

7 f
452 PAGES
L'ANNÉE - N° 1627 - DU 8 DÉCEMBRE 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN.0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ BANCS D'ESSAI : L'auto-radio VOXSON MOSTRO ■
le magnéto cassettes TEAC A333
■ RÉALISEZ : Un ampli 2x40 W ■ Un réverbérateur stéréo à CI ■ Vos jeux sur récepteur TV ■ Un générateur de fonctions ■■■



JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

AUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

des aspects de l'électronique avec ses éditions :
 AUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de
 AUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique.
 diffusion des orchestres et des salles de
 AUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation-
 Télévision Radio Electronique Audiovi-
 AUT-PARLEUR Electronique Pratique.

OPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE
 de demain.
 diffusion de la presse spécialisée à la
 us.

Rédaction :
 rue Bellevue - 75019 PARIS
 24 19

CONTENU D'UN AN COMPRENANT :

avec en supplément
 spécialisés
 Spécial Audiovisuel
 Spécial Radiocommande

..... 160 F
 R..... 225 F

Si vous êtes déjà abonné, vous
 e tâche en joignant à votre règle-
 de vos dernières bandes-adresse,
 des indications qui y figurent.
 angement d'adresse joindre 1 F
 bande.

É DES PUBLICATIONS
 NTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 nyme au capital de 120 000 F
 Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 200.33.05

Page

B.F. - Technique générale - HiFi

- Le tuner-amplificateur **TELEFUNKEN TRX 2000** 151
- Le magnétophone à cassette **TEAC 303** 281
- Filtre de bruit dynamique **BURWEN 1201 A** 294

Radio - T.V. - Technique générale

- L'autoradio **VOXSON MOSTRO** 275
- Le combiné radiocassette **SHARP GF 9090 H** 288

Electronique - Technique générale

- Electronique et Audiovisuel : La visiophonie 195
- Le calcul des éléments utilisés dans les montages 202
- ABC : Les signaux utilisés en électronique 236
- Presse technique étrangère 270
- L'enseignement audio et télévisuel 298

Réalisations

- Réalisez un testeur TTL 149
- Réalisation d'un générateur de fonctions 163
- Construisez votre ampli HiFi. Le Beam 2 x 40 W/8 Ω 174
- Circuit intégré Pourquoi pas ? Un détecteur d'approche 184
- Un générateur de signaux à fréquencemètre incorporé 188
- Réalisez cette serrure à microprocesseur 222
- Réalisez des jeux sur récepteur TV 243
- Un régulateur de température pour résistance chauffante 251
- Un petit oscilloscope performant le TFOX1 254
- Réverbérateur stéréophonique à circuits intégrés 265
- Septuple alimentation stabilisée pour labo 310

Mesure - Service

- Le générateur de fonctions **TEKELEC TA 47** 138
- Le multimètre numérique **METRIX MX 707 B** 143
- Le vobulateur TV/FM **LEADER LSW 250** 214

Journal des O.M.

- Marqueur à quartz 322
- Le lecteur décodeur de morse **CR 101** 324

Divers

- Info Nouveautés 132
- Le Salon de la Radio et de la Télévision de Bordeaux 142
- Le 32^e Salon de la Photographie 303
- Sélection de chaînes HiFi 307
- Courrier technique 314
- Petites annonces 326

1977
 publications
 quées et
 quées

trimestre 77
 : 394
 par
 'presse »



Commission Paritaire N° 56 701

PUBLICITE

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

SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE

43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 285.04.46 (lignes groupées)

C.C.P. Paris 3793-60

EDITORIAL

Cher Lecteur,

Les derniers sondages effectués prouvent que ce sont aussi bien les lecteurs que les dépositaires de presse qui déplorent la confusion provoquée par le caractère hebdomadaire du « HAUT PARLEUR » qui publie, sous le même titre, les éditions « Vulgarisation », « Argus », « Sono », « Electronique Pratique ».

Cette confusion ne fait que s'aggraver avec la progression de leurs diffusions.

Poussé par un désir de clarté et de rationalisation, l'éditeur vient de décider de donner une pleine autonomie à chacune des éditions.

Nous sommes heureux de vous annoncer **qu'à partir du 1^{er} JANVIER 1978, chaque titre sera indépendant.**

De ce fait, le « HAUT PARLEUR » deviendra mensuel et paraîtra uniquement le 15 de chaque mois. Dans ses colonnes, la rubrique « argus », qui intéresse de nombreux lecteurs, y sera incorporée.

Les différentes éditions paraîtront aux dates suivantes :

HAUT PARLEUR « vulgarisation » : le 15 de chaque mois – toujours plus complet et plus vivant – au prix de 7,00 F. Les lecteurs auront la faculté de s'abonner pour l'année, avec un prix d'abonnement de 85 F pour 14 numéros (12 numéros + 2 numéros spéciaux).

ELECTRONIQUE PRATIQUE : le 25 de chaque mois, 4,50 F. L'abonnement, pour 11 numéros, est fixé au prix de 40 F.

SONO : le 5 de chaque mois, au prix de 5 F. L'abonnement annuel, pour 11 numéros, est fixé au prix de 45 F.

Nous laisserons également à nos lecteurs la possibilité de souscrire des abonnements « groupés », soit :

« SONO » – « LE HAUT PARLEUR » – « ELECTRONIQUE PRATIQUE », à un prix préférentiel de 155 F.

« HAUT PARLEUR » – « SONO », à un prix préférentiel de 120 F.

« HAUT PARLEUR » – « ELECTRONIQUE PRATIQUE », à un prix préférentiel de 110 F

Lecteurs et annonceurs apprécieront, nous n'en doutons pas, ces nouvelles mesures destinées à distinguer clairement les différents titres mis à leur disposition.

L'autonomie accordée à chaque titre leur permettra d'améliorer leur matière rédactionnelle et leur diffusion dans les branches toujours plus spécialisées du Son, de la Radio-Télévision, de l'Audiovisuel et de l'Electronique sous tous ses aspects.

Vos bien dévoués.

NOTA : nous nous permettons de vous rappeler que « **HIFI STEREO** » paraît toujours le 1^{er} de chaque mois, au prix de 7 F et un abonnement annuel, proposé aux lecteurs au prix de 60 F. « **ELECTRONIQUE APPLICATIONS** » paraît tous les trimestres, au prix de 12 F et un abonnement annuel (4 numéros) de 40 F.

informations

& nouveautés

Stages de photo

Apprendre à photographier un insecte qui butine, un chamois en montagne, un simple têtard dans un aquarium ou tout autre animal voilà ce que vous propose Jean-Philippe Varin, co-auteur de l'ouvrage « La chasse photographique ».

Les stages ont lieu le soir de 19 à 22 heures à la galerie : « L'œil du diaph », place Jean-Zay à Paris XIV^e. L'inscription est de 40 F par stage sauf pour les stages : chasse photo et affût qui sont répartis sur deux soirées et coûtent donc chacun 80 F.

Les dates et sujets traités au cours de ces 10 stages sont les suivants :

31 janvier : faire des photos d'animaux en appartement ; les 1^{er} et 2 février : la chasse photo ; les 7 et 8 février : l'affût ; le 9 février : piégeage dans la nature et au labo ; le 14 février : proximi et macro, photo de terrain ; le 15 février : macro et micro, photo au labo ; le 16 février : techniques électroniques (nos fidèles lecteurs se souviendront d'un reportage que nous avons publiés dans notre numéro spécial radiocommande de 1976 et où Jean-Philippe Varin nous présentait ses réalisations radiocommandées pour la chasse photographique).

Le 18 février : photographie sous-marine ; le 1^{er} mars : prise de son dans la nature. Enfin le 2 mars : le cinéma dans la nature.

Pour inscription et renseignements les lecteurs intéressés sont priés de bien vouloir téléphoner au 265.92.41.

Changement d'adresse

Depuis le 1^{er} septembre, la société Radio-Voltaire a le plaisir de vous accueillir dans ses nouveaux locaux, 7, avenue Parmentier, 75011 Paris, et vous informe que son nouveau numéro de téléphone est le 379.50.11.

Aux Fontaines de Niepce et Daguerre

Un magasin musée vient d'ouvrir ses portes aux amoureux de la photographie et de son histoire. Il est situé à Paris au pied du Sacré-Cœur, au 20 de la rue André del Sarte, et est dirigé par M. Guy Bomet dont le père, M. Raymond Bomet, fut de 1908 à 1914, rédacteur en chef de la revue : « La photographie pour tous », puis de 1919 à 1926 de « Photo-Pratique ».

Cette exposition permanente est consacrée aux précurseurs et inventeurs de la photographie. Près de 500 appareils et 600 objectifs de la période 1840-1914 y sont présentés ; la place nous manque pour citer ici tous ces appareils mais parmi les plus belles pièces de la collection de M. Bomet nous avons retenu :

« La caméra obscura », une chambre à dessiner datant du XVIII^e siècle. Un prisme ménisque du Dr A. Chevalier datant de 1823. Un objectif : « Le Daguerreotype » (1840). Parmi les appareils de laboratoire citons l'appareil de Dubroni datant de 1864. C'est un appareil de grand luxe puisqu'il est en acajou et dont l'intérieur, en verre, permettait, déjà, le développement instantané.

Autre curiosité : le multipose d'Enjalbert (1898) qui est un appareil à 9 objectifs et avec lequel on pouvait faire simultanément 9 photos du format d'un timbre poste. Citons aussi, pour les espions d'avant 14, le « secret caméra » de Stirn (1886), c'est un appareil rond (6 plaques) qui se fixait sur l'estomac et dont l'objectif avait la forme d'un bouton de gilet. Enfin, l'appareil à photographier dans les coins : « Le physiographe » de Bloch (1904) en forme de jumelle et qui, à l'aide d'un prisme intérieur, permettait de photographier sur le côté.

Tous ces appareils ne sont pas à vendre mais présentent tous un intérêt certain, pour les collectionneurs et tous ceux qui s'intéressent à la photographie et à son histoire. Le magasin musée de M. Bomet est ouvert de 10 heures à 18 h 30, sauf le dimanche et le lundi.

21^e Salon International des Composants électroniques 3 - 8 avril 1978

Un mois après l'ouverture des inscriptions pour le prochain Salon International des Composants Electroniques 1978, 596 exposants, dont 289 français et 307 étrangers, sont définitivement inscrits. Il est intéressant de noter que sur ce nombre, 70 constructeurs exposent au salon pour la première fois. L'Australie figure parmi les pays nouvellement représentés.

Afin de préparer votre visite, un pré-catalogue sera édité. On y trouvera la liste alphabétique des constructeurs, classés par pays, ainsi que l'indication des sections dans lesquelles ils exposent (composants, appareils de mesure, matériaux et produits, équipements et méthodes).

Communiqué

Conformément aux dispositions du Code des Postes et Télécommunications, l'installation et l'utilisation des stations radioélectriques privées, et en particulier des stations d'amateur, sont subordonnées à une autorisation administrative délivrée par la Direction des Télécommunications du Réseau International (D.T.R.I.).

Cette autorisation ne peut être accordée que lorsque les caractéristiques des appareils satisfont aux conditions techniques et d'exploitation imposées aux stations d'amateur.

En conséquence, les émetteurs ne doivent pas comporter de dispositifs leur permettant d'émettre dans des bandes non autorisées au service d'amateur ; tout appareil de l'espèce sera systématiquement refusé même si une modification technique destinée à neutraliser le fonctionnement dans les bandes interdites a été effectuée.

A Grenoble, du 27 au 31 mai 1978, MODEL 78 le 2^e Salon technique des maquettes et modèles réduits

Pour la deuxième année consécutive, Grenoble regroupera les trois grands domaines professionnels de la maquette et du modèle réduit : les matériels et outils de fabrication, la maquette professionnelle, le modélisme et la maquette de loisir, au sein de MODEL 78, Salon officiellement autorisé par le ministère du Commerce et de l'Artisanat, où les démonstrations en vol, sur piste, sur l'eau, tiendront une place vaste et privilégiée.

La maquette, reproduction en volume avant tout, doit respecter les cotes et les dimensions mêmes réduites, du modèle.

Tous les matériaux permettent d'y accéder et tous seront exposés au salon : du plus ancien le bois, au plus moderne, l'altuglass, en passant par les métaux de toutes natures, les résines, le carton, le verre, le caoutchouc, le plâtre, le tissu, l'argile, le stratifié, mais aussi les peintures, les vernis, les colles et les impressions de lettres et de chiffres. Et puis, les décors, la végétation, les personnages qui « rendent la vie » indispensable d'une maquette.

Les outils, du plus simple, le marteau, au plus sophistiqué, la perceuse miniature, en passant par les pinceaux, les limes, les scies, les couteaux, les pinces, les fers à souder, etc. Tout l'arsenal du maquettiste sera proposé sur les stands.

National annonce un circuit intégré Driver Audio de puissance de 10 à 50 W pour chaîne Hifi

National semiconductor corp. produit maintenant un circuit intégré monolithique driver haute tension remplaçant les éléments discrets haute performance utilisés dans les chaînes Haute Fidélité.

Appelé sous la référence LM 391, ce circuit intégré construit avec une « puce » de quelques mm² de surface permet d'attaquer des transistors de puissance pour réaliser un amplificateur basse fréquence de 10 à 75 W. Construit en utilisant un nouveau procédé de fabrication bipolaire haute tension et en incluant un nouveau circuit « cascode », le LM 391 est capable de fonctionner avec une alimentation de ± 40 V et délivre 75 W dans 8Ω avec un taux de distorsion harmonique total de 0,05 % sur toute la bande audiofréquence. Le bruit ramené à l'entrée est de l'ordre de 3μ V également sur la bande audio. Le LM391 est le premier circuit intégré driver basse fréquence de puissance.

Le LM391 possède une très bonne réjection (90 dB) de l'alimentation, une faible tension d'offset (5 mV), un slew rate élevé (20 V/ μ s) et un rapport signal sur bruit d'environ 110 dB.

Egalement présents sur le circuit une protection contre l'emballement thermique, et les entrées nécessaires pour assurer une double aire de protection des transistors externes constituant le push de sortie. Le boîtier de ce circuit intégré est un 16 broches, plastique, la dissipation n'excédant pas 500 mW.

BIBLIOGRAPHIE

Cours élémentaire de radiotechnique, tome 1 (2^e édition revue et augmentée) par Roger A. Raffin

Cette nouvelle édition du « Cours élémentaire » a été augmentée avec les plus récentes nouveautés apparues dans le domaine de l'électronique. Par conséquent, cet ouvrage traite de tous les problèmes concernant aussi bien la théorie élémentaire que la technologie des circuits électroniques utilisés actuellement, y compris les plus modernes, comme par exemple : les diodes backward, varicap, tunnel, les transistors à effet de champ (FET et MOS), les circuits intégrés, etc. Ce livre permettra donc de bien s'initier à la radiotechnique ; d'autre part, les techniciens ayant quitté depuis longtemps l'école pourront, avec lui, se recycler rapidement.

Précisons tout de suite que cet ouvrage est suivi du tome 2 qui ne reprend pas les mêmes sujets à un niveau supérieur, mais qui aborde tous les autres domaines de la radio toujours étudiés d'une façon simple et élémentaire, et destinés à compléter la formation technique du lecteur.

Extrait du sommaire

Principes fondamentaux d'électricité - Résistances - Potentiomètres - Accumulateurs - Piles - Magnétisme et électromagnétisme - Le courant alternatif - Les condensateurs - Acoustique - Emission et réception - La détection - Les tubes - Redressement - Diodes - Lampes - Semi-conducteurs - Circuits intégrés.

Un ouvrage de 320 pages, format 15 x 21, 262 schémas, sous couverture pelliculée.

Prix : 48 F. En vente : chez votre libraire habituel ou : à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.

Catalogue national du matériel électrique et électronique, 51^e édition 1977

Cet ouvrage contient les chapitres suivants :

Liste nationale des fabricants et importateurs de matériels et fournitures électriques et électroniques, classés d'une part alphabétiquement avec adresses complètes et numéros de téléphone, et, d'autre part, par rubriques correspondant aux différentes productions de la profession.

Liste de marques de fabrique et appellations commerciales, classées alphabétiquement, avec, en regard, le nom du fabricant ou de l'importateur.

Liste nationale de grossistes en matériel électrique et électronique, classés d'une part alphabétiquement, et d'autre part, géographiquement, avec adresses complètes et numéros de téléphone.

Un memento technique comportant de nombreux tableaux, un rappel des notions fondamentales, les symboles graphiques usuels, etc.

Un chapitre de renseignements professionnels donnant notamment les listes, avec adresses complètes, des organisations professionnelles, des publications spécialisées, des ingénieurs-conseils.

La mise à jour de cette édition a été effectuée compte tenu de l'évolution du marché au cours des 12 derniers mois (fusions, nouvelles gammes de fabrications, changements d'adresses, etc.).

Un volume format 21 x 27, 344 pages sur papier couché. Editions du Cartel, 2, rue de Florence, 75008 Paris.

Un centralisateur de mesures à microprocesseur

Le nouveau Centralisateur de Mesures Philips PM 4000 offre une solution moderne aux problèmes d'acquisition et d'enregistrement automatique de données.

Le centralisateur de mesures PM 4000 convertit les grandeurs mesurées en valeurs physiques (V, °C, % ...) assure la linéarisation pour les thermocouples, compare les valeurs mesurées par rapport à des limites, actionne des alarmes et autorise l'enregistrement des valeurs mesurées (ou des valeurs hors limites) en fonction de programmes déterminés.

Le programme mémorisé peut être modifié ou complété à tout instant. Il est également possible de le transférer sur une cassette magnétique ou sur bande perforée pour constituer une bibliothèque de programmes.

Un programme complet pourra alors être introduit dans le PM4000 en quelques secondes.

A la différence des systèmes classiques à microprocesseur le PM4000 permet via le clavier de programmation de dialoguer avec l'opérateur.

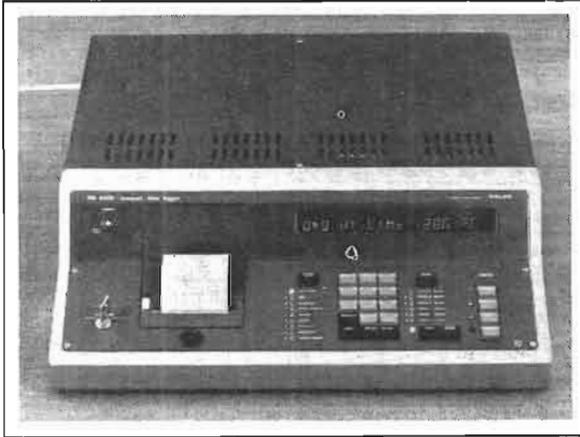
La technique « question/réponses » utilisée ne nécessite pas l'utilisation d'un langage machine particulier, elle simplifie à l'extrême la programmation et élimine tout risque éventuel d'erreur.

L'unité de base permet de raccorder jusqu'à 50 voies de mesure ; la capacité du système peut être étendue jusqu'à 950 voies. La vitesse maximale de scrutation est de 12 voies par seconde.

Les résultats de mesure peuvent être enregistrés sur l'imprimante interne, sur différents périphériques (imprimante, perforateur, Teletype, cassette magnétique...) ou visualisés sur écran.

Le PM4000 peut également être raccordé à un ordinateur.

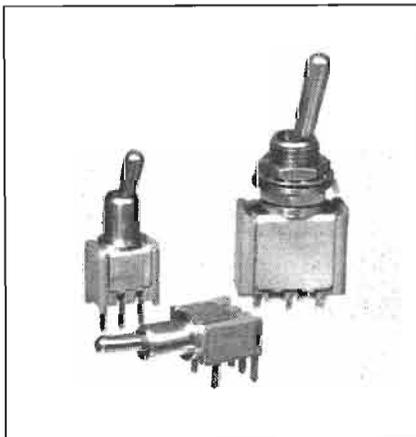
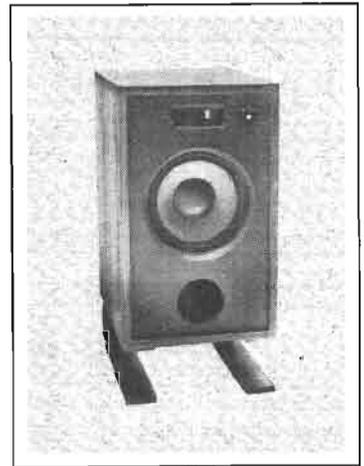
Parfaitement protégé contre les erreurs de manipulations, les vibrations, les parasites électriques, les variations de température, le centralisateur de mesures PM4000 est adapté aux applications en Laboratoires ainsi que pour les utilisations industrielles.



Nouvelle Enceinte Supravox

La société Supravox qui fabrique des haut-parleurs et des enceintes acoustiques depuis 40 ans, présente une nouvelle création qui vient compléter sa gamme déjà étendue. C'est une enceinte deux voies qui a pour nom : « KΩS ».

Cette dernière, d'une esthétique sobre mais agréable, cache des améliorations techniques étonnantes. L'association d'un haut-parleur de 28 cm d'une nouvelle fabrication et d'un tweeter piezo-électrique a permis d'éviter le filtre passif pour l'aiguillage des deux voies. Le rendement de 95 dB a été obtenu car le 28 cm se coupe de lui-même à 5 000 Hz avec une pente de 16 dB/octave et le tweeter reprend la bande passante de 5 000 Hz à 30 000 Hz avec une pente de 18 dB/octave.



Le T T, interrupteur inverseur subminiature à levier pour circuit imprimé uni-et bipolaire

Cet appareil sera la solution inespérée partout où le constructeur manque de place.

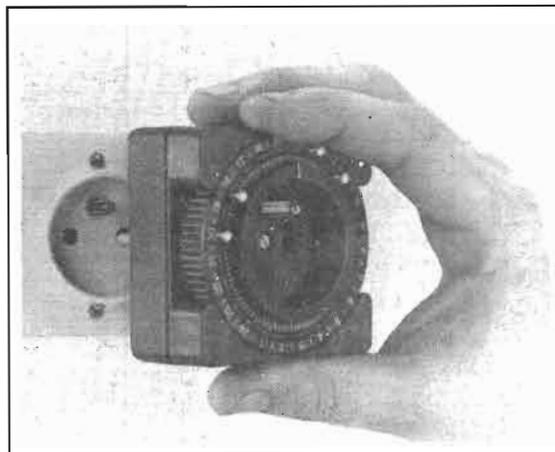
Il existe avec deux ou trois positions stables, sorties droites ou courbées et est destiné aux utilisations à faible niveau 0,4 Va max. 20 V continus ou alternatifs, niveau minimum 10 mA 100 microvolts.

Contacts dorés 1,25 micron sur sous-couche nickel. Résistance de contact : 30 mΩ. Résistance d'isolement : au-dessus de 1 000 MΩ. Rigidité diélectrique : 1 000 V eff. Durée de vie : 60 000 manœuvres pour les deux positions, 30 000 manœuvres pour les trois positions.

Interrupteur horaire enfichable

Le « Theben-Timer » est un interrupteur horaire mobile qui s'intercale entre la fiche du cordon de l'appareil d'utilisation (lampe, frigo, etc.) et la prise de courant murale. Cela permet de l'utiliser partout où l'on veut, même en voyage.

L'appareil se présente dans un boîtier en matière moulée anti-choc de couleur noire, de 70 x 70 x 42 mm. Sa face arrière comporte deux broches qui s'enfoncent dans toute prise de courant murale 220 V, 50 Hz. Sa face avant comporte, au milieu une prise de courant et autour de celle-ci une couronne pivotante graduée de 0 à 24 heures et portant deux rangées circulaires concentriques de petits trous. Ceux-ci sont espacés d'un quart d'heure et sont destinés à recevoir des broches (on en fournit 6). On enfiche le nombre nécessaire de broches dans la couronne intérieure pour enclencher à l'heure correspondante, et dans la couronne extérieure pour déclencher à l'heure voulue. On tourne le cadran 24 h jusqu'à ce qu'il indique l'heure exacte, représentée par le repère fixe rouge. Un micromoteur synchrone auto-démarrant entraîne la couronne aussi longtemps que le « Theben-Timer » se trouve dans la prise de courant. Le contact a un pouvoir de coupure de 16 A, 50 Hz et supporte des charges résistives jusqu'à 3 500 W.



Diaprogram 797 de Bell et Howell

Le Diaprogram 797 de Bell et Howell permet à l'amateur de regarder ses diapositives en plein jour sans aucune installation spéciale annexe puisque l'écran est incorporé, de projeter ces mêmes diapositives sur grand écran, de réaliser lui-même, en famille, avec des diapositives un programme sonore comparable à un film sonorisé, de voir en détail un point précis situé au centre d'une photo puisqu'il suffit d'appuyer sur un bouton pour produire un effet de zoom sur le détail voulu.

Pour réaliser le programme sonore, on enregistre très simplement sur une cassette magnétique située dans le Diaprogram 797 des commentaires correspondants à chacune des vues apparaissant sur l'écran. Les tops de changements de vues étant automatiquement enregistrés, pour chaque programme, le déroulement de la cassette sonore commandera automatiquement la projection des images.

La ligne « Professionnel SABA »

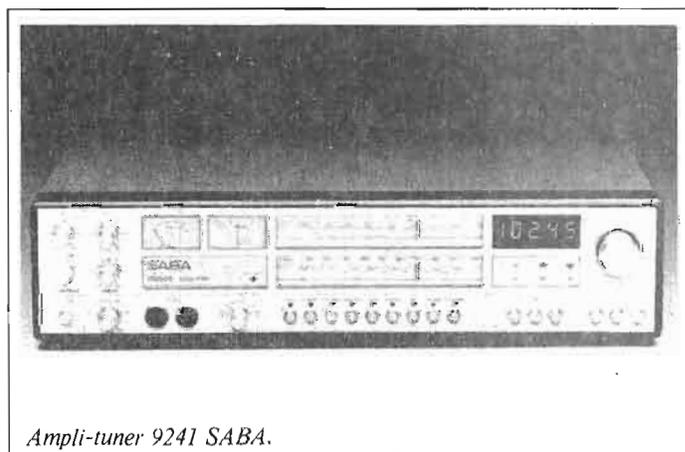
La ligne « Professionnel » se compose : d'un ampli-tuner « Professionnel » type 9241 digital SABA 2 x 70 W efficaces – AM – FM. Affichage digital de la fréquence choisie. Distorsion 0,03 % à la puissance nominale. Sensibilité FM 0,55 μ V. Bande passante 10 Hz à 80 kHz. Rapport signal/bruit 81 dB.

D'un ampli-tuner « Professionnel » type 9240 SABA. Caractéristiques identiques au 9241 mais sans affichage digital.

D'une platine cassette « Professionnel » type CD936 SABA. Fluctuation de défilement 0,1 %. Largeur de bande 20 Hz... 15,5 kHz. Rapport signal/bruit 65 dB. Type de bande : standard, CR02, FeCr. Automatique et manuel.

D'une platine tourne-disques « Professionnel » type PSP900 SABA. Entraînement direct. Bande passante 20 Hz... 20 kHz. Fluctuation 0,08 %. Rapport signal/bruit 65 dB. Tête Shure M95G. Contrôleur d'usure de la tête.

D'une paire d'enceintes acoustiques « Professionnel » type 1300 SABA. 70 W efficaces. Enceintes closes 3 voies. Bande passante 25 Hz... 25 kHz. 1 HP grave, 1 HP medium, 2 HP aigus. Potentiomètres médium, aigus, localisateur.



Ampli-tuner 9241 SABA.

Un nouveau fréquence-mètre 60 MHz



Simpson, distribué par Elexo, présente un nouveau fréquence-mètre, modèle 710. Le modèle 710 mesure les fréquences de 10 Hz à 60 MHz avec 6 chiffres, en deux gammes : 1 MHz avec une résolution de 1 Hz et 60 MHz, avec une résolution de 100 Hz.

La stabilité de la base de temps interne est meilleure que 5 ppm par an.

La sensibilité du modèle 710 est de 50 mV efficaces de 10 Hz à 50 MHz et de 100 mV efficaces de 50 à 60 MHz. L'entrée, bien protégée, accepte 240 V crête jusqu'à 100 kHz, 100 V crête jusqu'à 1 MHz et 25 V crête jusqu'à 60 MHz.

L'impédance d'entrée est de 1 M Ω shunté par 30 pF. Une sonde fournie en option permet de ramener cette impédance jusqu'au niveau du circuit à tester.

Le fréquence-mètre, modèle 710, fonctionne sur une tension continue de 12 V ou 220 V alternatif 50 à 400 Hz. Sa présentation dans un boîtier de petites dimensions et son poids de 340 g seulement en font un appareil très aisé à transporter.

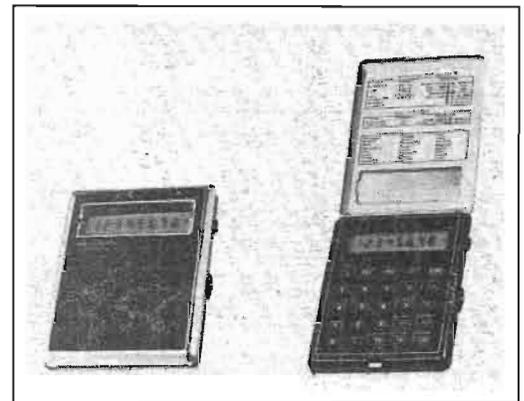
La CT 550 Sharp, une calculatrice gousset

Cette calculatrice indique l'heure, les minutes, les secondes, le jour, le mois et l'année. Mais elle donne également l'heure et la date dans le monde entier, d'après les 12 fuseaux horaires, permettant de connaître l'heure de New-York par exemple.

Elle sonne également les rendez-vous et est utilisable en réveil. Elle fait aussi fonction de chronomètre électronique.

C'est néanmoins une excellente calculatrice traditionnelle, effectuant les 4 opérations avec racine carrée et pourcentage, équipée d'une mémoire.

Avec la Sharp CT550, légère (60 g) et plus petite qu'un paquet de cigarettes (5,5 x 7,5 cm), vous n'aurez plus aucune excuse pour vos retards.



Nouveaux transistors UHF annulaires pour applications TV

Motorola offre maintenant en boîtier plastique macro-T des transistors PNP épitaxiaux au silicium pour applications UHF/VHF qui ont une plus haute tension de claquage, une température de fonctionnement plus élevée (maximum 150°C pour le silicium et 90°C pour le germanium), une dissipation réduite et d'excellentes performances de bruit. Le boîtier macro-T est avantageux en ce qu'il réduit les paramètres parasites critiques qui limitent fortement les performances en UHF et en VHF.

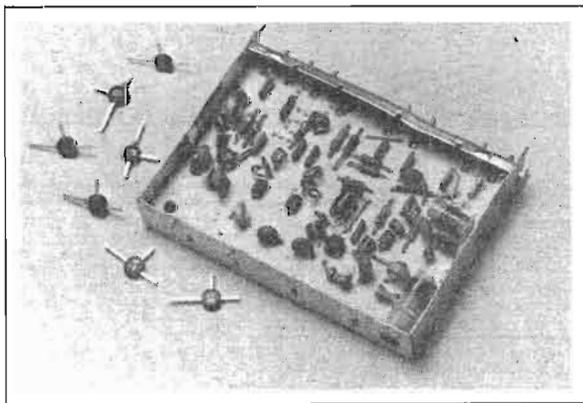
Le BF479 est un transistor PNP caractérisé par un très faible bruit : 4.5 dB type et 6.0 dB maximum à 800 MHz pour un courant de collecteur $I_c = 10$ mA. A la même fréquence, le gain en puissance type est 22 dB. Ce transistor est conçu pour fonctionner à des courants de collecteur élevés et présente une faible capacité de réaction (0.67 pF).

Il convient pour diverses applications telles que tuners VHF/UHF à diodes PIN, amplificateurs CATV et amplificateurs d'antenne à large bande ayant une réponse en fréquence de 40 à 900 MHz.

Les BF679/680 sont deux transistors PNP utilisables pour les tuners TV à varicap et les amplificateurs pour chaînes MATV.

Le BF679 convient pour les amplificateurs de commande automatique de gain UHF/VHF à faible bruit. Son facteur de bruit maximal est 5 dB à 800 MHz pour un courant de collecteur $I_c = 3$ mA. A la même fréquence, son gain en puissance type est 17 dB.

Le BF680 est utilisable comme mélangeur/oscillateur UHF et a également un gain en puissance type de 17 dB à 800 MHz.



Milan, sommet de l'électrotechnique européenne

L'A.N.I.E. (Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche) organise du 9 au 13 février 1978 à Milan la quatrième exposition I.N.T.E.L. (Exposizione Internazionale Elletrotecnica). Comme son sigle l'indique, cette manifestation concerne le matériel que nous classons sous l'appellation : « Electrotechnique ».

Ce qui distingue l'Electrotechnique de l'Electronique peut se résumer à la différence que l'on peut faire entre courants forts et courants faibles. En réalité, ces deux disciplines ont des domaines de recouvrement qui rendent cette séparation artificielle moins nette qu'elle apparaît a priori.

Nous pouvons même dire que l'imbrication entre ces deux domaines d'activité, au fur et à mesure que progressent les technologies, devient de plus en plus profonde. L'automatisme et les servo-mécanismes en expansion constante et tout naturellement ce sont les liens les plus habituels réunissant Electrotechnique et Electronique : commander les courants forts à partir de courants faibles conduit tout naturellement à associer à grande échelle ces deux spécialités. Que nous fassions appel à un gradateur pour commander des sources de lumière ou qu'il soit question d'apporter une sécurité automatique à la traction électrique (automatisation du métro par exemple), nous trouvons chaque fois l'association étroite de ces deux « sciences de l'ingénieur ». L'avènement des microprocesseurs doit d'ailleurs encore accélérer ce processus dans les années qui viennent.

