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter (bobinages, voir page 232).

RR - 10.37. M. René BON, 16 Angoulême, se plaint d'un souffle assez notable constaté sur son magnétophone en reproduction.

Le souffle constaté peut provenir, soit de l'utilisation de bandes de mauvaise qualité soit d'une magnétisation des têtes (têtes à faire démagnétiser chez votre technicien - fournisseur du magnétophone). Avez-vous fait l'essai de bandes magnétiques pré-enregistrées du commerce, et dans ce cas, le souffle se manifeste-t-il de la même façon ?

Ce magnétophone est certainement conçu en circuits imprimés et de ce fait, aucune modification n'est possible, et notamment pas l'adjonction **interne** d'un limiteur de souffle, dolby ou autres (difficultés d'interconnexions et manque de place); ou alors, il faudrait prévoir un montage dans un boîtier séparé. Avez-vous vérifié la qualité des transistors des étages d'entrée (sur chaque voie)? Essayez de remplacer ces transistors. Ce

sont là les seuls points que nous pouvons vous conseiller de vérifier, faute de pouvoir examiner l'appareil et d'y procéder à des mesures systématiques.

RR - 10.38. - M. Louis MOUNIER, 11 Narbonne, nous demande conseil pour la mise au point d'un émetteur-récepteur VHF d'avion.

L'alimentation que vous vous proposez d'ailleurs (avec son débit maximum de 800 mA) ne convient absolument pas. Les émetteurs-récepteurs VHF utilisés sur les avions de tourisme sont alimentés sous 12 V et consomment environ 5 à 8 A en **émission**. Cette alimentation n'est pas modifiable pour l'utilisation souhaitée, et il est bien préférable de réaliser directement une alimentation convenable.

Votre lettre ne précise pas si la remise en état de cet émetteur-récepteur VHF vise à une utilisation personnelle ou est destinée à un aéro-club. Dans ce dernier cas, nous attirons votre attention sur le fait que pour dépanner les appareils émetteurs-récepteurs VHF de bord des avions (même légers de tourisme ou des planeurs), votre laboratoire doit être agréé par le S.T.N.A. (et les conditions sont sévères).

**RR - 10.39. - M. Roger RAILLARD, 08 Charleville-Mézières, nous demande conseil pour le dépannage de la partie BF d'un magnéto-
phone.**

Il est exact que les transistors AC117 et AC175 peuvent se remplacer **respectivement** par AC188 et AC187. Mais vous auriez dû les monter sur leur plaque d'aluminium qui fait office de radiateur de chaleur; il est donc possible que les transistors neufs aient chauffés anormalement (sans leur radiateur), qu'il y ait eu emballement thermique et qu'ils soient de nouveau détériorés. Dans ce cas, il faut évidemment monter un autre jeu de transistors neufs.

D'autre part, il faut songer à toutes les éventualités possibles et envisager le cas où les transistors chaufferaient anormalement, même avec leur radiateur: cela indiquerait alors que la véritable panne a son siège ailleurs, et probablement dans l'étage ou les étages BF qui précèdent l'étage final push-pull de sortie.

RR - 10.40. - M. André PELLETIER, 85 La Rochesur-Yon, nous demande conseil au sujet de l'utilisation des triacs sur un variateur de lumière basse tension.

Il est exact que certains types de triacs fonctionnent assez mal sur des basses tensions de l'ordre de 24 V (ou moins).

Mais dans votre cas, la solution est simple : nous supposons que la tension de 24 V est obtenue à partir du secteur 110 ou 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur de tension ; en conséquence, il suffit de construire un variateur électronique (dont de multiples schémas ont déjà été publiés dans cette revue) et qui agira sur le primaire (secteur de 110 ou 220 V) dudit transformateur.

●
RR - 11.01. - M. Raphaël BERNA, 15, passage du Génie, 75012 Paris :

1) Recherche le schéma de l'amplificateur stéréophonique à tubes Avantic type SPA II de la « Beam Echo Ltd » Witham - Essex (England).

2) Demande l'adresse de la firme KEF.

1) Si l'un de nos lecteurs possède le schéma recherché, qu'il veuille bien se mettre en rapport directement avec notre correspondant à l'adresse indiquée ci-dessus. Merci d'avance.

2) Voici l'adresse demandée : KEF Electronic's, Major Electronic, route Nationale 307, 78810 Feucherolles (tél. : 461.45.11).

●
RR - 11.01 - Suite à la réponse RR - 8.18 publiée dans le numéro 1572, M. Michel COGNIERA, 31, Muret, nous précise que le tube EF 81 a bien existé dans les annexes 55/60, en particulier dans les amplificateurs FI des téléviseurs. Actuellement, son équivalent exact est le EF 89.

●
RR - 11.03 - M. Alain GILLOT, 21 Les Laumes, nous demande conseil pour la

mise au point du chenillard à trois voies décrit dans Radio-Pratique n° 1435.

Le transistor unijonction 2N2646 est-il connecté correctement ? La base 2 doit être reliée au + 5 V, et la base 1 à la résistance de 75 Ω (point A).

Le remplacement du transistor 2N1711 par un 2N2222 n'est pas très heureux ; l'emploi d'un 2N1711 eût été préférable.

Etes-vous certain de l'amplitude suffisante des crêteaux de déclenchement au point B ?

Si tout cela est correct, il faut penser à une défectuosité possible du circuit intégré SN7416.

●
RR - 11.04 - M. Guy MOULARD, 971, Baie Mahault, nous demande si nous avons publié :

1) Des plans de montage pour la synchronisation « son-image » pour projecteur de cinéma ;

2) Des plans de montage pour un système électronique de fondu enchaîné destiné à deux projecteurs de diapositives.

1) Veuillez vous reporter aux numéros suivants de la revue Radio-Plans : 271, 318 et 335.

2) Veuillez vous reporter aux numéros suivants de la revue Le Haut-Parleur :

a) 1473 (page 288) ; 1478 (page 216).

b) 1503 (page 247) ; 1507 (page 275).

c) 1575 (page 211).

●
RR - 11.05 - M. Christian PETITJEAN, 71 Le Creusot :

1) Nous demande à partir de quel numéro (avant le 1478) ont été publiés les articles intitulés « Le Laboratoire de l'amateur » ;

2) Nous pose diverses questions au sujet des alimentations stabilisées.

1) Avant le n° 1478, les articles se rapportant au « Laboratoire de l'Amateur »

ont été publiés sur les numéros : 1446, 1450, 1454 et 1465.

2) Dans le cas d'une alimentation symétrique régulée, il y a évidemment deux étages régulateurs identiques après le redresseur.

C'est d'ailleurs ce que vous pouvez voir dans le montage publié à la page 238 du numéro 1544.

Dans ce montage, vous pouvez utiliser un transformateur délivrant 2 x 25 V eff., mais il ne vous sera pas possible d'obtenir une tension supérieure à ± 35 V à vide.

Vous nous demandez si cette alimentation peut délivrer 3 A pendant plusieurs heures. Cela nous semble beaucoup ! Vous pouvez en faire l'essai, mais surveillez l'échauffement des transistors ballasts et du radiateur.

●
RR - 11.06 - M. DE WOLF à Dour (Belgique) nous demande conseil pour le montage du « Vu-mètre » décrit page 45 d'Electronique Pratique n° 1568 sur une table de mixage du commerce.

Comme il s'agit d'un « vu-mètre » à bas niveau, son entrée sera donc connectée à la sortie 350 mV de la table de mixage.

Par ailleurs, comme il s'agit d'une table stéréophonique, le « vu-mètre » sera donc réalisé en deux exemplaires identiques, l'un connecté sur le canal gauche, l'autre connecté sur le canal droit.

●
RR - 11.07 - M. André SEMPE, 19, rue Tamizey-de-Laroque, 47000 Agen recherche le schéma d'un téléviseur Lirar (Les Ingénieurs Radio Réunis) équipé d'un tube cathodique type 23 DFP 4.

●
RR - 11.08 - M. Michel FURNON, 01 St-Genis-Pouilly, nous pose de multiples questions auxquelles nous allons tenter de répondre.

1) L'amélioration proposée par notre correspondant (objet de la réponse RR - 5.13-F page 343 n° 1564) est évidente : il s'agit d'une meilleure stabilisation de la tension de sortie obtenue par l'adjonction d'un transistor 2N2222.

2) La réponse RR - 6.05-F, page 345 n° 1567 :

La diode zener de la catégorie BZX 79 est de la série 500 mW. La résistance de 330 Ω est du type 0,5 W. L'intensité maximum délivrée par le circuit de stabilisation est la même en 6, ou 7,5 ou 9 V ; elle ne dépend que de l'intensité susceptible de traverser le transistor AD 161 sans un échauffement excessif ; dans cet ordre d'idée, il est conseillé de ne pas dépasser 1 A.

Le montage du transistor AD 161 sur un radiateur est préférable.

3) Pour obtenir diverses tensions simultanément, en vue de l'alimentation de différents petits montages, il suffit de réaliser une alimentation pour la tension la plus élevée ; ensuite, la ou les tensions intermédiaires peuvent être obtenues simplement à l'aide de résistances chutrices en série et stabilisées par diodes zener aux tensions adéquates.

4) Pour souder les transistors FET, les précautions à prendre sont les mêmes que pour les diodes ou les transistors ordinaires : serrage de l'électrode à souder dans une pince empêchant la propagation de la chaleur. De plus, il est prudent de s'assurer que la panne du fer est bien isolée par rapport au secteur électrique. Une bonne précaution consiste à relier la panne du fer au circuit à souder à l'aide d'un morceau de fil de cuivre souple terminé par deux pinces crocodiles.

Enfin une autre bonne précaution consiste à court-circuiter toutes les électrodes du transistor FET à l'aide d'un petit fil de cuivre nu enroulé au ras du boîtier. Il va sans dire qu'après soudage, il ne faudra pas oublier d'enlever ce court-circuit.

5) Dans un casque stéréophonique, l'impédance indi-

quée correspond à celle d'un écouteur considéré seul.

6) Nous vous confirmons que dans le cas d'un haut-parleur, l'impédance de sa bobine mobile peut être évaluée en mesurant sa résistance en courant continu à l'aide d'un ohmmètre et on multiplie la lecture par 1,5. Il semblerait donc que l'ohmmètre employé pour vos mesures soit assez fantaisiste, tout au moins pour les faibles valeurs. Bien entendu, il existe des procédés beaucoup plus techniques, mais nécessitant générateur BF, voltmètre électronique, etc.

7) La mesure d'une puissance BF peut se faire en appliquant un signal fixe compris entre 500 et 1 000 Hz à l'entrée de l'amplificateur et en mesurant la tension (alternative) aux bornes de l'impédance Z du haut-parleur (bobine mobile). On a la relation :

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

9) Concernant les montages à réaction, vos petits dessins se rapportant au couplage des deux bobinages ne signifient rien ; il aurait fallu indiquer à quoi aboutissent les quatre extrémités des enroulements.

Exemple : si les extrémités centrales voisines aboutissent à la masse ou à l'alimentation (les extrémités opposées aboutissant donc aux électrodes actives), les deux bobinages doivent être enroulés dans le même sens.

De toute façon, si la réaction ne se produit pas, il suffit d'inverser les deux connexions aboutissant sur un bobinage (et sur un seul).

9) Transistormètre, page 101, Electronique Pratique n° 1545 :

Les potentiomètres de 47 k Ω et de 250 k Ω sont du type carbone ; le potentiomètre de 1 k Ω est du type bobiné.

10) Il est bien évident qu'avec un galvanomètre de 1 mA, on ne peut pas avoir d'échelle inférieure à 1 mA pour la mesure des intensités.

11) Pour enregistrer le son TV, il faut prélever le signal BF sur le potentiomètre de

volume sonore par l'intermédiaire d'un condensateur de l'ordre de 0,1 μ F/600 V. La liaison est effectuée par câble blindé, blindage relié à la masse et masses des deux appareils reliées entre elles.

12) Dans un câble coaxial d'antenne, l'indication 50 ou 75 Ω correspond à l'impédance caractéristique du câble. Cela ne se mesure pas avec un ohmmètre.

13) L'impédance des transformateurs BF est une question de rapport de transformation k. Si l'on appelle N_p le nombre de tours du primaire, N_s le nombre de tours du secondaire, on a :

$$k = \frac{N_p}{N_s} = \frac{Z_p}{Z_s}$$

Z_p et Z_s étant les impédances du primaire et du secondaire.

Consultez l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », page 23 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

14) Un signal rectangulaire BF peut être considéré comme un signal sinusoïdal de même fréquence fondamentale, mais porteur de très nombreuses harmoniques. En conséquence, un signal de ce genre appliqué à l'entrée d'un modulateur de lumière, provoque le fonctionnement simultané des trois canaux.

15) Nous vous conseillons la lecture et l'étude des ouvrages « Cours Élémentaires de Radiotechnique » et « Cours Moyen de Radiotechnique » (même librairie que ci-dessus).

RR - 12.01 - INTERDISCOUNT - Service (Lausanne - Suisse) désire connaître des équivalences pour les transistors BCW 93 B et BCW 95 B.

Nous avons trouvé chez Siemens les équivalences approchées, mais néanmoins valables, suivantes :

BCW 93 B - BC 327 - 25
BCW 95 B - BC 337 - 25.

RR - 12.02 - M. Sébastien VEYRIN-FORRER, 95 Freccourt.

1) Nous demande conseil pour la remise en état d'un amplificateur BF à lampes.

2) Désire utiliser sur 220 volts des interphones HF secteur prévus pour 110 volts.

Nous avons répondu directement et notre lettre nous a été retournée avec la mention habituelle « n'habite pas à l'adresse indiquée ».

Nous vous reproduisons donc ci-dessous l'essentiel de notre réponse.

1) Les taches brunâtres à l'intérieur d'une lampe ne signifient pas grand-chose.

Pour l'amélioration de votre amplificateur, nous pouvons vous conseiller (à distance) d'essayer de changer la redresseuse GZ 32 et les lampes de l'étage final push-pull. Du point de vue composants, vérifiez les résistances de fuite de grille de commande de chaque lampe et surtout les condensateurs de liaison (plaque à grille) entre chaque étage. C'est tout ce que nous pouvons vous suggérer faute de pouvoir examiner votre appareil.

2) Concernant vos interphones HF 100 V, il suffit en effet de changer les transformateurs d'alimentation par un modèle identique, mais avec primaire 220 V. Il est cependant extraordinaire que les transformateurs montés d'origine ne puissent pas se commuter sur 220 V (modification des points de soudure du fil secteur d'alimentation sur le transformateur, par exemple).

RR - 12.03 - M. Hervé BERNARDIN, 78 Les Clayes-sous-Bois désire se construire lui-même sa propre station d'émission et de réception et nous demande où se procurer pour cela des schémas simples et peu onéreux.

L'émission d'amateur est réglementée ; des conditions très strictes sont à respecter notamment en ce qui concerne le montage des émetteurs et la Direction des Télécommunications n'admet pas un quelconque « bricolage ».

En outre, un petit examen est à subir pour obtenir le certificat d'opérateur, la licence d'exploitation et l'indicatif.

Nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage L'Emission et la Réception d'Amateur (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 12.04-F - M. Patrick GUILLOMET, 92 Meudon, nous demande les caractéristiques et le brochage du tube cathodique DG7/6, ainsi qu'un schéma d'utilisation pratique de ce tube dans un oscilloscope.

1) DG7/6 : Longueur max. : 160 mm ; diamètre d'écran max. : 71 mm ; chauffage : 6,3 V 0,3 A ; Vg3 : 800 V ; Vg2 : 200 à 300 V ; Vg1 : 0 à - 50 V ; sensibilités : 0,16 mm/V (D1 D'1), 0,25 mm/V (D2 D'2).

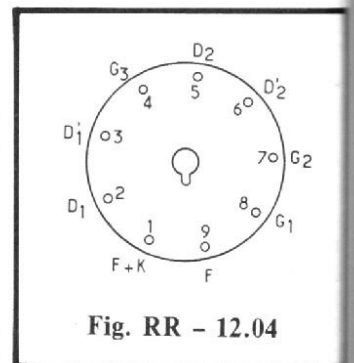


Fig. RR - 12.04

Brochage : voir figure RR-12.04.

2) Veuillez vous reporter aux numéros 1234 (page 135) et 1256 (page 150) du Haut-Parleur dans lesquels est décrit un montage d'oscilloscope que l'on peut très facilement équiper d'un tube DG7/6.

RR - 12.05 - M. FARHANGE HOUCHIDAR, Genève (Suisse) nous fait part d'un assemblage tuner UHF de télévision devant un « VHF monitor » et nous demande des explications au sujet des mauvais résultats obtenus.

Il est très difficile de vous répondre valablement.

Tout d'abord qu'appellez-vous un « VHF monitor » ? Il aurait été utile de nous communiquer le schéma de cet appareil pour que nous puissions apprécier la validité de votre « assemblage ».

Théoriquement, et vu à distance, il faudrait qu'il s'agisse d'un récepteur VHF susceptible de s'accorder sur 38,2 MHz (valeur de la fréquence intermédiaire de sortie des tuners UHF de télévision).

RR - 12.06 - M. Georges VIDAL, 22 Saint-Brieuc, nous demande :

1) Un schéma d'utilisation en amplificateur BF du circuit intégré TBA 641 B ;

2) Le plan d'un adaptateur à brancher sur un haut-parleur pour recueillir les signaux BF et les appliquer à l'entrée d'un amplificateur ;

3) Caractéristiques et équivalences des transistors BU 104 ; BU 105 ; BU 108 ; AD 161 ; AD 162 ;

4) Que sont les circuits intégrés immatriculés SL...

5) Le plan d'un régulateur de moteur pour mini-cassettes ;

6) Le plan d'un amplificateur push-pull utilisant des transistors BU 104 ou 105.

1) Veuillez vous reporter à notre numéro 1530, page 425.

2) Il n'est pas nécessaire d'utiliser un adaptateur quelconque ; il suffit de prélever les signaux BF sur le potentiomètre de volume sonore de l'appareil (radio ou TV) par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μ F et de les canaliser à l'entrée de l'amplifica-

teur à l'aide d'un câble blindé (blindage connecté à la masse). Par ailleurs, les masses des deux appareils doivent être reliées entre elles.

3) Caractéristiques maximales :

BU 104 : NPN silicium : transistor rapide haute tension pour étage de sortie de déviation horizontale des téléviseurs « noir et blanc » 110° ; V_{cbo} : 400 V ; V_{ceo} : 150 V ; V_{ebo} : 10 V ; I_c : 7 A ; I_b : 3 A ; P_{tot} : 85 W ; équivalent : BUY 74.

BU 105 : NPN silicium (même fonction que le précédent) ; V_{cbo} : 1 500 V ; I_c : 2,5 A ; $V_{ce\ sat}$: 5 V à I_c : 2,5 A ; P_{tot} : 10 W ; équivalents : BU 208, MJ 105.

BU 108 : NPN silicium (même fonction que le précédent) ; V_{cbo} : 1 500 V ; I_c : 5 A ; $V_{ce\ sat}$: 5 V à I_c : 4,5 A ; P_{tot} : 12,5 W ; équivalents : comme pour le type BU 105.

AD 161 : NPN germanium ; V_{cbo} : 32 V ; V_{ceo} : 20 V ; I_c : 3 A ; $H_{21\ e} > 80$ à I_c : 0,6 A ; $V_{ce\ sat}$: 0,6 V à I_c : 1 A ; P_{tot} : 4 W ; équivalent : AD 165.

AD 162 : PNP germanium ; V_{cbo} : 32 V ; V_{ceo} : 20 V ; I_c : 3 A ; $h_{21\ e} > 80$ à I_c : 0,5 A ; $V_{ce\ sat}$: 0,4 V à I_c : 1 A ; P_{tot} : 6 W ; équivalents : AD 152 ; AD 262 ; 2 SB 367.

4) Il s'agit d'une immatriculation propre à la firme Plessey dont voici l'adresse du mandataire en France : Plessey - France, 16-20, rue Pétrarque, 75016 Paris.

5) Votre question est trop imprécise pour que nous puissions vous répondre utilement. Le moteur est-il alimenté sous 6 ou sous 9 volts ? Quelle est sa consommation (intensité) ?

Le cas échéant, vous pourriez vous inspirer du montage décrit à la page 121 du numéro 1572

6) Nous ne vous encourageons pas à poursuivre ce projet ; en effet, les transistors BU 104 ou 105 sont des transistors de commutation qui conviennent assez mal pour la réalisation d'un amplificateur BF de qualité.

RR - 12.07 - M. BEN SLIMAN LARBI à Tunis, nous demande où se procurer un circuit intégré NEC 575 C 2 ou similaire.

Le circuit intégré type NEC 575 C 2 est une fabrication japonaise, et nous ignorons totalement si ce composant a un équivalent français ou européen.

Il faudrait vous adresser à votre fournisseur (là où vous avez acheté votre « Auto-cassette »), car il devrait normalement posséder tous les composants nécessaires pour assurer la maintenance des appareils qu'il vend. En effet, il est hors de question de chercher à remplacer ce circuit intégré par un composant approximatif sur la plaquette en circuits imprimés.

RR - 12.08 - M. Raymond BERNARDIN, 88 Saint-Dié, a réalisé l'allumeur électronique décrit dans notre numéro 1459 et nous demande conseil pour installation sur son véhicule.

Le câblage électrique de votre voiture est tout à fait classique, et de ce fait, le câblage de la figure 1, page 273 est tout à fait applicable, et très simplement.

La connexion du rupteur est reportée au pied de la résistance R_1 , l'autre pôle restant évidemment à la masse. Pour la bobine elle-même, elle s'intercale tout bonnement comme il est montré sur la figure 1, figure qui ne saurait être plus claire.

RR - 12.09 - M. Jacques GRUET, 76 Le Havre, nous demande la schéma d'un variateur de vitesse pour perceuse électrique.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de variateurs de vitesse pour perceuses électriques (ou autres).

Veuillez par exemple vous reporter au numéro 1322, ou bien au numéro 1338, page 232 (modèle antiparasité).

RR - 12.10 - M. Charles CLAIR, 89 Sens, nous demande conseil pour la conception des convertisseurs OC - VHF - UHF et des amplificateurs linéaires.

Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'ouvrages traitant spécifiquement et exclusivement des convertisseurs d'une part, et des amplificateurs d'autre part.

Toutefois, il est bien évident que dans un ouvrage tel que l'Emission et la Réception d'Amateur (8^e édition) vous trouverez de nombreux montages des genres que vous recherchez (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

On ne réalise pas des convertisseurs pour fréquences élevées avec sortie sur 1 500 kHz, cette dernière valeur étant insuffisamment grande pour obtenir une réjection valable de la fréquence-image. Vous trouverez toutes explications dans l'ouvrage cité précédemment.

Quant à tel montage convertisseur pour telles fréquences à recevoir, il peut toujours être modifié pour telles autres fréquences ; ce n'est qu'une question de quartz, de CV ou de bobinages.

RR - 12.11 - M. Antoine GALLAND, 37 Tours, nous demande conseil concernant un dispositif générateur de THT.

Un transformateur « lignes et THT » de téléviseur peut en effet convenir pour générer une haute tension de 20 kV ou davantage sous quelques milliampères. Néanmoins, un transformateur pour TV « noir et blanc » se limite généralement à 16 kV environ ; un transformateur pour TV « couleur » atteint 25 kV environ. Mais le transformateur seul n'est pas suffisant ; il faut construire toute la base de temps « lignes » (comme sur un téléviseur), c'est-à-dire le relaxateur suivi du tube de

puissance... et alimenter le tout à partir du secteur avec redressement et filtrage. En d'autres termes, nous le répétons, il faut construire toute la base de temps « lignes et THT » exactement comme sur un téléviseur (bien entendu, peu importe ici la synchronisation).

Autre solution : vous pourriez racheter un vieux téléviseur chez un radioélectricien de votre région et utiliser la section base de temps lignes et THT + alimentation, comme indiqué précédemment.

RR - 12.12 - M. René COMBARET, 58 Fourchambault nous demande conseil pour des modifications qu'il souhaite apporter à son magnétophone.

Pour votre gouverne, nous devons tout d'abord vous préciser qu'il n'est pas possible de déterminer les caractéristiques d'une tête magnétique (impédance, sensibilité, etc.) d'après un schéma ; des mesures sont indispensables.

Quant aux modifications que vous envisagiez (avec la suite des conditions à satisfaire), sans la moindre hésitation, nous vous déconseillons totalement de poursuivre cette voie ; le travail serait considérable (sinon impossible : circuits imprimés vraisemblablement) pour des résultats qui ne pourraient être que décevants. Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable, mais nous pensons qu'il est préférable d'être franc avec nos lecteurs.

Le plus sage est de vous débarrasser de votre magnétophone actuel (tel qu'il est) et d'en acquérir un autre beaucoup plus élaboré et correspondant directement à ce que vous souhaitez.

RR - 12.13 - M. Toger PONSON, 89 Auxerre, désire utiliser un rotacteur TV et

la platine FI « son » faisant suite pour la réalisation d'un récepteur pour la bande 144/146 MHz.

Après examen des schémas du rotacteur et de la platine FI « du téléviseur » nous vous déconseillons **totalement** - bien amicalement - de poursuivre dans votre idée d'adaptation de ces organes à la réception de la gamme 144/146 MHz.

Il y aurait énormément de travail et **aucun** résultat valable ne pourrait être obtenu. C'est le plus sage conseil que nous pouvons vous donner, car personnellement nous répugnons à engager l'amateur sur des voies qui ne conduiraient qu'à des résultats décevants.

RR - 12.14-F - M. Bernard LABASQUE, 69 Anse nous demande le brochage du circuit intégré SFC 5325 E (de la Sescosem).

Le circuit SFC 5325 E est un circuit de commande de mémoires à tores magnétiques. Tensions d'alimentation : $V_{cc1} : 5 V ; V_{cc2} : 15 à 24 V$. Brochage : voir figure RR-12.14.

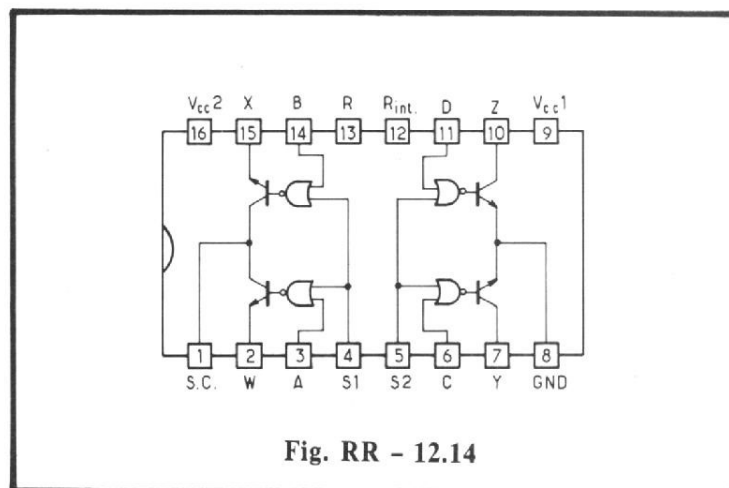


Fig. RR - 12.14

RR - 12.15 - M. Yves CHABOUD, 52 Saint-Dizier, nous demande :

1) Où se procurer les codes

des couleurs de marquage pour les résistances et condensateurs ;

2) Des renseignements complémentaires au sujet du **capacimètre** publié dans le **numéro 1338.**

1) En ce qui concerne les différents codes de marquage des condensateurs et résistances, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Dans cet ouvrage, tous les codes actuellement en vigueur s'y trouvent détaillés... ce que nous ne pouvons évidemment pas faire dans le cadre de cette rubrique.

2) Figure 6, page 145, numéro 1338 :

D_1 : diode Zener 15 volts type BZY 95/C 15 (R.T.C.)

$D_2 - D_3$: OA 95 (R.T.C.)

RR - 12.16 - M. Bruno LANGLOIS, 26 Romans demande conseil pour procéder à des enregistrements corrects, sur magnétophones à partir de disques ou d'émissions de radio.

Votre demande a déjà fait l'objet, à de nombreuses reprises, de réponses dans cette rubrique.

magnétophone. On peut également effectuer une dérivation sur ces fils de sortie (sans les déconnecter) à l'aide d'un fil blindé qui aboutit à l'entrée du magnétophone.

2) Dans le cas d'un récepteur de radio, il faut effectuer une dérivation par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, soit au niveau de la détection, soit sur le potentiomètre de volume, et appliquer le signal ainsi recueilli à l'entrée du magnétophone toujours par l'intermédiaire d'un fil blindé (blindage connecté à la masse).

RR - 12.17 - M. Roger DESTREMEAUX, 17 Rochefort, sollicite nos conseils pour l'installation et l'utilisation des prises de terre.

1) Pour être efficace et correcte, une prise de terre doit présenter une résistance aussi faible que possible. On réduit cette résistance en augmentant la surface des conducteurs enfouis ou des plaques enterrées ; mais la résistance reste fonction de la composition de terrain lui-même.

2) L'importance des courants éventuels de court-circuit ou de fuite (donc l'importance ou puissance de l'installation) détermine la section du câble allant à la terre ; pour l'obtention d'une bonne sécurité, ce câble doit toujours présenter une section largement calculée.

3) Mesureur de résistance de terre : un appareil de ce genre est vendu en France par les Etablissements Chauvin-Arnoux 190, rue Championnet, 75890 Paris Cedex 18.

4) Pour chaque installation importante, il est toujours préférable de faire une prise de terre pour chacune, afin d'éviter des retours de l'une sur l'autre en cas d'accident.