En ce sens l'INTEL est une exposition qui ne peut laisser indifférent. Quatrième du nom - la première édition eut lieu en 1975), sa superficie est passée de 9475 m² à 14 700 m² (prévisions 1978 : 20 000 m²) tandis que le nombre d'exposants passait de 217 à 385 et le nombre de visiteurs de 17 386 à 32 651. L'INTEL 78 verra par ailleurs notre pays largement représenté : la France viendra au deuxième rang des exposants, juste après l'Italie. Les secteurs d'activités suivants seront représentés : transformateurs de moyenne et petite puissance, machines tournantes de moyenne et petite puissance, appareillage haute tension, appareillage basse tension, condensateurs pour réseaux d'énergie, convertisseurs statiques de puissance et appareillages électroniques, accumulateurs et batteries, matériel d'installation, appareils d'illumination, lampes électriques, appareils de mesure et de contrôle et transformateurs de mesure, matériel diélectrique et produits du charbon, isolateurs et pièces estampées en matériel isolant, câbles et conducteurs isolés.

Nul doute que l'INTEL 78, placé sous le signe des « Technologies et produits pour faire face à la crise de l'énergie », donc de l'épargne énergétique, continuera dans la ligne des précédentes manifestations.

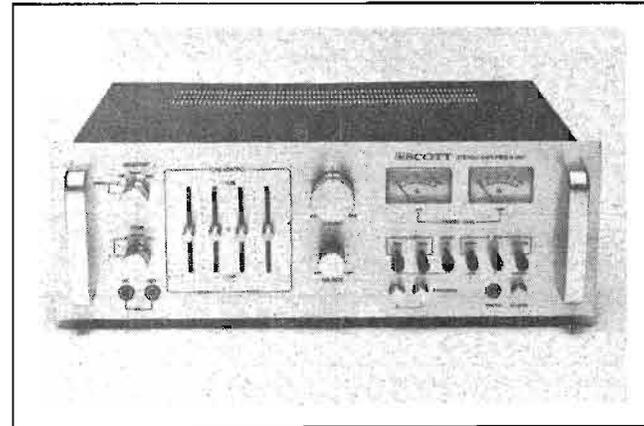
Pour tous renseignements : INTEL 78, Centreo Imago, Centro Commerciale, Milano San Felice, 20090 Segrate (Milano) Italie.



Nouveaux modèles Scott

Les amplificateurs qui viennent d'être mis sur le marché de la haute fidélité couvrent une gamme de puissance allant de 2 x 18 W à 2 x 60 W. Le premier modèle, A 407, délivre une puissance de 18 W sur chaque canal avec une distorsion harmonique inférieure à 0,5 %. L'ampli A 417 dont la puissance de sortie est de 2 x 20 W avec une distorsion harmonique inférieure 0,3 % est équipé de deux contrôles d'enregistrement. Le A 437 d'une puissance de 2 x 42 W, dont la distorsion harmonique est inférieure à 0,25 %, a des potentiomètres à plots, deux vu-mètres et deux contrôles d'enregistrement plus copie. Enfin le A 457 délivre une puissance de 2 x 60 W avec une distorsion harmonique inférieure à 0,25 %. Poignées professionnelles, deux grands vu-mètres, il est lui aussi pourvu de potentiomètres à plots.

Le tuner T 527 L, GO/FM, qui fait suite aux modèles 516 et 526 est caractérisé par une commutation de désaccentuation FM « Dolby » à 25 microsecondes et une sensibilité IHF de 1,9 microvolt. A noter aussi l'emploi d'un décodeur type PLL.



Interrupteur à bascule lumineux série S de Jeanrenaud

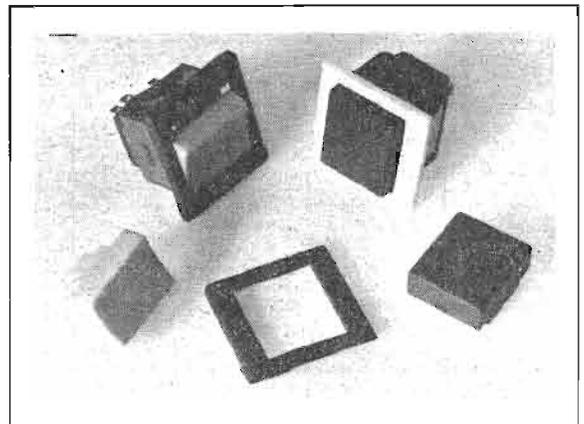
La division Commutateurs Jeanrenaud de la SPI-ITT, commercialise sur le marché une nouvelle gamme d'interrupteurs à bascule lumineux.

Notre photo représente l'interrupteur à bascule série S à bouton lumineux. : dimension en face avant avec enjoliveur 23,8 x 26,3 mm. Nombre de positions 2 ou 3. Nombre de circuits 1 ou 2. Pouvoir de coupure 5 A 28 V ou 2 A 250 V. Lampe 6-12 ou 24 V Midget à vis T 1 1/2 et T 1 3/4.

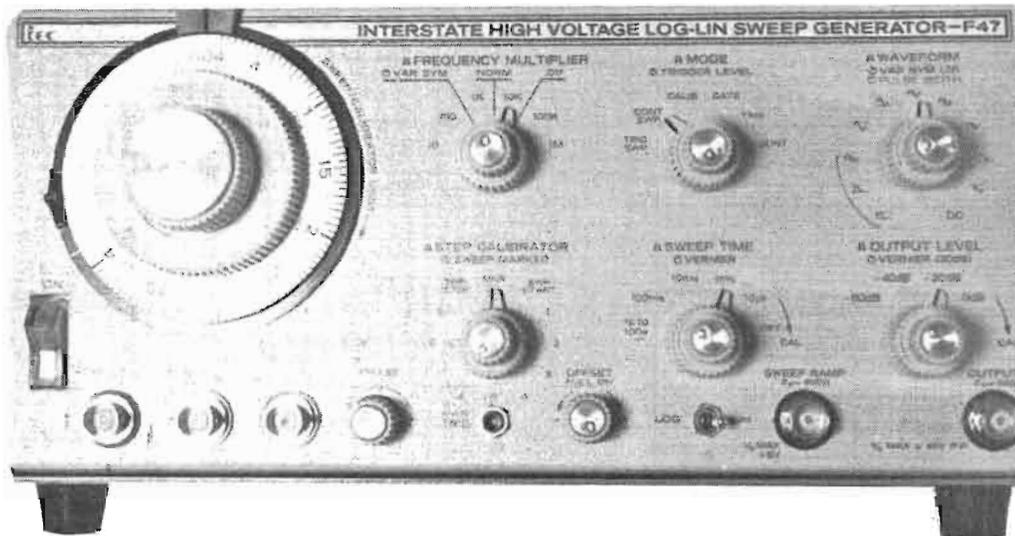
L'interrupteur peut être livré avec un enjoliveur jaune, rouge ou noir. Les boutons amovibles lumineux sont soit blanc ou rouge, version non lumineuse noire.

En parallèle avec cette famille, et de mêmes dimensions, existe un voyant type SV qui peut être équipé de mêmes enjoliveurs et des mêmes couleurs de boutons.

Principales utilisations : signalisation, tableau, informatique, téléphonie, instrumentation, etc.



LE GENERATEUR DE FONCTIONS



TEKELEC TA 47

LORS d'un récent banc d'essai, publié dans ces colonnes (Le Haut-Parleur n° 1614), nous avons analysé l'un des générateurs de la série « 40 », de Tekelec. Il s'agissait du type TA 44, qui se situe, par l'éventail de ses possibilités, sensiblement au milieu de cette gamme du constructeur.

Le type TA 47, lui, se place au sommet de la série. Il se distingue, notamment, par le double mode de balayage en fréquence, linéaire ou logarithmique.

La courte étude que nous lui consacrons aujourd'hui, venant en complément de l'essai précédent, se limitera à l'analyse des points de différenciation entre les deux modèles.

La présentation générale

Elle s'apparente de très près (fig. 1) à celle du modèle TA 44. Sur le panneau avant, le commutateur (1), à deux positions, permet de passer du balayage linéaire au balayage logarithmique. Toutefois, la rampe de sortie, disponible sous une impédance de 600Ω à la prise BNC (2), conserve toujours une croissance linéaire, quel que soit le mode choisi. Ceci permet une inscription directe des courbes de réponse en échelle semi-logarithmique, soit sur oscilloscope, soit sur une table traçante XY.

Pour le reste, toutes les fonctions de haut de gamme, que nous avons passées en revue dans notre précédent article, sont ici rassemblées. Rappelons que quatre formes d'onde peuvent être sélectionnées : sinus, triangles, rectan-

gles et impulsions, dans une gamme qui s'étend de 0,04 Hz à 4 MHz en fonctionnement normal. Une position spéciale permet de descendre à 0,004 Hz, au prix, cependant, d'une légère perte de précision. On retrouve, évidemment, le confortable décalage d'offset (± 20 V), la grande amplitude de sortie (40 V crête à crête) et le marqueur.

Le schéma

Comme il résulte des considérations précédentes, ce schéma ne diffère que très peu de celui du modèle TA 44. Seule, la section où s'élaborent les rampes, pour le balayage en fréquence, présente quelques adjonctions. Nous les avons rassemblées sur la figure 2.

Lorsque le sélecteur de mode est commuté en position « logarithmique », un conver-

tisseur linéaire-logarithmique vient s'insérer dans la boucle de réaction du circuit intégré IC1A (moitié d'un amplificateur opérationnel double, de type N5558V, fabriqué par Signetics). Le courant de réaction en provenance du collecteur de T_3 (celui-ci fait partie d'un circuit intégré CA3096) est envoyé dans le collecteur de T_{2B} . Il crée alors, sur la base de ce transistor, une variation logarithmique du potentiel, par rapport à la masse. Les transistors T_{2A} et T_1 (FET de type 2N5485), maintiennent, dans la jonction émetteur-base de T_{2B} , une différence de potentiel suffisante pour satisfaire à la demande en intensité, du courant de réaction.

La numérotation T_{2A} , T_{2B} , indique que ces deux transistors sont thermiquement couplés : il s'agit d'un transistor double POO 347 201, fabriqué par Interstate.

La tension à variation logarithmique, finalement recueillie

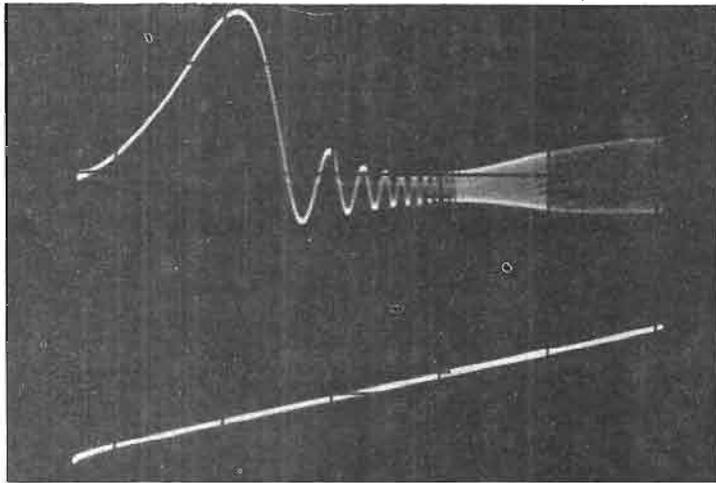


Fig. 3

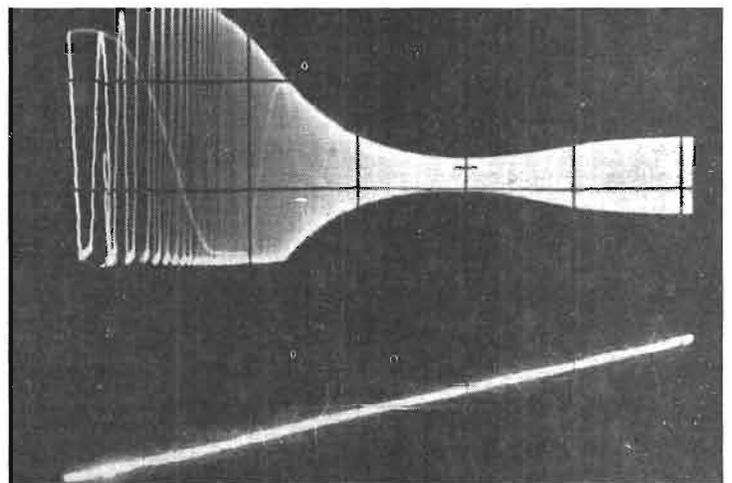


Fig. 4

sur la source du transistor à effet de champ T_1 , est renvoyée sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel IC1A. On recueille la rampe de balayage, mise en forme et portée à une amplitude d'environ 5 V sur l'émetteur du transistor T_3 déjà cité.

Comme dans le TA 44, les limites extrêmes de la plage des fréquences peuvent être réglées, par le double cadran d'affichage, associé au sélecteur de gammes. L'excursion

maximale couvre quatre décades, ce qui est fort agréable pour le relevé des courbes de réponse en basse fréquence.

Utilisation du Tekelec TA 47

Nous ne fournissons que quelques oscillogrammes, illustrant le balayage en mode logarithmique. Ils ont été pris sur un correcteur graves/aiguës de type Baxandall,

que nous étions en train de mettre au point.

L'oscillogramme de la figure 3, couvre les fréquences de 5 Hz à 50 kHz, avec les graves et les aiguës placés au maximum de sur-amplification. La trace inférieure affiche le signal sur la sortie de balayage: on voit qu'il croît linéairement, comme il convient pour un balayage logarithmique en fréquence.

L'oscillogramme montre,

d'une façon éclatante, la commodité de cette méthode d'analyse des circuits BF. D'un seul coup d'œil, tous les défauts du circuit à l'étude apparaissent: relèvement insuffisant des fréquences élevées, et écrêtage unilatéral des fréquences basses, dû à une mauvaise polarisation.

Comme tous les générateurs modulés en fréquence, le Tekelec TA 47 ne doit pas être utilisé sans discernement. Si la vitesse de balayage n'est pas très faible, vis-à-vis de la plus basse fréquence délivrée, il en résulte une distorsion rendant inexploitable l'oscillogramme affiché: la figure 4 en montre un exemple.

Nos conclusions

La manipulation de ce nouveau modèle, ne peut que confirmer l'enthousiasme auquel nous avait porté l'essai du TA 44. Pour tous ceux qui pourront consentir le sacrifice financier qu'en implique l'acquisition, il n'est pas douteux qu'apparaîtront, très vite, les commodités de performances hors du commun, et, à plus longue échéance, la sécurité d'une construction électriquement et mécaniquement remarquable par sa qualité.

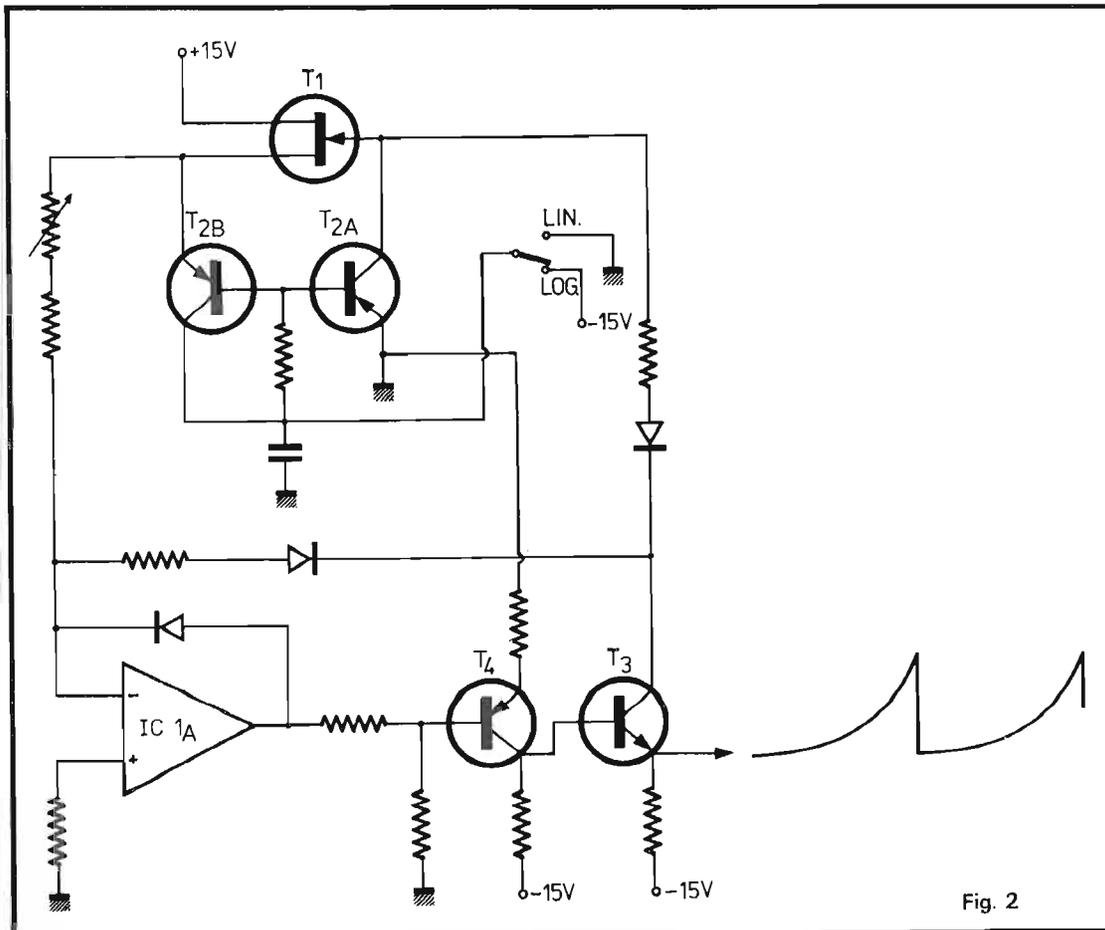


Fig. 2

ELAC

une haute fidélité à la française

Il est malheureusement très rare que la presse spécialisée soit conviée à l'inauguration d'une usine qui se consacre uniquement à la fabrication d'appareils haute-fidélité. Ce marché étant essentiellement couvert par du matériel fabriqué en Extrême-Orient aussi, c'est avec plaisir que nous nous sommes rendus à Torcy, à l'invitation de M. Roseti président directeur général de la société Française EFEMA qui fabrique sous la marque ELAC des appareils HiFi. C'est intentionnellement que nous précisons société Française car la marque Elac existe également en Allemagne et sa renommée notamment dans le domaine des cellules et des tourne-disques n'est plus à faire, surtout dans les domaines professionnels. Bien que Elac Allemagne fabriquait des appareils dans des domaines autres que la reproduction musicale depuis de nombreuses années, c'est en 1948 que M. Roseti déposa en France la marque Elac alors qu'en Allemagne cette marque fut déposée en 1953. Des contacts furent pris entre ces deux sociétés d'où résultèrent des accords de coopération entre Elac Allemagne et la société Tekimex que présidait M. Roseti.

Trois modèles d'appareils sortent actuellement de l'usine

de Torcy, deux chaînes compactes CM1114 de 2 x 15 W et CM1222 de 2 x 22 W et le tuner amplificateur AT2522 de 2 x 22 W. Le prix de ces appareils nous semble tout à fait compétitif par rapport au matériel d'Extrême Orient.

Nous constatons actuellement, et nos lecteurs ont pu s'en rendre compte en lisant les bancs d'essais que nous publions, un réveil des constructeurs allemands de haute fidélité dont les innovations techniques aussi bien que technologiques n'ont rien à envier et même dépassent souvent les productions d'Extrême Orient. Nous souhaitons qu'il en soit de même

chez les constructeurs Français ; le phénomène HiFi étant relativement récent il est permis d'espérer que dans les années à venir les constructeurs Français puissent retrouver une place de premier plan dans ce secteur. La création en France d'une nouvelle usine qui se consacre entièrement à la Hi-Fi est de bonne augure.

Dans l'attente de pouvoir vous présenter le banc d'essai de l'un de ces appareils nous vous donnons les caractéristiques techniques de la chaîne compacte 1222 qui est actuellement le modèle le plus sophistiqué fabriqué à l'usine de Torcy.

La chaîne compacte 1222

comprend un ampli-tuner une platine tourne-disque et un magnétophone à cassettes. C'est une chaîne stéréophonique mais avec la possibilité de brancher 4 enceintes acoustiques ; le tuner comporte 3 gammes d'onde : PO-GO-FM. La sensibilité en FM est de $1,2 \mu\text{V}$ et la sélectivité supérieure à 40 dB, la distorsion à 1 000 Hz est inférieure à 10 % et la séparation des canaux de 35 dB. En AM la sensibilité est de $200 \mu\text{V}$.

L'amplificateur délivre une puissance de 2 x 22 W/8 Ω la distorsion harmonique à la puissance nominale est inférieure à 0,5 % et la distorsion d'intermodulation inférieure à 1 %. La bande passante s'étend de 20 à 25 000 Hz à $\pm 1,5$ dB le rapport signal/bruit mesuré à l'entrée PU est de 69 dB à 20 W/ en pondéré).

Le magnétophone à cassette permet d'utilisation de bande Fe₂O₃ et CrO₂ la bande passante s'étend de 40 Hz à 12 500 Hz le rapport signal/bruit est de 52 dB avec une bande Fe₂O₃ et de 54, 5 dB avec une bande au chrome. Le taux de pleurage et de fluctuation est 0,2 % et la distorsion de 3 %.

Nous souhaitons bonne chance à cette nouvelle société.



La chaîne compacte ELAC 1222

LE 9^e SALON DE LA RADIO ET DE LA TELEVISION DE BORDEAUX

DEPUIS l'abandon en 1973 du Salon de la Radio et de la Télévision qui se tenait chaque année à Paris c'est la ville de Bordeaux qui a été choisie par le SCART (1) pour y présenter les dernières nouveautés techniques réalisées dans ce secteur.

Cette année, ce salon s'est tenu du 30 octobre au 11 novembre et a été marqué par la présentation, pour la première fois au grand public, du système de Télétexte ANTIOPE (2). Ce procédé qui permet la visualisation sur un téléviseur domestique de textes d'informations transmis de façon simultanée avec les programmes habituels, est une réalisation française du CCETT (3) (Nous avons déjà dans notre numéro spécial Audiovisuel du mois de mai dernier abordé ces systèmes de transmission d'informations et prochainement d'autres articles leur seront consacrés.

ANTIOPE était présenté sur tous les stands des constructeurs, montrant ainsi au grand public, que ce système d'informations lui était destiné et que la prochaine génération de téléviseurs serait équipée des circuits nécessaires au décodage de ces signaux. Actuellement, l'appareil nécessaire à

cette opération est encore relativement volumineux et s'insère entre l'antenne et la prise antenne UHF du téléviseur. Les visiteurs de ce salon ont également pu se familiariser avec la simplicité d'utilisation de cet appareil et à l'aide d'un clavier, ont pu choisir la page d'informations (elles peuvent atteindre 1000) qui les intéressait.

Antiope fait partie d'une nouvelle génération d'ensembles et sous ensembles que l'on rassemble sous le vocable de péritélévision mot qui ne

figure pas encore dans la dernière édition du dictionnaire, mais qui désigne les appareils que l'on peut brancher sur un téléviseur ou qui nécessitent pour leur utilisation, tout ou partie d'un téléviseur. Telles sont les magnétoscopes et également les jeux télé. Bon nombre de ces derniers étaient présentés au salon de Bordeaux, cependant seule la marque ITT présentait des téléviseurs (2 modèles) dans lesquels ces jeux étaient incorporés. Chez les autres cons-

tructeurs ces appareils étaient vendus séparément.

Dans le domaine purement télévision peu de nouveautés à ce salon. Contrairement à ce qui fut présenté dernièrement à Berlin; les constructeurs de Téléviseurs pour le marché Français n'ont pas incorporé à leurs modèles haut de gamme, de dispositifs « incrustant » dans l'image, une horloge ou le chiffre indiquant le programme ou, encore plus sophistiqué, l'image en petites dimensions des autres





chaînes. Sans doute le marché Secam Français est-il encore insuffisant pour permettre ces fantaisies à un prix compétitif.

M. Antoine Rufenacht, secrétaire d'Etat auprès du ministre de l'Industrie, du Commerce et de l'Artisanat, inaugura ce salon, en présence de M. Chaban Delmas, maire de Bordeaux.

Au cours de la conférence de Presse qui suivit, M. A. Mercier président du SCART, mit l'accent, au cours de son allocution, sur les efforts faits par les constructeurs en matière de prix; il rappela qu'en 1963 un téléviseur couleur coûtait sensiblement le prix d'une petite automobile alors qu'actuellement il coûte quatre fois moins. Il devait d'autre part constater avec regrets que le consommateur Français

contrairement aux autres habitants du marché commun avait bien souvent tendance à choisir un appareil de fabrication étrangère plutôt que celui de fabrication Française, à fonctions performances et prix identiques, et souhaita qu'une promotion plus soutenue soit faite auprès du public Français.

A quelques jours du dixième anniversaire de l'avènement de la télévision couleur, M. Mercier rappela que dix mois avant cet événement les normes d'émission n'étaient pas encore officiellement publiées et que cependant, au moment du démarrage des émissions couleur sur la deuxième chaîne, les industriels Français avaient réussi à proposer au public des récepteurs d'une qualité leur permettant d'être encore en service aujourd'hui.

Au moment où la péritélévision fait son apparition, un problème de normes identique à celui d'alors se pose, il est urgent de le résoudre, de façon à permettre aux constructeurs d'adapter les futurs téléviseurs aux utilisations nouvelles; de même pour l'attribution des canaux VHF qui deviendront libres lorsque tout le territoire français recevra TF1 en UHF.

Dans sa réponse, M. Antoine Rufenacht s'attacha à rassurer les industriels Français en leur promettant de mettre à l'étude au plus tôt tous ces problèmes, et de leur trouver des solutions dans les meilleurs délais.

Il insista d'autre part sur l'avenir du magnétoscope grand public et engagea les industriels à s'intéresser à ce produit et les encouragea si

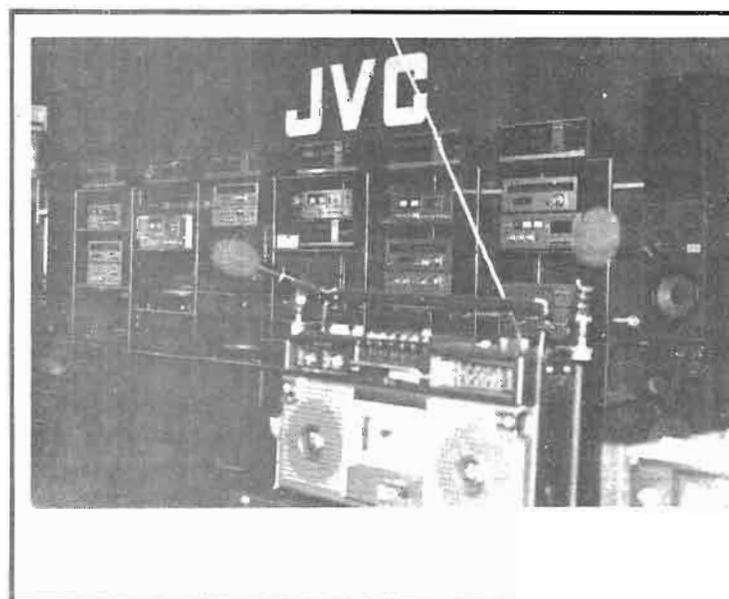
une solution nationale ne pouvait être trouvée, d'en envisager une au niveau Européen.

Mais Antiope possède un concurrent britannique Ceefax et son avenir dépendra en partie du choix des autres nations en particulier de la RFA. Si sur le plan technique Antiope semble avoir quelques points d'avance, au moment du choix celui-ci sera-t-il fait par les techniciens ou les hommes politiques?...

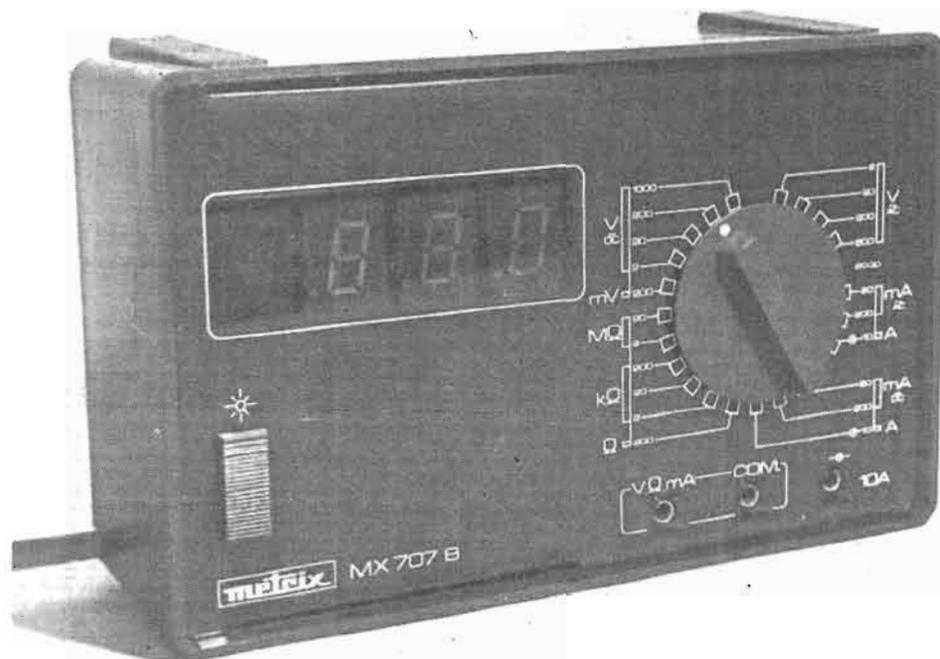
(1) SCART: Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs.

(2) Antiope: Acquisition Numérique et Télévisualisation d'Images Organisées en Pages d'Ecriture.

(3) CCETT: Centre Commun d'Etudes de Télévision et de Télécommunications.



LE MULTIMETRE



METRIX MX 707 B

LE multimètre Métrix 707 B est un appareil d'atelier, comme le montrent à l'évidence, et ses dimensions respectables au vu des canons actuels, et son alimentation, uniquement prévue pour le secteur.

Comme la quasi-totalité des appareils de ce type, le Métrix 707 B offre cinq fonctions : mesure des tensions continues et alternatives, mesure des intensités continues et alternatives, et, enfin, mesure des résistances.

Quelques accessoires permettent d'élargir le domaine des applications. Ils comprennent, notamment, une pince ampèremétrique, pour les fortes intensités.

Caractéristiques générales de l'appareil

Nous en résumons, ci-dessous, l'essentiel, car la publication in-extenso des données du constructeur, reproduite dans la notice livrée avec le multimètre, ne saurait guère intéresser que son éventuel propriétaire.

Affichage

Il s'effectue sur quatre afficheurs de très grande taille (16 mm de hauteur). L'appareil appartenant à la classe des 2000 points, l'afficheur de gauche ne donne que le chiffre 1 et la polarité. La virgule, visualisée comme d'habitude par des diodes électroluminescentes ponctuelles, se place en fonction de la gamme sélectionnée par le commutateur.

En cas de dépassement, donc au-delà de 1999 points, les chiffres clignotent.

Mesure des tensions continues

De 200 mV à 1000 V à pleine échelle, en 5 gammes (200 mV, 2 V, 20 V, 200 V et 1000 V). Précision de $\pm 0,5\%$ de la lecture $\pm 0,1\%$ du calibre. L'impédance d'entrée est de 10 M Ω sur toutes les gammes.

Mesure des tensions alternatives

De 2 V à 600 V à pleine échelle, en 4 gammes (2 V, 20 V, 200 V et 600 V). Entre 50 Hz et 2 kHz, la précision est de $\pm 0,5\%$ de la lecture $\pm 0,2\%$ du calibre. A $\pm 0,5$ dB, la bande passante s'étend de 40 Hz à 25 kHz. L'impédance d'entrée est de 1 M Ω en parallèle sur 100 pF.

Mesure des intensités continues

De 20 mA à 10 A, en trois gammes (20 mA, 200 mA et 10 A). La précision est de $\pm 1\%$ de la lecture $\pm 0,1\%$ du calibre. Sur toutes les gammes, la chute de tension reste inférieure à 400 mV.

Mesure des intensités alternatives

Les gammes sont les mêmes qu'en continu. De 50 Hz à 400 Hz, la précision atteint $\pm 1\%$ de la lecture $\pm 0,3\%$ du calibre. La chute de tension reste toujours inférieure à 400 mV.

Mesure des résistances

Elle s'effectue en six gammes, donnant respectivement, à pleine échelle : 200 Ω , 2 k Ω , 20 k Ω , 200 k Ω , 2 M Ω et 20 M Ω . Pour les quatre premières gammes, la précision

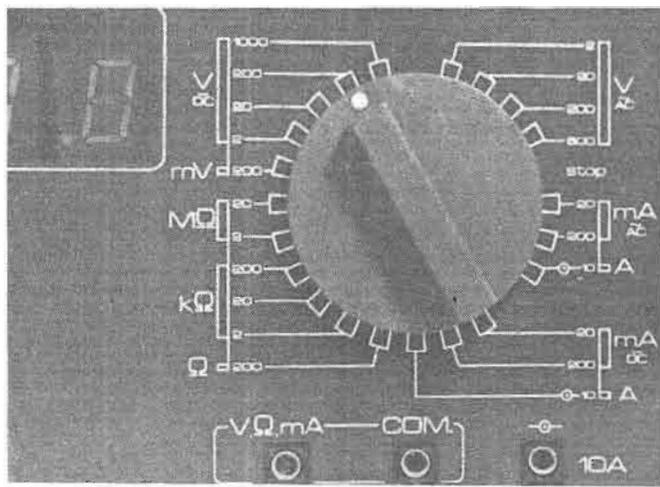


Fig. 2

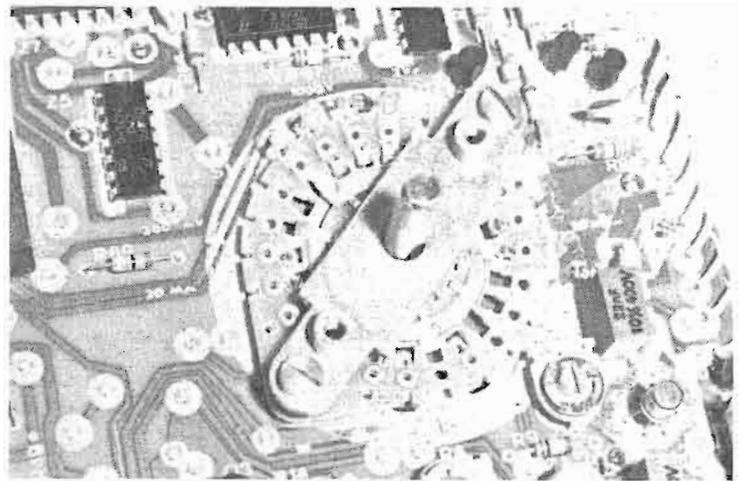


Fig. 4

atteint $\pm 0,5\%$ de la lecture $\pm 0,1\%$ du calibre. Elle tombe, sur les deux dernières gammes, à $\pm 2\%$ de la lecture. Selon les gammes, la puissance maximale, dissipée dans la résistance testée, est limitée à 1,25 mW, ou 12,5 mW.

Alimentation

Par le secteur (220 V uniquement), pour des fréquences de 50 Hz, 60 Hz, ou 400 Hz. La consommation est de 5 VA.

Dimensions

Hauteur : 130 mm ; largeur :

210 mm ; profondeur : 75 mm.

Masse

1,6 kg.

Les impressions d'un premier contact

Disons tout net que, au premier abord, le Métrix 707 B nous a fâcheusement surpris par ses dimensions, et son absence d'alimentation autonome. En ce domaine, les pro-

ductions contemporaines sacrifient plutôt au goût de la miniaturisation.

Après réflexion, et une expérience pratique de quelques semaines, ce jugement s'avère trop subjectif. Pour qui, et c'est sans doute la majorité des utilisateurs, n'emploie de multimètres que dans les frontières de son atelier, ces dimensions inhabituelles ne présentent guère que des avantages, au premier rang desquels s'inscrit le confort de la lecture. Les chiffres, à la fois très grands et très lumineux, ce que n'aurait

pas permis une alimentation sur batterie, sont lisibles à plusieurs mètres de distance par le plus myope des électroniciens (fig. 1).

L'unique commutateur, qui sélectionne à la fois les fonctions et les gammes, concourt à ce sybaritisme. Inscrites en blanc sur la façade de plastique rouge, toutes les indications se lisent très aisément. Nous avons regretté, par contre, l'élasticité du large bouton de commande, qui gagnerait à être verrouillé plus fermement sur son axe. Comme le montre la figure 2, la clarté des inscriptions ne souffre aucune critique.

A l'intérieur du boîtier

Le coffret s'ouvre très facilement, après enlèvement d'une seule vis sur la face arrière. Pour dégager le panneau avant, il convient d'abord d'extraire le bouton du commutateur, simplement fixé sur son axe par un ressort appuyant contre un méplat. Cette simplicité, agréable au démontage, explique d'ailleurs le défaut cité plus haut.

Toutes les entrailles de la tête, se trouvent rassemblées en un bloc rigide, regroupant deux circuits imprimés, et le transformateur d'alimentation (fig. 3). Là encore, le nombre des composants surprend : on en trouvera plus loin l'explication dans l'analyse du schéma,

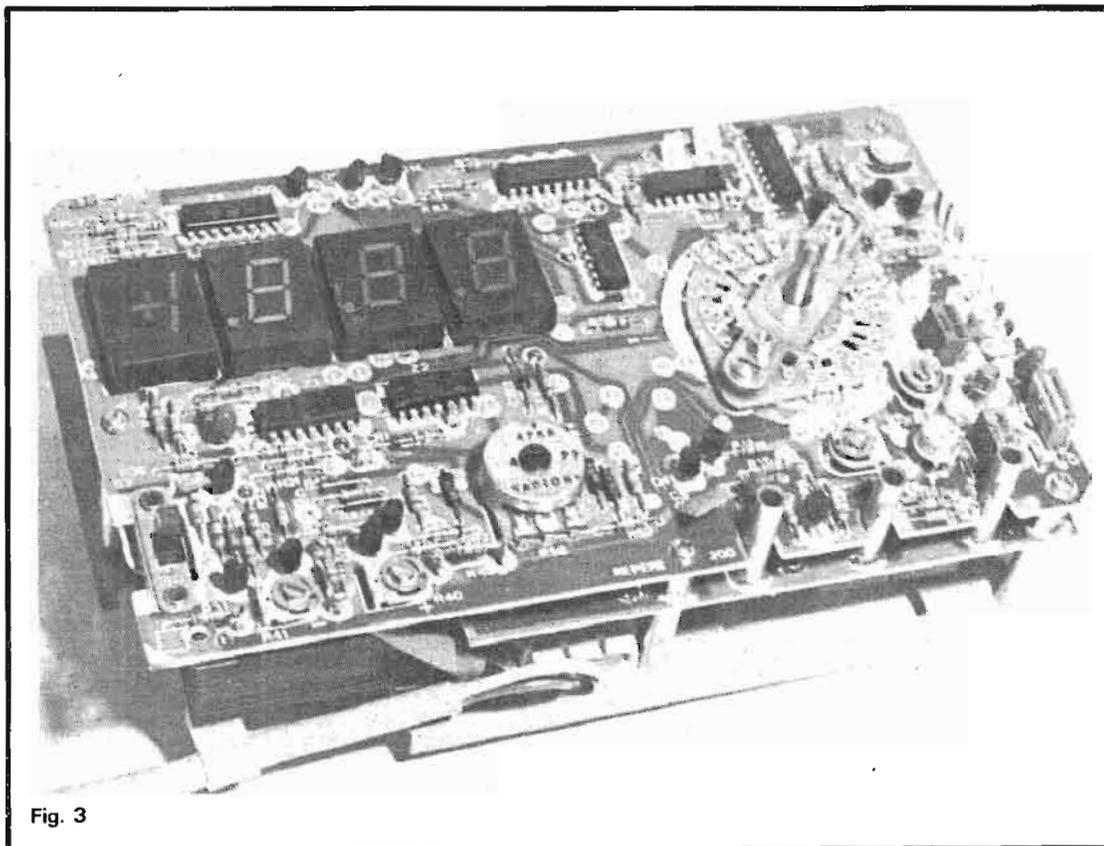


Fig. 3

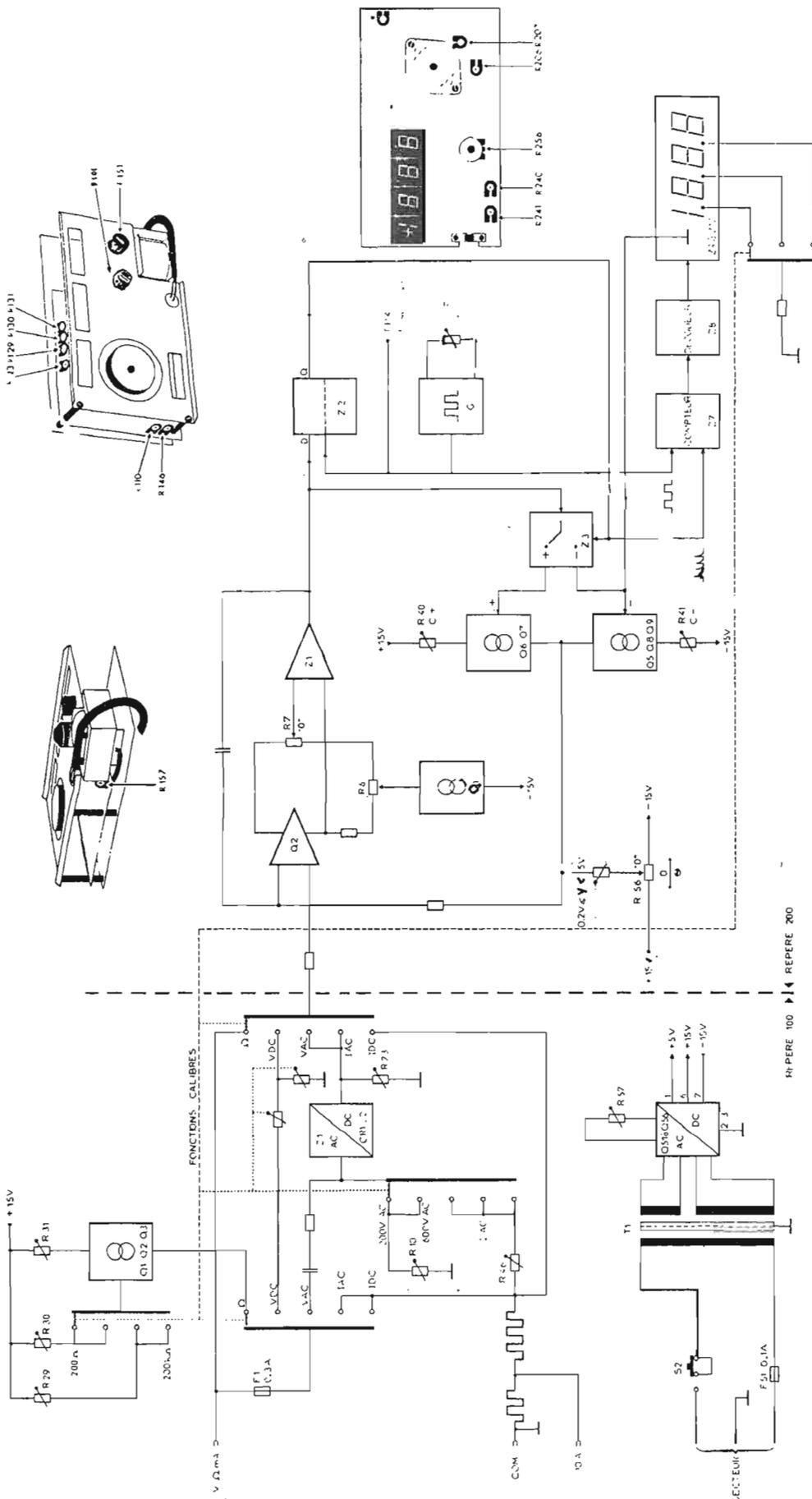


Fig. 6

qui trahit, chez le concepteur, un goût marqué pour la tradition.

Il nous faut encore, pour faire pendant à ce jugement, constater une solidité évidente, nous disions presque massive. Pour établir une comparaison avec d'autres domaines de la technique, ajoutons que les amateurs de Rolls seront là, mieux dans leur élément que les fanatiques de monoplaces. Affaire de tempérament...

Les figures 4 et 5 confirment ces impressions. Sur la première, on peut admirer la solide mécanique de la galette supérieure du commutateur. La deuxième montre que le réalisateur n'a pas lésiné sur le nombre, non plus que sur la rigidité, des entretoises unissant les circuits imprimés à la platine métallique qui sert de fond. On distingue, sur cette même photographie, les deux shunts (l'un bobiné, et l'autre découpé dans une feuille de cuivre), des calibres supérieurs d'intensité.

Le schéma et le fonctionnement

Nous commencerons l'étude du schéma par celle de son synoptique, livré à la figure 6, et qui permet une approche simplifiée des solutions retenues pour chaque fonction de mesure. Dans une première analyse, on peut décomposer les circuits du Métrix 707 B en quatre sous-ensembles fonctionnels :

- un circuit d'entrée, dont le rôle consiste à transformer, selon une loi proportionnelle, toutes les grandeurs mesurées (tensions alternatives, intensités continues ou alternatives, résistances), en une tension continue V_x ;
- un convertisseur tension/fréquence qui, à chaque valeur de V_x , associe un signal de fréquence f proportionnelle à V_x ;
- un fréquencemètre, qui mesure f , et l'affiche sur l'ensemble des segments quatre afficheurs à 7 segments ;

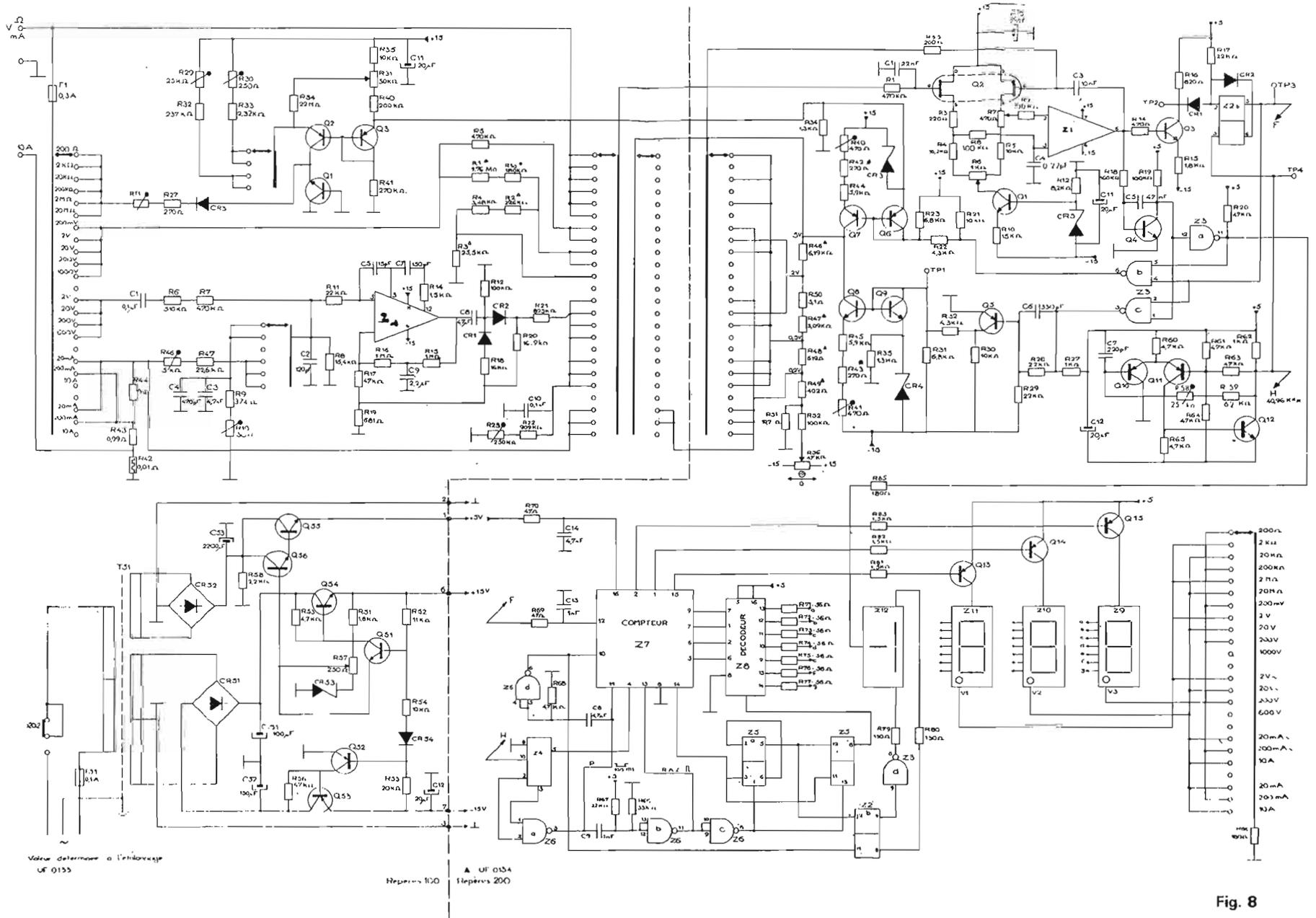


Fig. 8

– enfin, une alimentation stabilisée, délivrant les différentes tensions nécessaires aux autres circuits.

La mesure des tensions continues est la plus simple, puisque les circuits d'entrée s'y réduisent à de simples diviseurs résistifs. Après cette division, la tension parvient directement sur l'une des entrées du circuit Q_2 , qui fait partie des convertisseurs tension/fréquence.

Pour la mesure des tensions alternatives, la sinusoïde saisie à l'entrée attaque un amplificateur détecteur (Z_1 , CR1, CR2 de la fig. 6), qui travaille en redresseur sans seuil. La tension continue prélevée à la sortie, après une nouvelle atténuation convenablement choisie en fonction des gammes, parvient aussi sur l'étage d'entrée des convertisseurs.

La mesure des intensités continues ou alternatives se ramène très simplement à celle des tensions : le courant traverse un jeu de résistances montées en shunts, et y crée une chute de tension. Selon qu'elle est continue ou alternative, cette différence de potentiel parvient directement, ou à travers les circuits de redressement, sur l'entrée du convertisseur.

Reste la mesure des résistances. Elle met en jeu, essentiellement, un générateur de courant à trois transistors (groupement Q_1 , Q_2 , Q_3 dans la moitié gauche de la fig. 6). Le courant constant, élaboré dans cet ensemble, traverse la résistance inconnue, y créant une chute de tension : on se ramène, encore une fois, au problème initial.

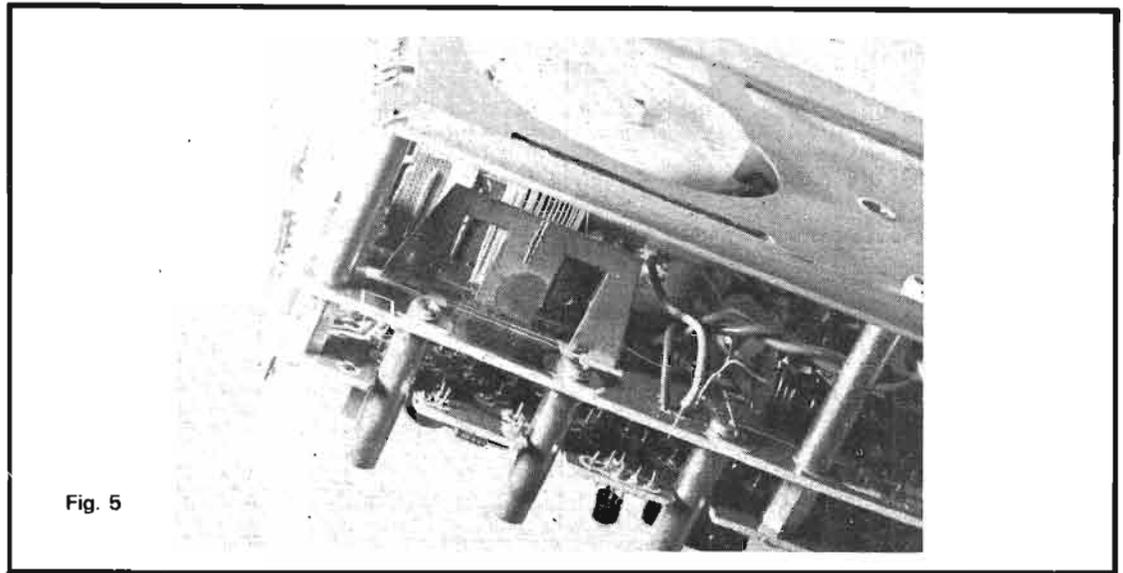


Fig. 5

C'est lui qu'il faut maintenant résoudre, en transformant une tension continue, en une fréquence qui lui soit proportionnelle. Le convertisseur, situé dans la moitié droite de la figure 6, peut lui-même se décomposer en plusieurs sous-ensembles :

- un comparateur intégrateur, mettant en jeu les transistors Q_1 et Q_2 , ainsi que l'amplificateur opérationnel Z_1 (type 741) ;
- un trigger, formé d'un transistor Q_3 (non représenté sur la fig. 6) et d'une bascule Z_2 commandée par des impulsions d'horloge ;
- un détecteur de polarité, Q_4 (il n'est pas non plus représenté sur la figure 6, mais apparaîtra sur le schéma complet) ;
- deux générateurs de courants, Q_6 et Q_7 d'une part, Q_5 , Q_8 et Q_9 d'autre part. L'un ou l'autre sont mis en service, selon la polarité de la tension continue à la sortie de Z_1 .

L'ensemble du comparateur,

de trigger, et de l'un ou l'autre des générateurs de courant, forme un oscillateur qui délivre des impulsions, à une fréquence proportionnelle à la tension d'entrée V_x . On peut en résumer le fonctionnement à l'aide du diagramme de la figure 7.

Le comparateur, Z_1 , compare la tension continue à mesurer, V_x , à la valeur moyenne du courant I délivré par le générateur, lui-même découpé en impulsions par le trigger. En fait, I traverse une résistance R , en y créant la chute de tension $V = RI$. Lorsque, à l'entrée de l'intégrateur, le signal impulsionnel est au niveau zéro, la tension de sortie V_s croît linéairement, avec une pente proportionnelle à V_x . Dès que V_s atteint le seuil de déclenchement du trigger, celui-ci délivre une impulsion de durée T_0 , calibrée par l'horloge.

La valeur moyenne de $V = RI$, ou de I , dépend finalement du rapport T_0/T , où T_0

est constant, et où $T = 1/f$ varie avec V_x .

L'appareil est complété enfin par la partie fréquencemètre, aussi classique que possible. La sortie du compteur Z_7 , attaque un décodeur, Z_8 , commandant lui-même l'allumage des segments des afficheurs.

Sur le schéma complet (fig. 8), on retrouvera aisément les différents sous-ensembles décrits à partir du synoptique. On y trouvera le détail de l'alimentation, qui n'appelle guère de commentaires.

Nos conclusions

Le multimètre Métrix 707 B est un appareil de conception très classique, à faible intégration. La volonté du constructeur s'écarte délibérément de tout souci de miniaturisation, pour se reporter sur des exigences de solidité, apparemment traitées avec beaucoup de sérieux.

Il va de soi que le résultat ne saurait satisfaire le technicien appelé à effectuer des mesures sur le terrain, et qui préférera un multimètre de petite taille, à alimentation autonome. Par contre, pour l'usage exclusif au laboratoire et à l'atelier, le Métrix 707 B allie la robustesse, à un confort de lecture et d'utilisation manifeste. On retrouve, sous la technologie digitale, la tradition des multimètres à aiguilles : leurs utilisateurs savent que la maintenance est presque inexistante...

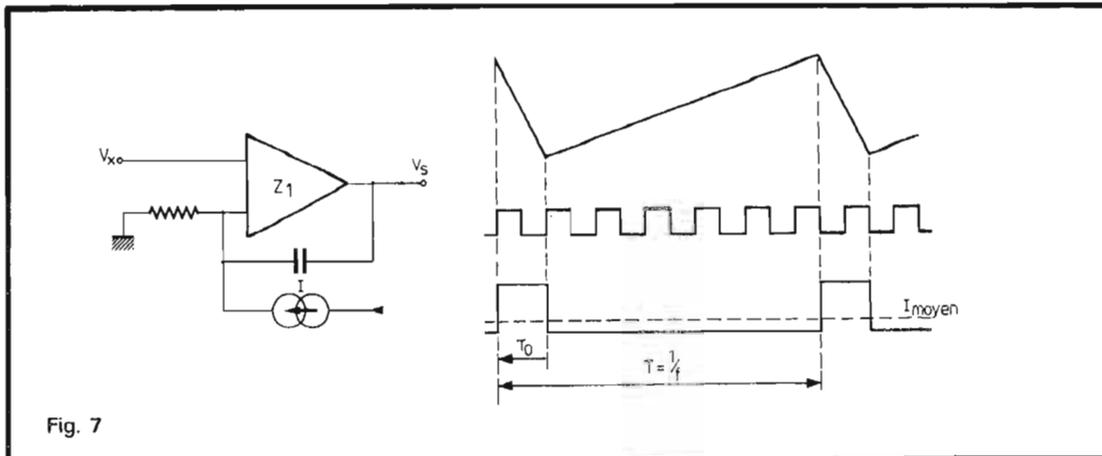
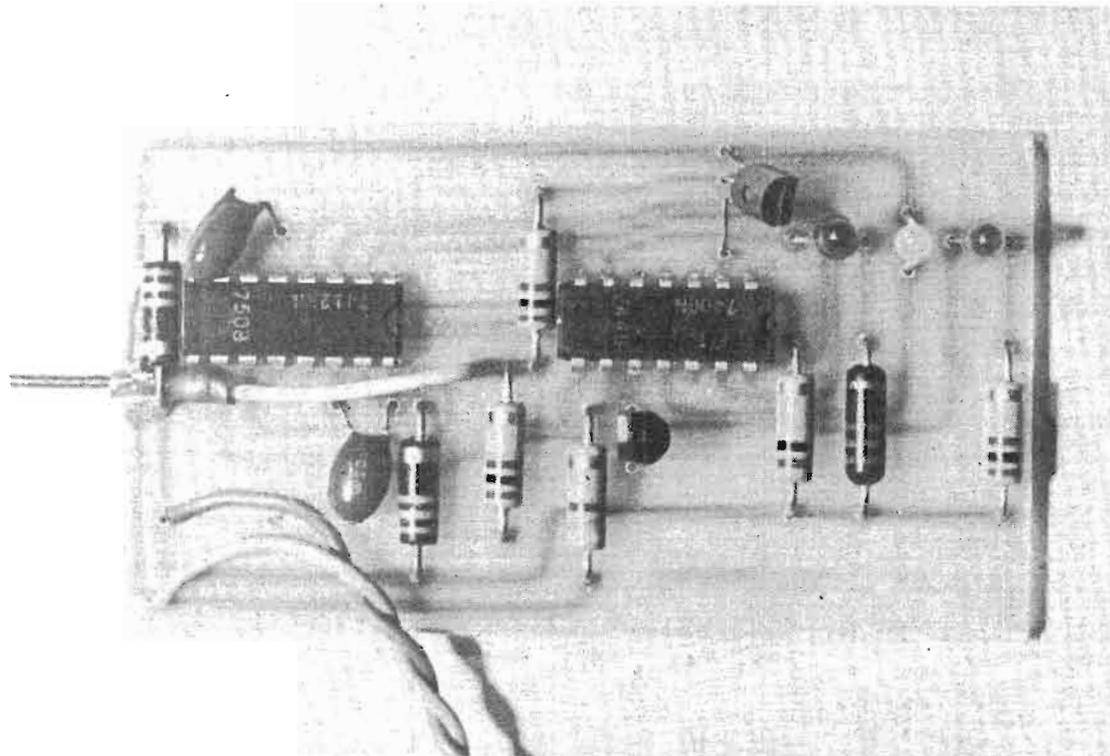


Fig. 7

REALISEZ :



UN TESTEUR TTL

TOUS les utilisateurs de circuits TTL ne disposent pas d'un oscilloscope pour tester le fonctionnement de CI logiques montés, nous proposons un testeur TTL qui détecte les états L (bas) et H (haut) ainsi que les impulsions, avec un affichage à diodes électroluminescentes.

Le schéma

Celui-ci proposé à la figure 1 permet de comprendre le fonctionnement de ce testeur TTL. Un état L (bas) à l'entrée ($V_i < 0,8$ V) est affiché par la diode rouge LED-2 et l'état H (haut) pour $V_i > 2$ V par la diode verte LED-1.

Les impulsions à l'entrée provoquent l'allumage d'une diode orange LED-3 selon le principe suivant: chaque fois que le signal d'entrée passe de L à H et de H à L, il déclenche une des deux bascules monos-

tables du MIC74123, dont la sortie (broche 4 ou 12) délivre une impulsion L de 0,35 de durée. Les sorties sont combinées par une porte NAND, de sorte que la LED-3 s'allume pendant 0,3 s chaque fois

qu'une bascule est déclenchée.

Pour ne pas influencer le circuit testé, l'entrée du testeur TTL a une impédance élevée. Pour $V_i = 0$, un courant de $60 \mu\text{A}$ max passe dans le circuit testé, et pour $V_i = V_{CC}$, le

circuit testeur absorbe un courant de $25 \mu\text{A}$ max.

La tension d'alimentation est fournie par le circuit testé.

Le courant absorbé pour $V_{CC} = 5$ V est de 55 à 90 mA.

La durée de l'impulsion L

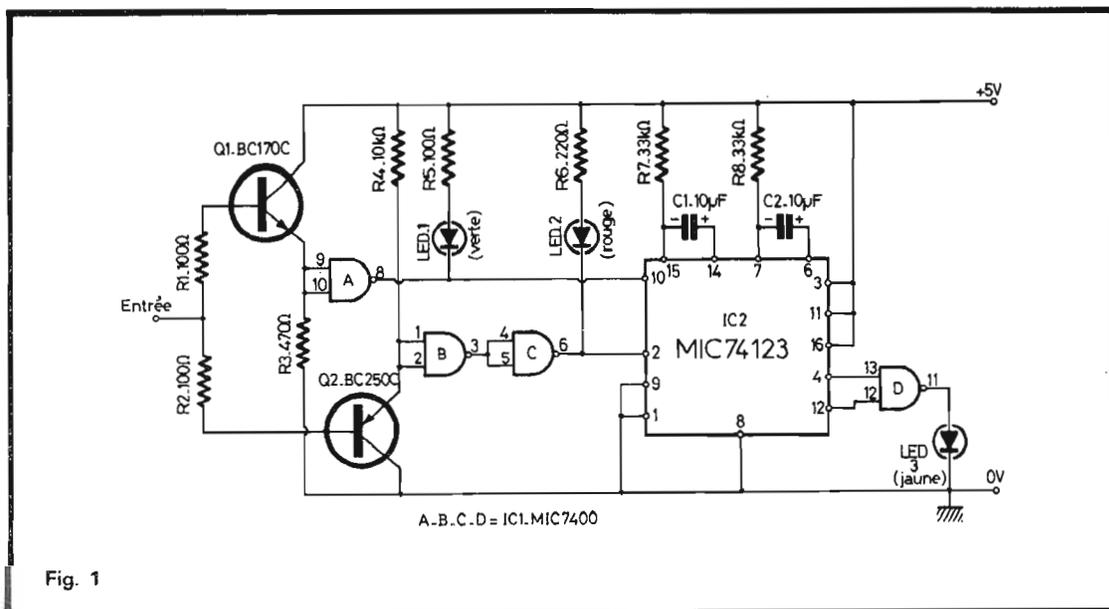


Fig. 1

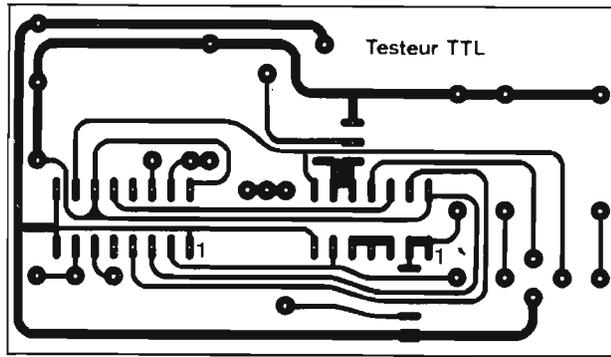


Fig. 2

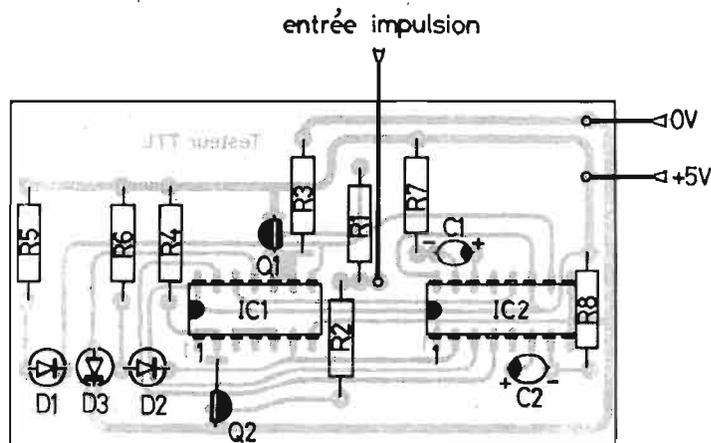


Fig. 3

présente en 4 ou en 12 du 74123 est fonction de R_7 et C_1 pour la sortie 4 et R_8 , C_2 pour la sortie 12.

La durée de cette impulsion se calcule avec la relation suivante :

$$t = 0,32 \cdot R_7 \cdot C_1 \left(1 + \frac{0,7}{R_7} \right)$$

où R est exprimée en $k\Omega$

C est exprimée en μF
et t est exprimée en ns

Le circuit imprimé

Proposé à l'échelle 1 figure 2, ce circuit n'est pas trop difficile à reproduire si on travaille avec soin, surtout pour la liaison qui passe entre les deux « pins » d'un circuit intégré.

Les dimensions de la plaquette sont de 82 x 46 mm.

Nous conseillons aux lecteurs de travailler sur de la plaquette photosensibilisée, donc de commencer par reproduire cette figure 2 sur une feuille de calque.

La plaquette gravée et percée, ne pas oublier de désoxyder les surfaces cuivrées avant d'entreprendre le câblage, cette opération évitera de brûler l'un des circuits intégrés TTL en le surchauffant.

Câblage du testeur TTL

Le plan de câblage fait l'objet de la figure 3. Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique et il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale de chacun d'eux.

On veillera particulièrement à l'orientation des semi-conducteurs et des électrochimiques.