5) Dans tous les cas, le rôle de la prise de terre est d'assurer la sécurité des usagers.

6) Pour la raison dite plus haut, il n'est pas recommandé

1) Dans le cas d'un électrophone, il faut déconnecter les fils de sortie du bras du pickup et les brancher à l'entrée du

d'utiliser la prise de terre de l'ascenseur pour un récepteur de radio, ou un téléviseur, ou un émetteur.

●

RR - 12.18 - M. Serge DUNAND 69008 Lyon, désire réaliser une liaison par interphones HF sur secteur et nous demande quelle est la distance maximale possible entre deux immeubles pour pouvoir employer ces appareils.

En principe, votre projet n'est pas réalisable. En effet, les interphones HF sur secteur n'assurent la liaison que sur une même installation électrique (le courant HF porteur étant bloqué par les bobines du compteur électrique). Or, dans le cas de deux immeubles, il s'agit certainement de deux installations électriques différentes, avec deux compteurs distincts.

●

RR - 12.19 - M. Roger CHAMOIX, 38 Grenoble :

1) Nous fait part de ses remarques au sujet des rectificateurs que nous publions ;

2) Nous demande de lui indiquer un procédé simple pour effectuer la mise en phase des haut-parleurs ;

3) Nous demande conseil pour l'utilisation d'une antenne extérieure sur un récepteur à transistors.

1) Au sujet des rectificateurs, un excellent procédé (que nous recommandons à tous nos lecteurs) consiste à les reporter (dès que nous les publions) sur l'article auquel ils se rapportent, même si cet article ne semble pas intéresser le lecteur dans l'immédiat. Parfois, plus tard, il ne pourra que se féliciter d'avoir effectué ce petit travail.

2) On peut faire facilement la mise en phase des haut-parleurs avec une simple pile de

4,5 volts ; on repère les polarités qui provoquent le **déplacement** de toutes les membranes dans le **même sens**.

3) Nous estimons que vous pouvez très bien faire l'essai de la connexion d'une antenne extérieure sur votre récepteur ; vous ne prenez aucun risque... Nous pensons qu'il y aura probablement une augmentation de sensibilité, du moins « apparente ». Car il risque de se produire de la **transmodulation** (sujet très souvent traité dans le Haut-Parleur)... comme dans tous les récepteurs à transistors d'ailleurs.

Dans ce domaine, pour éviter cette transmodulation indésirable, la longueur de l'antenne auxiliaire est à déterminer avec soin, par expérience (car, dépendant du récepteur et du lieu de réception).

Un fil isolé intérieur doit suffire, et vous pourrez ainsi facilement déterminer la longueur optimale.

Les autres solutions que vous envisagez sont à rejeter.

Le branchement d'une antenne auxiliaire ne déconnecte pas le circuit capteur ferrite intérieur parce que celui-ci constitue (et constitue toujours) le **circuit d'accord**.

●

RR - 12.20 - M. René DUSSART, 71 Mâcon, nous demande :

1) Où se procurer en France des transistors japonais en vente au détail.

2) Conseil pour l'élimination d'un ronflement sur un amplificateur BF.

1) A notre connaissance, les transistors japonais ne sont pas en vente au détail en France (pour les particuliers). Le cas échéant, il conviendrait de vous adresser au revendeur qui vous a fourni le magnétophone. Une autre solution consiste à utiliser des transistors français de types correspondants.

2) Sur votre amplificateur BF, si vous êtes **absolument certain** que le ronflement n'est pas dû à l'alimentation, son origine peut provenir :

— d'une mauvaise masse ;
— d'un mauvais blindage des fils connectés aux entrées ;
— d'une mauvaise connexion à la masse du blindage de l'un de ces fils ;

— de retours à la masse dispersés, en des points incorrects ;

— d'une induction sur une connexion ou un étage mal ou insuffisamment blindé.

Naturellement, ces points sont particulièrement à surveiller dans les étages préamplificateurs d'entrée.

●

RR - 12.21 - M. Henry HUTIN, 63, Clermont-Ferrand nous demande conseil au sujet de l'utilisation d'une diode de limitation connectée en parallèle sur la bobine d'excitation d'un relais.

Puisque vous disposez d'un important stock de diodes 35 P 4, nous pensons que vous pouvez utiliser ces diodes dans l'emploi envisagé.

La tension inverse maximale qui est appliquée à la diode l'est au moment de la fermeture du circuit : avec 15 volts continus sur la ligne et la présence de la bobine à fer, cette tension inverse max., monte peut-être à 30 volts, d'une façon très brève évidemment (impulsion) ; ce qui est donc inférieur aux 45 ou 50 volts des caractéristiques. L'extra-courant de rupture présente, lui, une tension beaucoup plus élevée... mais elle est précisément appliquée dans le sens de conduction de la diode (donc sans danger).

Cela dit, il est évident qu'une diode 36 P 4 (ou 1N 914) présenterait une fiabilité plus grande (marge de sécurité plus importante).

BIBLIOGRAPHIE

EDITIONS TECHNIQUES
ET SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES

Collection

« Technique poche »

**30 MONTAGES
ÉLECTRONIQUES
D'ALARME**

par F. JUSTER

Un ouvrage qui intéressera tous ceux qui désirent se protéger contre les vols, les incendies, les gaz et les eaux, c'est-à-dire... tout le monde.

Cet ouvrage technique et pratique, est de lecture facile. Il s'adresse aux amateurs et aux professionnels de l'électronique désirant s'initier et, éventuellement, construire eux-mêmes des appareils électroniques d'alarme, pour la prévention contre toutes les nuisances dont le nombre augmente constamment.

Ce livre décrit avec tous les détails, des appareils électroniques basés sur divers principes : optiques, thermiques, mécaniques, chimiques. Tous les appareils décrits sont du type miniature et utilisant des transistors et des circuits intégrés de technique ultra-moderne.

D'autre part, les utilisateurs non techniciens, pourront, grâce à ce livre, se faire une idée précise sur le choix des appareils commerciaux qu'ils désireraient faire installer chez eux.

Extrait du sommaire :

Alarmes pour divers usages. Alarmes optoélectroniques. Alarmes de température. Sirènes électroniques. Alarmes à circuits logiques. Alarmes à circuits intégrés. Détecteur de fumée et de gaz.

Un volume de : 120 pages - format 12 x 16,5. Couverture pelliculée - 102 schémas. Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

Librairie Parisienne
de la Radio

43, rue de Dunkerque,
75010 PARIS.

Réalisation d'un décodeur RTTY à FILTRES ACTIFS :

Le SST 6

Depuis plusieurs années nous utilisons le convertisseur ST6 que nous avons décrit dans cette revue après l'avoir construit et essayé pendant quelques mois à notre grande satisfaction.

Toutefois l'utilisation de filtres équipés des fameuses selfs de 88 millihenrys ne nous a jamais pleinement satisfait et nous avons réalisé des filtres actifs qui permettaient d'obtenir des caractéristiques intéressantes. Tout naturellement nous avons donc décidé de réaliser ce décodeur, que nous avons appelé SST6, en partant de ces filtres actifs pour éliminer les selfs et en conservant les différents circuits annexes qui se sont toujours avérés utiles et performants.

Avant d'entrer dans le détail du convertisseur nous allons faire un retour sur les filtres actifs les plus simples qui s'adaptent le mieux aux différentes opérations qu'il est nécessaire de réaliser.

Initialement, la réalisation d'un filtre actif posait de nombreux problèmes et le résultat,

s'il était satisfaisant au niveau des performances, ne l'était pas du tout au niveau du volume et du coût, et la solution self-capacité se révélait être un compromis des plus intéressants.

Depuis l'apparition des circuits intégrés linéaires sur le marché des composants électroniques le problème se pose d'une manière toute différente, car l'élément de base est

très performant et son prix est de quelques francs actuellement, enfin les composants qu'il faut lui adjoindre sont, sauf cas particulier, très bon marché.

Les filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande sont réalisables sans difficulté, mais la fréquence d'utilisation n'excède pas, toutefois, quelques kilohertz, ce qui dans le cas présent n'est pas un handicap.

Les inconvénients majeurs des filtres actifs sont les suivants :

- il faut généralement deux tensions d'alimentation,
- la dynamique du signal de sortie est limitée.

Là encore dans notre application ces deux inconvénients ne sont que de peu d'importance, car le ST6 utilise d'autres circuits intégrés linéaires pour certaines fonc-

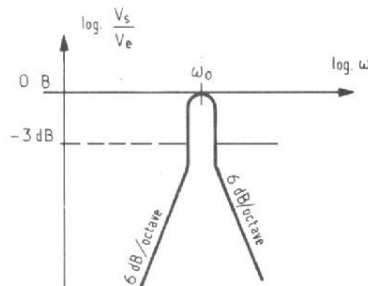
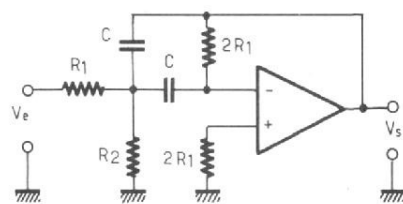


Fig. 1. - Filtre passe bande à surtension élevée.

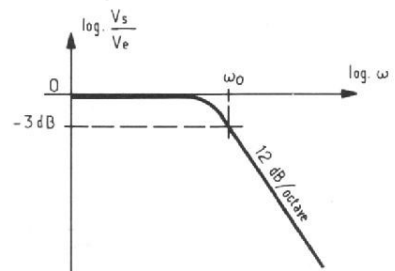
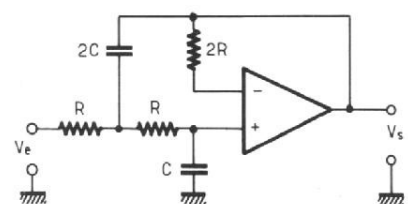


Fig. 2. - Filtre passe bas 12 dB/octave.

tions, et la dynamique du signal de sortie s'avère suffisante.

Les filtres 1 et 2 représentent les différents filtres dont nous avons eu besoin pour la réalisation du SST6, avec d'abord figure 1, un filtre passe-bande à surtension élevée dont la fréquence centrale découle de la formule :

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

et la bande passante à 3 dB par :

$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_1}$$

Rappelons pour mémoire que $\omega = 2\pi f$.

Avantage intéressant de ce filtre, la fréquence centrale peut être réglée en jouant sur la valeur de R_2 , le déplacement en fréquence s'effectuant à largeur de bande et à gain constants. En remplaçant R_2 par un potentiomètre il est donc possible d'utiliser des éléments à tolérances standard et d'obtenir un réglage très précis de la fréquence centrale.

La figure 2 représente un filtre passe-bas 12 dB/octave dont la fréquence de basculement à -3 dB est donnée par la formule.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$

Au vu de ces deux schémas on comprend immédiatement tout l'intérêt qu'il est possible de trouver dans l'utilisation des filtres actifs. Il ne faut pas oublier pour autant les circuits complémentaires, car à la sortie des filtres la tension n'est pas immédiatement utilisable pour le décodage puisqu'il s'agit d'un signal sinusoïdal.

Dans le cas d'un redressement il est encore possible de faire appel aux circuits intégrés linéaires et nous ne nous en sommes pas privés, c'est ainsi que nous avons réalisé un redresseur double alternance suivi d'un filtrage qui nécessite l'utilisation de deux amplificateurs opérationnels

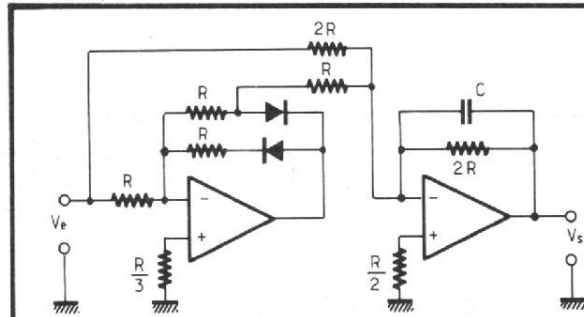


Fig. 3. - Circuit de redressement double alternance et filtrage.

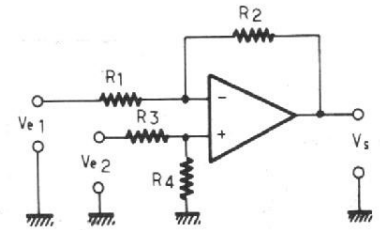


Fig. 4. - Amplificateur différentiel.

et qui fournit une tension de sortie dont la valeur peut s'écrire.

$$V_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{eff}$$

avec V_{eff} = tension efficace d'entrée.

Enfin nous avons été amené à utiliser un amplificateur différentiel dont le schéma est représenté figure 4 et dont la tension de sortie est égale à :

$$V_s = V_{e2} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_{e1} \cdot R_2/R_1$$

Cette formule bien longue se simplifie si l'on choisit les rapports R_1/R_2 et R_3/R_4 égaux, en effet on obtient dans ces conditions :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_{e2} - V_{e1})$$

Il convient de choisir, pour obtenir la différence exacte des deux tensions d'entrée : $R_2/R_1 = 1$ soit $R_2 = R_1$ donc

quatre résistances égales et de préférence avec des tolérances de 1 ou 2 % maximum pour que le taux de réjection en mode commun soit le plus élevé possible.

A partir de ces différents circuits de base nous pouvons reconstituer le schéma synoptique du décodeur SST6 (fig. 5) tel que nous l'avons réalisé. Les valeurs de composants que nous avons indiquées pour les différents filtres correspondent aux shifts 2125/2295 Hz et 2121/2975 Hz, aussi nous allons détailler le calcul des éléments afin que chacun puisse reprendre leurs valeurs pour des shifts de sa convenance.

FILTRE D'ENTRÉE

Pour le calcul des éléments, nous nous reporterons d'abord à la figure 1 sachant

que la fréquence centrale $f_0 = \omega_0/2\pi$ doit se situer, suivant le shift, soit entre 2125 et 2295 Hz, soit entre 2125 Hz et 2975 Hz.

Dans le premier cas, nous choisirons 2200 Hz et dans le second 2550 Hz.

Le choix de la valeur $\Delta\omega$ nous est imposé par le shift lui-même soit 170 ou 850 Hz, nous choisirons 200 Hz pour le premier cas.

Pour des questions de simplicité de commutation, nous avons choisi de faire varier les capacités et non les résistances ce qui ne facilite pas toujours le réglage final.