Le module câblé et vérifié, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène et on pulvérise une couche de vernis.

Nomenclature des composants

* Résistances à couche $\pm 5\%$ - 1/2 W

R_1, R_2, R_5 : 100 Ω

R_3 : 470 $k\Omega$

R_4 : 10 $k\Omega$

R_6 : 220 Ω

R_7, R_8 : 33 $k\Omega$

* Semiconducteurs

Q_1 : BC 170 C

Q_2 : BC 250 C

IC_1 : MIC 7400

IC_2 : MIC 74123

D_1 : LED verte \varnothing 3 mm

D_2 : LED rouge \varnothing 3 mm

D_3 : LED orange \varnothing 3 mm

* Condensateurs

C_1, C_2 : 10 μF tantale goutte

enfin! LE NOUVEAU CATALOGUE CIBOT EST SORTI!



182 pages de composants électroniques, de pièces détachées et d'appareils de mesure. Dans tous nos magasins, en envoi direct à domicile.

Envoyez-moi d'urgence le nouveau CATALOGUE des composants.

Nom: _____ Prénom _____

Adresse _____

N° de code postal _____ Ville _____

Ci-joint la somme de 20 F en chèque :

bancaire , chèque postal , mandat-lettre

C.C.P. 66.16.59 PARIS.

**1 et 3, rue de Reuilly - 136, bd Diderot, 75012 PARIS
25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE**

CIBOT : Distributeur SIEMENS

Fonctionnement du testeur TTL

Etats à l'entrée :

- état L ($V_i < 0,8 V$) — LED verte allumée

- état H ($V_i > 2 V$) — LED rouge allumée

- impulsions L à H et H à L — LED orange allumée

Le tuner amplificateur



TELEFUNKEN TRX 2000

Si la firme allemande AEG Telefunken était plus connue pour des appareils axés sur une vente au large public ; avec le TRX 2000, nous avons une sorte de monstre d'électronique ultrasophistiqué. Jugez plutôt : 175 transistors, 129 diodes, 26 circuits intégrés (accomplissant 4000 fonctions), 60 diodes LED et 5 redresseurs. Une évocation que nous devons au constructeur, à la fin de sa notice, pardon

du peu, de son luxueux livret qui sert de mode d'emploi.

Ce TRX 2000, nous avons l'intention de le prendre en main depuis sa sortie, juste après le Festival du Son de 1976, où il était soigneusement caché aux yeux de tous... Une révélation, à ce moment. Telefunken sortait du grand public pour passer dans celui du grand amateur des techniques audio...

Présentation

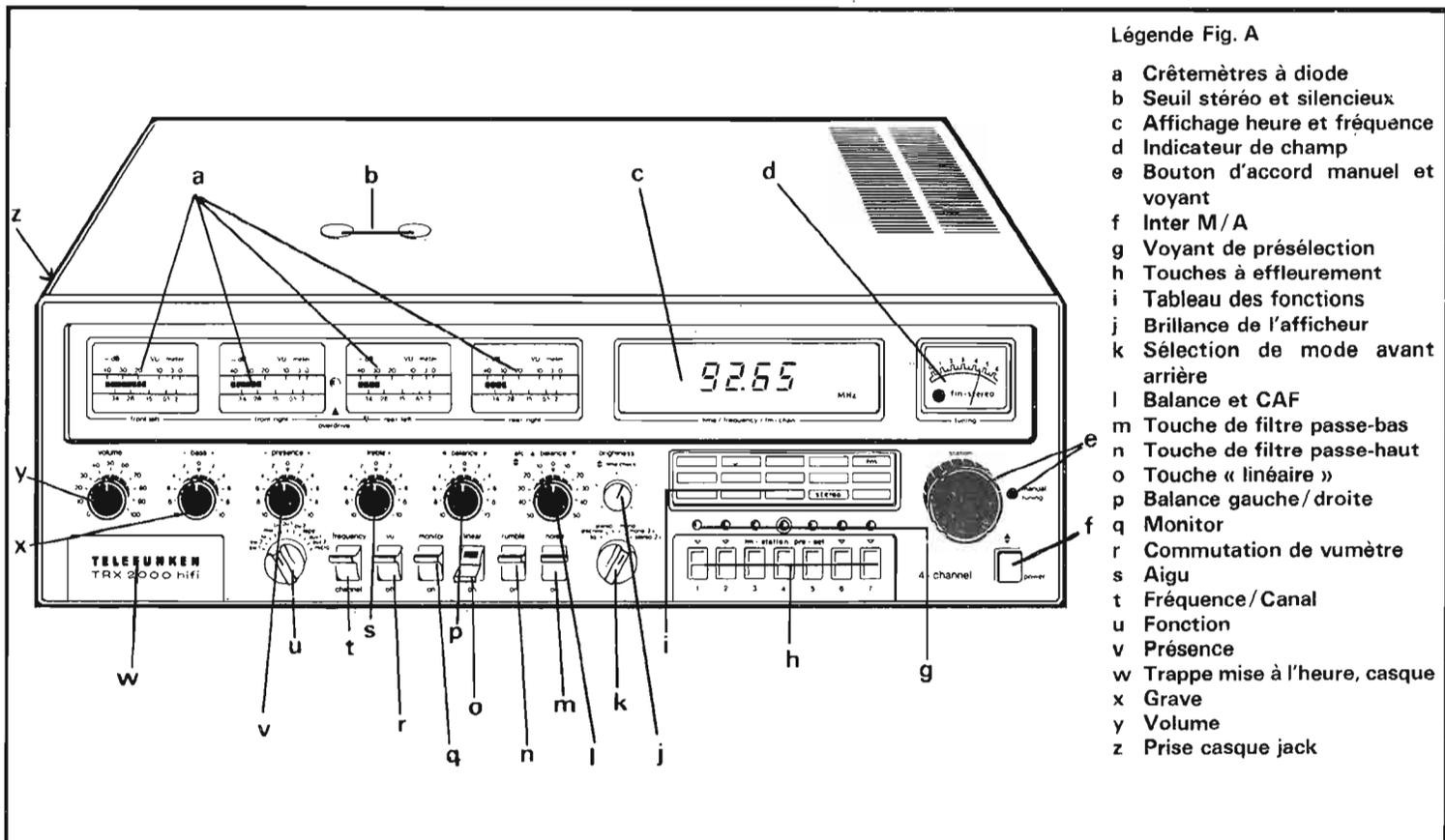
Par ses couleurs, par sa façade, ses boutons, le TRX 2000 essaye de s'approprier une clientèle familière des productions japonaises. L'allure germanique reste pourtant présente dans cet appareil, même si les inscriptions ont délaissé Goethe pour Shakespeare.

Une grande glace protège des afficheurs électroniques. Un seul reste classique, c'est l'indicateur de champ qui, on peut se demander pourquoi, a conservé son aiguille de galvanomètre. Pas de cadran mais

un afficheur de fréquence qui a la bonne idée de se transformer en horloge lorsque l'interrupteur 'marche-arrêt' a été placé en position d'arrêt ou si on utilise uniquement l'ampli. Toujours derrière la glace, nous avons quatre indicateurs de niveau, des indicateurs placés derrière des échelles de 40 dB et indiquant les crêtes de modulation. Quatre indicateurs pour les quatre canaux de cet appareil.

Au-dessous, une rangée de boutons d'aluminium anodisés, plus bas, une rangée de clés de commande.

Quelques ouvertures sur le



Légende Fig. A

- a Crètemètres à diode
- b Seuil stéréo et silencieux
- c Affichage heure et fréquence
- d Indicateur de champ
- e Bouton d'accord manuel et voyant
- f Inter M/A
- g Voyant de présélection
- h Touches à effleurement
- i Tableau des fonctions
- j Brillance de l'afficheur
- k Sélection de mode avant arrière
- l Balance et CAF
- m Touche de filtre passe-bas
- n Touche de filtre passe-haut
- o Touche « linéaire »
- p Balance gauche/droite
- q Monitor
- r Commutation de vumètre
- s Aigu
- t Fréquence/Canal
- u Fonction
- v Présence
- w Trappe mise à l'heure, casque
- x Grave
- y Volume
- z Prise casque jack

capot métallique donnent accès à l'air de refroidissement.

Passons à l'arrière où cohabitent des prises DIN et Cinch. Nous avons oublié dans cette évocation le tableau indicateur des fonctions en service. Les commutateurs de fonction sont petits, les positions sont difficilement lisibles, heureusement, nous avons une série de voyants qui indiquent de leur écriture verte la fonction en service. Immédiatement au-dessous, les touches électroniques des stations MF pré-réglées.

Fonctions

Commencez par jeter un coup d'œil à notre photo décrivant toutes les fonctions des boutons de la face avant. Comme vous pouvez le constater, ils sont fort nombreux.

Le TRX 2000 est, pour commencer un peu anachronique à l'heure où nous le testons. La tétraphonie est morte pour l'instant et le constructeur allemand, comme d'ailleurs pas mal d'autres européens, a conservé un produit de ce type dans sa gamme.

En fait, la motivation de production est plus profonde. Il fallait marquer le changement, la tétraphonie était le moyen de la faire. Le TRX 2000 n'est heureusement pas uniquement tétraphonique, les commutations offertes permettent de travailler en stéréo normale, en double stéréo, tétra discrète ou SQ, en mono ou en double mono. Nous avons, avec cet appareil des possibilités de sonorisation de plusieurs pièces à partir de deux programmes différents, ce n'est pas le moindre de ses atouts.

Nous avons donc un réglage de balance gauche/droite et également un avant arrière, cette seconde balance permettant de modifier à volonté le niveau sonore des enceintes arrières, celles qui seront alimentées par un second programme, celui arrivant sur les entrées arrières.

Deux entrées phono, une commutation de sensibilité pour ces dernières, deux entrées auxiliaires, une entrée magnétophone, des possibilités de contrôle bande, une entrée micro aussi, plus rare que les précédentes, une gamme d'onde en MF, une gamme d'ondes longues, une

de moyenne et deux gammes d'ondes courtes.

Pour la MF, nous avons 7 stations pré-réglées, leur accès est dû à une commande par touche à effleurement, l'accès au réglage manuel est introuvable sur la façade, il est si simple : il suffit de prendre en main la commande d'accord pour que le changement de gamme s'opère. Enfin, un voyant signale tout de même que le transfert s'est opéré.

Ce bouton se charge aussi de déconnecter la commande automatique de fréquence qui se remet en service au bout de quelques secondes toute seule. Et si vous n'en voulez pas (réception d'un émetteur lointain); il vous suffira de tirer vers vous le bouton de balance avant arrière, il cache un interrupteur pour la CAF !

Il faut bien deux jours pour découvrir tout ce que cache cette merveille technique.

Les touches pré-réglées cachent une trappe qui s'ouvre en appuyant sur un des voyants, celui de la quatrième station. Elle révèle des potentiomètres dont l'axe semble inaccessible. Il n'en est rien, il suffit de tirer vers soi le bouton. Encore une astuce ! Il vous

arrivera certainement de changer malgré vous de station, par effleurement accidentel, pas besoin de refermer la trappe, les contacts sont accessibles, le mode d'emploi est particulièrement explicite sur ce point, sa lecture est plus indispensable que jamais.

L'indication de fréquences se fait en MHz pour la MF, et les ondes courtes, en kHz pour les ondes longues et moyennes, l'unité s'affiche toute seule.

Pour la MF, on dispose d'une indication supplémentaire qui est celle du canal. Il y a un canal tous les 300 kHz, comme le fréquencemètre réagit avec une précision de 50 kHz, nous avons une subdivision du canal en trois parties canal inférieur, normal et supérieur, l'infériorité et la supériorité sont repérés par les signes + ou -. Le centre du canal est quant à lui repéré par l'absence de signe.

Les utilisateurs de postes à échelle seront sans doute quelque peu déroutés par ces chiffres, un peu d'expérience et la confection d'un tableau récapitulatif sera peut-être utile.

Le potentiomètre de volume cache un correcteur physiolo-

gique. Il peut être mis hors service (sinon, le TRX 2000 ne pourrait être considéré comme HiFi suivant les normes françaises... non, vous ne rêvez pas !) par une touche marquée linéaire. Nous aurions préféré un interrupteur mis en service par le tirage du bouton.

Trois correcteurs de timbre, dont un de présence, deux filtres, passe-haut et bas, ils sont marqués bruit et ronronnement en anglais. Les indicateurs de niveau peuvent être déconnectés, on se demande pourquoi (économie d'énergie) ? Quant à l'intensité lumineuse de l'afficheur, elle est réglable.

Il manque la mise en route automatique de l'appareil par l'horloge. Il nous paraissait logique de l'utiliser au maximum, cela n'a pas été fait. Dommage, nous aurions peut être alors discerné un dB d'exactitude, un prix d'honneur si vous préférez, à ce monstre.

Prises casques. Il y en a deux. La première est une DIN, elle est sous une trappe. La seconde semble avoir été ajoutée en dernière minute, elle est en effet située sur le côté gauche de l'appareil...

Autres remarques dans un même style, deux bouchons sur la face supérieure pour donner accès au réglage du seuil de silencieux MF.

Din l'emporte sur Cinch, normal pour un produit européen.

Etude technique

Le TRX 2000, ampli-tuner de l'an du même nombre mérite une attention particulière. Beaucoup de points intéressants pour cet appareil, aussi bien sur le plan technique que sur celui de la réalisation. Les allemands nous étonneront toujours. Ils sont nettement plus créatifs que les Japonais, c'est un fait acquis...

Tuner MF

Tête VHF

Le détail est représenté sur la figure 1. On trouve cette tête sous la référence MT 101

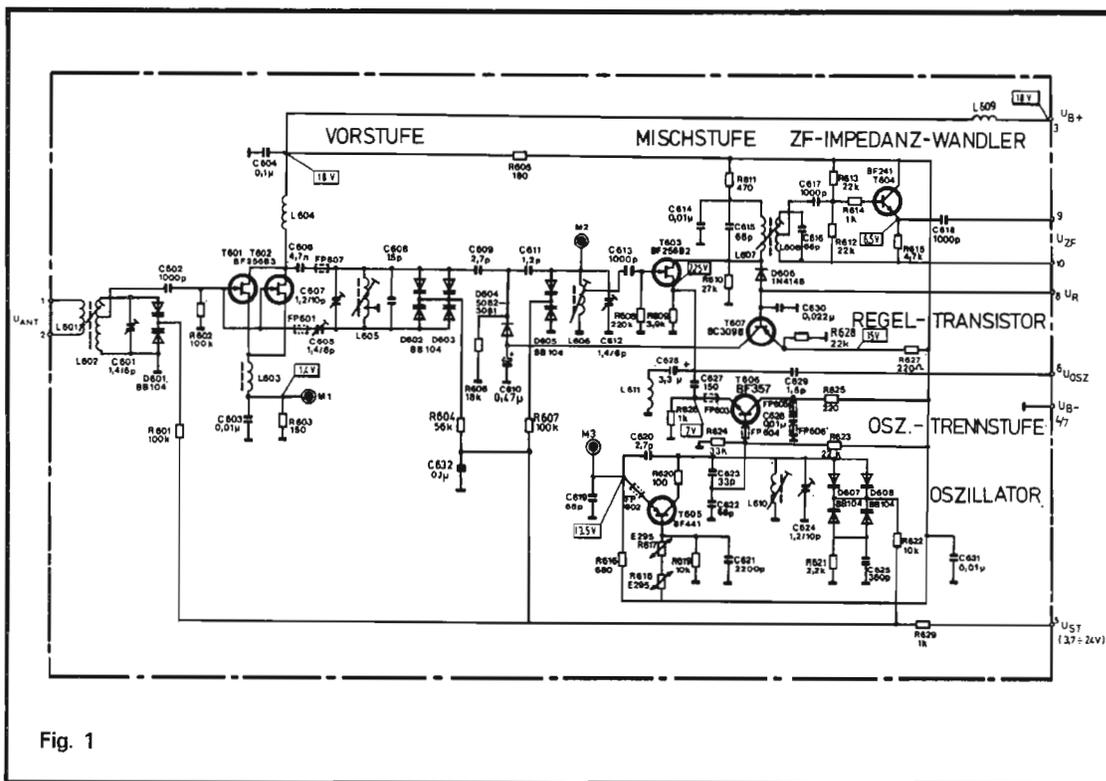


Fig. 1

sur le schéma principal. L'entrée se fait uniquement sous une impédance de 240 Ohms, valeur normalisée en Allemagne. Pas d'entrée 60 Ohms.

L'arrivée se fait sur un transformateur accordé. L'accord est confié à des diodes à capacité variable, indispensables si l'on désire des stations pré-réglées.

Le premier étage utilise, assez curieusement deux transistors à effet de champ ces transistors sont montés non en cascade mais en parallèle. La mise en parallèle de deux transistors est favorable à l'obtention d'un faible bruit de fond. Cette technique est aussi utilisée pour des fréquences audio, pour certains préamplificateurs pour cellules à bobines mobiles (nouveaux préamplis de Kenwood par exemple).

Le condensateur C 605 assure un neutrodynage. La charge de l'étage est accordée par deux doubles diodes. Pas de régulation de niveau sur le premier étage, mais un atténuateur (sans doute à diode PIN) entre la sortie du premier étage et le convertisseur. Le transistor T 607 détecte la tension HF à la sortie de T 603, cette tension est amplifiée, le courant de collecteur de T 607 passe dans la diode D 604

dont l'anode est mise à la masse vis-à-vis des composantes alternatives. La variation de sa résistance dynamique assure l'amortissement du signal.

L'oscillateur local est suivi d'un étage adaptateur d'impédance. Un transistor, T 604 sert d'adaptateur d'impédance entre la tête HF et l'ampli FI. Le signal de sortie de l'oscillateur local est dirigé, via le condensateur C 629 vers le fréquencesmètre.

FI

Curieusement, nous ne trouverons pas de circuits céramiques dans l'amplificateur FI Figure 2. Nous avons au contraire un module possédant une série de filtres accordés permettant de moduler la bande passante avec une grande précision. Le constructeur s'affranchit également des résonances parasites des filtres céramiques.

Une solution de luxe nécessitant quelques réglages. La conception modulaire permet de régler ce type de filtre en quelques instants sur un banc wobulé spécialement conçu pour cet usage. Une minute doit normalement suffir pour

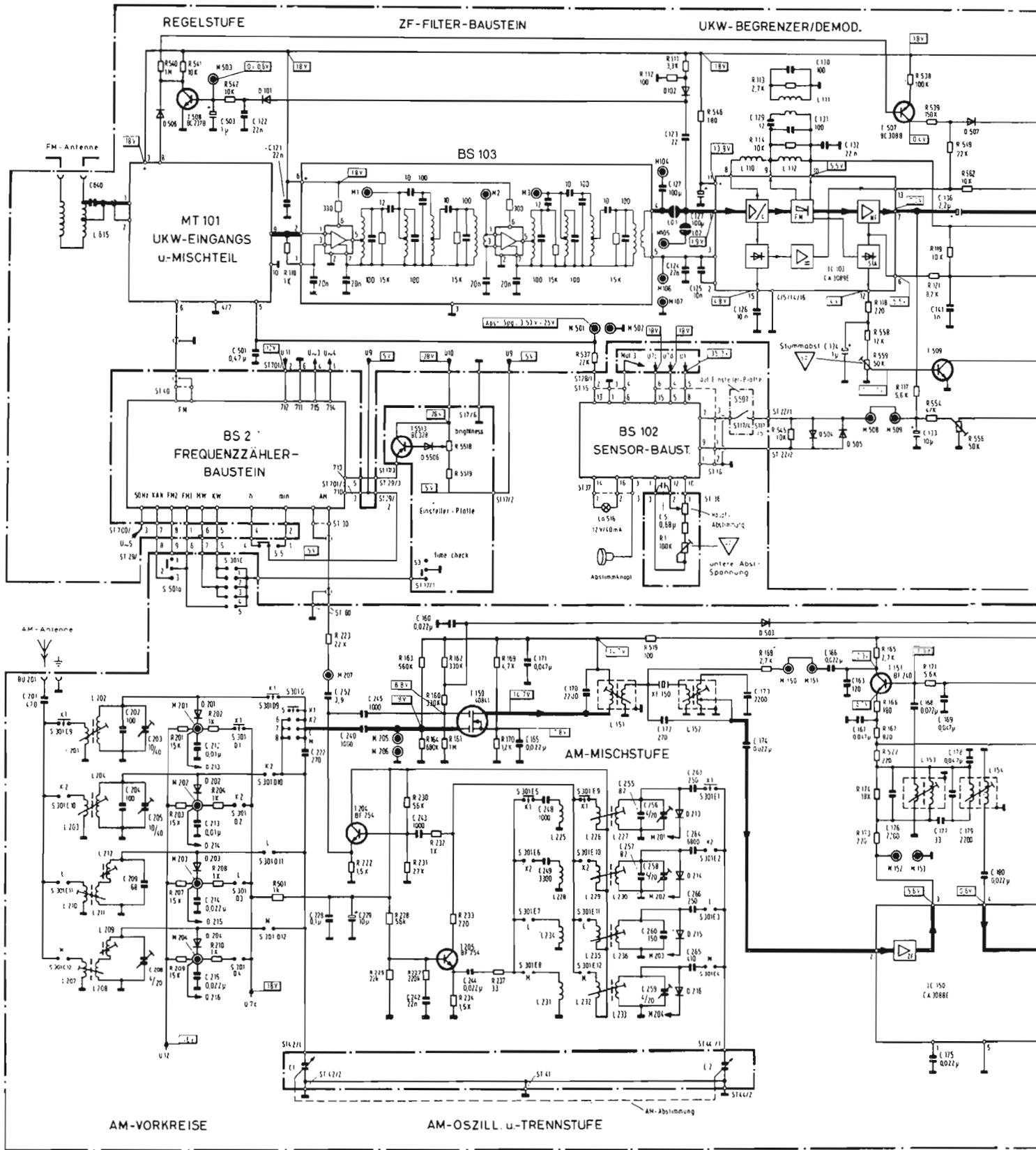
ce type de réglage. Deux circuits intégrés, huit circuits accordés pour ce filtre FI.

La sortie du filtre arrive maintenant sur un circuit intégré CA 3089, un classique du genre Amplificateur limiteur, démodulateur, détecteur pour indicateur de champ.

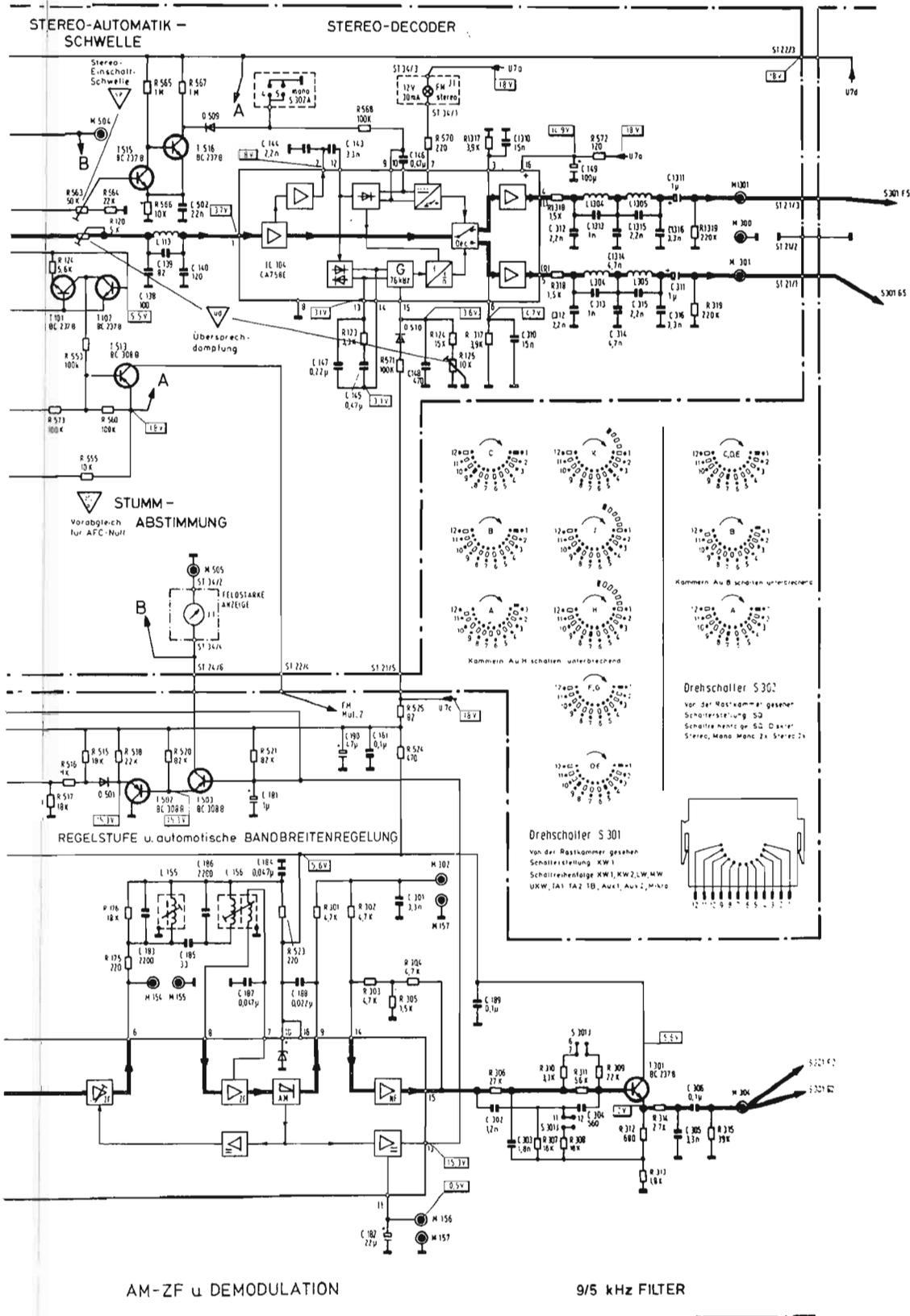
Autour du circuit intégré nous trouvons des transistors qui sont utilisés pour le silencieux et pour la commande automatique de fréquence.

Le décodeur stéréophonique fait appel à un circuit équivalent au 1310, un classique du genre. Pas de self d'accord pour l'oscillateur du PLL mais une résistance variable. A la sortie du décodeur, nous trouvons deux filtres éliminant les résidus dus au découpage multiplex nécessaire à l'obtention de la stéréo. Le circuit intégré n'assure pas une suppression suffisante des résidus, ce qui impose la présence de ce filtre. En l'absence de filtre, les enregistrements risquent d'être entachés de sifflements dus à des interférences entre la fréquence de prémagnétisation et celle du multiplex ou leurs harmoniques respectifs.

La commutation automatique du fonctionnement en stéréo est due aux transistors T 515 et 516 qui prennent leur information sur le CA 3089.



- | | | | | | | |
|--|--|--|--|--|---|--|
| VERSTÄRKER
AMPLIFIER | DECODER - SCHALTER
DECODER SWITCH
COMMUTATEUR DU DECODER | OSZILLATOR
OSCILLATOR | GLEICHSPG. - VERSTÄRKER
DC - AMPLIFIER
AMPLI COURANT CONTINU | STUMMABSTIMMUNG
MUTING
ACCORD SILENCIEUX | SCHWELLSCHWERT - SCHALTER
LEVEL SWITCH
COMMUTATEUR VALEUR SEUIL CAG | DEMODULATOR
DEMODULATEUR |
| PHASEVERGLEICHER
PHASE COMPARATOR
COMPARATEUR DE PHASE | GEREGLTER VERSTÄRKER
AMPLIFIER WITH AGC
AMPLI AVEC CAG | STABILISIERUNG
STABILISATION
STABILISATION | FREQUENZTEILER
FREQUENCY-DIVIDER
DIVISEUR DE FREQUENCE | BEGRENZER (C-stufig)
LIMITER (C- stages) | GERICHTIGER
RECTIFIER
REDRESSEUR | STEREO - SCHALTER
STEREO SWITCH
COMMUTATEUR STEREO |



Quant à l'indication de champ reçu, elle est prise à la sortie de la première section de l'amplificateur FI. Le transistor T 508 sert également à polariser le transistor de commande automatique de gain de la tête VHF.

Nous laisserons de côté les circuits des touches sensibles, ils utilisent des circuits intégrés type SAS 580 et 90 avec priorité sur la station 1. Le bouton d'accord utilise une tension HF débitée par un oscillateur spécialisé. Le fait de toucher le bouton baisse le niveau d'oscillation.

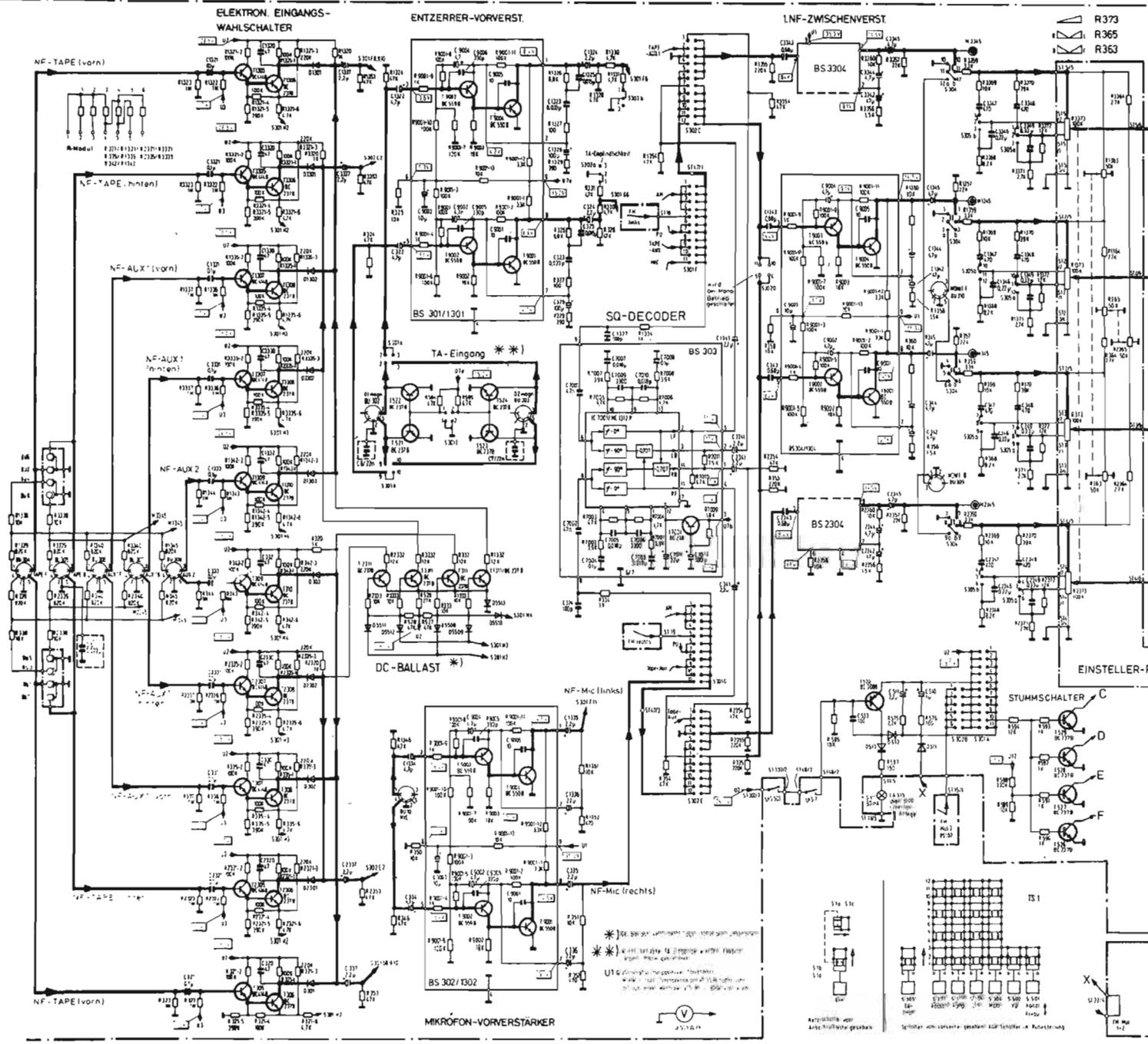
Indicateur de fréquence

Le schéma détaillé ne donne pas d'informations essentielles. Nous avons tout d'abord un préamplificateur HF qui attaque un diviseur rapide de la série 74 S. Deux circuits intégrés à grande échelle de Général Instrument se chargent des opérations de génération d'un signal d'horloge et d'un calcul avec affichage de la fréquence. Le circuit utilise une base de temps à quartz, il mesure la fréquence de l'oscillateur local en tenant compte de la valeur de la fréquence intermédiaire.

L'indicateur est un afficheur à gaz. L'affichage est du type multiplexé.

Tuner MA

La modulation d'amplitude a reçu des soins nettement plus importants que ceux que l'on a coutume de voir. Sept transistors et un circuit intégré là où l'on trouve parfois simplement trois transistors. Nous regrettons ici, pour des raisons de simplicité d'emploi, la présence d'une antenne ferrite. Le constructeur oblige sans doute les utilisateurs à se munir d'une antenne digne de ce nom pour bénéficier des recherches faites sur cette section. La commutation des circuits accordés d'entrée ou de l'oscillateur se fait par des diodes, une technique simple permettant une commutation de plusieurs cir-



ELEKTRON. EINGANGS-WAHLSCHALTER

ENTZERRER-VORVERST.

1. NF-ZWISCHENVERST.

TA-Eingang **)

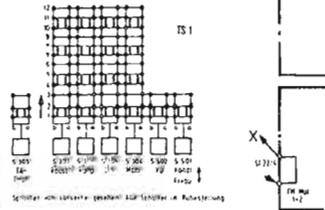
DC-BALLAST **)

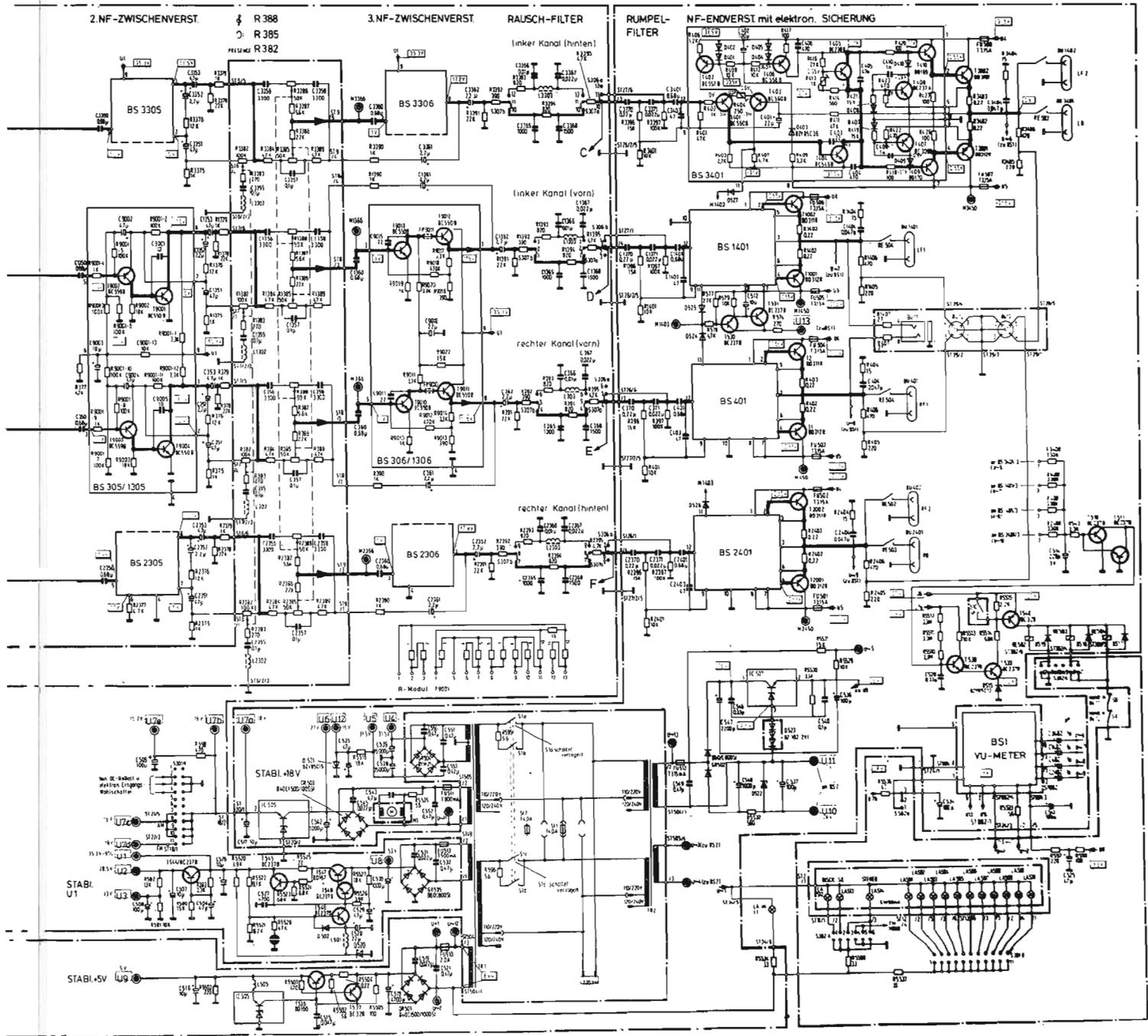
MIKROFON-VORVERSTÄRKER

SQ-DECODER

EINSTELLER-PLAT.

* Die Bauteile sind in den entsprechenden Schaltplänen angegeben.
 ** Wert für die TA-Eingangs- und DC-Ballast-Verstärker.
 U1: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U2: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U3: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U4: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U5: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U6: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U7: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U8: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U9: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U10: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U11: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U12: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U13: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U14: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U15: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U16: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U17: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U18: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U19: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)
 U20: 0,1µF/50V (Tiefpassfilter)





cuits à partir d'une seule tension. A la sortie du premier circuit accordé, le signal arrive sur l'une des portes d'un transistor à effet de champ. Ce transistor sert de mélangeur. La tension de l'oscillateur local arrive sur l'autre porte. L'oscillateur local possède deux transistors, nous retrouvons un étage séparateur déjà utilisé pour la tête VHF.

En sortie du convertisseur, du filtre accordé complexe, deux circuits LC réunis par un filtre céramique. Le seul du TRX 2000. La tension de sortie de L 152' arrive sur le circuit intégré dans un amplificateur FI. Second circuit accordé à couplage capacitif puis nouvel amplificateur à gain commandé, autre circuit couplé, nouvel ampli et enfin démodulation et amplification audio. A la sortie, le signal passe dans un filtre de largeur de bande commutable.

L'amplificateur FI possède un système de variation de la largeur de bande. Il fonctionne par amortissement du circuit accordé L 151. Le transistor T 151 reçoit une tension continue, il shunte le secondaire de L 151.

Section audio (fig. 3)

Cette section, si l'on se réfère au schéma, comporte un nombre de transistors important. La raison est simple, elle est principalement due à une vocation tétraphonique.

Nous retrouvons, sur la gauche du schéma une série de préamplificateurs (T 1305/1306 et la suite) qui reçoivent les tensions à haut niveau. Tous ces étages sont identiques et utilisent, pour leur fabrication des réseaux de résistances sur substrat céramique. Cette technique de fabrication se retrouve également pour les préamplificateurs RIAA, micro et d'autres, dont le gain est ajusté extérieurement par des éléments RC.

Les tensions à haut niveau sont commutées par diodes. Les tensions phono par des contacts électriques.

Au niveau de la prise d'entrée phono, nous avons

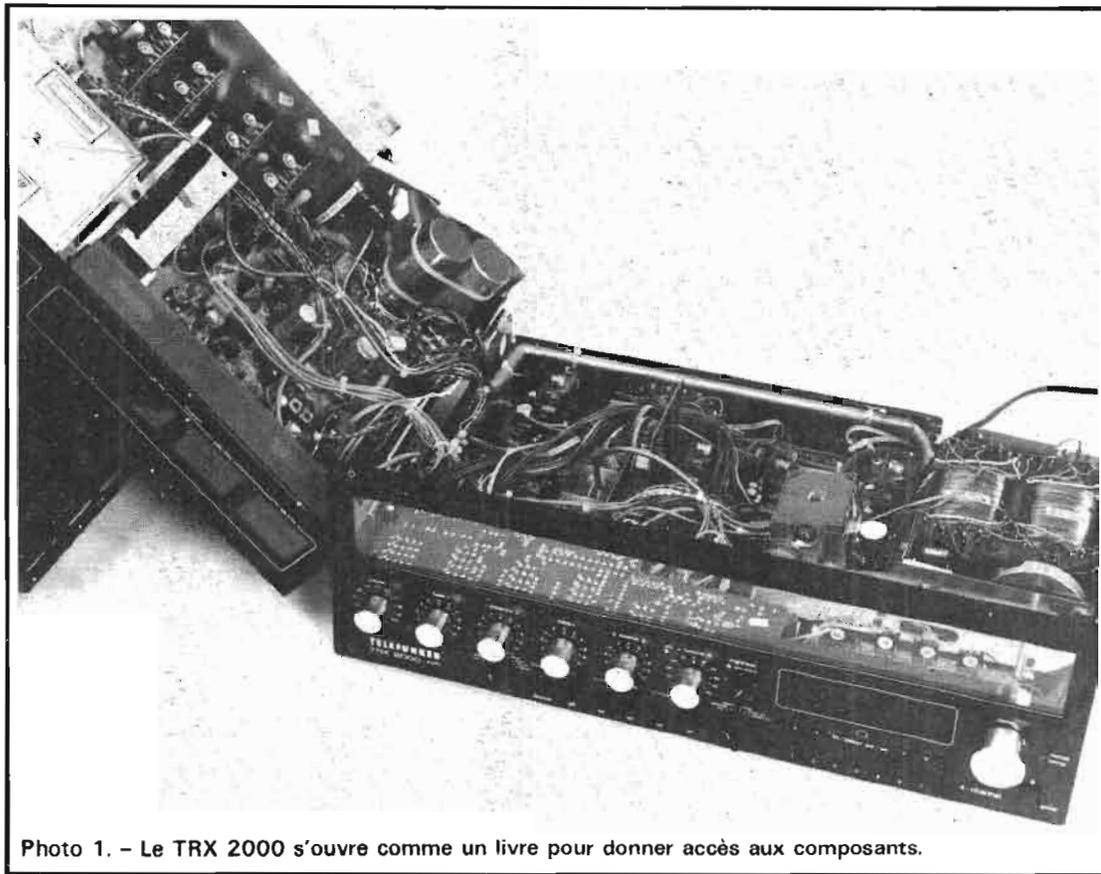


Photo 1. - Le TRX 2000 s'ouvre comme un livre pour donner accès aux composants.

des transistors qui mettent les entrées non utilisées à la masse. Une pratique peu fréquente, tout du moins sous cette forme.

La même fonction est assurée par les transistors T 526 à 528, des transistors chargés de faire le silence en court-circuitant les entrées des amplificateurs de puissance au moment du passage des contacts du commutateur.

Le décodeur SQ utilise le MC 1312 de Motorola, l'introduction de la fonction SQ ne coûte pas très cher, cette solution tétraphonique est simple.

Les correcteurs de grave et d'aigu sont quadruple, nous n'avons pas de séparation de réglage pour l'avant et l'arrière, même remarque pour le volume, mais pour ce dernier, nous avons en plus la balance.

Les amplificateurs de puissance sont tous identiques. Ils sont chacun précédés des filtres passe-haut et passe-bas anti-ronflement et anti-bruits d'aiguille. Le filtre passe-haut utilise une structure active, la tension de sortie de l'amplificateur étant réinjectée sur le point commun aux condensateurs C 3370 et 71.

L'étage d'entrée de la partie puissance est différentiel, un générateur de courant alimente les émetteurs. Un second générateur de courant constant est utilisé pour le driver. Les transistors de sortie sont complémentaires et aucun condensateur de liaison ne vient perturber le passage des fréquences basses. Les enceintes sont protégées du passage du courant continu par le relais RE 503 qui est mis en service par les transistors T 510 et 511 qui sont reliés aux sorties des amplificateurs. Une protection électronique classique mesurant le courant d'émetteur des transistors de puissance intervient en cas de dépassement en shuntant la base des drivers.

L'indication de surcharge des amplificateurs est prise sur le transistor T 403. Un réseau de diodes sert de porte pour les quatre voies, les transistors T 530 et 531 commandent une ampoule qui s'illumine.

Un thermorupteur est installé sur le radiateur des transistors de puissance, il excite le transistor T520 qui commande les transistors de shunt des entrées des amplificateurs. Il

allume aussi une ampoule indiquant cet état.

Nous avons donc deux indications, une d'excès de niveau (taux de distorsion voisin de 1 %) et une indication de surcharge thermique.

Vumètres (fig. 4)

Ils utilisent une technique de multiplexage qui simplifie leur réalisation.

La tension de sortie des amplificateurs de puissance est envoyée sur des redresseurs qui détectent la crête. La tension est présente aux bornes des condensateurs. Quatre diodes forment une porte, les quatre transistors T 801 à 804 shuntent les sorties. Ils sont commandés par un registre à décalage réalisé à partir d'une bascule et d'une quadruple porte. Ce registre ne permet le passage que d'une seule tension à la fois.

Les diodes électroluminescentes sont réparties en quatre groupes. Les cathodes sont alimentées par T 807, 808, 809 et 814. Les anodes reçoivent leur information de trois circuits détecteurs de niveau SN 16889 commandant cha-

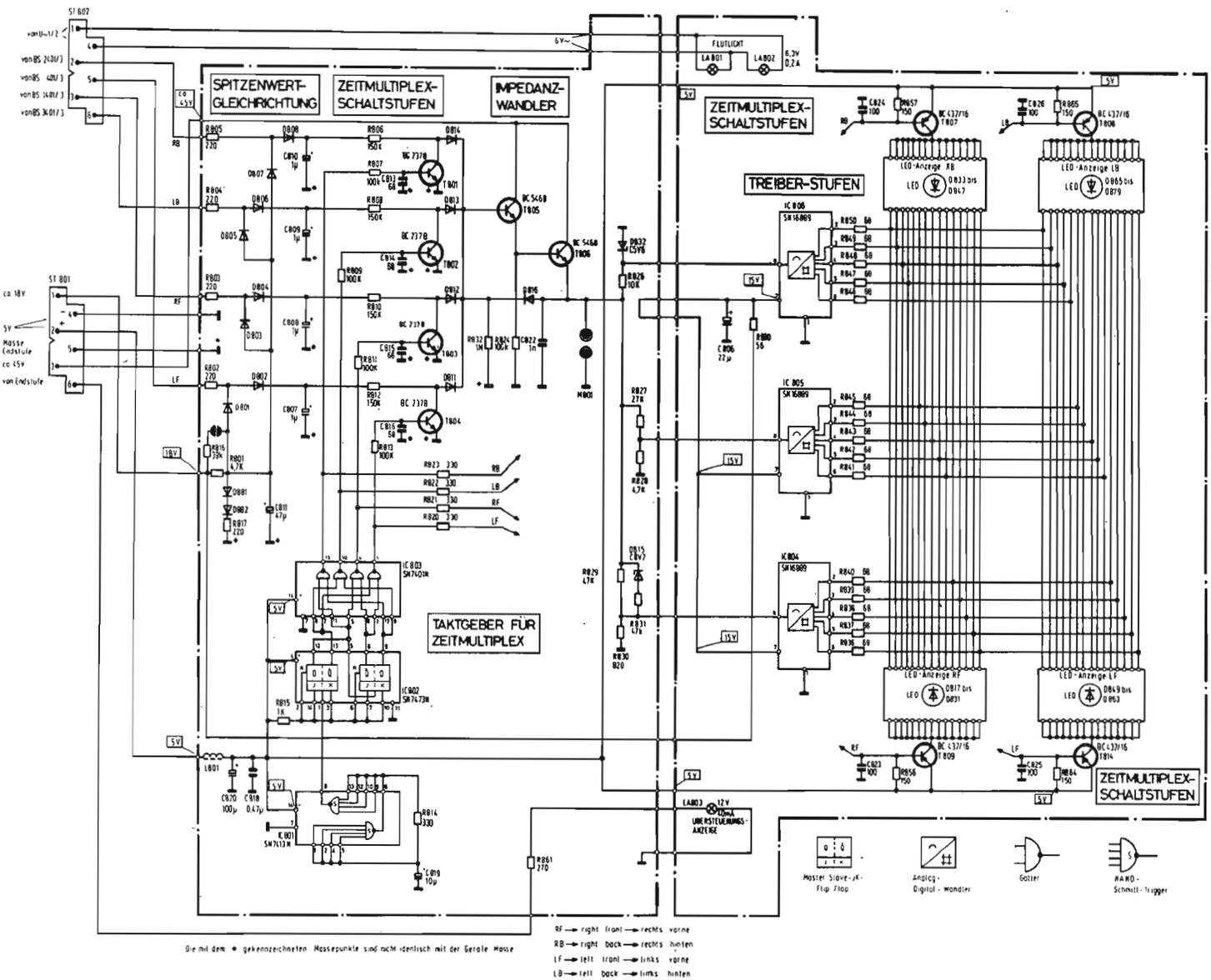


Fig. 4

cun cinq diodes. Ces circuits reçoivent des tensions décalées par des ponts de résistances et de diodes zéner.

Lorsque le transistor T 801 est bloqué, la tension redressée arrive sur l'émetteur de T 806. En même temps, le transistor T 807 est saturé et permet l'allumage du Vumètre correspondant à cette voie. Ensuite, c'est le transistor T 802 puis le T 803 alors que les transistors T 808 et T 809 seront ouverts. Nous avons un fonctionnement cyclique des Vumètres, un fonctionnement suffisamment rapide pour que

le scintillement ne se constate pas. L'avantage de ce système est une économie en circuits intégrés détecteurs de niveau. Trois SN 16889 suffisent alors qu'il en aurait fallu 12 pour un montage conventionnel travaillant en temps réel.

Réalisation

Deux grands circuits imprimés sur lesquels sont installés les modules et la plupart des composants. Le fréquence-mètre et le Vumètre quadruple

sont installés dans un compartiment séparé.

L'accessibilité aux composants est très bonne. L'appareil s'ouvre comme un livre après enlèvement de quatre vis. Le démontage du Vumètre est par contre beaucoup plus délicat.

Les transistors de puissance sont installés sur un radiateur de petite taille. Son profil est particulier et les ailettes disposées horizontalement dans un sens qui ne favorise pas la dissipation naturelle des calories. La raison est simple, la ventilation de ce radiateur est forcée.

Un ventilateur Papst prévu pour un fonctionnement sous 24 V est alimenté en 18 V et par conséquent fonctionne tout à fait silencieusement. Pas d'accélération prévue en cas d'échauffement.

Cette ventilation est très efficace, nous n'avons pas constaté d'échauffement intempesif lors de nos essais.

Le transformateur d'alimentation est réalisé en circuit coupé, une technique réservée en général aux appareils de classe professionnelle.

Les interconnexions sont

réalisées par des connecteurs qui équipent l'extrémité des câbles. Très bonne qualité générale pour la fabrication.

Mesures

La puissance de sortie est de 45 W par canal sur 8 Ohms, elle passe à 68 W sur 4 Ohms. Un seul canal en service, on constate une légère remontée de la puissance, 47,5 W sur 8 Ohms, 79 sur 4 Ohms.

Le taux de distorsion harmonique est très bas : moins de 0,1% à pleine puissance sur 8 Ohms à 10 000 Hz, 1 kHz et 40 Hz. Sur 4 Ohms, nous constatons une remontée de la distorsion : 0,19% à 10 kHz, 0,10 à 1 kHz et 40 Hz. A mi-puissance la distorsion tombe au-dessous de 0,06%.

L'intermodulation est bonne 0,28% à pleine puissance sur 8 Ohms, 0,4% sur 4 Ohms, à mi-puissance nous avons trouvé 0,16% et 0,17% sur 8 et 4 ohms.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,1 mV ou 4 mV suivant la position d'un commutateur. La saturation est respectivement de 50 et 100 mV. Le rapport signal/bruit non pondéré de ces entrées est de 70 ou 71 dB, entrée fermée sur 600 Ohms et sans pondération.

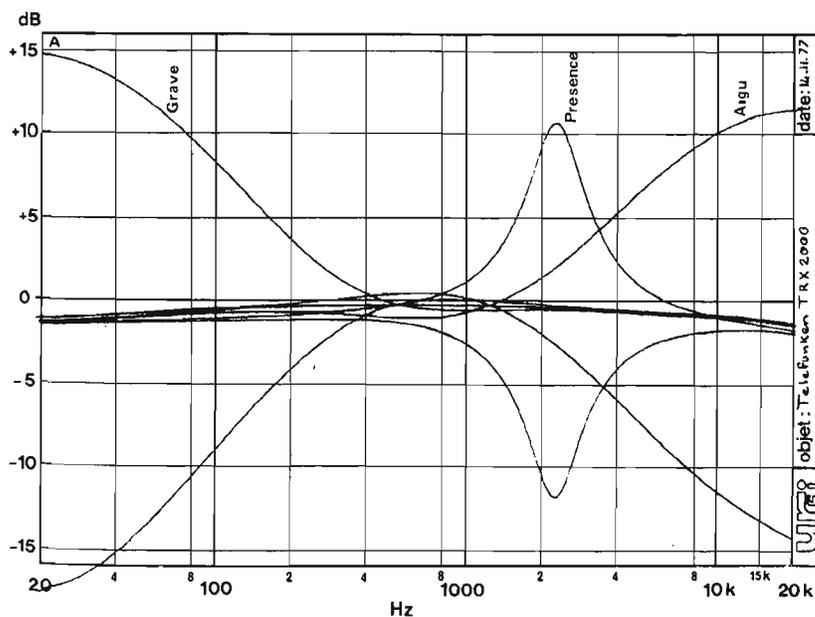
L'entrée auxiliaire a une sensibilité de 230 mV, pas de saturation au-dessous de 3 V à l'entrée, rapport signal/bruit de 81 dB non pondéré.

La courbe A donne l'efficacité des correcteurs de grave, de présence et d'aigu. On notera la faible largeur de bande du correcteur de présence.

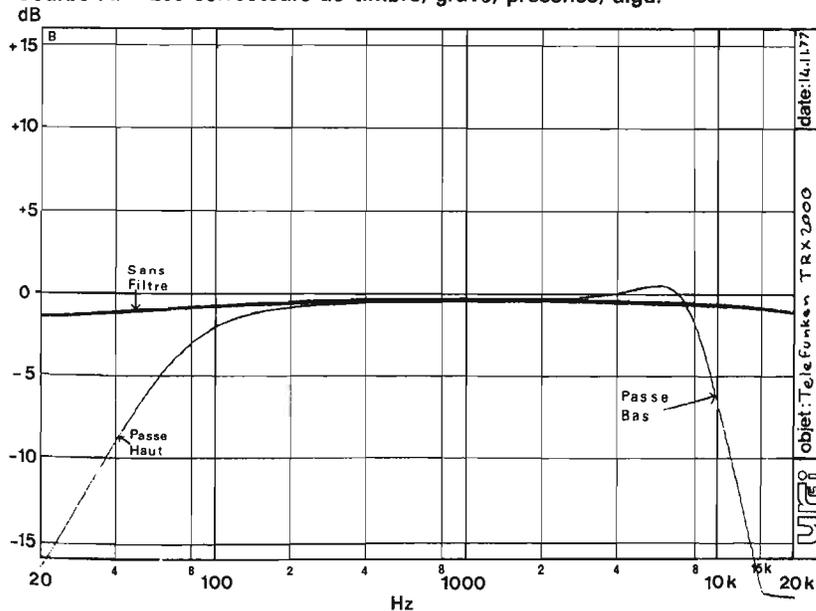
La courbe B donne l'efficacité des filtres passe-haut et passe-bas, pente élevée, donc très bonne efficacité.

La courbe d'écart RIAA montre un écart de 2,5 dB à 20 Hz et de moins de 1 dB à 20 kHz. Une courbe que l'on aurait aimé trouver plus linéaire.

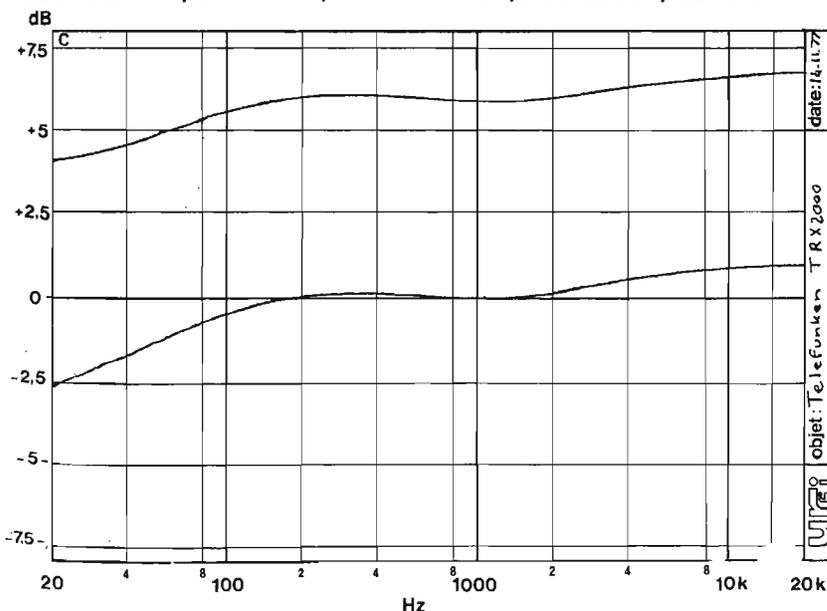
Les courbes D sont celles de la radio. On note la coupure très rapide à 15 kHz du filtre anti-interférences. Pour la



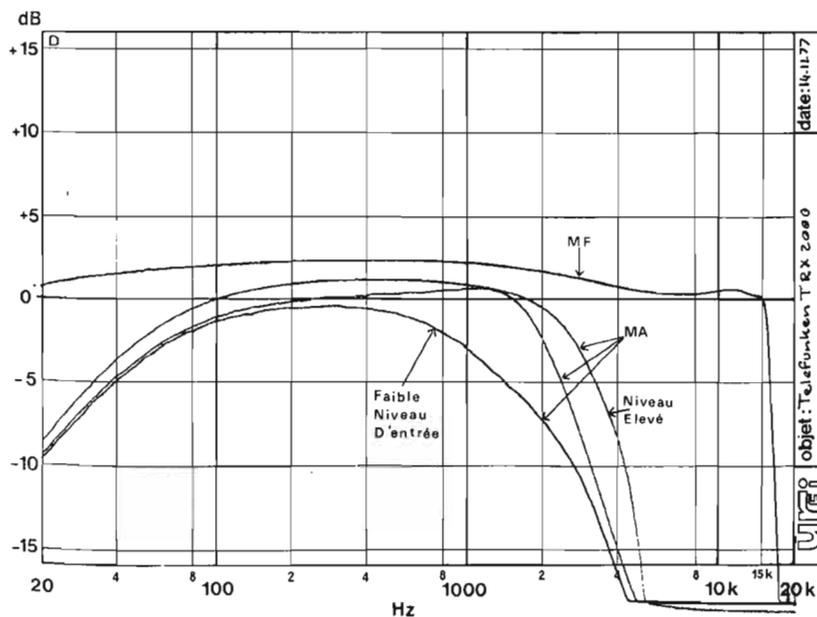
Courbe A. - Les correcteurs de timbre, grave, présence, aigu.



Courbe B. - Réponse en fréquence des filtres passe-haut et passe-bas.



Courbe C. - Ecart par rapport à la courbe RIAA pour les deux sensibilités (6 dB d'écart).



Courbe D. – Courbe de réponse de la section radio, MF et MA. On voit la variation de bande passante avec le niveau (sélectivité variable).

modulation d'amplitude, nous notons l'influence du circuit à sélectivité variable la bande passante se rétrécit pour les faibles tensions HF d'entrée.

Conclusions

L'ampli-tuner de Telefunken était là pour donner une image de marque HiFi aux produits de la firme. Cette image est, à notre avis bien méritée. Tout fonctionne parfaitement. Nous avons apprécié les techniques utilisées pour parvenir à ces résultats. Le côté visuel de l'appareil n'est pas non plus à négliger. D'autres appareils suivent dans cette série, un peu moins complexes, ils conservent des techniques mises en œuvre ici.

Etienne LEMERY

Caractéristiques du constructeur

Partie réception / FM

gamme d'ondes : 87,6 – 108 MHz + 7 touches sensibles de présélection FM
Sensibilité : 1,2 μ V en mono / 5 μ V en stéréo pour un

rapport S/B 26 dB (pour 1 kHz et une déviation de 40 kHz pour 240 ohms).
4,5 μ V en mono et 45 μ V en stéréo pour un rapport S/B 26 dB (pour 1 kHz et une déviation de 40 kHz pour 240 Ω selon DIN 45 500).
Limitation : 0,9 μ V pour -2 dB (pour 240 ohms)

Sélection : > 80 dB pour \pm 300 kHz au départ de l'antenne
Sélection des fréquences images : 80 dB
Atténuation FI : 100 dB (Ve 10,7 MHz / Ve 95 MHz)
Atténuation AM : > 60 dB (30% AM / déviation 40 kHz pour $U_{ant} = 1$ mV)

Rapport de capture : 2 dB
Réjection fréquence pilote : > 55 dB
Réjection porteuse de référence : > 55 dB
Bande passante : 10 Hz... 15 000 Hz (pour -3 dB)
Facteur de distorsion : > 0,15 % en mono et stéréo (à 1 kHz et 40 kHz déviation)
Diaphonie : > 40 dB à 1 kHz, > 30 dB à 12,5 kHz
Rapport signal/ bruit linéaire : > 66 dB en mono / > 62 dB en stéréo (suivant DIN 45 500)
Rapport signal/ bruit pondéré : > 65 dB en mono / > 62 dB en stéréo (suivant DIN 45 500)
Plage de réglage du seuil stéréo : 2 – 500 μ V pour 240 ohms
Plage de réglage de seuil d'accord silencieux : 0,5 – 2 μ V à 240 ohms.
Exactitude de l'étalon : 0 kHz (pour les fréquences d'émetteurs se trouvant dans le palier de 50 kHz)

Partie réception / AM

Gammes d'ondes : OC1 = 14,5 – 22,3 MHz (20,6 – 13,4 m)

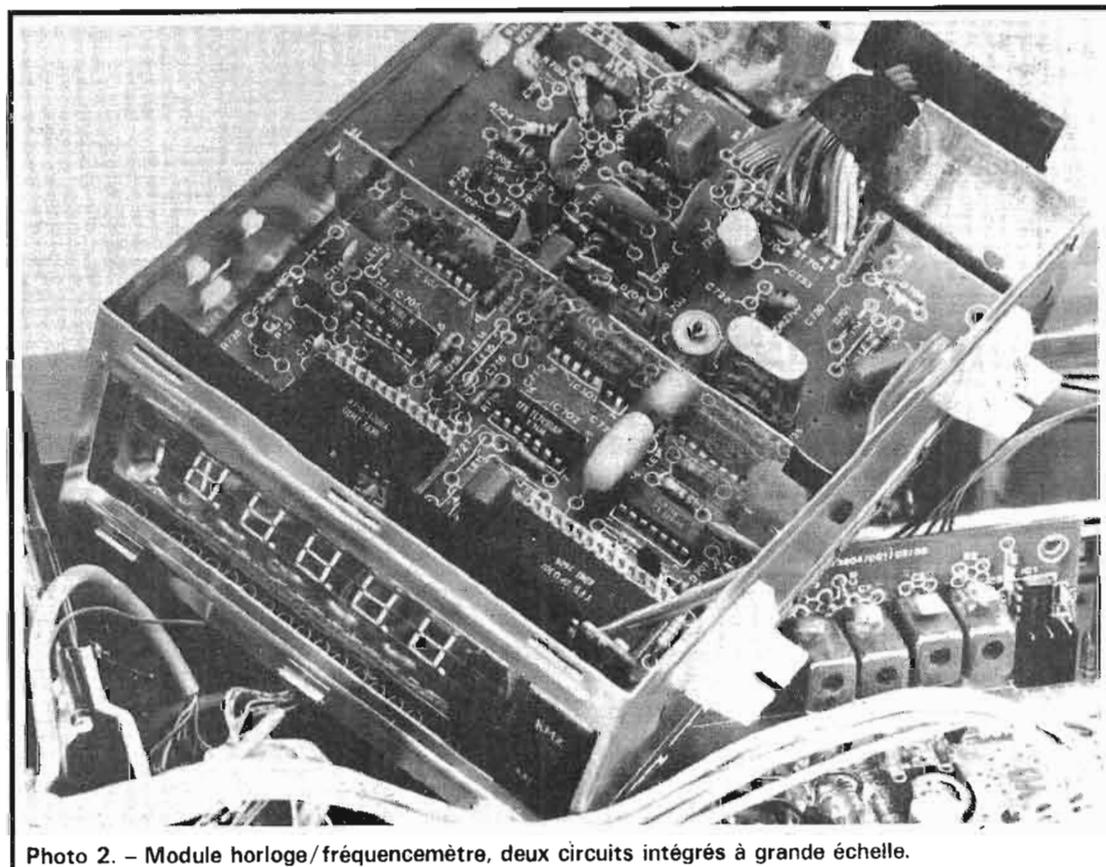


Photo 2. – Module horloge/fréquence-mètre, deux circuits intégrés à grande échelle.

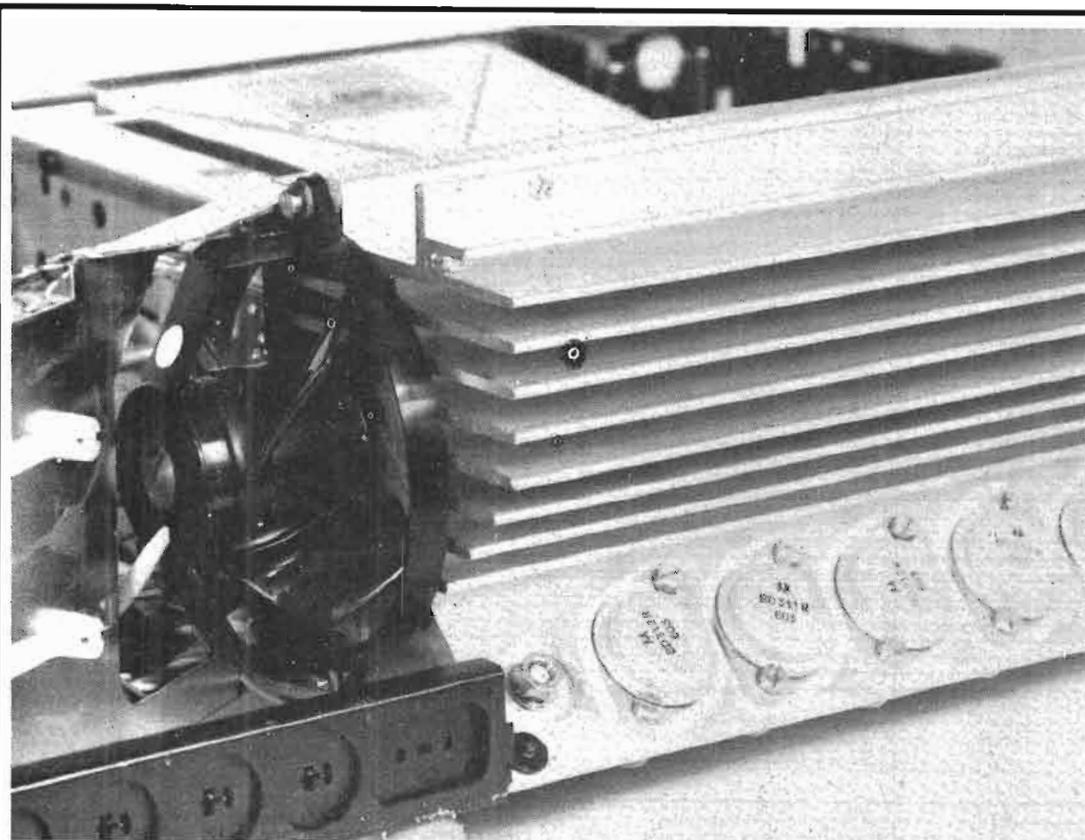


Photo 3. - Le radiateur de TRX 2000 et le ventilateur de refroidissement.