Considérons le cas du shift 170 Hz, c'est-à-dire :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 6,28 \times 2200 = 13186$$

$$\Delta\omega = 200 \text{ Hz} \times 2\pi$$

Nous avons vu précédemment que :

$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_1} = 270.6,28 = 125$$

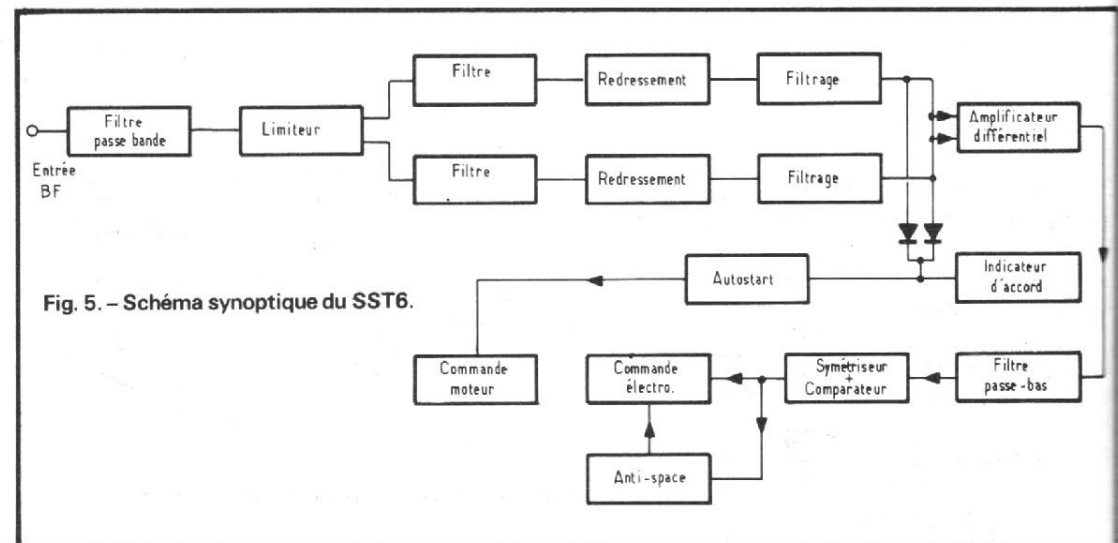


Fig. 5. - Schéma synoptique du SST6.

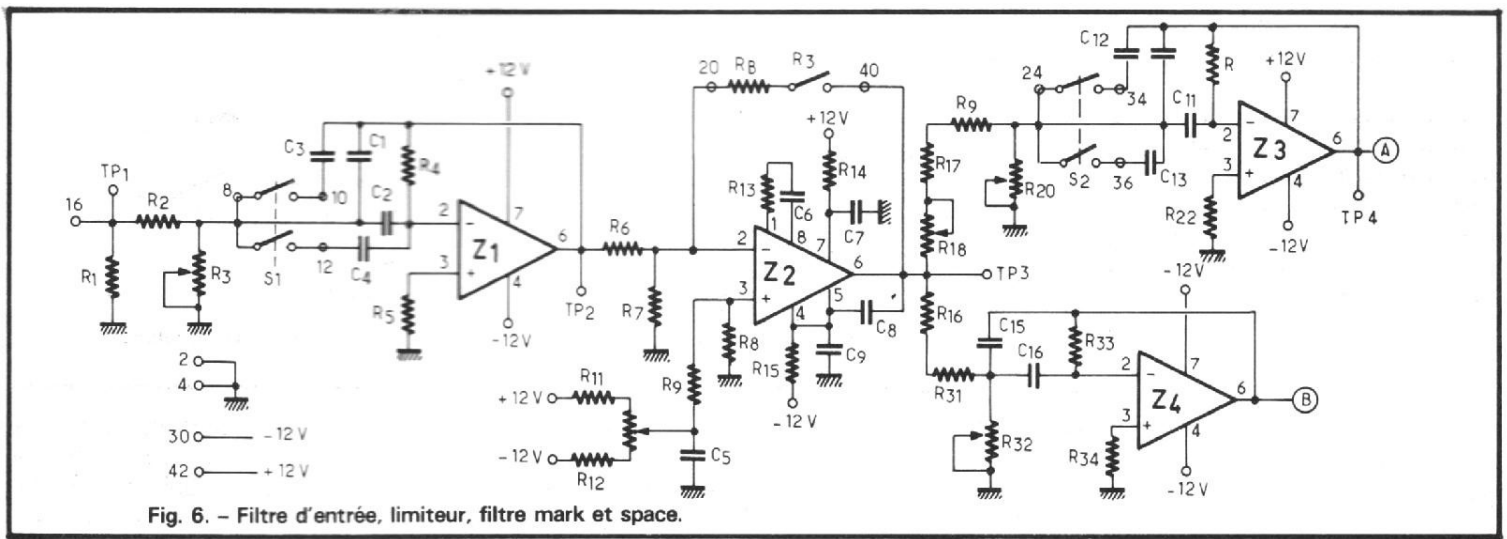


Fig. 6. - Filtre d'entrée, limiteur, filtre mark et space.

Choisissons $C = 15 \text{ nF}$, nous pouvons en déduire la valeur de R_1 , soit :

$$R_1 = \frac{1}{15 \cdot 10^{-9} \cdot 1256}$$

$$= \frac{1}{18,84 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{10^6}{18,84} = 53078 \Omega$$

Pour déterminer R_2 il faut sortir ce terme de l'égalité suivante :

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

$$= \Delta\omega \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{2R_2} = \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2$$

$$= \left(\frac{13816}{1256} \right)^2 = 121$$

$$R_1 + R_2 = 242 R_2$$

$$R_1 = 241 R_2 \Rightarrow R_2 = \frac{R_1}{241}$$

$$R_2 = \frac{53078}{241} = 220 \Omega$$

Pour le shift 850 Hz nous allons conserver ces valeurs de résistances et nous devons donc déterminer la nouvelle valeur des condensateurs.

La fréquence centrale devient 2550 Hz, donc $\omega_0 = 2\pi f_0 = 16014$.

$$\omega_0 = 16014 = \frac{1}{CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

$$= \frac{1}{CR_1} 11,006$$

$$C' = \frac{11,006}{16014 \cdot R_1}$$

$$= \frac{11,006}{16014 \times 53078} = 13,02 \text{ nF}$$

Cette valeur n'est pas standard, mais il nous est possible, dans la mesure où nous appliquons un même coefficient à R_1 et à la valeur que nous nous étions fixée au départ soit 15 nF, d'arriver à une solution compatible avec des éléments standards.

Si nous nous imposons $C' = 15 \text{ nF}$, il faut affecter C du coefficient 15/13,02 soit 1,152, ce qui donne $C = 17,28 \text{ nF}$.

Quant à R_1 il faut diviser sa valeur par ce même coefficient et nous obtenons ainsi :

$$R_1 = \frac{53,078}{1,152} = 46,07 \text{ k}\Omega$$

Ceci nous donne pour $\Delta\omega$ dans le cas du shift 170 Hz.

$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_1}$$

$$= \frac{1}{17,28 \times 10^{-9} \times 46,07 \times 10^3}$$

$$= 1256$$

$$\Delta\omega = 200 \text{ Hz} \times 2\pi$$

et dans le cas du shift 850 Hz :

$$\Delta\omega = \frac{1}{15 \times 10^{-9} \times 46,07 \times 10^3}$$

$$= 230 \text{ Hz} \times 2\pi$$

Dans le cas du 850 Hz, nous avons donc un $\Delta\omega$ assez faible mais nous avons préféré cette solution à un système de commutation complexe pour modifier les résistances dans l'un et l'autre cas. On pourrait également élargir la bande passante dans le cas du 170 Hz, mais il s'agit d'une solution de compromis peu intéressante.

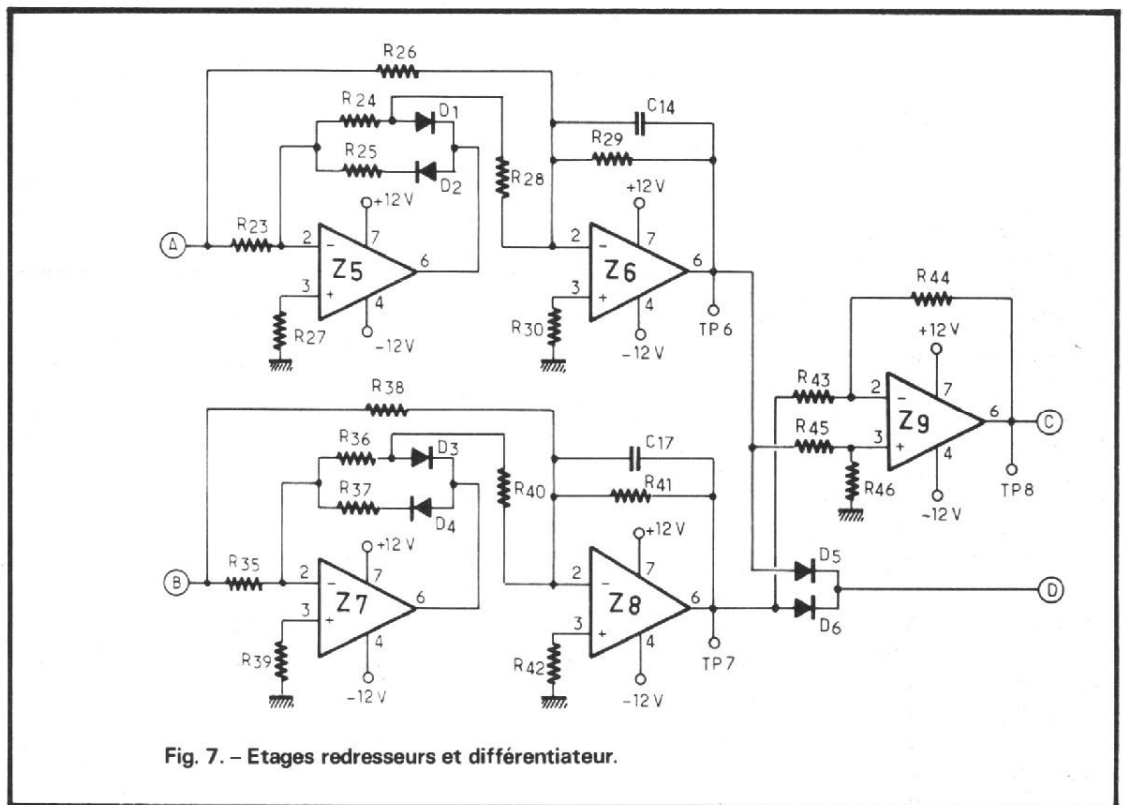


Fig. 7. - Etages redresseurs et différentiateur.

Compte tenu des valeurs déterminées par le calcul, nous avons adopté les valeurs standards suivantes sur le schéma de principe de la figure 6 :

$$R_2 = 47 \text{ k}\Omega$$

$R_4 = R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ (91 k Ω conviendrait mieux mais cette valeur standard se trouve plus difficilement).

$$C_1 = C_2 = 15 \text{ nF}$$

$$C_3 = C_4 = 2,2 \text{ nF}$$

Nous avons vu précédemment que la résistance R_3 pouvait être ajustée pour centrer le filtre à volonté, donc plutôt que d'utiliser une résistance fixe, nous avons préféré l'emploi d'un potentiomètre miniature qui s'implante sur le circuit imprimé de la même manière qu'un transistor et ne nécessite pas davantage de place.

LIMITEUR

Nous avons repris pour cet étage le même schéma de principe que pour le ST6, et nous rappelons pour mémoire que l'amplificateur opérationnel utilisé fonctionne en boucle ouverte, ou avec un gain défini par la résistance R_B suivant que celle-ci est isolée ou non de la sortie. En boucle ouverte, l'amplificateur dont le gain est très important délivre des signaux carrés tant que le signal d'entrée dépasse quelques millivolts. Le potentiomètre R_{10} permet d'équilibrer le niveau de sortie à 0 en l'absence de signal d'entrée, ceci afin de conserver au signal une symétrie aussi parfaite que possible. Compte tenu des niveaux de tension à ajuster, il est préférable d'utiliser pour R_{10} un potentiomètre multitours, nous avons pour notre part employé un modèle Beckman, Helitrim 66 W mais il existe de nombreux modèles identiques chez les autres fabricants.

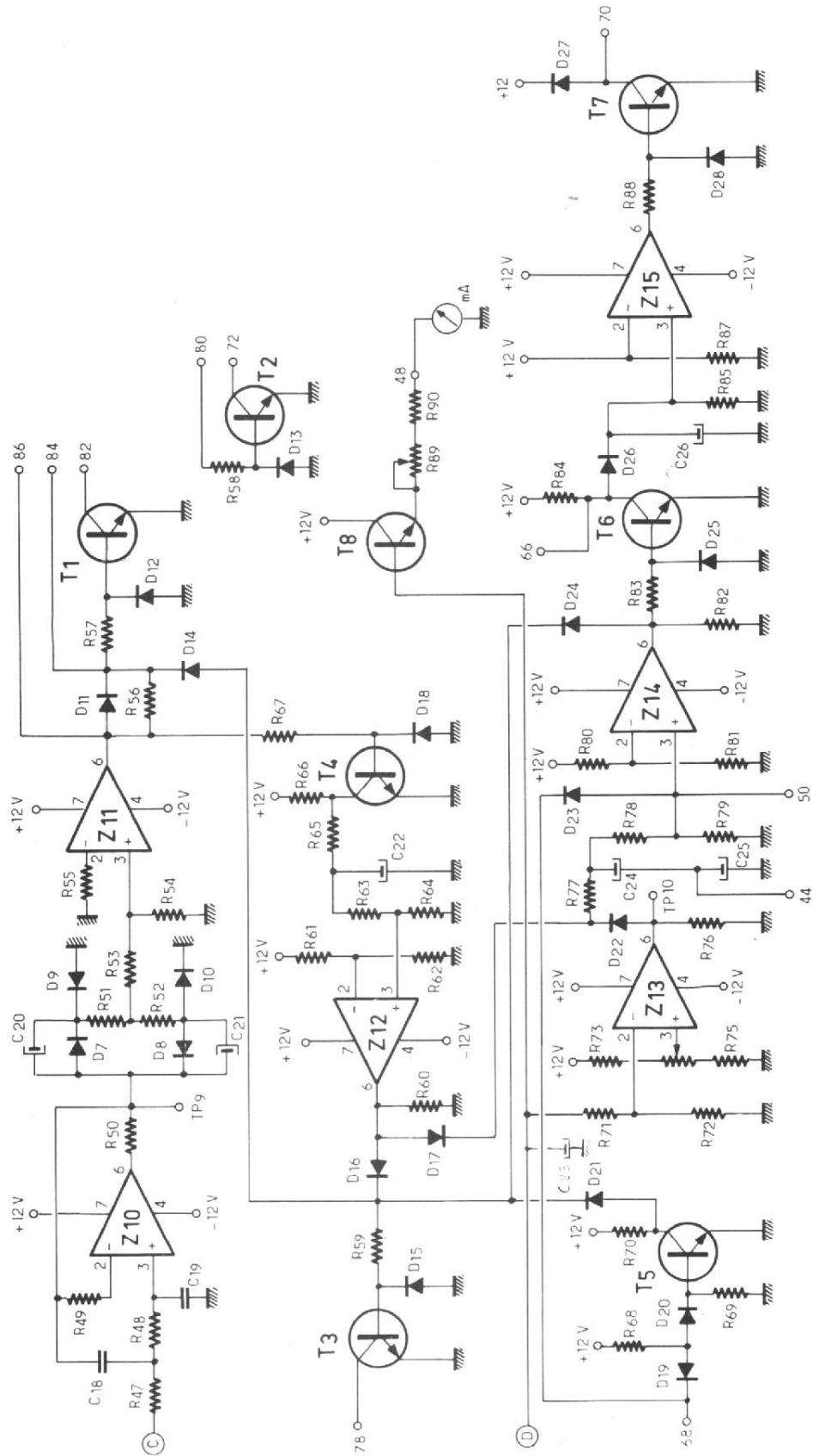


Fig. 8. - Circuits de commande.