> 50 dB à 1 kHz / > 40 dB à 10 kHz

Diaphonie entre les entrées : > 80 dB à 1 kHz / > 80 dB à 10 kHz

Filtre passe-haut : 60 Hz fréq. charnière = 10 dB/O de pente

Filtre passe-bas : 7,5 kHz fréq. charnière = 18 dB/O de pente

Plage de dynamique des Vu-mètres : 0 dB... - 40 dB correspondant à 15,5 V

(correspond à 60 W sous 4 ohms.

Généralités

Raccordement secteur : 220/240 V 50/60 Hz commutable

110/120 V 50/60 Hz commutable

Consommation : 2,6 A pour 4 x 50 W puissance nominale

Poids : 23,5 kg

OC2 = 5,8 - 12,43 MHz (51,7 - 24,1 m)

PO = 515 - 1630 kHz (582 - 184 m)

GO = 141 - 331 kHz (2127 - 906 m)

Sensibilités : OC = 3 - 4 μ V pour un rapport S/B de 6 dB/1 kHz, 30 % mod.

PO = 3 - 6 μ V pour un rapport S/B de 6 dB/1 kHz, 30 % mod.

GO = 6 - 12 μ V pour un rapport S/B de 6 dB/1 kHz, 30 % mod.

Bande passante FI : dépend du signal d'antenne, vu système de réglage automatique de largeur de bande min. 3 kHz pour $U_{ant} < 100 \mu$ V

max. 6 kHz pour $U_{ant} > 100$ mV

Partie BF

Puissance nominale : 4 x 50 W pour une modulation identique des 4 canaux et pour une impédance de 4 ohms.

2 x 60 W pour une modulation identique des deux canaux et pour une impédance de 4 Ω . Puissance musicale : 4 x 90 W pour < 1 %

Facteur de distorsion : < 0,1 % en puissance nominale

Facteur d'intermodulation : < 0,2 % en puissance nominale/250 kHz/8 kHz, 4 : 1

Bande passante à demi puissance : < 5 Hz... > 60 000 Hz pour K < 1 %

Facteur d'amortissement : 24 à 40 Hz, 1 kHz, 12,5 kHz

Bande passante : < 4 Hz... > 30 000 Hz \pm 1,5 dB

(en Tape, Aux 1, Aux 2, Mic et Monitor)

Tensions d'entrées nominale/charges nominales/saturation : 220 mV/470 k Ω /31 dB en Tape, Aux 1 et Aux 2 300 mV/env. 40 k Ω /34 dB en Monitor

2,2 mV/47 k Ω 33 dB en Micro 1,8 ou 3,6 mV/47 k Ω /33 dB en PU 1, PU 2

Rapport signal/bruit linéaire selon DIN 45 500 : 63 dB en PU 1 et PU 2/3,6 mV

60 dB en PU 1 et PU 2/1,8 mV

Diaphonie entre les canaux :

ESF

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



D'AUTRES MONTAGES SIMPLES... D'INITIATION

par B. FIGHIERA

2^e EDITION

Un ouvrage qui s'adresse à tous, un support de montage révolutionnaire, des réalisations entièrement détaillées (plans de câblage, photographies, listes des composants). Des listes d'adresses pour l'achat des composants et, une plaquette, gratuite, M. Board M 19 (95 x 50 mm bakélite, cuivrée et percée) est encartée dans cet ouvrage.

Un ouvrage broché, format 15 x 21
Couverture quadrichromie
136 pages, 128 figures (32 photos)
Prix : 29 F

En vente : chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 4 F.)

REALISATION

D'UN GENERATEUR

DE FONCTIONS

PAR nombre de leurs caractéristiques propres, notamment l'accès aux très basses fréquences, et la génération de signaux triangulaires, les générateurs de fonctions tendent à supplanter, dans l'appareillage de laboratoire, les classiques générateurs BF à pont de Wien. La démocratisation, relativement récente, de circuits à large intégration, regroupant la quasi-totalité des composants nécessaires à la réalisation de tels générateurs, ne peut que renforcer cette tendance. En tout cas, elle simplifie considérablement le travail de l'électronicien amateur, désireux de construire lui-même ses appareils de mesures.

Certes, cette intégra-

tion s'accompagne d'une limitation de certaines performances, et barre, en particulier, l'accès aux fréquences élevées, du moins si on se montre exigeant sur la qualité des signaux délivrés : nous le verrons plus loin sur un exemple précis. Mais il faut bien reconnaître qu'un générateur susceptible de fournir trois formes de tensions, dans une gamme s'étendant d'une fraction de hertz à 100 ou 200 kHz, suffit à la majorité des besoins.

Celui que nous décrivons, repose sur l'utilisation du circuit 8038, fabriqué par Intersil : nous commencerons, logiquement, par une analyse de ce circuit, et de ses caractéristiques.

Le circuit Intersil 8038

Schématiquement, le fonctionnement de ce circuit peut être décrit à partir du dia-

gramme synoptique de la figure 1. Le processus fondamental débute par l'élaboration de signaux triangulaires, grâce à la charge et à la

décharge alternées, à courants

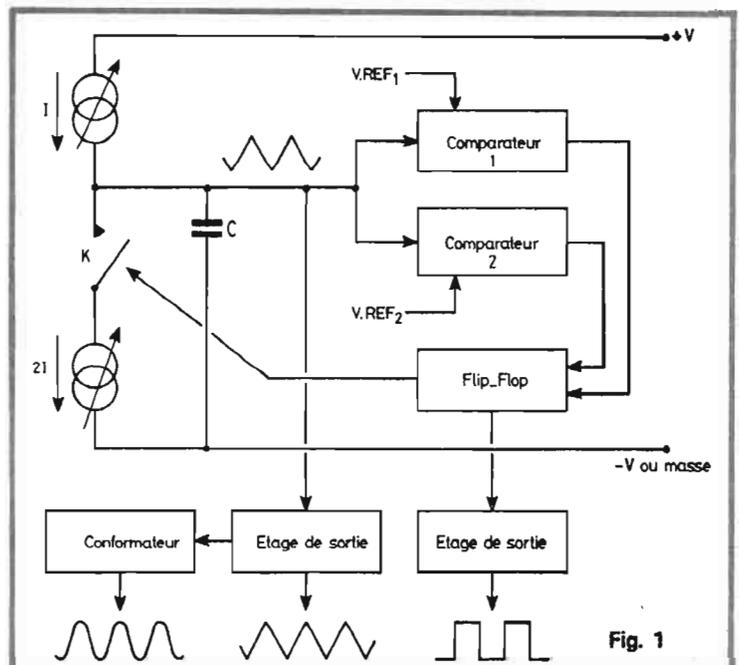


Fig. 1

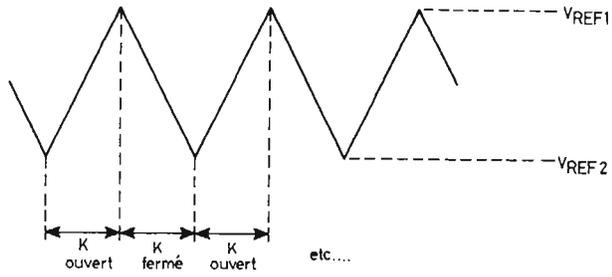


Fig. 2

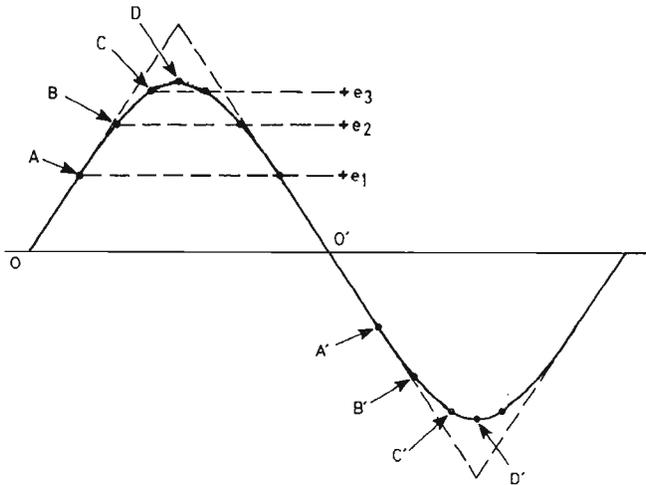


Fig. 4

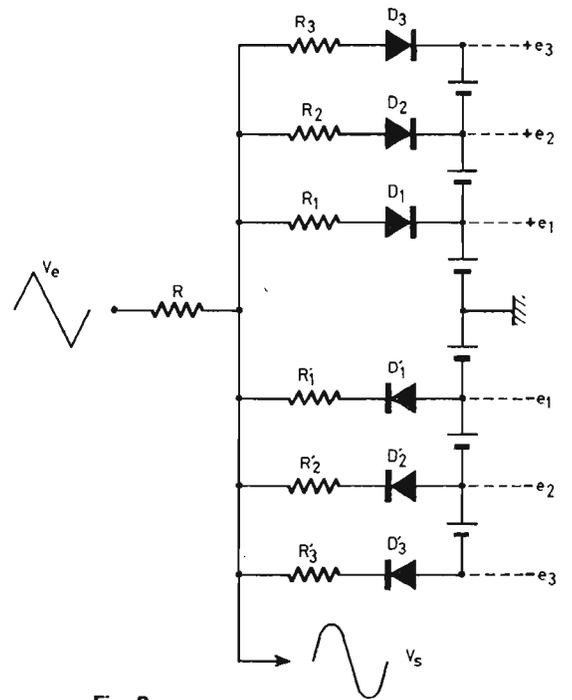


Fig. 3

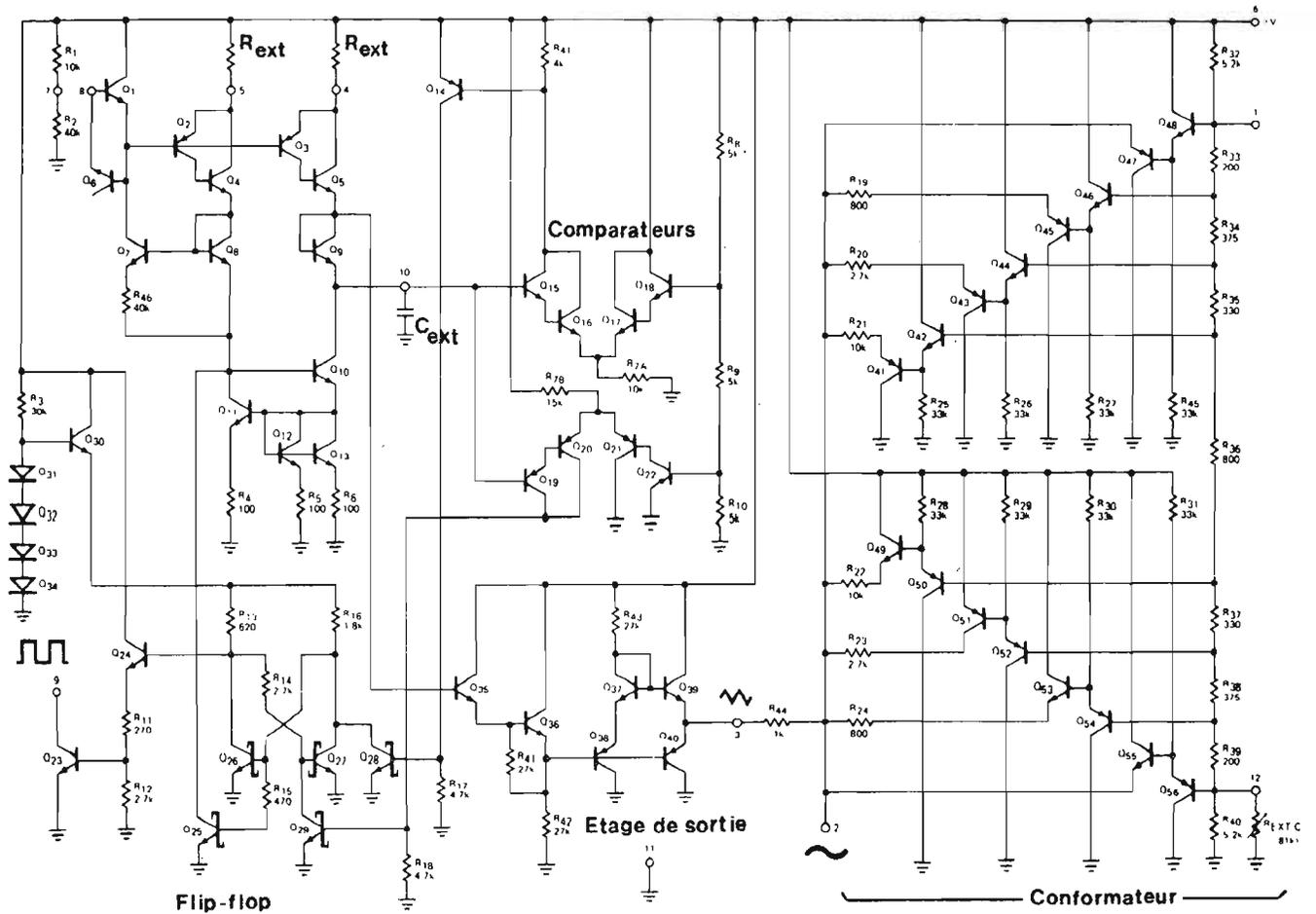


Fig. 5

constants, d'un condensateur C.

Le générateur comporte, à cet effet, deux sources de courants, dont l'une débite une intensité I , et l'autre une intensité $2I$. Dans un premier temps, supposons l'interrupteur K ouvert : seule, la source d'intensité I est opérante. Elle charge le condensateur C, aux bornes duquel la tension croît linéairement.

Au contraire, lorsque K est fermé, le courant dans C est la somme des courants I et $2I$, de sens contraires. L'intensité résultante, toujours égale à I , décharge maintenant le condensateur, et la tension à ses bornes décroît linéairement.

Pour obtenir, finalement, des signaux triangulaires d'amplitude connue et constante, il suffit de déterminer les seuils supérieur et inférieur pour lesquels interviennent respectivement les fermetures et les ouvertures de l'interrupteur K. On obtient ce résultat à l'aide de deux comparateurs ; tous deux reçoivent, sur l'une de leurs entrées, le signal triangulaire. La deuxième entrée du premier est reliée à une tension de référence continue V_{REF1} , et l'entrée équivalente du deuxième, à une tension de référence plus basse, V_{REF2} . Au passage par l'un ou l'autre de ces seuils, chaque comparateur délivre, en sortie, une transition qui fait basculer un flip-flop, lui-même chargé de la manœuvre de la porte (fig. 1 et 2).

En même temps que le dispositif engendre les créneaux souhaités, il délivre, par l'intermédiaire du flip-flop, des créneaux rectangulaires. Il ne manque plus que les sinusoïdes, qui résultent de la transformation, au sein d'un conformateur, des triangles pilotes.

Nous donnerons plus loin le schéma complet du circuit Intersil 8038, dans lequel ce conformateur, très élaboré, fait appel à une cascade impressionnante de 16 transistors. Pour l'instant, nos ambitions se limiteront à examiner le principe, simple, de la transformation triangles-sinusoïdes. Il repose sur l'utilisation du cir-

cuit de la figure 3. Nous baptiserons V_e la tension triangulaire d'entrée, et V_s la tension sinusoïdale de sortie, supposées, dans le cas présent, symétriques par rapport à la masse.

Le dispositif comporte un double échelonnement de tensions continues, positives d'une part ($+e_1, +e_2, +e_3$), et négatives d'autre part ($-e_1, -e_2, -e_3$), deux à deux égales en valeurs absolues. Nos explications se référeront simultanément au schéma de la figure 3, et au graphique de la figure 4. Elles impliquent que l'impédance du récepteur captant V_s , peut être considérée comme infinie, comparée à la résistance R.

Commençons par le cas des alternances positives. Tant que V_e n'a pas atteint le seuil e_1 , toutes les diodes du réseau, polarisées en inverse, restent bloquées : le signal de sortie reproduit, sans atténuation, la tension d'entrée, comme le montre le segment OA de la figure 4. A partir du seuil e_1 , la diode D_1 , et elle seule, conduit. Le réseau de la figure 3 se comporte comme un atténuateur, formé des résistances R

et R_1 , ce qui conduit au signal de sortie correspondant au segment AB de la figure 4. A partir du seuil e_2 , l'atténuateur fait intervenir, associées à R, les résistances R_1 et R_2 branchées en parallèle : l'atténuation, de rapport supérieur au précédent, donne le segment BC de la figure 4. Enfin, au-dessus de e_3 , on obtient le segment CD.

A la descente des alternances positives, puis pour les alternances négatives, le même phénomène se reproduit. Finalement, les triangles d'entrée sont transformés en une courbe, composée d'une succession de segments, qu'on peut assimiler à une sinusoïde, grâce au choix convenable des seuils e_1, e_2 et e_3 d'une part, et des résistances du réseau d'atténuation, d'autre part.

Dans la pratique, l'entrée en conduction progressive des différentes diodes, habituellement considérée comme un défaut, tend à améliorer encore l'approximation, par un arrondissement des angles de raccordement entre segments successifs. On aboutit alors à la sinusoïde quasi-parfaite, représentée dans l'alternance

négative du graphique de la figure 4.

Le schéma complet du circuit Intersil 8038, est donné en figure 5. On en comprendra aisément le fonctionnement, en le rapprochant du synoptique de la figure 1, et des explications que nous venons de donner. Ce circuit peut travailler soit avec une tension d'alimentation unique, positive par rapport à la masse, soit avec deux tensions symétriques. Dans ce dernier cas, tous les points que le schéma de la figure 5 ramène à la masse (c'est-à-dire, en pratique, la broche 11 du circuit), sont connectés au pôle négatif de l'alimentation. Les composants notés R_{ext} et C_{ext} n'appartiennent pas au circuit : ce sont les éléments externes qui déterminent la fréquence d'oscillation, lorsque les bornes 7 et 8 sont réunies, imposant le potentiel de base du transistor Q_1 .

On peut prévoir un autre type de fonctionnement, dans lequel les résistances extérieures R_{ext} gardent une valeur fixe. Pour un condensateur de capacité donnée, la fréquence est alors déterminée par le potentiel de base de Q_1 (borne

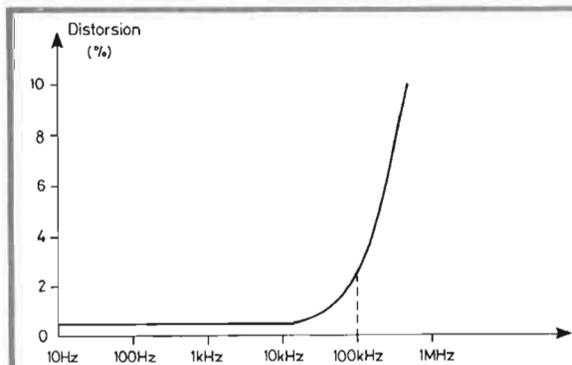


Fig. 6

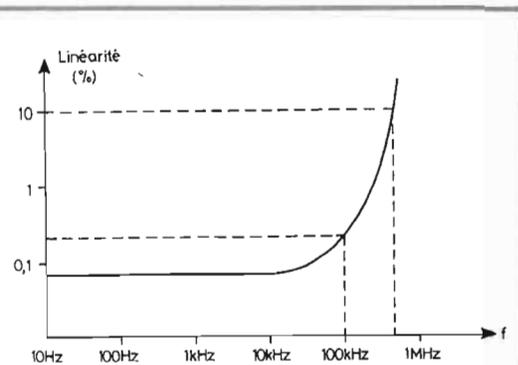


Fig. 8

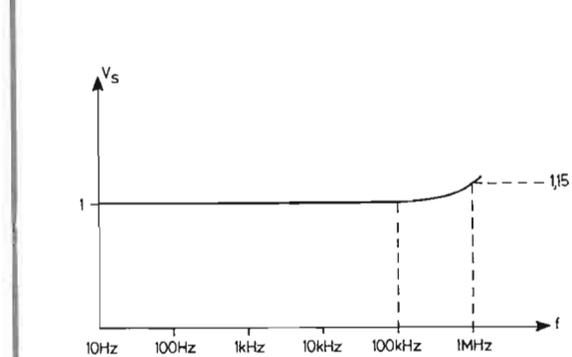


Fig. 7

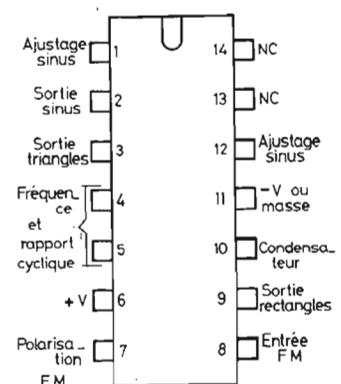
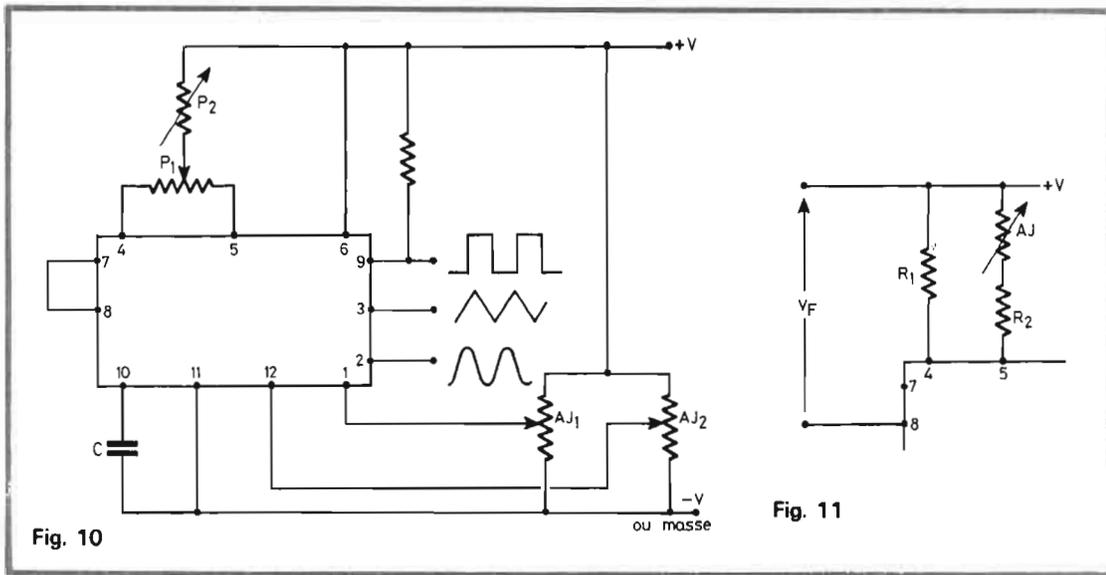


Fig. 9



sonnables, auxquelles nous nous sommes pliés dans notre réalisation. Nous n'avons pas cherché à dépasser une fréquence de 200 kHz, préférant des performances réelles et constantes, à une course au brio factice.

Notons, pour en terminer sur ce point, qu'un choix convenable de la résistance de charge du transistor Q_{23} (fig. 5), permet d'optimiser, en les égalant, les temps de montée et de descente des créneaux : on obtient 50 ns, ce qui est très convenable.

Brochage et utilisation

Nous terminerons cet examen du circuit 8038, par quelques considérations d'ordre pratique, quant à son utilisation. Le brochage, d'abord, est donné par la figure 9, qui n'appelle aucun commentaire.

La figure 10 montre le câblage le plus performant, proposé par le constructeur, sans exploitation du dispositif de modulation en fréquence : les bornes 7 et 8 sont en effet reliées, ce qui (on s'en assure

8), qui fixe le courant des sources, I et 2I. Ce deuxième type de fonctionnement permet la modulation de fréquence par une tension pilote : nous y reviendrons plus loin.

Les performances du circuit Intersil 8038

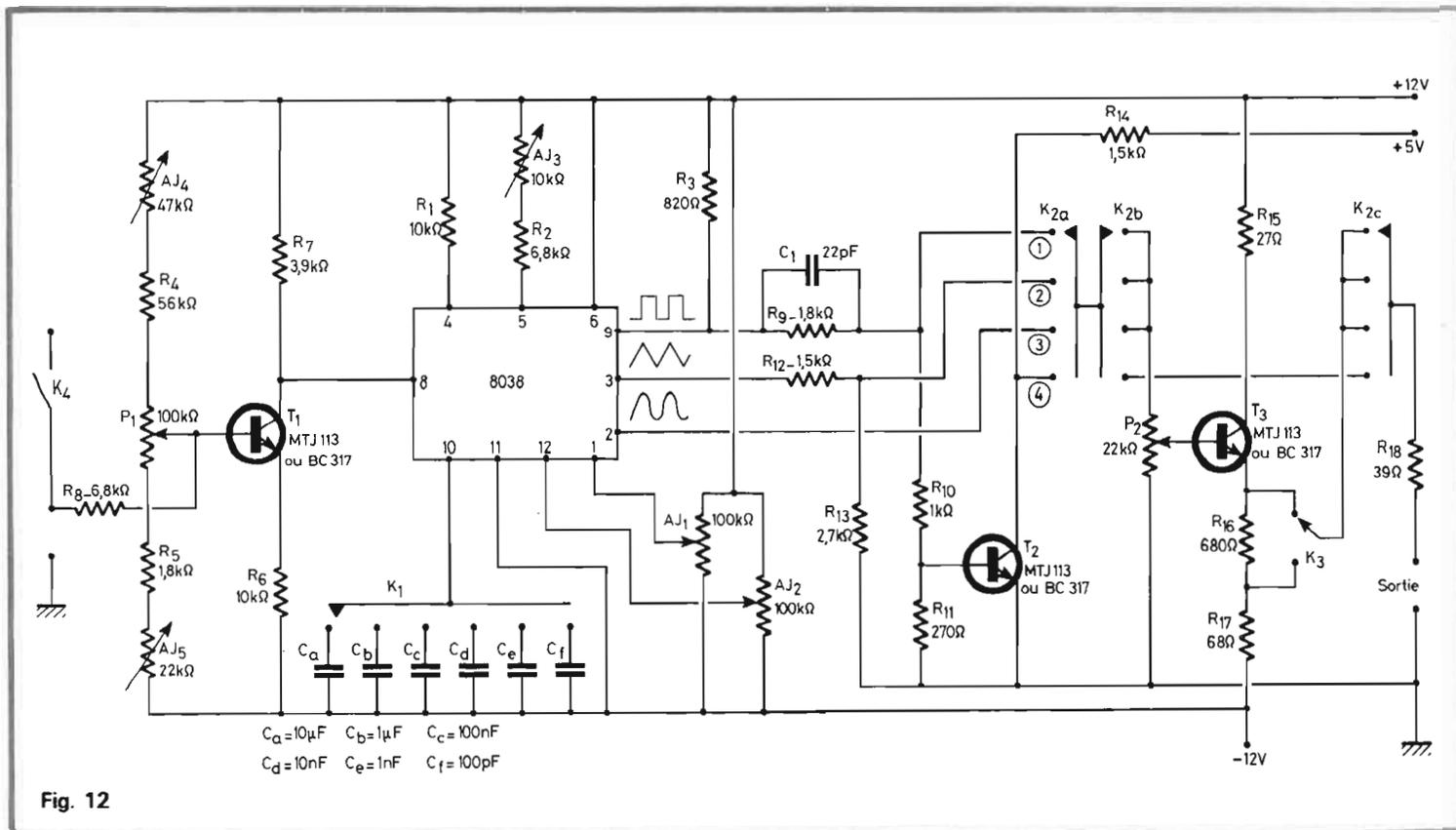
Nous en résumerons brièvement l'essentiel, par quelques diagrammes extraits de la notice du constructeur.

Par des réglages appropriés, que nous détaillerons ultérieurement, la distorsion des signaux sinusoïdaux peut être abaissée à 0,5 % (fig. 6). Toutefois, ces performances se détériorent aux fréquences élevées. A 100 kHz, la distorsion dépasse légèrement 2 %. Elle atteint des valeurs difficilement admissibles au-delà de 200 à 300 kHz, bien que le circuit accepte encore de fonctionner à 1 MHz.

Pour les signaux triangulaires, deux phénomènes inter-

viennent. D'une part, le niveau de sortie, constant jusqu'à 100 kHz, croît au-delà de cette fréquence, en raison des retards à la commutation introduits par les comparateurs et par le flip-flop (fig. 7). D'autre part, on assiste également à une détérioration de la linéarité : excellente aux basses fréquences (l'écart n'atteint pas 0,1 %), cette linéarité n'est plus approchée qu'à 10 %, à 1 MHz (fig. 8).

Toutes ces limitations, militent en faveur d'exigences rai-



par l'examen de la fig. 5), impose une intensité fixe aux courants de charge et de décharge du condensateur, pour une valeur donnée des résistances extérieures.

Le circuit interposé entre les bornes 4 et 5 d'une part, et le pôle positif de l'alimentation d'autre part, joue un double rôle : en modifiant la résistance du potentiomètre P_2 , on change simultanément, tout en conservant leur rapport, les intensités de charge et de décharge du condensateur. P_2 commande donc, au sein de chaque gamme, la variation continue de la fréquence (la commutation des gammes s'opère, évidemment, par le choix du condensateur). Par ailleurs, le potentiomètre P_1 permet l'équilibrage des courants, donc la symétrisation des trois signaux de sortie, liée à celle du signal triangulaire.

Pour minimiser la distorsion des sinusoïdes, malgré la dispersion inévitable des composants du conformateur, il convient d'ajuster les tensions appliquées sur les bases des transistors Q_{48} et Q_{56} (fig. 5). On y parvient en polarisant les entrées 1 et 12 à l'aide de deux résistances ajustables, AJ_1 et AJ_2 (fig. 10).

Comme nous l'avons signalé plus haut, une autre possibilité de fonctionnement s'offre à l'utilisateur. On en trouvera l'illustration dans la figure 11, qui ne reproduit que la partie du schéma de la figure 10, comportant une modification. Les résistances externes sont maintenant fixes, avec cependant une possibilité d'ajustage du rapport cyclique, par AJ . La borne 7, source de tension constante (voir fig. 5), n'est plus utilisée, tandis que la borne 8, base de Q_1 , reçoit une polarisation variable. C'est cette polarisation qui, agissant sur les courants de charge et de décharge du condensateur, commande maintenant les variations de fréquence, au sein de chaque gamme. Nous avons, dans notre montage, retenu la disposition de la figure 11, qui autorise, de plus, une modulation de fréquence par un signal externe.

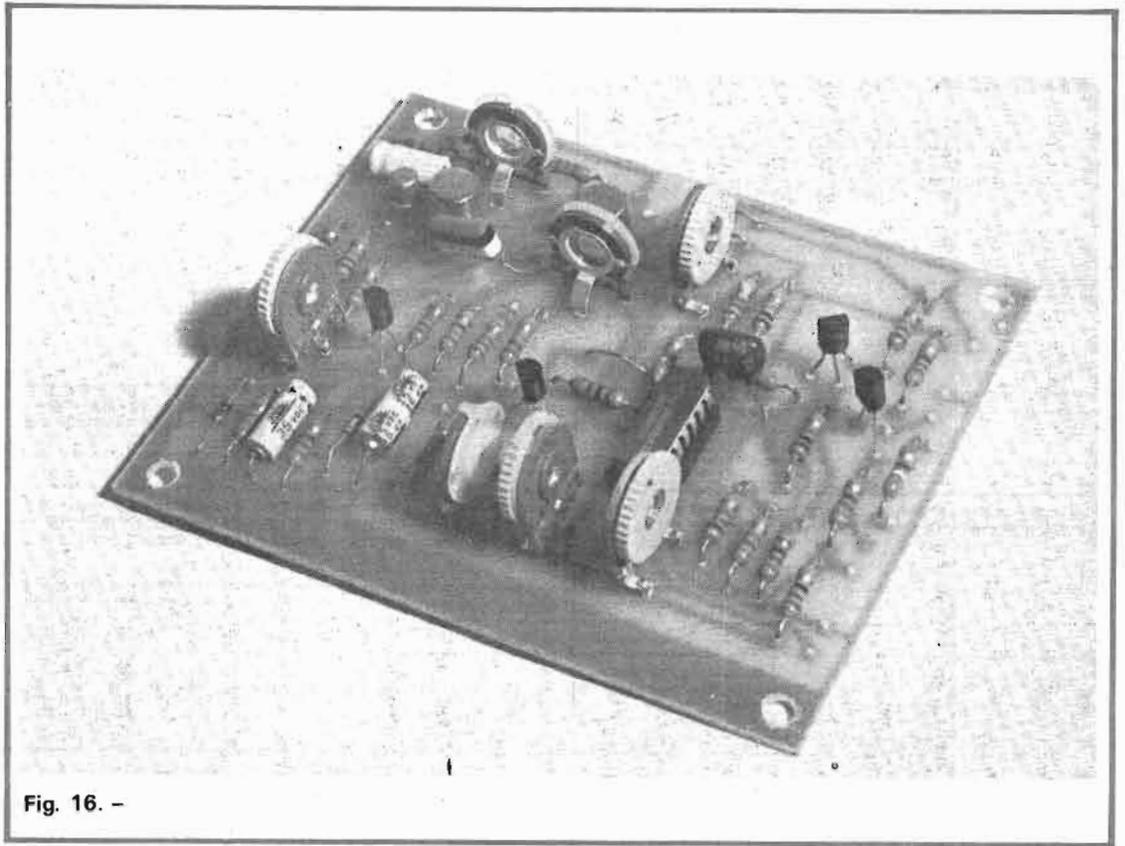


Fig. 16. -

Schémas complets du générateur de fonctions

Nous le décomposerons en deux sous-ensembles : le générateur proprement dit, qui regroupe le circuit intégré et

quelques composants externes ; l'alimentation double, délivrant deux tensions de polarités opposées, ce qui permet de disposer de signaux en lancées symétriques par rapport à la masse.

Le générateur est décrit à la figure 12. Autour du circuit

intégré, on reconnaît certains composants dont le rôle a, précédemment, été expliqué. Les résistances R_1 et R_2 déterminent la valeur moyenne des courants de sources, avec possibilité d'équilibrage, donc de réglage de la symétrie, par la résistance ajustable AJ_3 . Six

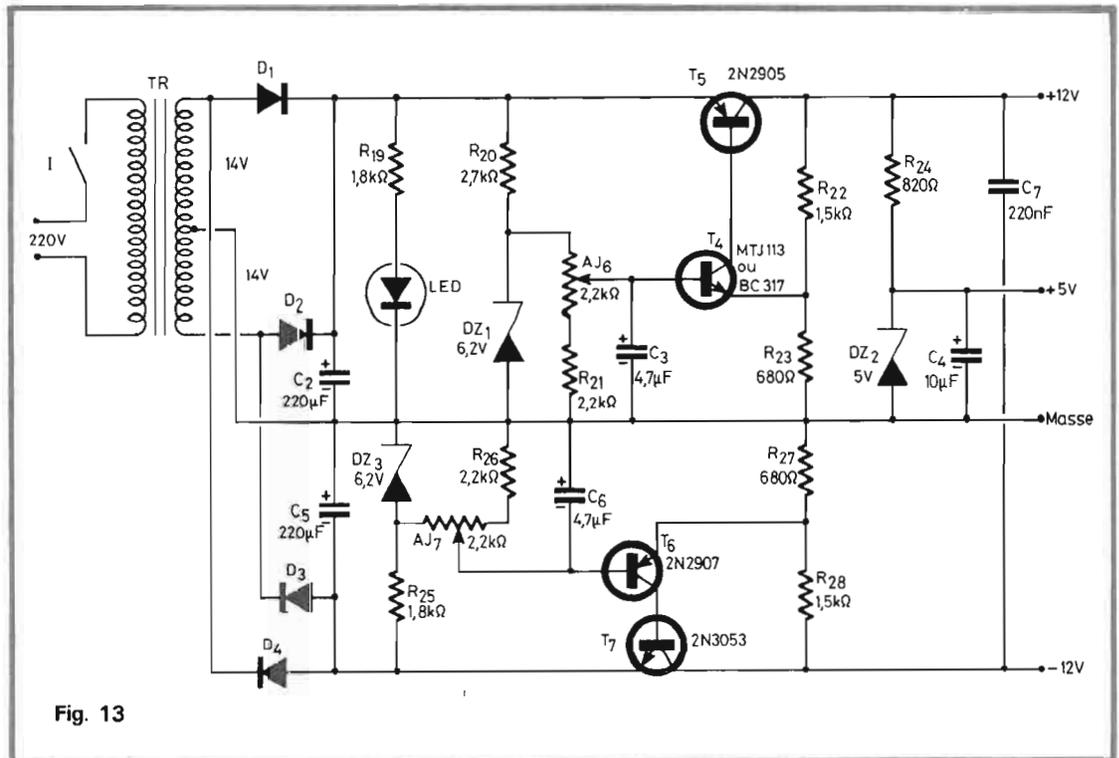


Fig. 13

Nomenclature des composants

Résistances 0,5 watt 5 %

- R₁ : 10 kΩ
- R₂ : 6,8 kΩ
- R₃ : 820 Ω
- R₄ : 56 kΩ
- R₅ : 1,8 kΩ
- R₆ : 10 kΩ
- R₇ : 3,9 kΩ
- R₈ : 6,8 kΩ
- R₉ : 1,8 kΩ
- R₁₀ : 1 kΩ
- R₁₁ : 270 Ω
- R₁₂ : 1,5 kΩ
- R₁₃ : 2,7 kΩ
- R₁₄ : 1,5 kΩ
- R₁₅ : 27 Ω
- R₁₆ : 680 Ω
- R₁₇ : 68 Ω
- R₁₈ : 39 Ω
- R₁₉ : 1,8 kΩ
- R₂₀ : 2,7 kΩ
- R₂₁ : 2,2 kΩ
- R₂₂ : 1,5 kΩ
- R₂₃ : 680 Ω
- R₂₄ : 820 Ω
- R₂₅ : 1,8 kΩ
- R₂₆ : 2,2 kΩ
- R₂₇ : 680 Ω
- R₂₈ : 1,5 kΩ

Résistances ajustables

- AJ₁ et AJ₂ : 100 kΩ
- AJ₃ : 10 kΩ

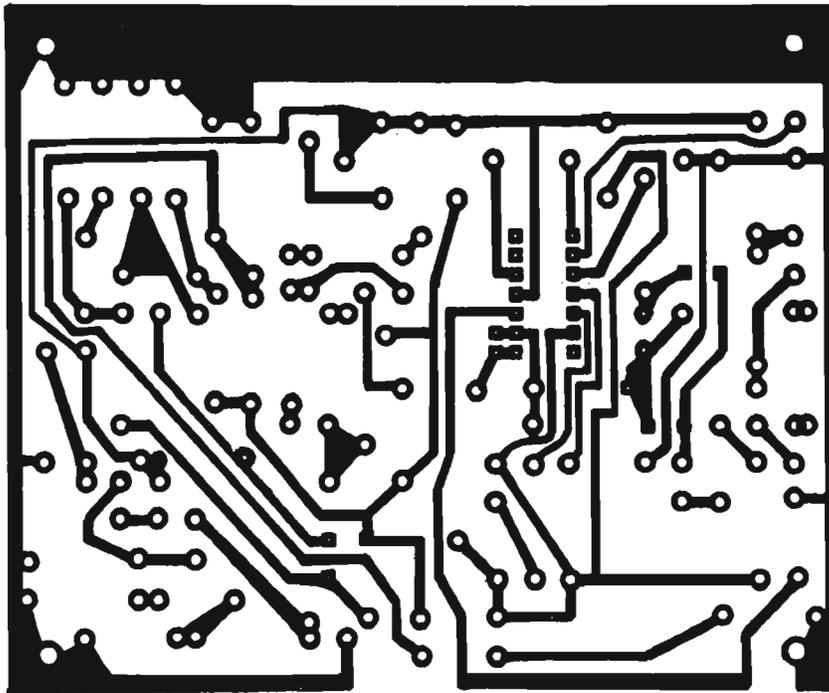


Fig. 14

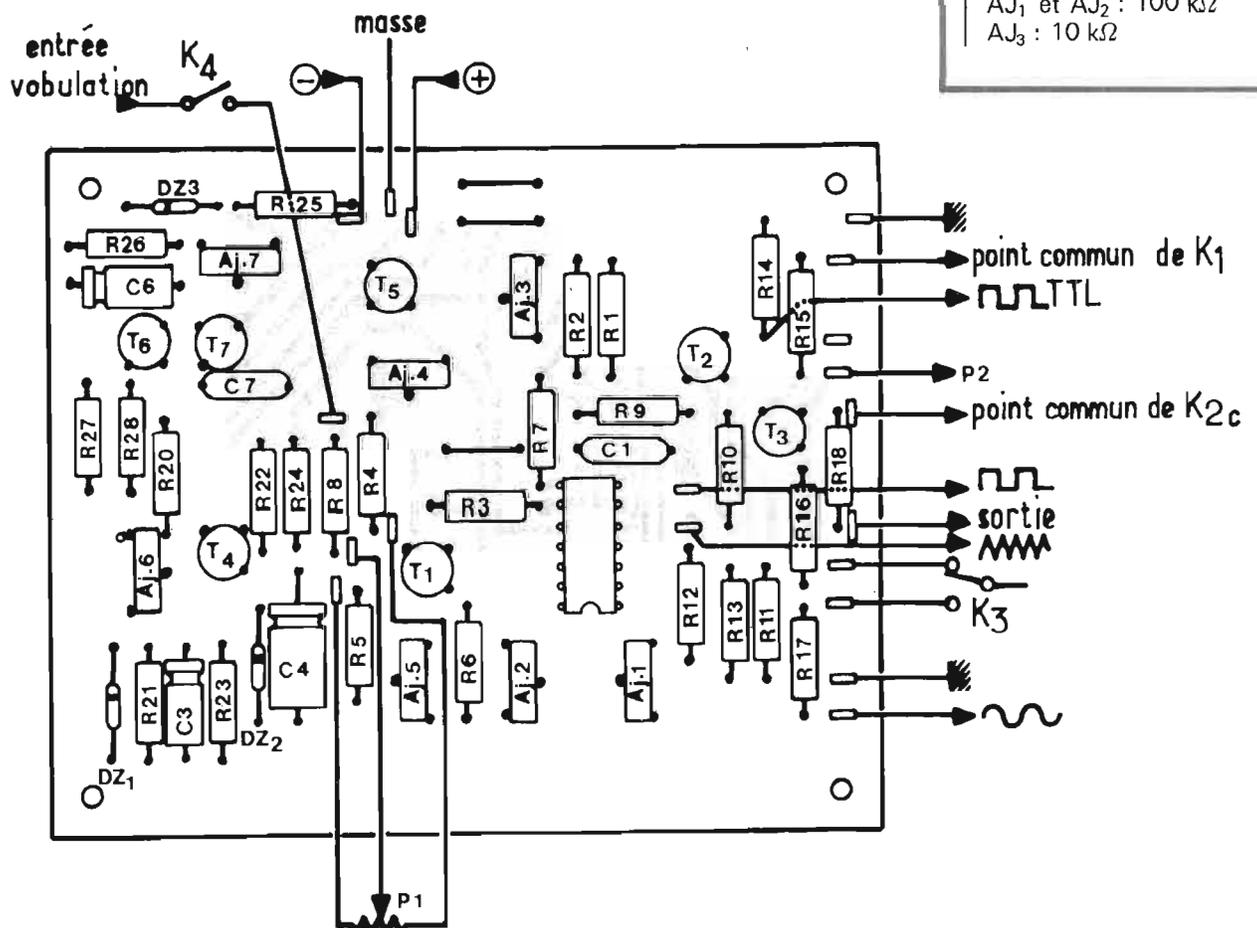


Fig. 15

AJ₄ : 47 kΩ
 AJ₅ : 22 kΩ
 AJ₆ et AJ₇ : 2,2 kΩ

Potentiomètres

P₁ : 100 kΩ, linéaire : choisir un potentiomètre de bonne qualité (sur notre maquette, il s'agit d'un OHMIC)
 P₂ : 22 kΩ, linéaire

Condensateurs électrochimiques (25 volts)

C₂ : 220 μF
 C₃ : 4,7 μF
 C₄ : 10 μF
 C₅ : 220 μF
 C₆ : 4,7 μF
 C_a : 10 μF trié si possible à mieux que 5 %

Condensateurs à film plastique

C_b à C_f : voir figure 12
 C₁ : 22 pF
 C₇ : 220 nF

Diodes

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1N 4004
 DZ₁ et DZ₃ : zéner 6,2 V (400 mW).
 DZ₂ : zéner 5 volts (400 mW)

Transistors

T₁, T₂, T₃, T₄ : MTJ 113, ou BC 317, ou BC 318,
 T₅ : 2N 2905
 T₆ : 2N 2907
 T₇ : 2N 3053

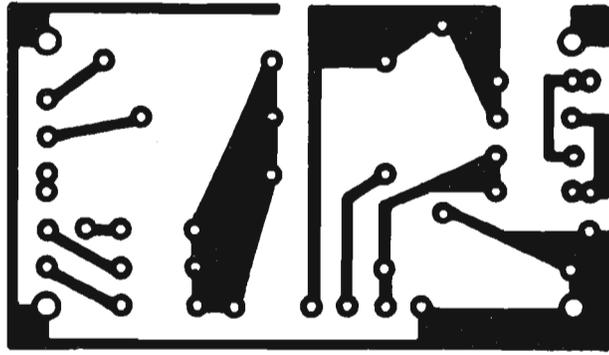


Fig. 17

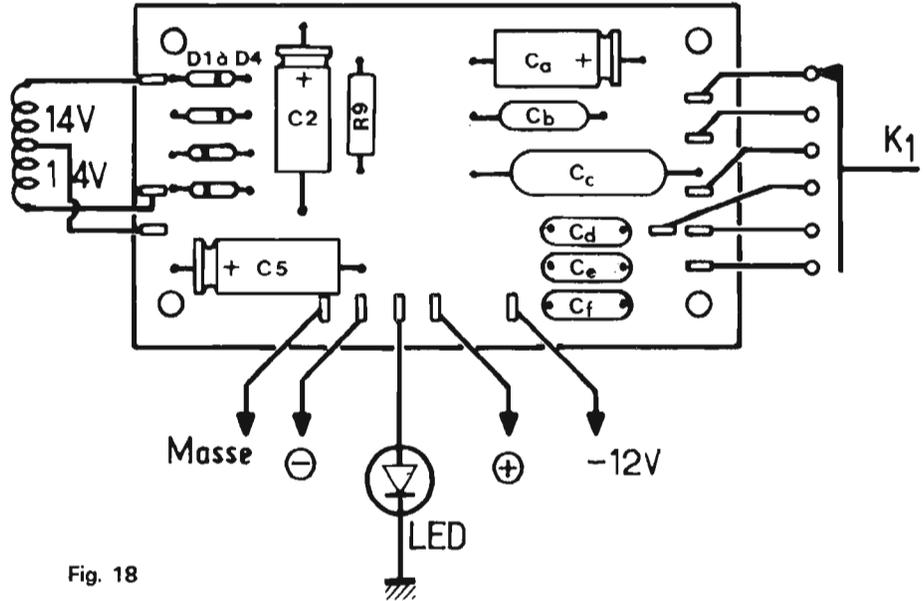


Fig. 18

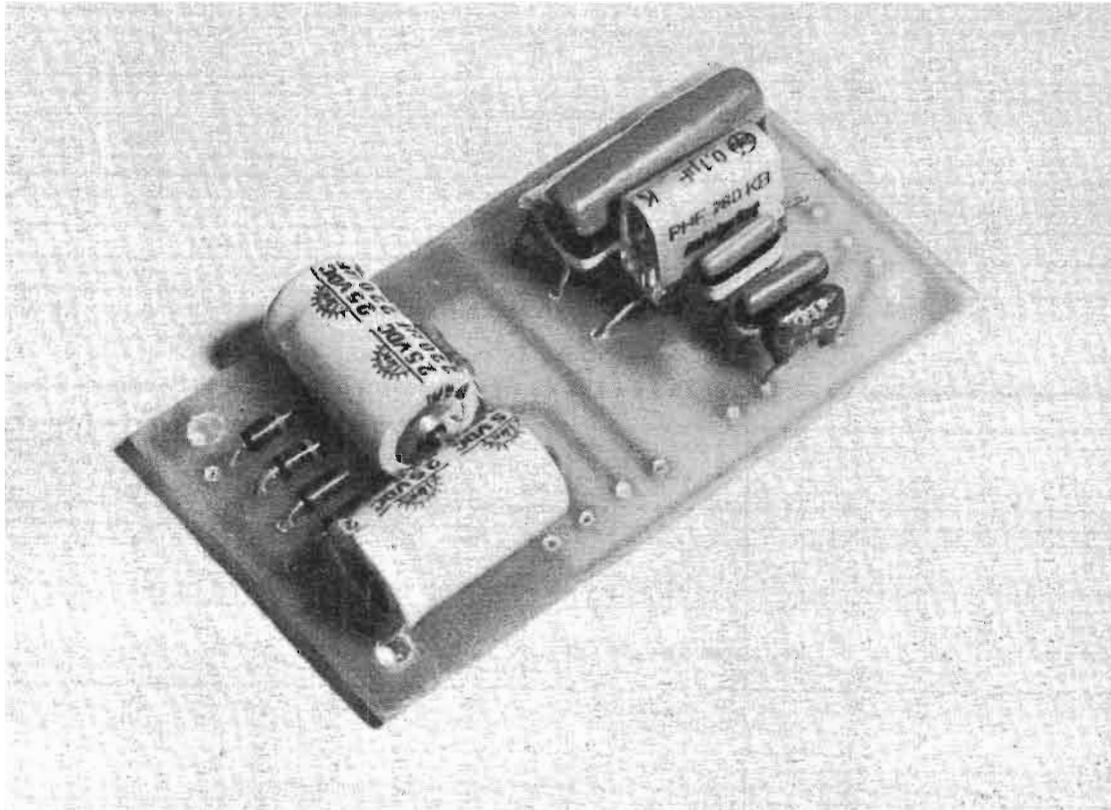


Fig. 19

gammes de fréquences, correspondent aux six condensateurs C_a à C_f , sélectionnés par le commutateur K_1 . Les résistances ajustables AJ_1 et AJ_2 permettent de minimiser la distorsion des signaux sinusoïdaux.

La commande de fréquence par variation d'une tension pilote ayant été retenue, c'est au collecteur de T_1 qu'on recueille cette tension. En commande manuelle, la différence de potentiel aux bornes de la résistance R_7 dépend du courant de collecteur de T_1 , dont de son potentiel de base : le potentiomètre P_1 règle donc la fréquence, au sein de chaque gamme. Par les résistances ajustables AJ_4 et AJ_5 , on détermine, lors de la mise au point, les limites de l'excursion en fréquence.

Si on désire balayer une gamme, ou une fraction de gamme, par une tension externe variable, celle-ci est appliquée sur la base de T_1 , à travers la résistance R_8 . Cette fois, l'amplitude de la tension détermine la largeur de l'excursion, dont la valeur moyenne reste fixée par P_1 . L'interrupteur K_4 permet d'isoler la source externe de modulation, pour un retour en fonctionne-

ment manuel sans débranchement.

Les amplitudes des trois formes de signaux, recueillis aux bornes 2, 3 et 9 du circuit intégré, diffèrent entre elles. Pour les ramener à une même valeur, nous avons dû atténuer les triangles et les rectangles, tandis que les sinusoïdes sont intégralement transmises. L'abaissement de niveau des triangles est obtenu par le diviseur R_{12} , R_{13} . Celui des créneaux, plus compliqué, fait intervenir les résistances R_9 , R_{10} et R_{11} , ainsi que le condensateur C_1 . On reconnaîtra, dans ce dernier, un très classique dispositif de compensation en fréquence, qui évite de détériorer les temps de montée et de descente.

Au point commun à R_9 , R_{10} , les créneaux sont ramenés à une amplitude de 5 volts. Les bornes 1, 2 et 3 de la section K_{2a} du commutateur K_2 , sélectionnant le type de signal délivré à la sortie, reçoivent donc les créneaux, les triangles et les sinusoïdes, tous de même amplitude. A la sortie K_{2c} du même commutateur, on retrouve donc ces trois formes.

Entre temps, deux atténuations ont été prévues. La première, continue, met en jeu le

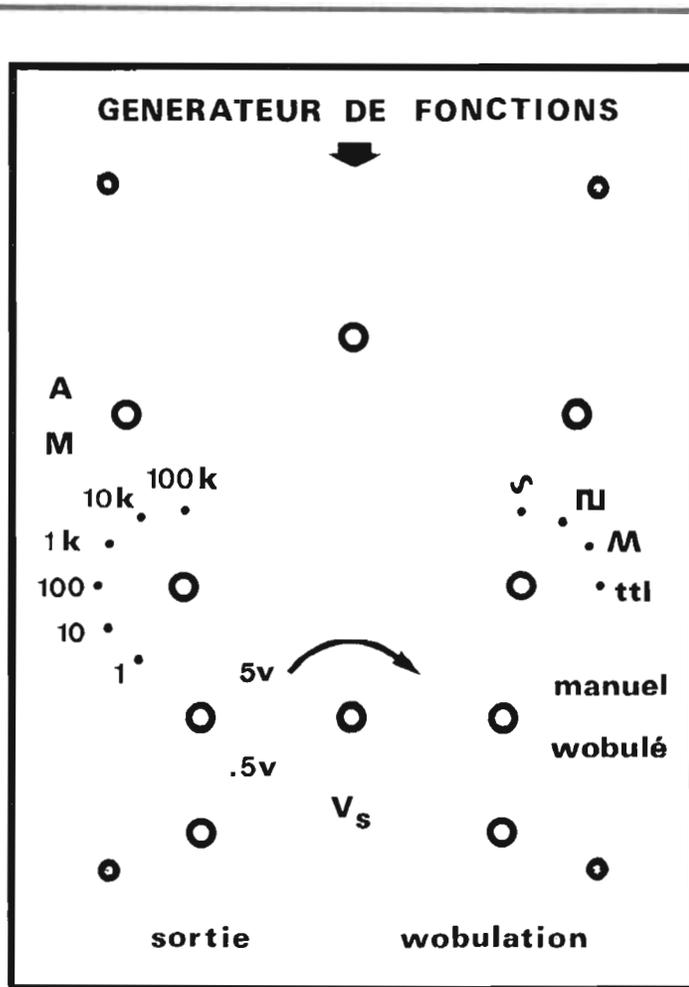


Fig. 20

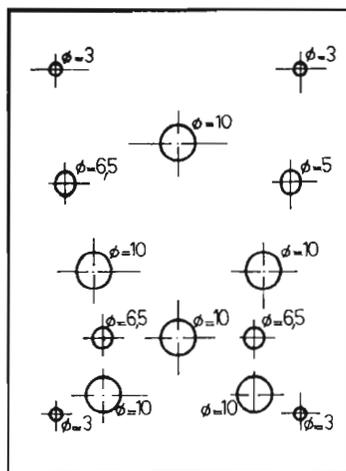


Fig. 21

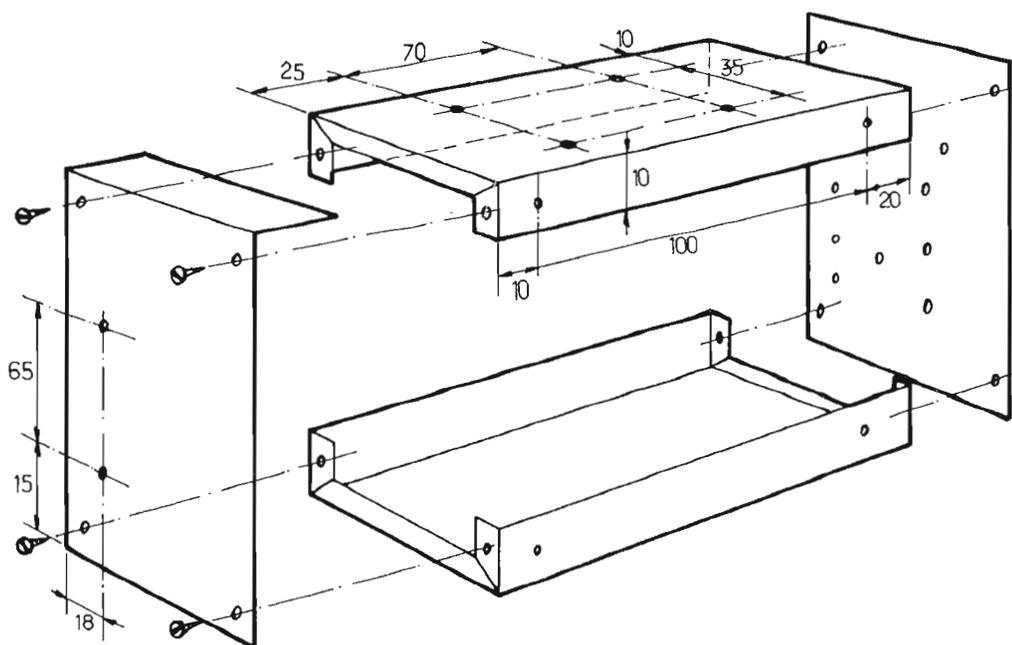


Fig. 22

potentiomètre P_2 , dont le curseur attaque la base du transistor de sortie T_3 . La deuxième, commandée par l'inverseur K_3 , sélectionne deux gammes, sur lesquelles les amplitudes maximales atteignent, respectivement, 5 volts et 0,5 volt. La résistance R_{18} élimine les risques de court-circuit de la sortie, qui se révéleraient fatals à T_3 .

Il nous reste à justifier T_2 . L'invasion, dans les activités de l'électronicien, des circuits de logique, rend indispensable les sources de signaux compatibles avec les circuits TTL. Il s'agit, on le sait, de créneaux ou d'impulsions, dont les niveaux haut et bas doivent respectivement se situer à 5 volts, et à zéro. Alimenté sous 5 volts, et commandé, sur sa base, à partir du point commun aux résistances R_{10} et R_{11} , T_2 délivre de tels signaux, qui sont dirigés vers la sortie pour la position 4 du commutateur K_2 .

Le deuxième sous-ensemble de notre générateur (fig. 13), regroupe les éléments de l'alimentation double. Nous examinerons d'abord la section positive : l'autre, à quelques détails près, n'en diffère guère que par la polarité des semi-conducteurs.

A partir d'un transformateur à point milieu (deux fois 14 volts efficaces), le redressement à double alternance s'opère par les diodes D_1 et D_2 , puis le filtrage, par le condensateur C_2 . La diode électroluminescente, alimentée à travers la résistance R_{15} , sert de témoin de mise sous-tension.

Une diode zéner DZ_1 , polarisée à travers R_{20} , fournit une tension de référence de 6,2 volts, dont on prélève une fraction ajustable, sur le curseur de T_4 . Le condensateur C_3 élimine l'ondulation résiduelle, et les tensions de bruit de la diode zéner. T_4 travaille en comparateur, puisque son émetteur reçoit une fraction de la tension de sortie, et son courant de collecteur alimente le ballast, transistor T_5 de type PNP.

Nous avons vu qu'une tension de 5 volts était nécessaire pour le transistor T_2 , où s'élaborent les signaux aux normes

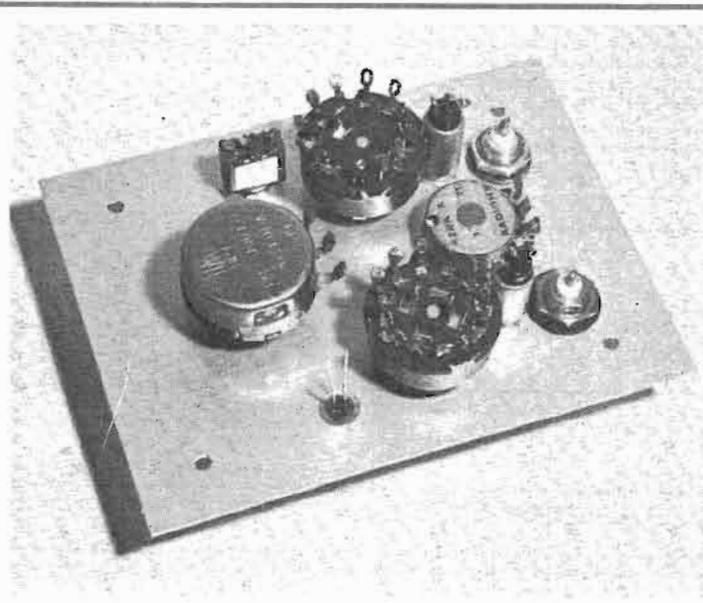


Fig. 23. - Montage des composants électromécaniques sur la face AV.

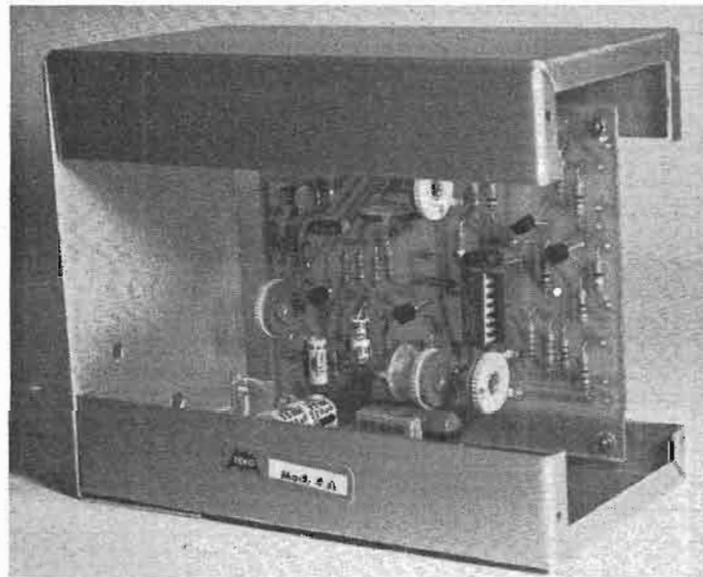


Fig. 24. - On commencera par mettre en place les deux circuits imprimés.

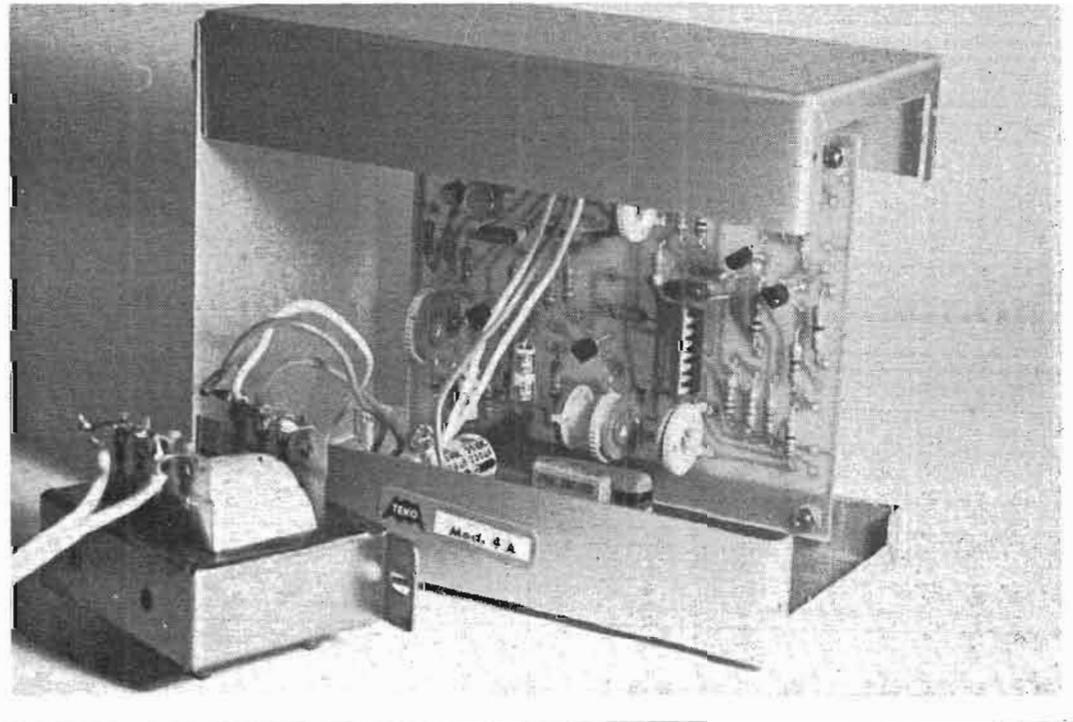


Fig. 25. - Il est commode de raccorder électriquement le transformateur au circuit annexe, avant de le fixer sur le fond du boîtier. ▼

TTL. Cette tension est stabilisée, par la diode zéner DZ_2 , et filtrée par le condensateur C_4 .

Nous ne détaillerons pas la section négative de l'alimentation, très semblable, comme nous venons de le dire, à la partie déjà analysée pour les polarités positives.

Les circuits imprimés

Pour des raisons d'habitabilité du coffret, deux circuits se partagent les différents composants du générateur. Le dessin du circuit principal, vu par sa face cuivrée, est donné à la figure 14. Bien que la densité des conducteurs n'atteigne nullement des valeurs inhabituelles, on veillera cependant à apporter tout le soin nécessaire, pour que ne subsiste aucun risque de court-circuit entre pistes. Le dessin de la figure 15, complété par la photographie de la figure 16, illustre l'implantation des composants. Nous ne saurions trop

conseiller de monter le circuit intégré sur un support, technique toujours préférable à la soudure directe.

Le petit circuit annexe (fig. 17, 18 et 19), supporte les composants encombrants de l'alimentation, ainsi que les six condensateurs qui, sélectionnés par le commutateur K_1 , choisissent les gammes de fréquences.