FILTRES MARK ET SPACE

Ces deux filtres sont du même type que le filtre d'entrée et sont centrés pour le filtre mark sur 2125 Hz, et pour le filtre space sur 2295 Hz ou 2975 Hz.

Nous avons tout intérêt à ce que les filtres soient les plus sélectifs possible, et nous nous sommes fixé un $\Delta\omega$ égal à environ $150 \text{ Hz} \cdot 2\pi$.

Pour le filtre mark nous avons donc :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 13345$$

$$\Delta\omega = 6,28 \times 150 = 942$$

Choisissons $C = 10 \text{ nF}$.

$$R_1 = \frac{1}{942 \times 10^{-8}} = 106\,157 \, \Omega$$

Pour R_2 nous avons :

$$\frac{R_1 + R_2}{2R_2} = \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right)^2$$

$$= \left(\frac{13345}{942}\right)^2 = 200,7$$

$$R_1 + R_2 = 401,4R_2$$

$$R_1 = 400,4R_2$$

$$\text{d'où } R_2 = \frac{106157}{400,4} = 265 \, \Omega$$

Comme pour le filtre d'entrée nous utiliserons un potentiomètre afin d'avoir un centrage aussi précis que possible.

Nous avons choisi pour les éléments de la figure 6 les valeurs suivantes :

$$C_{15} = C_{16} = 10 \text{ nF}$$

$$R_{31} = 100 \, \Omega \text{ (ou } 110 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{33} = R_{34} = 220 \text{ k}\Omega$$

Pour le filtre space, il est à nouveau nécessaire d'effectuer une commutation et nous jouerons une nouvelle fois sur la valeur des condensateurs pour obtenir les deux fréquences désirées.

Calculons les éléments pour la fréquence 2975 Hz.

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 18683$$

$$\Delta\omega = 6,28 \times 150 = 942$$

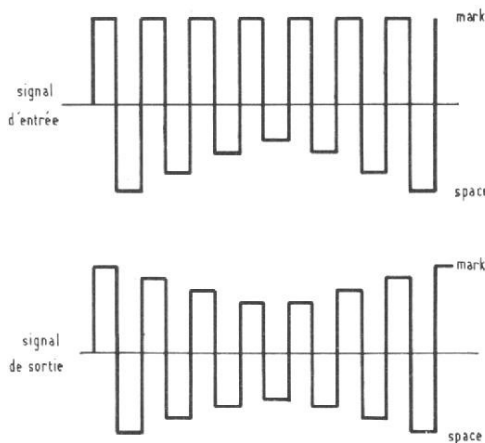


Fig. 9. - Action du symétriseur sur la forme du signal.

Choisissons $C = 10 \text{ nF}$.

$$R_1 = 106157 \, \Omega$$

Pour R_2 nous aurons :

$$\frac{R_1 + R_2}{2R_2} = \left(\frac{18683}{942}\right)^2 = 393,4$$

$$R_1 + R_2 = 786,8 R_2$$

$$R_1 = 785,8 R_2 \text{ d'où } R_2 = 135 \, \Omega$$

Pour la fréquence 2295 Hz nous avons :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 14412,6$$

$$\omega_0 = 14412,6 = \frac{1}{C R_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

$$= \frac{1}{C R_1} \cdot 19,84$$

$$C' = \frac{19,84}{14412,6 \times R_1}$$

$$= \frac{19,84}{14412,6 \times 106157}$$

$$= 12,96 \text{ nF}$$

Nous choisirons donc pour les éléments de la figure 6 les valeurs suivantes :

$$C_{10} = C_{11} = 10 \text{ nF}$$

$$C_{12} = C_{13} = 3,3 \text{ nF}$$

$$R_{19} = 100 \text{ k}\Omega \text{ (ou } 110 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{21} = R_{22} = 220 \text{ k}\Omega$$

Pour les mêmes raisons que dans les filtres précédents R_{20} sera un potentiomètre d'ajustage miniature.

Nous avons relevé les cour-

bes des trois filtres dont les éléments viennent d'être déterminés, et comme il est possible d'en juger en les observant, le résultat pratique reste très voisin de la théorie malgré les quelques approximations que nous avons été obligé d'admettre pour ne pas compliquer à l'extrême la recherche des composants.

En sortie des filtres passe-bande, il apparaît une tension alternative qu'il faut maintenant transformer en tension continue afin d'effectuer une comparaison avec un potentiel de référence, c'est le rôle des deux redresseurs double alternance et des deux filtrages associés.

Les deux tensions continues ainsi obtenues sont appliquées à l'amplificateur différentiel à la sortie duquel on obtient une tension dont la valeur varie, comme il est possible de le constater sur la courbe ci-dessous de part et d'autre de zéro en fonction de la fréquence du signal d'entrée.

Nous avons ainsi parfaitement séparé les mark et le space des signaux RTTY.

Faisant suite à l'amplificateur différentiel, nous trouvons un filtre passe-bas dont les valeurs ont été déterminées pour un fonctionnement à 100 mots minute mais qui fonctionne encore parfaite-

ment à 60 mots minute. Nous n'avons pas recalculé les valeurs déterminées par le « père » du ST6, celles-ci s'étant révélées comme bonnes dans le montage d'origine.

Ensuite il a été prévu un circuit qui permet de symétriser le signal dans le cas où les niveaux des signaux mark et space varient dans le temps ce qui peut amener des erreurs de décodage. La figure 9 fait apparaître l'action de ce circuit, on notera un effet qu'un niveau space affaibli pourrait être omis, or, en symétrisant les signaux on obtient des niveaux sensiblement identiques pour le mark et le space.

Ces signaux sont ensuite appliqués à un comparateur Z_{11} , qui délivre en sortie un niveau de tension positif ou négatif (dont la valeur absolue est d'environ 10 V) suivant que le signal qui lui est appliqué est lui-même supérieur ou inférieur de quelques millivolts à la tension d'offset du 741.

Le signal ainsi obtenu doit être, si les conditions d'écoute sont bonnes, le reflet exact du message transmis par la station émettrice, et donc nous pouvons l'utiliser pour commander l'électro-aimant du téléimprimeur par l'intermédiaire d'un transistor haute tension BF258 (T_1), qui pourrait être également un MJE340, ou tout transistor supportant 250 V, et il en existe maintenant de très nombreux sur le marché.

En même temps nous avons prévu un transistor auxiliaire, T_2 , qui peut être commandé soit exclusivement par le signal en sortie du comparateur auquel cas il faut strapper les points 86 et 80 soit par le signal en sortie du comparateur et les circuits standby, autostart et anti-space, ce qui revient à le faire fonctionner comme T_1 , et dans ce cas on reliera 84 et 80.

Ce transistor supplémentaire s'est avéré fort utile pour commander des circuits complémentaires que nous décrivons prochainement dans ces colonnes.

CIRCUIT AUTOSTART

Lorsqu'une tension apparaît en sortie de Z_6 ou Z_8 (donc lorsqu'un mark ou un space est appliqué à l'entrée), celle-ci est envoyée par l'intermédiaire de D_5 ou D_6 sur le pont diviseur R_{71} , R_{72} et le condensateur C_{23} , il s'agit d'une tension positive.

L'amplificateur Z_{13} est polarisé par le pont R_{73} , R_{74} , R_{75} de telle sorte qu'en l'absence de signal à l'entrée du décodeur, la tension en sortie de Z_{13} soit positive, ce qui implique une tension en sortie de Z_{14} , positive également, celle-ci ayant pour effet de forcer, par l'intermédiaire de D_{24} et D_{14} le transistor T_1 à conduire.

Dès qu'un signal apparaît, la tension en sortie de Z_{13} bascule en saturation négative, C_{24} et C_{25} commencent à se décharger à travers R_{78} et R_{79} . Et lorsque la tension au point commun de ces deux résistances devient inférieure à celle fixée sur l'entrée invertant de Z_{14} par R_{80} et R_{81} (la constante de temps est d'environ 1,5 s avec C_{24} et C_{25} en série, et 7,5 s si le point 44 est relié à la masse), cet amplificateur bascule à son tour en saturation négative, libérant ainsi la commande de T_1 et bloquant le transistor T_6 . Le condensateur C_{26} se charge à travers R_{84} , D_{26} et lorsque la tension à ses bornes atteint le seuil de l'entrée invertant de Z_{15} fixé

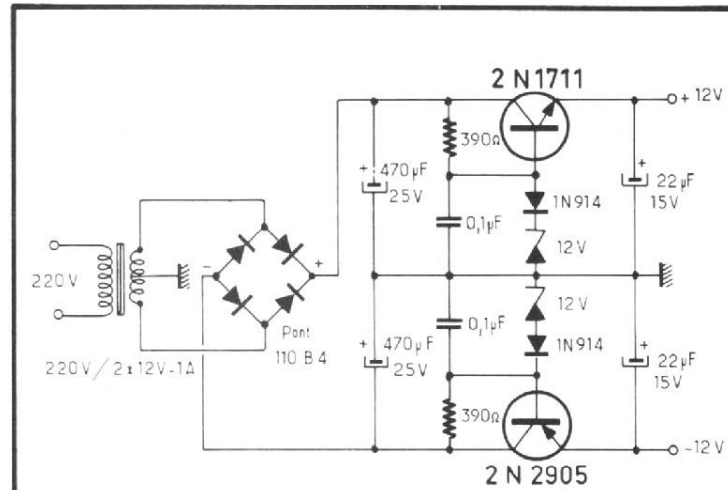


Fig. 10. - Alimentation + 12 V - 12 V.

par R_{86} et R_{87} , la tension en sortie de cet amplificateur bascule en saturation positive, forçant ainsi le transistor T_7 à conduire lequel commande l'excitation du relais assurant la mise sous tension du moteur du téléimprimeur.

A la disparition du signal d'entrée, Z_{13} se sature en positif, C_{24} et C_{25} se rechargent, font basculer Z_{14} en positif, qui lui-même force la conduction de T_1 et de T_6 et supprimant l'impression de caractères et permettant la décharge de C_{26} à travers R_{85} . Le moteur reste ainsi en fonctionnement pendant 40 s environ après la disparition du signal d'entrée, ce qui évite en cas de mauvaises conditions de réception des arrêts et des mises sous tension très fréquents, phénomène fatiguant pour la machine... et pour l'opérateur.

CIRCUIT ANTISPAC

La tension en sortie de Z_{11} est appliquée à travers R_{67} sur la base du transistor T_4 , c'est dire qu'un signal mark à l'entrée du décodeur entraînent la saturation positive de Z_{11} forcera la conduction de T_4 empêchant la charge de C_{22} et maintenant ainsi la sortie de Z_{12} en saturation négative.

Quand un signal space apparaît T_4 se bloque laissant C_{22} se charger, il lui faut environ 140 millisecondes pour atteindre le seuil de basculement de Z_{12} .

En effet, dans le cas d'une émission RTTY normale, on ne doit jamais avoir un signal space qui dure plus de 132 millisecondes (pour une vitesse de 60 mots minute), donc si la

sortie de Z_{11} reste au négatif plus longtemps, un phénomène anormal s'est produit et l'on force T_1 à conduire en lui envoyant la tension positive en sortie de Z_{12} à travers D_{14} et D_{14} .

En fonctionnement normal, sur chaque space de 22 millisecondes, C_{22} commencera à se charger, mais dès l'apparition d'un mark, il se déchargera à travers R_{65} qui fait 330Ω alors qu'il avait commencé à se charger à travers R_{65} et R_{66} soit $330 \Omega + 33 \text{ k}\Omega$, donc on ne risque pas au bout d'un certain temps de fonctionnement de trouver aux bornes de C_{22} une tension suffisante pour faire basculer Z_{12} .

Dans le cas d'un space prolongé, la tension de saturation positive de Z_{12} est également utilisée pour charger à travers D_{17} et R_{77} les condensateurs C_{24} et C_{25} , ceci quel que soit l'état de Z_{13} , mettant en route le processus d'arrêt du moteur du téléimprimeur.

En résumé, la présence d'un space de durée exagérée provoque les phénomènes suivants :

- pas de mise en route de la machine,
- blocage de l'électro en position mark,
- début de la séquence d'arrêt du moteur.

CIRCUIT STAND BY

Quand l'entrée 68 est reliée à la masse, le transistor T_5 est

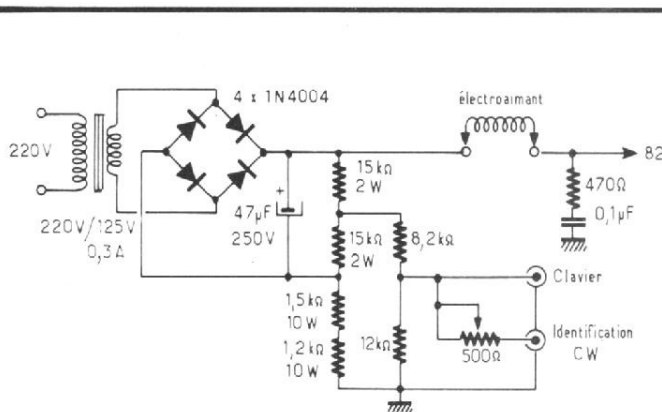


Fig. 11. - Alimentation haute tension.

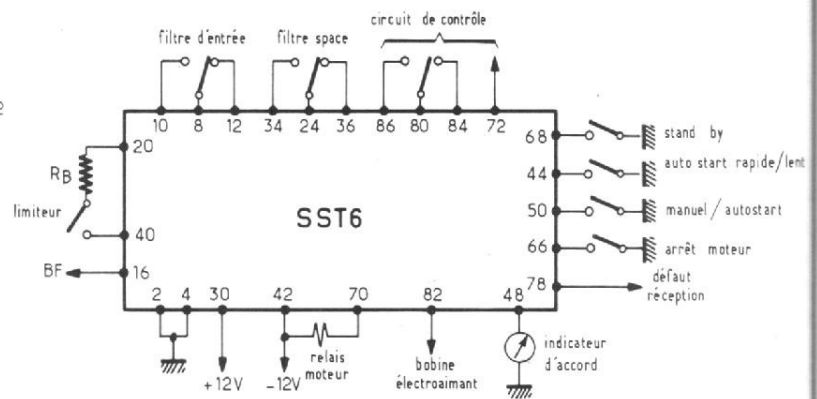


Fig. 12. - Branchement du SST6.

bloqué et le + 12 V est appliqué sur la base de T₁ à travers R₇₀, D₂₁ et D₁₄ ce qui le force en position mark.

Dans le même temps l'entrée non invertant de Z₁₄ est reliée à la masse, la sortie de Z₁₄ est maintenue en saturation négative donc le relais de commande du moteur est excité en permanence.

On remarquera l'utilisation d'un transistor T₃ dont la conduction est commandée chaque fois qu'une tension positive envoyée à T₁ par les circuits antispaces, autostart ou standby force celui-ci en position mark. Il sera donc possible d'utiliser T₃ pour indiquer aux équipements annexes que le signal reçu est incorrect.

INDICATEUR D'ACCORD

La tension continue fournie après redressement par les filtres mark et space est également appliquée au transistor T₈ utilisé en amplificateur pour commander un milliampermètre dont la déviation sera proportionnelle à cette tension. En fonctionnement, on réglera le récepteur pour obtenir une valeur maximum du courant mesuré. Les

valeurs de R₈₉ et R₉₀ seront choisies en fonction de la résistance interne du milliampermètre utilisé.

LES ALIMENTATIONS

Nous avons repris les mêmes alimentations précédemment décrites pour le ST6, il n'est donc pas nécessaire d'y revenir, rappelons simplement pour mémoire qu'il est nécessaire de disposer pour les amplificateurs opérationnels de + 12 V et de - 12 V correctement régulés (le système diode zener et transistor ballast convient parfaitement), et pour la commande de l'électro-aimant d'une tension de 170 V continue, les résistances en série permettant d'obtenir un courant de 60 mA dans la bobine.

CONSTRUCTION

A l'exception des organes de commande et des alimentations, tous les composants sont implantés sur un circuit imprimé double face à trous métallisés de 127 x 130 mm

dont le tracé des faces éléments et soudure est reproduit ci-dessus de même que le plan d'implantation des composants.

Les sorties se font sur un fichier 43 points simple face, l'objectif étant d'inclure dans un tiroir 19 pouces, ce décodeur évidemment, mais un certain nombre d'appareils fort utiles pour le trafic RTTY comme la mémoire RAM que nous avons décrite antérieurement dans ces colonnes, un oscilloscope de contrôle, un oscillateur AFSK, etc., tous les circuits étant enfichés sur une carte de base supportant les alimentations et assurant les liaisons entre les circuits et les organes de commande d'une part, et entre les circuits eux-mêmes d'autre part.

Les composants utilisés sont généralement très courants, pour diminuer le volume de l'ensemble nous avons choisi des composants de petites dimensions, résistances 1/4 W, condensateurs type Cerfeuil jusqu'à 0,1 µF, potentiomètre d'ajustage type T7Y ou P8 Sfernice, condensateur tantale goutte pour les différentes temporisations. Les points de test indiqués sur les schémas de principe apparaissent sur le circuit imprimé, ce qui rend plus facile le raccordement des appareils de

mesure au moment de la mise au point.

Tous les circuits intégrés sont en boîtier mini-dip à 8 pattes, à l'exception du 709 qui, lui, est en boîtier métallique To 99 (les 741 en boîtier To 99 sont également utilisables mais d'un prix légèrement supérieur).

Nous pourrions fournir à ceux de nos lecteurs qui nous en feront la demande, le circuit imprimé nu et éventuellement le connecteur 43 points dans lequel il est prévu de l'enficher.

MISE AU POINT

Après vérification des soudures, du sens de branchement des diodes et des condensateurs polarisés, il ne reste plus qu'à mettre l'ensemble sous tension, le + 12 V et le - 12 V étant suffisant dans un premier temps.

Court-circuiter la résistance R₇ (ce qui a pour effet de ramener l'entrée de Z₂ à la masse), et mesurer la tension en TP3, tension qu'il faut ajuster à zéro. Cette opération terminée supprimer le court-circuit sur R₇ et connecter un générateur basse fréquence sur la borne 16 ou sur TP1.

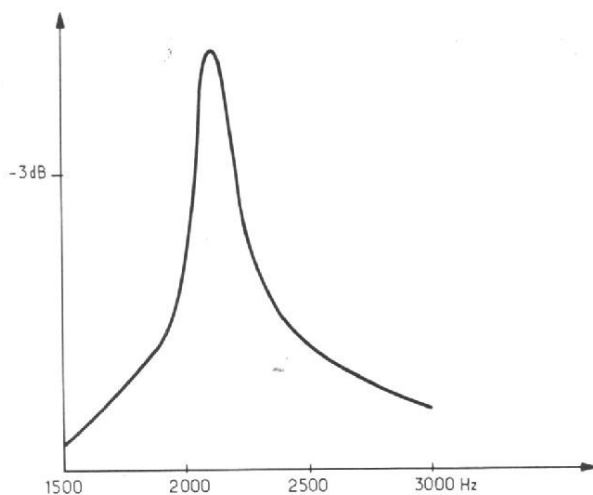


Fig. A. - Courbe de réponse du filtre 2125 Hz.

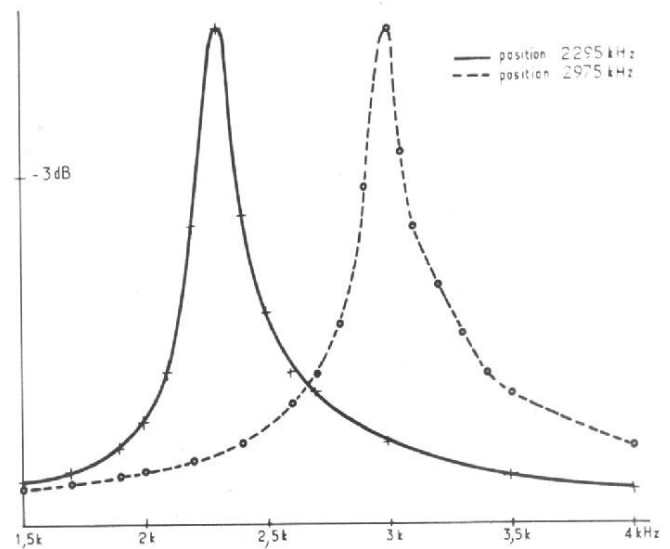
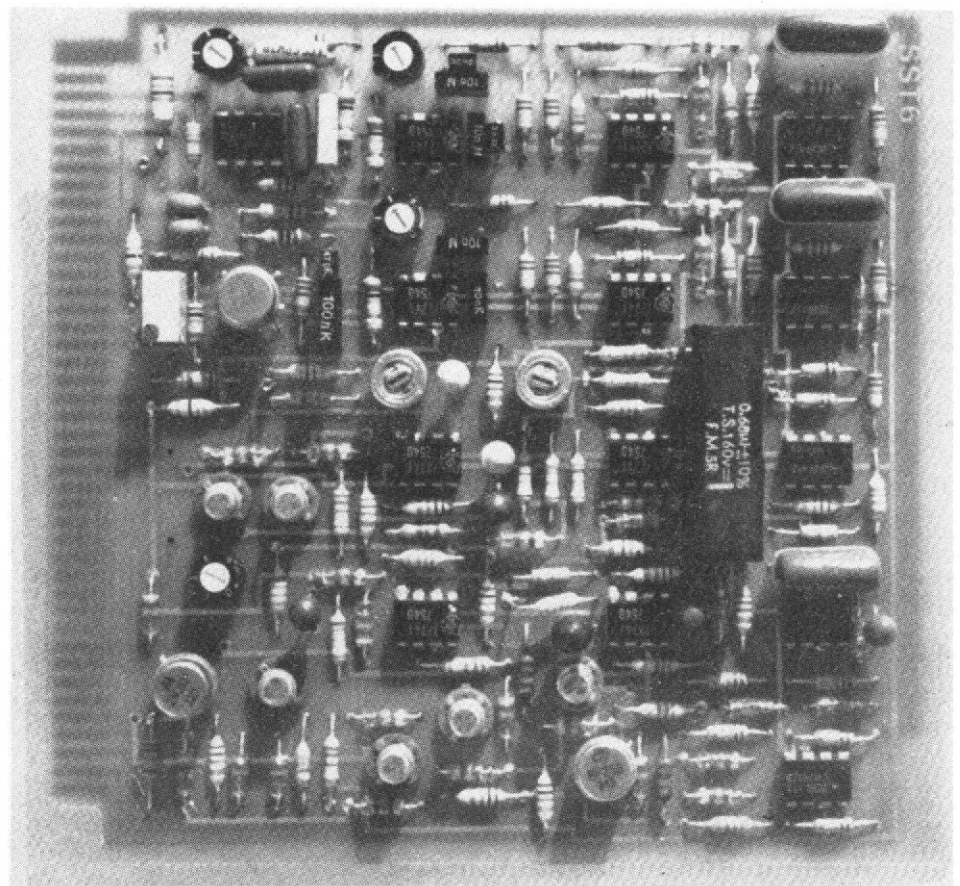
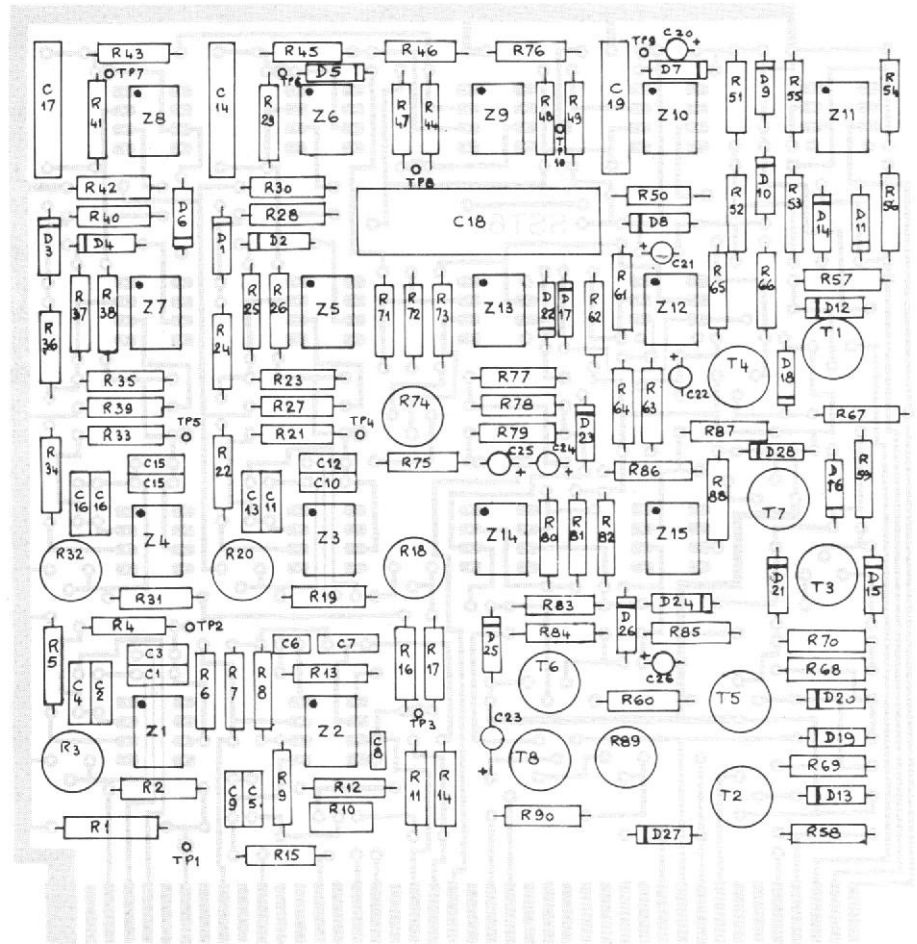


Fig. B. - Courbe de réponse du filtre 2295/2975 Hz.

**NOMENCLATURE
DE LA
FIGURE 6**

- R₁ = 560 Ω 1/2 W
- R₂ = 47 kΩ 1/4 W
- R₃ = potentiomètre T7YA
470 Ω Serfnice ou équivalent.
- R₄ = 100 kΩ 1/4 W
- R₅ = 100kΩ 1/4 W
- R₆ = 1 kΩ 1/4 W
- R₇ = 10 kΩ 1/4 W
- R₈ = 100 Ω 1/4 W
- R₉ = 150 kΩ 1/4 W
- R₁₀ = potentiomètre 66 W
2 kΩ Beckman ou équivalent.
- R₁₁ = 10 kΩ 1/4 W
- R₁₂ = 10 kΩ 1/4 W
- R₁₃ = 1,5 kΩ 1/4 W
- R₁₄ = 47 Ω 1/4 W
- R₁₅ = 47 Ω 1/4 W
- R₁₆ = 6,8 kΩ 1/4 W
- R₁₇ = 4,7 kΩ 1/4 W
- R₁₈ = potentiomètre T7YA
10 kΩ Sfernice ou équivalent.
- R₁₉ = 100 kΩ 1/4 W
- R₂₀ = potentiomètre T7YA
470 Ω Sfernice ou équivalent.
- R₂₁ = 220 kΩ 1/4 W
- R₂₂ = 220 kΩ 1/4 W
- R₃₁ = 100 kΩ 1/4 W
- R₃₂ = potentiomètre T7YA
470 Ω Sfernice ou équivalent.
- R₃₃ = 220 kΩ 1/4 W
- R₃₄ = 220 kΩ 1/4 W
- R_B = 100 kΩ 1/4 W
- C₁ = 15 nF
- C₂ = 15 nF
- C₃ = 2,2 nF
- C₄ = 2,2 nF
- C₅ = 0,1 μF
- C₆ = 47 pF
- C₇ = 0,1 μF
- C₈ = 10 pF
- C₉ = 0,1 μF
- C₁₀ = 10 nF
- C₁₁ = 10 nF
- C₁₂ = 3,3 nF
- C₁₃ = 3,3 nF
- C₁₅ = 10 nF//3,3 nF
- C₁₆ = 10 nf//3,3 nF
- Z₁ = LM741CN
- Z₂ = LM709CH
- Z₃ = LM741CN
- Z₄ = LM741CN



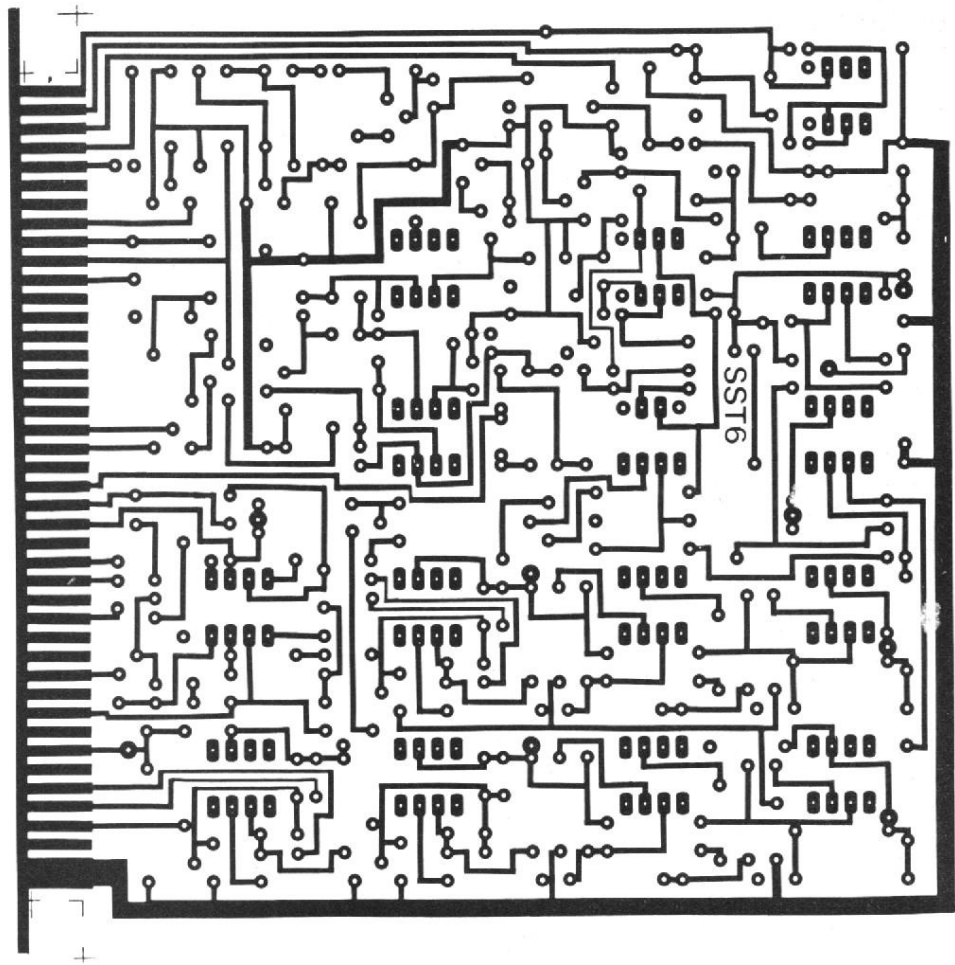
**NOMENCLATURE
DE LA
FIGURE 7**

$R_{23} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{24} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{25} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{26} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{27} = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{28} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{29} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{30} = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{35} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{36} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{37} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{38} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{39} = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{40} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{41} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{42} = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{43} = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{44} = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{45} = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$
 $R_{46} = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$

$C_{14} = 0,22 \mu\text{F}$
 $C_{17} = 0,22 \mu\text{F}$

$D_1 = 1\text{N}4148$
 $D_2 = 1\text{N}4148$
 $D_3 = 1\text{N}4148$
 $D_4 = 1\text{N}4148$
 $D_5 = \text{OA}95$
 $D_6 = \text{OA}95$

$Z_5 \text{ à } Z_9 = \text{LM}741\text{CN}$



Régler la fréquence à 22 000 Hz et mesurer la tension en TP2, puis jouer sur R_3 pour obtenir le maximum de tension en TP2. Inverser l'interrupteur S_1 et vérifier alors que le maximum de tension est obtenu pour une fréquence de 2 500 Hz environ en TP2.

Régler ensuite le générateur à 2 125 Hz et mesurer la tension en TP5, il faut régler R_{32} pour que la tension en TP5 soit au maximum.

Puis, régler le générateur à 2 295 Hz et mesurer la tension en TP4, chercher à obtenir la valeur maximum en jouant sur R_{20} . Inverser l'interrupteur S_2 et vérifier que le maximum de tension en TP4 est obtenu pour une fré-

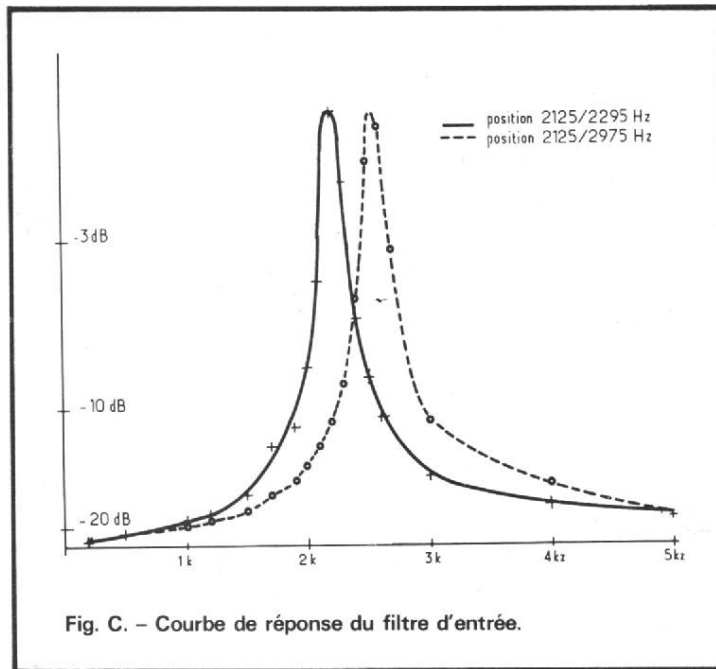


Fig. C. - Courbe de réponse du filtre d'entrée.

quence très proche de 2 975 Hz.

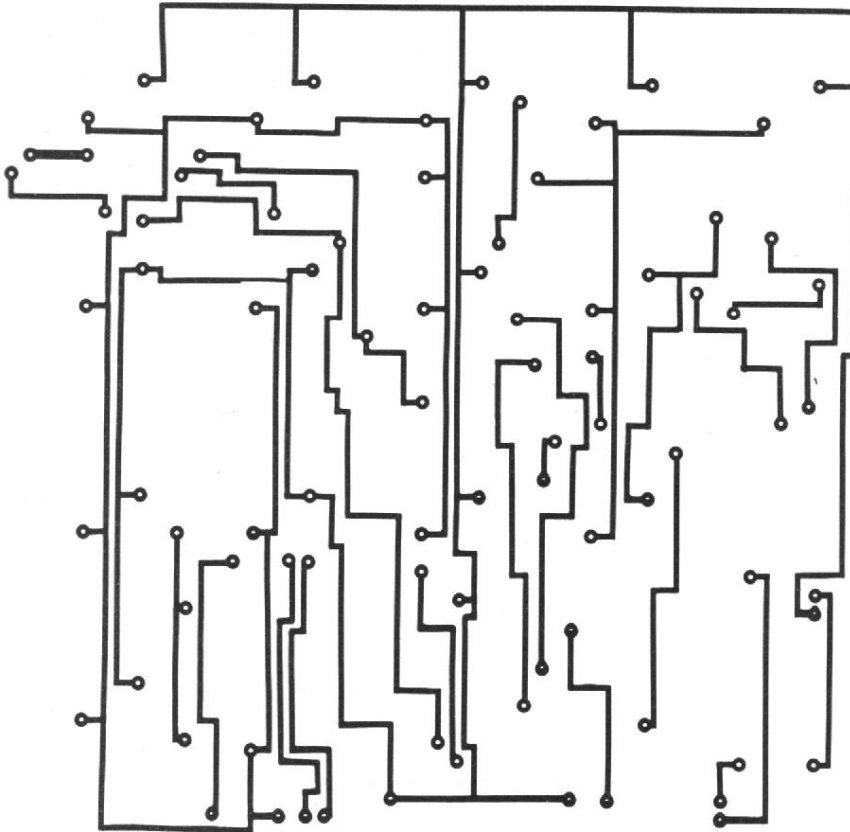
Ajuster R_{18} pour obtenir une même valeur de tension crête en TP4 et TP5.

Les trois filtres sont maintenant réglés, il n'y a plus à y toucher.

Vérifier qu'en sortie des systèmes de redressement on obtient une tension continue dont la valeur varie avec la fréquence d'entrée puis s'assurer qu'en TP8 à la sortie de l'amplificateur différentiel on trouve une courbe de tension en fonction de la fréquence d'entrée présentant un minimum (tension négative) à 2 125 Hz et un maximum à 2 295 Hz ou à 2 975 Hz suivant la position de S_1 et S_2 .

Mesurer la tension au point

SST6



NOMENCLATURE DE LA FIGURE 8

$R_{47} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{48} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{49} = 39\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{50} = 220\ \Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{51} = 22\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{52} = 22\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{53} = 220\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{54} = 220\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{55} = 100\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{56} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{57} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{58} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{59} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{60} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{61} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{62} = 2,7\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{63} = 56\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{64} = 47\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{65} = 330\ \Omega\ 1/4\text{ W}$

$R_{66} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{67} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{68} = 4,7\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{69} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{70} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{71} = 68\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{72} = 68\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{73} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{74} = \text{potentiomètre T7YA}$
 $10\text{ k}\Omega\ \text{Sfernice ou équivalent.}$
 $R_{75} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{76} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{77} = 68\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{78} = 75\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{79} = 120\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{80} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{81} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{82} = 33\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{83} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{84} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{85} = 1\text{ M}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{86} = 10\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{87} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$
 $R_{88} = 2,2\text{ k}\Omega\ 1/4\text{ W}$

$R_{89} = \left. \begin{array}{l} \text{à choisir en fonction du} \\ \text{milliampèremètre uti-} \\ \text{lisé.} \end{array} \right\}$

$C_{18} = 0,68\ \mu\text{F}$
 $C_{19} = 0,22\ \mu\text{F}$
 $C_{20} = 10\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{21} = 10\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{22} = 10\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{23} = 22\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{24} = 22\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{25} = 4,7\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$
 $C_{26} = 22\ \mu\text{F}\ 15\text{ V tantale}$

$Z_{10}\ \text{à}\ Z_{15} = \text{LM741CN}$
 $T_1 = \text{BF258}$
 $T_2 = 2\text{N}2192\ \text{ou}\ 2\text{N}2219$
 $T_3 = 2\text{N}2484\ \text{ou}\ \text{BSX52}$
 $T_4 = 2\text{N}2484\ \text{ou}\ \text{BSX52}$
 $T_5 = 2\text{N}2484\ \text{ou}\ \text{BSX52}$
 $T_6 = 2\text{N}2484\ \text{ou}\ \text{BSX52}$
 $T_7 = 2\text{N}2484\ \text{ou}\ 2\text{N}2192\ \text{si la}$
 bobine du relais est de faible
 valeur ohmique.

86, celle-ci doit passer de
 $+12\text{ V}$ à -12 V suivant que la
 fréquence d'entrée est celle
 d'un mark ou d'un space. Si
 l'on désire s'assurer que tout
 le système fonctionne jusqu'à
 la commande de l'électro-
 aimant, il faut déconnecter la
 diode D_{14} , relier provisoire-
 ment le point 82 au $+12\text{ V}$ à
 travers une résistance de
 $1000\ \Omega$ environ, et vérifier
 que, en ce point 82, la tension
 est nulle si en 86 on mesure
 $+12\text{ V}$ et égale à $+12\text{ V}$ si en
 86 on mesure -12 V .

Il faut ensuite régler le cir-
 cuit autostart qui est com-
 mandé par la tension en sortie
 des deux circuits de redresse-
 ment. Pour ce faire il est
 nécessaire de déterminer quel-
 les variations on admet par
 rapport à la fréquence
 d'accord des filtres, pour opti-
 miser la réception il est sou-
 haitable de choisir 150 Hz , soit
 75 Hz de part et d'autre de la
 fréquence centrale.

On doit donc appliquer à
 l'entrée un signal de fréquence
 $2\ 125\text{ Hz}$ - 75 Hz soit $2\ 050\text{ Hz}$
 et régler le potentiomètre R_{74}
 jusqu'à ce que, en TP10, la
 tension soit en limite de bascu-
 lement entre la saturation

$D_7 = \text{OA95}$
 $D_8 = \text{OA95}$
 $D_9 = \text{OA95}$
 $D_{10} = \text{OA95}$
 $D_{11} = 1\text{N}4148$
 $D_{12} = 1\text{N}4148$
 $D_{13} = 1\text{N}4148$
 $D_{14} = 1\text{N}4148$
 $D_{15} = 1\text{N}4148$
 $D_{16} = 1\text{N}4148$
 $D_{17} = 1\text{N}4148$
 $D_{18} = 1\text{N}4148$
 $D_{19} = 1\text{N}4148$
 $D_{20} = 1\text{N}4148$
 $D_{21} = 1\text{N}4148$
 $D_{22} = 1\text{N}4148$
 $D_{23} = 1\text{N}4148$
 $D_{24} = 1\text{N}4148$
 $D_{25} = 1\text{N}4148$
 $D_{26} = 1\text{N}4148$
 $D_{27} = 1\text{N}4002\ \text{ou}\ 1\text{N}4004$
 $D_{28} = 1\text{N}4148$

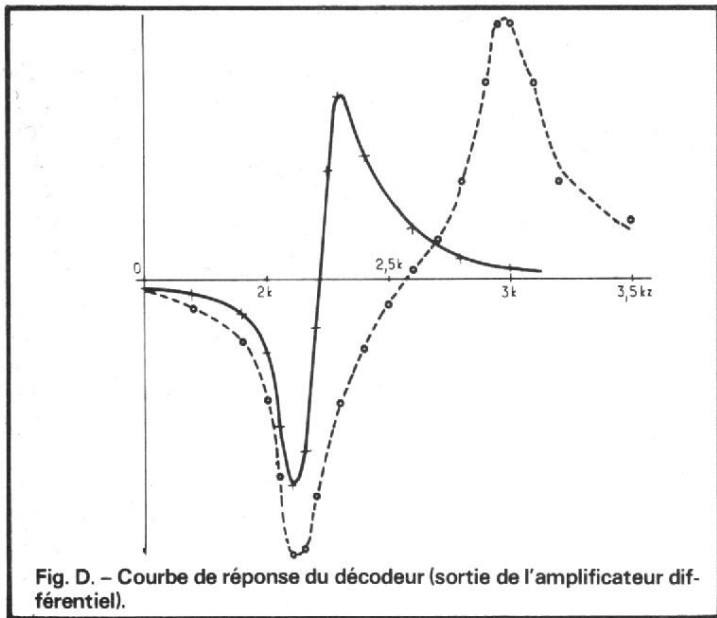


Fig. D. - Courbe de réponse du décodeur (sortie de l'amplificateur différentiel).

positive et la saturation négative.

La tension redressée utilisée pour l'autostart est mesurée en permanence par l'indicateur d'accord, afin de caler le récepteur dans la meilleure position d'écoute. On appliquera donc au décodeur un signal de fréquence 2 125 Hz et il ne restera plus qu'à régler le potentiomètre R_{89} pour que l'aiguille du galvanomètre se situe à 75 % environ de la déviation totale.

Si elle a été déconnectée comme nous l'avons indiqué précédemment, ressouder maintenant la diode D_{14} et vérifier les points suivants :

- pour un signal space, permanent T_1 conduit (bien que la tension en 6 de Z_{11} soit négative) car Z_{12} est en saturation positive, il s'agit du circuit antispaces,

- pour un signal mark permanent Z_{12} est en saturation négative,

- si le point 68 est mis à la masse, quelle que soit la fréquence du signal d'entrée, T_1 conduit,

- relier provisoirement le point 78 au + 12 V à travers une résistance de 1 000 Ω environ, appliquer un signal mark à l'entrée, on doit avoir + 12 V au point 78, cette valeur tombe à 0 si on relie le point 68 à la masse.

Si tous ces points ont été vérifiés correctement, il ne

reste plus qu'à connecter à l'entrée un signal fourni par le récepteur, à relier l'électroaimant en 82, et le relais de mise sous tension des téléimprimeurs en 70.

On doit normalement, à partir de cet instant, pouvoir copier sans difficulté et avec toute la souplesse que procure cet appareil, n'importe quel signal RTTY dont les caractéristiques (vitesse et shift) sont compatibles avec les réglages du décodeur et du téléimprimeur.

Il n'y a normalement plus à retoucher aux réglages si les composants utilisés sont de qualité correcte, et de longues heures de fonctionnement pourront être envisagées sans avoir à les vérifier.

Comme pour toutes les réalisations que nous avons présentées dans ces colonnes, nous pourrions fournir ce décodeur en pièces détachées à ceux de nos lecteurs qui le souhaiteront dans la mesure où nous recevrons un minimum de dix demandes.

J.-Cl. PIAT
F2ES

Bibliographie :

Manuel d'applications des circuits intégrés linéaires - Sescossem.

DT600 RTTY Demodulator - Ham Radio 2/76.

The mainline ST6 Demodulator - Ham Radio 1/71.



ETS DUPONT
6, rue de la Wantzenau
87500 SAINT-YRIEIX
Tél. (55) 75.04.62

TRANSISTOR TEST ELECTRONIQUE DYNAMIQUE DA1/G:

Vérification *RAPIDE* - *SANS RISQUE*
des transistors sur leur *CIRCUIT*.

Essais des *TYRISTORS* des fets
des binistors.

Très peu fragile, faible encombrement
galvanomètre.

POINTES DE TOUCHES PSI:

Pointes de touches de précision:
PIQUENT, S'AGRIPPENT.

Isolées jusqu'à *l'EXTRÉMITÉ*

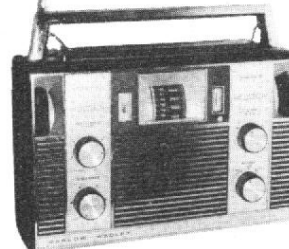
Renseignements contre enveloppe timbrée
munie de votre adresse ou chez votre GROSSISTE



CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi
T. 47-44-30
BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83

BARLOW - WADLEY XCR-30

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



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

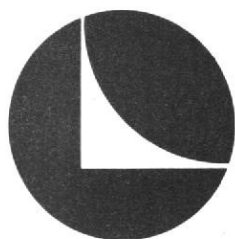
Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME
28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____

ADRESSE _____



LEAK

Demandez à ceux qui connaissent.

*Naissance
de la Série*

LEAK 3000



4 MODELES DE 25 A 80 WATTS

- **LEAK 3020** 652 F
- **LEAK 3030** 838 F
- **LEAK 3050** 1.158 F
- **LEAK 3080** 1.732 F

"TIME DELAY COMPENSATED"
"MISE EN PHASE ACOUSTIQUE"



RANK HAUTE FIDELITE

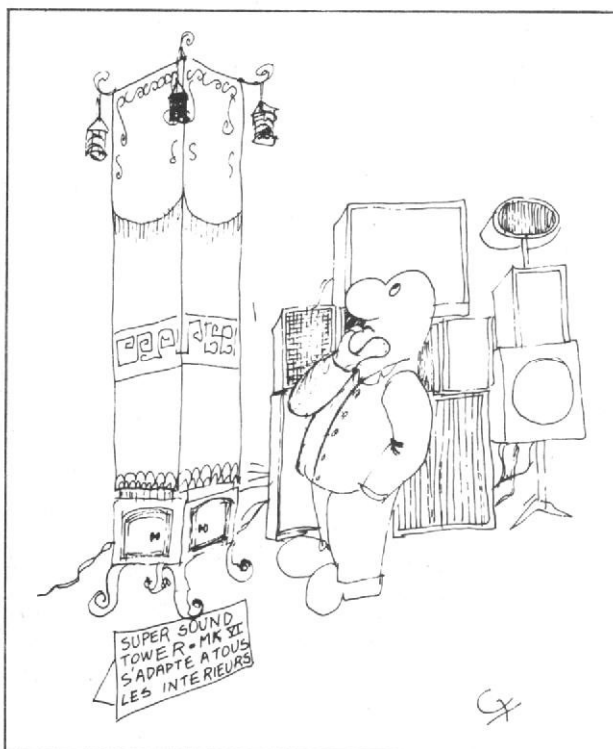
24 rue Pierre Sémard 75009 PARIS Tel. 280.61.98

N'achetez pas à tort et à travers

HIFI STEREO

LE JOURNAL DE LA HAUTE FIDÉLITÉ
DISQUES MUSIQUE

est là pour vous conseiller.



Vous pourrez lire chaque mois dans HIFI Stéréo :

— **Des comptes rendus sur l'état de la technique, réalisés par nos collaborateurs qui visitent pour vous les laboratoires des plus grandes firmes dans le monde entier.**

— **Des articles d'initiation qui vous aideront à mieux comprendre le vocabulaire et les techniques employés en haute-fidélité.**

— **Des bancs d'essai de matériels qui guideront votre choix.**

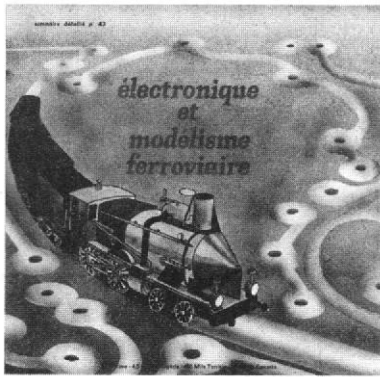
— **Des critiques de disques réalisées par des spécialistes attachés aux radiodiffusions et au monde de la musique, dans tous les domaines, de la variété au classique, du jazz au pop.**

— **Des études sur les musiciens, compositeurs et interprètes.**

— **Des études sur les instruments de musique.**

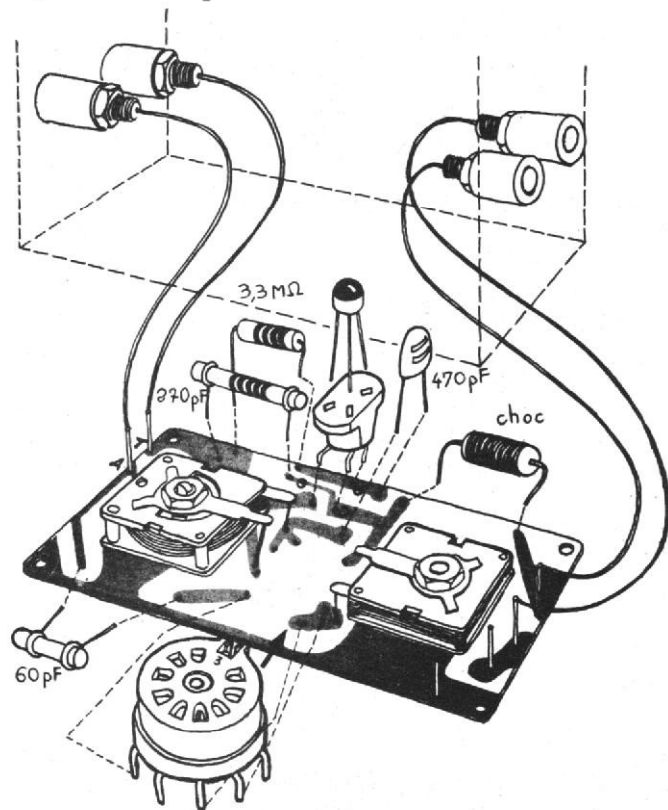
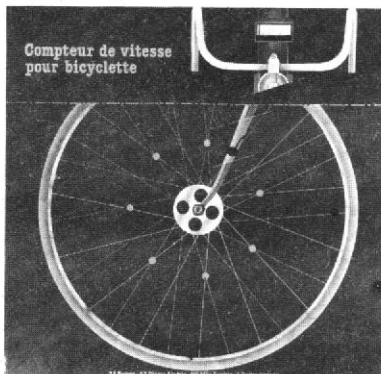
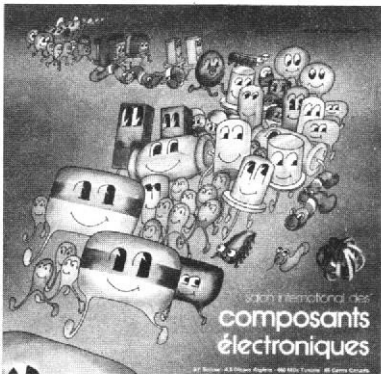
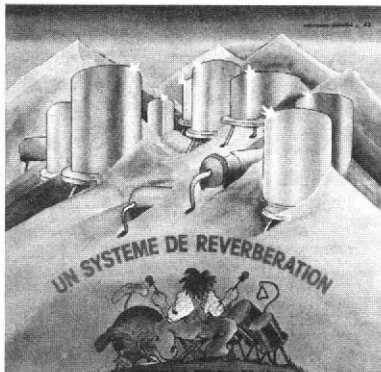
— **Des annonces et des critiques de concerts.**

HIFI Stéréo vous fera franchir le pas de la haute-fidélité à la musique ou de la musique à la haute-fidélité. Que vous soyez technicien ou mélomane, HIFI Stéréo est votre revue.



ELECTRONIQUE PRATIQUE POUR LES JEUNES, LES AMATEURS, LES DÉBUTANTS

qui désirent **CONNAITRE, COMPRENDRE,
PRATIQUER** l'électronique simple



CHEZ VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX.

SPECIMEN SUR DEMANDE :

" ELECTRONIQUE PRATIQUE "
2 à 12, rue de Bellevue - 75019 PARIS



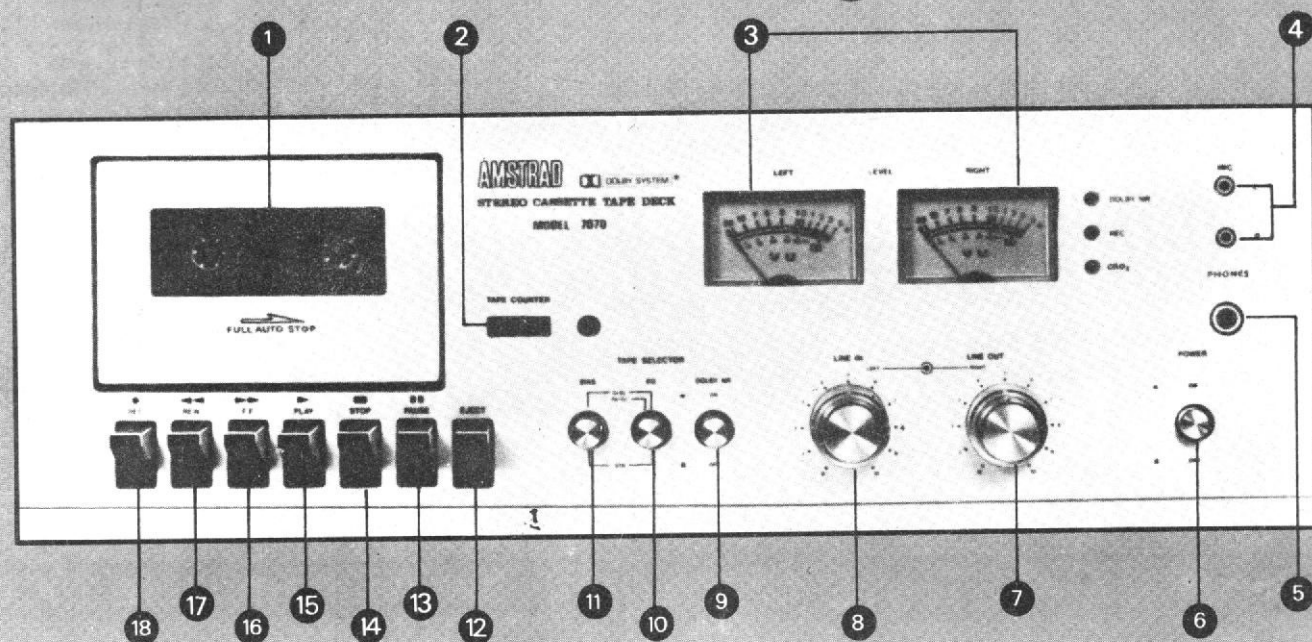
Edition " initiation du HAUT-PARLEUR "

AMSTRAD

DOLBY SYSTEM

7070

Platine à cassettes à chargement frontal



Amstrad vous présente la platine à cassettes Dolby 7070 à chargement frontal. Un coffret métallique noir anti-bruit et une face avant en aluminium brossé sur laquelle se trouvent toutes les commandes ainsi que le compartiment cassettes. Cet appareil peut être utilisé avec n'importe quel ampli ou chaîne Hi-Fi existant sur le marché, il a une sortie variable de 0 à 1000 mV et son design est tel qu'il vous permet d'empiler les autres éléments de votre chaîne dessus, tout en laissant libre accès aux commandes.

Autres spécifications :

- arrêt automatique sur toutes les fonctions
- courbe de réponse 25 Hz - 17000 Hz
- pleurage et scintillement 0,08 %
- possibilité pour bande chrome et ferrichrome
- dimensions : 420 mm x 145 mm x 255 mm.

Prix : **1390^F**

(à crédit 1^{er} versement 290 F et 59,20 F x 24 mois)

- 1 - Compartiment frontal pour le chargement de la cassette.
- 2 - Compteur de bande à 3 chiffres lumineux.
- 3 - Vu-mètres.
- 4 - Entrées micro.
- 5 - Prise jack pour casque stéréo.
- 6 - Volume.
- 7 - Volume de sortie, droite et gauche.
- 8 - Volume d'entrée, droite et gauche.
- 9 - Position dolby.
- 10 - Bouton pour chrome et ferrichrome.
- 11 - Bouton de compensation.
- 12 - Touche d'éjection.
- 13 - Touche de pause.
- 14 - Arrêt
- 15 - Marche.
- 16 - Avance rapide.
- 17 - Rembobinage.
- 18 - Touche d'enregistrement.

AMSTRAD
EUROP CONFORT

87 bd de Sébastopol
75002 Paris
Métro : Réaumur Sébastopol
Tél. : 236.38.76

PLATINE K7
AMSTRAD 7070

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM

ADRESSE

AUDITORIUM OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 H 30 A 13 H ET 14 H A 19 H 30 SAUF DIMANCHE