Un coffret déjà connu

Nos fidèles lecteurs auront déjà trouvé, dans ces colonnes, la description de deux appareils pour lesquels nous avons choisi la même technique de fabrication du coffret. Il s'agit d'un modulateur BF (le Haut-Parleur, numéro 1612) et d'une alimentation stabilisée (le Haut-Parleur, numéro 1623). Nous abrègerons donc notre description qui, trop détaillée, confinerait à la répétition.

Réalisée sur une plaque d'aluminium photosensible de

9 cm sur 12 cm, la face avant comporte les indications de la figure 20. Les pastilles matérialisent les centres des perçages, dont les diamètres sont précisés à la figure 21.

On retrouve, sur la figure 22, la structure habituelle, synthétisée à partir d'éléments de coffrets TEKO de la série 4/A. Nous pensons que les indications de cette figure suffiront à la bonne exécution des découpes et des perçages.

Le montage ne pose guère de problèmes. On commencera, dans l'ossature complètement assemblée, à l'exception de la face avant, par fixer les deux circuits imprimés; celui qui vient prendre place contre le panneau supérieur sera avantageusement équipé de cosses à souder, qui facilitent le câblage ultérieur. Ensuite, on préparera la face avant, en y fixant les bornes, les potentiomètres, les commutateurs. Une goutte d'Araldite maintient la diode électroluminescente, qui joue le rôle de voyant. Nos lecteurs trouveront sans doute une aide

dans les quelques photographies qui illustrent les étapes du montage (fig. 23, 24 et 25).

Il nous est difficile de fournir un étalonnage du cadran reproductible sans précautions: la dispersion des caractéristiques des potentiomètres conduirait à des erreurs non négligeables, sauf à choisir des modèles de haute précision, dont le prix semblera excessif à beaucoup. Il conviendra donc à chacun d'étalonner son prototype, selon les méthodes habituelles en la matière.

Précisons que l'unicité de l'échelle des fréquences du cadran, pour l'ensemble des six gammes, n'est possible qu'avec l'utilisation de condensateurs (C_a à C_f) offrant une précision d'au moins 5%. Pour le modèle électrochimique (C_a), on ne trouvera pas ces tolérances dans le commerce, et, seul, un tri permettra de résoudre le problème. Sinon, il faudra se contenter d'une tolérance assez large sur les très basses fréquences.

La mise au point

Pour éviter toute perte de temps, nous conseillons la procédure détaillée ci-dessous. Jusqu'à indication contraire, les réglages s'effectuent à une fréquence de 1 000 Hz environ.

1) Placer le commutateur K_2 en position « triangles », K_3 et P_2 pour une amplitude maximale. A l'oscilloscope (qui doit obligatoirement transmettre la composante continue), régler, par retouches successives, les résistances ajustables AJ_6 et AJ_7 pour que le signal soit symétrique par rapport à la masse, et que son amplitude égale 5 volts crête à crête. Ceux qui ne disposeraient pas d'un oscilloscope transmettant le continu, pourraient vérifier la première condition en branchant aussi, sur la sortie, un contrôleur commuté en volt-mètre continu, et qui mesurerait la tension moyenne du signal.

2) Régler la symétrie des triangles, en agissant sur la résistance ajustable AJ_3 . Un réglage fin suppose l'utilisation

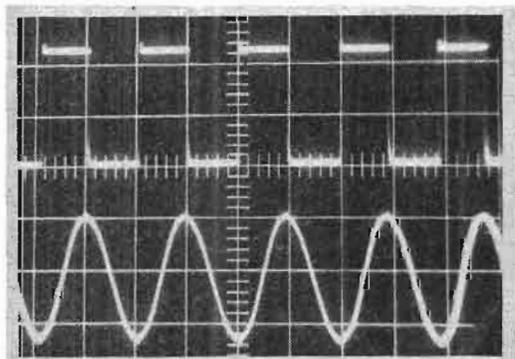


Fig. 26. - Horizontalement : 5 μ s/division. Verticalement : 2 V/division.

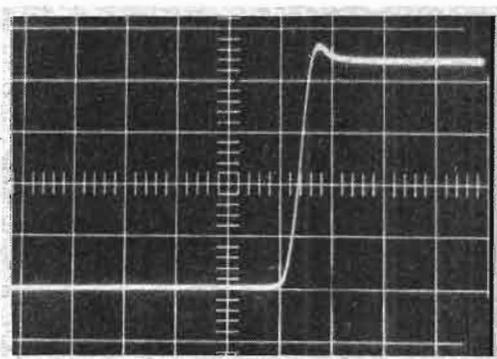


Fig. 27. - Horizontalement : 100 ns/division.

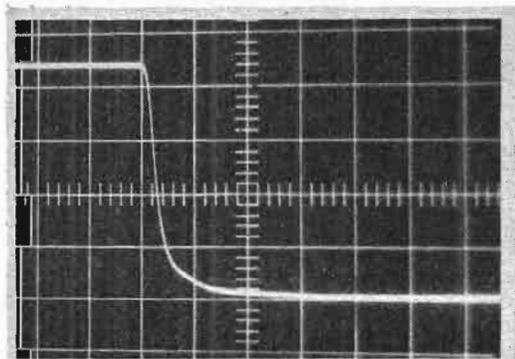


Fig. 28. - Horizontalement : 100 ns/division.

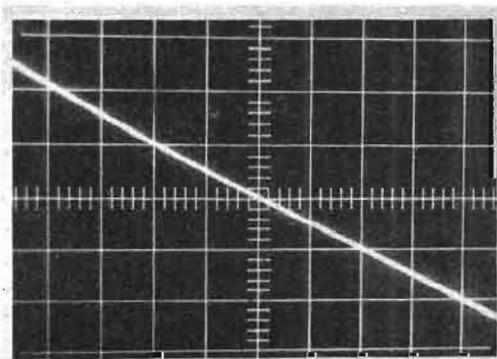


Fig. 29

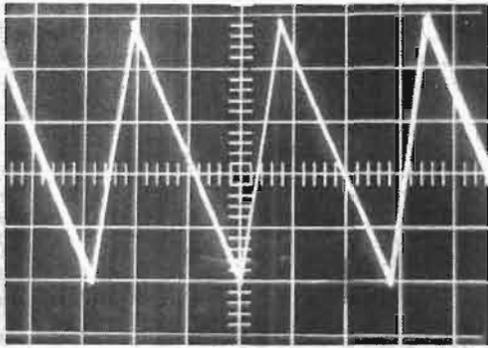


Fig. 30

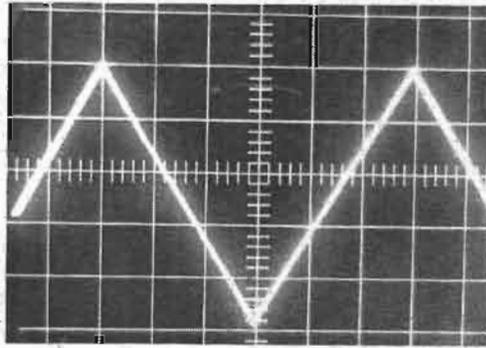


Fig. 31

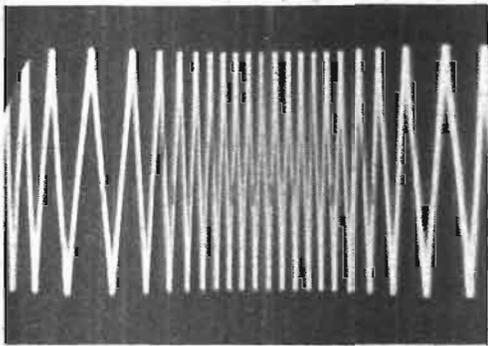


Fig. 32. - Modulation des triangles, par une tension sinusoïdale.

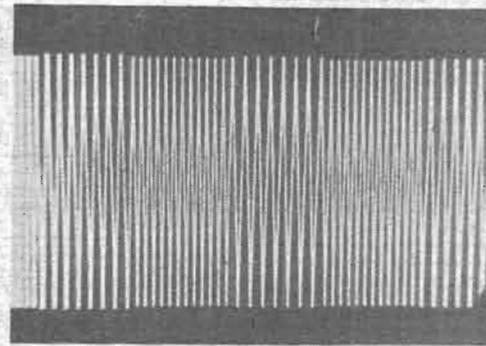


Fig. 33. - Modulation des triangles, par une tension en créneaux.

convenable des dispositifs de cadrages et de gains de l'oscilloscope; nous avons traité de ce problème dans le numéro 1579 de la revue (« Sachons utiliser notre oscilloscope »).

3) Après avoir réglé grossièrement AJ_4 et AJ_5 à la moitié de leurs résistances maximales, tourner P_1 pour obtenir la fréquence maximale, sur la gamme 200 Hz - 2 kHz. Régler AJ_4 pour que ce maximum dépasse légèrement 2 kHz, afin d'assurer le recouvrement des gammes.

4) Tournez P_1 pour le minimum de fréquence, toujours sur la même gamme. Régler AJ_4 pour rester un peu au-dessous de 200 Hz. Reprendre éventuellement deux ou trois fois ces deux réglages, par approximations successives.

5) Revenir à une fréquence voisine de 1 000 Hz, et régler AJ_1 et AJ_2 pour obtenir, en position « sinusoides » de K_2 , le minimum de distorsion. L'amateur ne possédant généralement pas de distorsiomètre, c'est, encore une fois, un examen soigné des symétries de l'oscillogramme, sur une

période, qui permettra le contrôle.

6) Vérifier l'action des atténuateurs (P_2 et K_3), ainsi que les caractéristiques des signaux, sur la sortie TTL.

7) Vérifier l'entrée « modulation », en y appliquant un signal externe, par exemple des dents de scie.

Quelques résultats

Les oscillogrammes rassemblés dans ce paragraphe, montrent quelques uns des signaux délivrés par l'appareil.

La figure 26 indique l'allure des signaux rectangulaires et sinusoïdaux, à une fréquence de 100 kHz (vitesse de balayage de $5 \mu s$ par division). Sur les figures 27 et 28, on trouvera respectivement, avec une vitesse de balayage de 100 ns par division, les flancs de montée et de descente des créneaux. Tous deux sont voisins de 50 ns, comme l'annoncent les caractéristiques du constructeur, pour la résistance de charge choisie. Nous avons pris le signal de montée en aval du potentiomètre P_2 , où intervient une sur-correction volontaire, source du dépassement visible sur la figure 27. A la sortie, le signal atteint sa perfection pour la position médiane de P_2 , grâce à cette sur-correction.

La linéarité du signal triangulaire reste excellente jusqu'à 100 kHz, comme le montre l'oscillogramme de la figure 29. A priori, ces signaux n'offrent pas la symétrie voulue (fig. 30). Il importe, notamment pour minimiser le taux de distorsion des sinusoides, d'ajuster très soigneusement cette symétrie, comme sur l'oscillogramme de la figure 31.

Les figures 32 et 33 montrent deux exemples de modulation en fréquence par des tensions externes, sinusoïdale dans le cas de la figure 32 (la variation de fréquence est alors progressive), et rectangulaire dans celui de la figure 33.

Energie portable:

Gérez votre parc de batteries rechargeables.

Avec les chargeurs 668 (pour AA) et 525 (pour D), vous pouvez gérer votre parc de batteries: rechargez en une nuit sur le secteur, de façon économique.

Le 668: voyant de contrôle, molette pour charge individuelle ou simultanée de 1, 2, 3 ou 4 batteries.

Les batteries rechargeables au Cadmium Nickel:
Vous connaissez leurs performances.

- modèle AA (format R 6) 0,5 AH
- modèle C (format R 14) 1,5 AH
- modèle D (format R 20) 4 AH

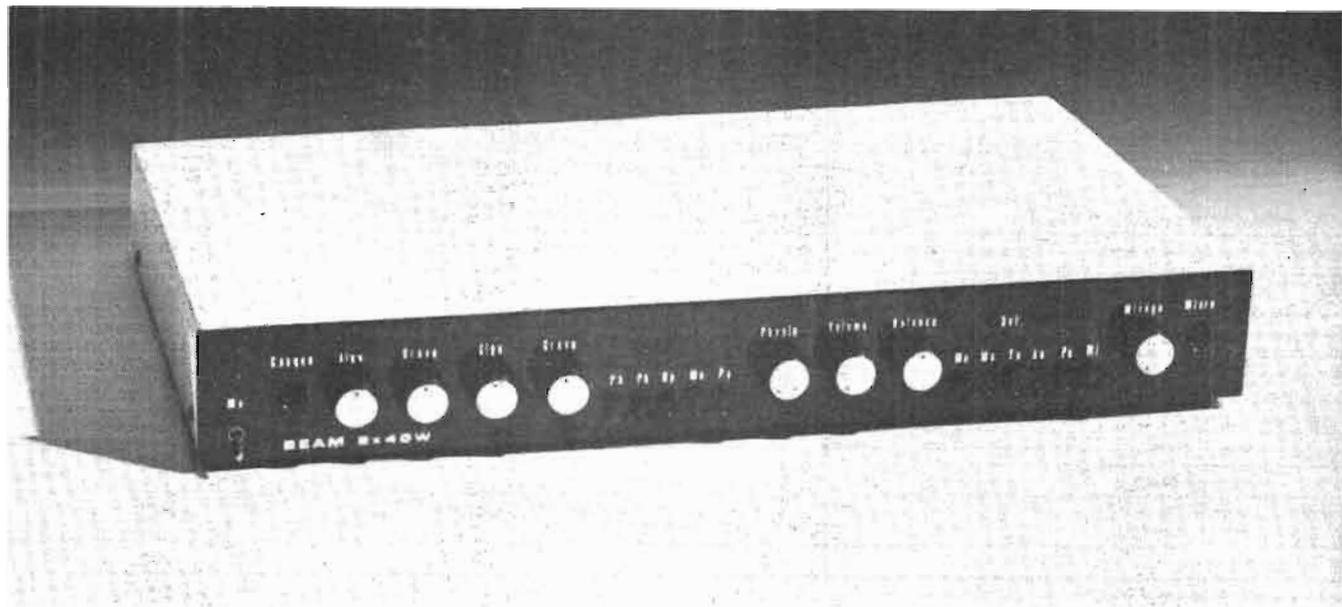
et toutes à 1,2 volt constant.

M. Adresse

spécifications détaillées et liste des revendeurs sur: **ENERGIE PORTABLE a**

CCI 42, rue Etienne Marcel 75081 PARIS CEDEX 02
Tel: 261 55 49; Telex: LORESOL 240 835 F.

CONSTRUISEZ



votre amplificateur HiFi BEAM 2 X 40 W/8 Ω

NOUS vous présentons aujourd'hui un maillon très important de votre chaîne : le préamplificateur-amplificateur. Il est très facile à réaliser soi-même, il a été étudié dans ce but. Il ne possède pratiquement aucun fil de câblage.

Cette fabrication est d'une très bonne qualité comme vous pourrez le juger sur le tableau de la figure 1, tout en gardant un prix de revient assez bas pour un appareil de cette classe environ 1 000 à 1 200 F. Nous avons éliminé au maximum les composants chers, toutefois certains ont été conservés pour garder une bonne qualité et une simplicité de réalisation. Les étages des préamplificateurs sont à circuits intégrés, c'est tellement plus avantageux. Le transformateur sur simple C a été

adopté pour sa facilité de fabrication et pour son faible rayonnement.

Pour cette étude nous nous sommes imposés :

– Une simplicité des circuits.

– Un nombre de réglages réduit au minimum.

– Une conception tout en un pour l'appareil, un seul circuit imprimé pour l'amplificateur.

– Une dynamique suffisante pour reproduire avec fidélité l'ambiance des salles de concert. Ce qui nous a amené à un amplificateur d'une puissance de 2 x 40 W.

Le BEAM est donc un amplificateur sérieux présentant les mêmes avantages que les appareils commerciaux vendus beaucoup plus chers.

Cette description est destinée aux amateurs de réalisations personnelles. Les parties tôlerie et

mécanique ont été réduites au minimum, car nous savons bien que vous les appréciez peu.

Alors maintenant à vos fers à souder, Messieurs !

Caractéristiques du BEAM

Puissance de sortie réelle : sur 1 canal 8 Ω (DIN) : 50 W ; sur 2 canaux : 1 kHz, 4 Ω : 2 x 50 W ; 1 kHz, 8 Ω : 2 x 45 W ; 20 Hz - 20 kHz, 8 Ω : 2 x 40 W.

Distorsion harmonique totale à puissance de sortie nominale 1 kHz, 8 Ω , (DIN) : < 0,1 %.

Distorsion par intermodulation à puissance de sortie nominale, 8 Ω : < 0,1 %.

Bande passante de puissance : 5 Hz, 150 kHz (+ 0 dB, - 1 dB).

Rapport signal/bruit : phono : > 70 dB ; tuner, aux, mag : > 90 dB

Sensibilité d'entrée - Impédance - Saturation : phono :

4 mV / 50 k Ω / 300 mV ; magn : 300 mV / 50 k Ω / 10 V ; tun : 60 mV / 46 k Ω / 2 V ; aux : 20 mV / 47 k Ω / 700 mV

Correcteur grave : \pm 16 dB à 50 Hz

Correcteur aigu : \pm 16 dB à 12 kHz

Filtre passe bas : - 12 dB à 7 kHz

Filtre passe haut : - 12 dB à 50 Hz

Correcteur physiologique : 0 - + 14 dB à 100 Hz ; 0 - + 10 dB à 15 kHz

Consommation maxi : 375 W sur 220 V.

Dimensions : hauteur : 48 mm ; largeur : 390 mm ; profondeur : 230 mm.

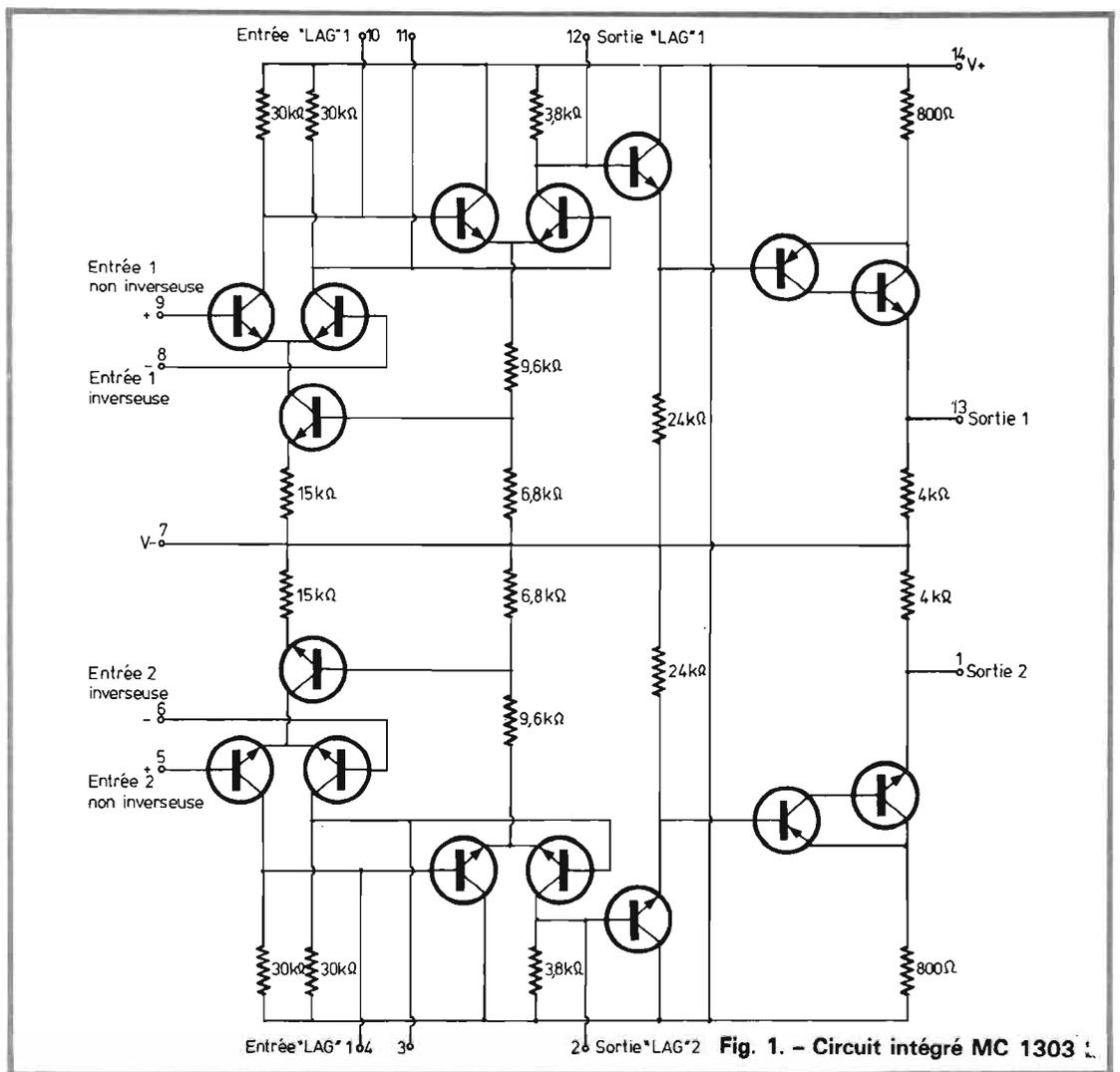
Étude du préamplificateur RIAA

Pour l'entrée PU nous devons amplifier un signal dont la valeur moyenne se situe entre 2 et 5 mV pour le porter à une valeur nettement plus

élevée soit ici dans notre cas de l'ordre de 180 mV. L'amplification est confiée ici à un amplificateur opérationnel de haute qualité de chez Motorola le type MC 1303 L. C'est un circuit spécialement adapté à l'usage envisagé. En nous référant à la figure 1 détaillant une voie du circuit intégré. Le MC 1303 L est un double amplificateur opérationnel sur le même chip. Il a été spécialement étudié pour l'amplification stéréophonique. Chaque amplificateur dispose d'une entrée différentielle suivie d'un second étage différentiel et sortant sur un étage en émetteur suiveur.

L'étage différentiel d'entrée est alimenté par une source de courant constant dont la valeur est fixée par la tension des émetteurs du deuxième étage différentiel. Ce montage permet une contre réaction en mode commun et améliore de ce fait la valeur du CMRR (réjection en mode commun). Les transistors d'entrée sont polarisés à $150 \mu\text{A}$ afin de les faire fonctionner dans la zone de bruit minimum.

Cette cascade différentielle présente de nombreux avantages ; parmi ceux-ci : faible dérive, stabilité en continu et température. Le deuxième étage différentiel commande un transistor monté en émetteur suiveur qui commande un étage composite PNP. Cet étage PNP est constitué d'un



transistor PNP et d'un NPN afin d'effectuer l'amplification en tension et en niveau. L'amplification PU correspond à une correction en fréquence conforme à la norme RIAA-

CEI. On sait que les enregistrements phonographiques présentent une accentuation des fréquences supérieures à 2 kHz et un affaiblissement des fréquences inférieures à

500 Hz qu'il faut compenser à la reproduction lors du passage du signal dans le préamplificateur ; par ce procédé on obtient une réduction appréciable du niveau de bruit

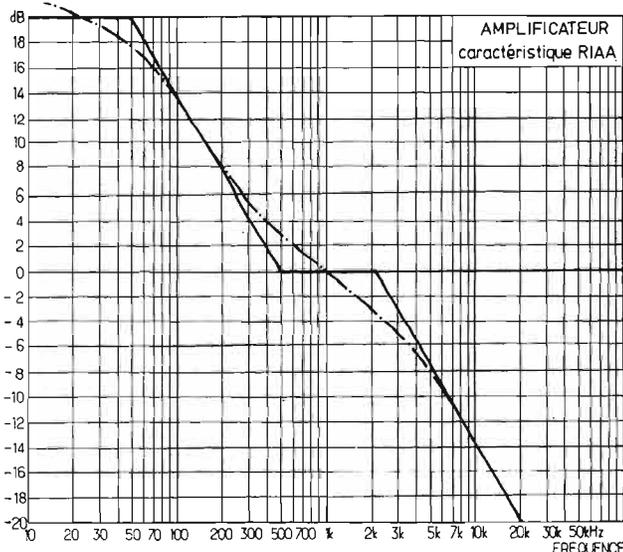


Fig. 2. - Caractéristique de correction en position P.U.

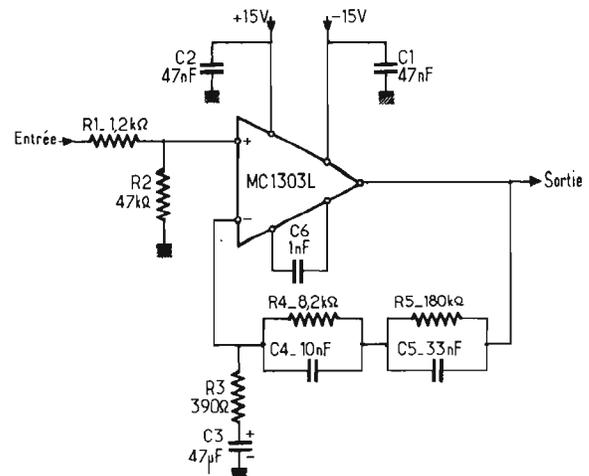


Fig. 3. - Schéma du préamplificateur P.U.

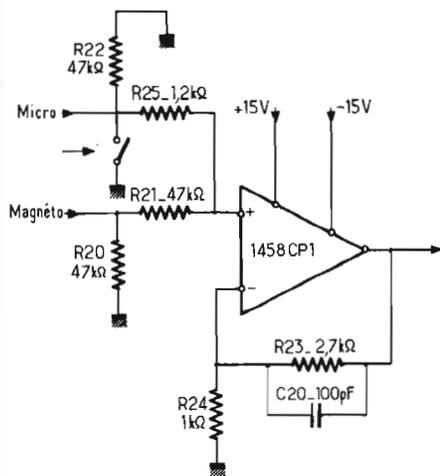


Fig. 4. - Schéma du préamplificateur micro.

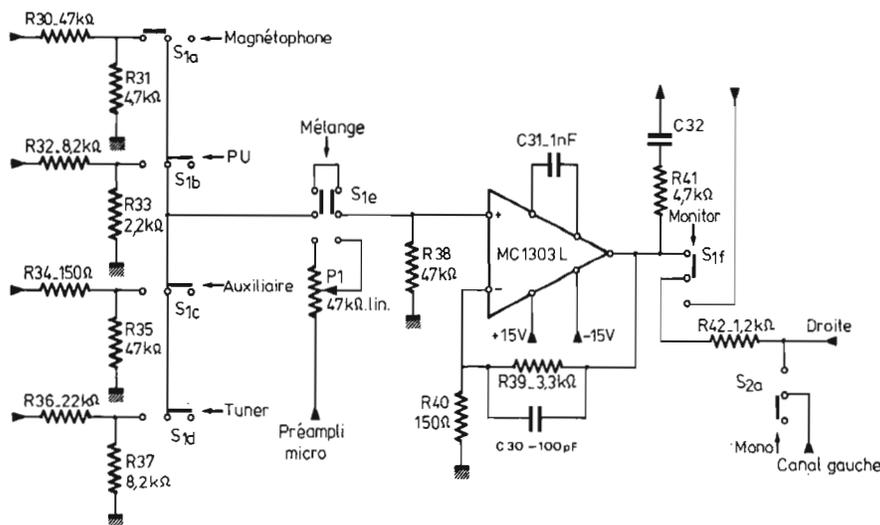


Fig. 5. - Schéma du préamplificateur mélangeur.

qu'aurait amené, sans cela, une amplification linéaire. L'obtention d'un rapport signal/bruit grand, est un problème délicat et est aisément réalisé par l'adoption de circuits intégrés modernes. Pour une restitution fidèle du message sonore il ne suffit pas de se contenter d'une compensation approximative. Il est indispensable d'effectuer une correction qui soit exactement l'inverse de celle de l'enregistrement. La figure 2 correspond à la caractéristique d'amplification de ce préamplificateur.

Le circuit intégré utilisé (fig. 3) est du type MC 1303 L exclusivement monté sur support profil bas. Attention le circuit de correction (effectué par C_6) ne permet pas dans ce cas (à cause de la contre réaction capacitive) l'utilisation du 739 PC de FAIRCHILD.

Liste des composants utilisés

Résistances couche carbonne

COGECO ou EFCO :

$R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_3 = 390 \Omega$ 1/4 W 5 %

$R_4 = 8,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_5 = 180 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

Condensateurs

$C_1 = 47 \text{ nF}$ céramique

$C_2 = 47 \text{ nF}$ céramique

$C_3 = 47 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ SIC SAFCO

$C_4 = 10 \text{ nF}/250 \text{ V}$ Polyester EFCO

$C_5 = 33 \text{ nF}/250 \text{ V}$ Polyester EFCO

$C_6 = 1 \text{ nF}/50 \text{ V}$ céramique.

La caractéristique de correction est fixée par les circuits de contre réaction R_4 . $C_4 - R_5 \cdot C_5 - R_3 \cdot C_3$ qui présentent une impédance variable en fonction de la fréquence. Elle a été calculée pour avoir une caractéristique la plus rigoureuse possible afin de ne pas s'éloigner de plus de $\pm 1 \text{ dB}$ par rapport à la valeur RIAA c'est-à-dire avec une accentuation de +6 dB par octave jusqu'à 500 Hz et une atténuation de -6 dB/oct à partir de 2 120 Hz. La sensibilité à 1 kHz est de 4 mV, on voit par ailleurs que la valeur à 50 Hz est amplifiée de 18 dB, on comprendra aisément la nécessité du blindage visible sur la photographie interne de l'amplificateur. Étant donné la position éloignée du transformateur et son faible rayonnement il n'a pas été nécessaire de le blinder entièrement, le boîtier suffit à supprimer les rayonnements indésirables.

L'impédance d'entrée a été fixée à 48 k Ω valeur de $R_1 + R_2$. Pour les puristes qui désireraient la modifier il suffit de changer la valeur de la résistance R_2 . La présence de R_1 a pour seul but de linéariser la liaison cellule préamplificateur. Le remplacement de R_1 par un condensateur de faible valeur

(par exemple 1 μF 5V) permet d'effectuer un filtre passe-haut de pente -6 dB/oct et permet d'atténuer le RUMBLE des platines de qualité douteuse. Ce filtre est centré sur 4 Hz à -3dB et permet d'éliminer la composante continue qui pourrait le produire. Cette modification améliore de 50 % le taux de distorsion par intermodulation du préamplificateur RIAA, soit une valeur de 0,05 %.

Étude du préamplificateur microphonique

Grâce à l'adjonction de cet étage les possibilités sont énormément accrues. La possibilité de réaliser le mélange sonore entre deux sources est une exigence pour tous les passionnés des diaporamas et nous n'avons voulu en aucun cas sacrifier cette possibilité, d'autant plus que cette option est d'un coût très faible et intervient très peu dans le résultat final.

Ici encore nous avons décidé d'adopter l'utilisation exclusive d'amplificateurs opérationnels intégrés. Un modèle très courant a été choisi c'est le 741 disponible en double (dual) 1458. Ce circuit existe chez tous les fabricants en boîtier mini-dip plastique (MC 1458

CP 1 chez Motorola, SN 72558 P chez Texas, etc.).

Le schéma complet de ce préamplificateur est représenté figure 4.

Valeur des composants

Résistances - couche carbone :

COGECO ou EFCO :

$R_{20} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{21} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{22} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{23} = 2,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{24} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{25} = 1,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

Condensateur

$C_{20} = 100 \text{ pF}$ céramique

Jack : 6,35 à double contact.

(marque CLIFF - réf. : S3/BBB)

Circuit intégré : MC 1458 CP1 monté impérativement sur support profil bas).

Pour réaliser la fonction de préamplificateur nous utilisons un montage très classique des amplis opérationnel : montage type non inverseur, l'entrée se fait sur la broche marquée + via un pont atténuateur et la fraction de contre réaction est appliquée à l'entrée « moins » afin de réaliser une boucle négative. L'entrée micro a pour gain approximatif

$$1 + \frac{R_{23}}{R_{24}}$$

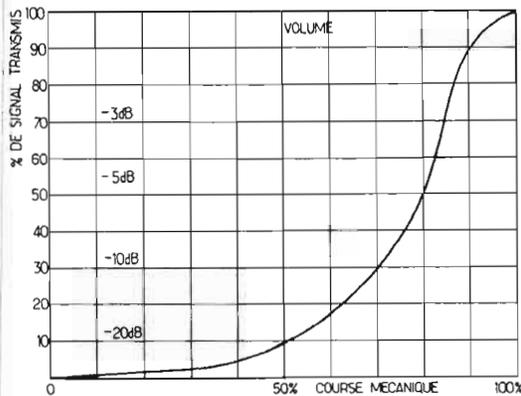


Fig. 6. - Variation de la puissance de sortie. Courbe de réponse du volume physiologique.

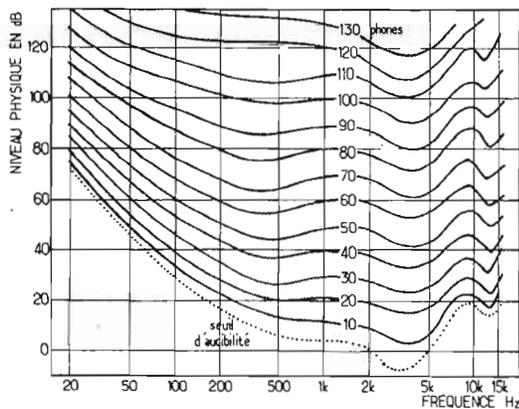


Fig. 7. - Courbe de Robinson et Dadson.

car nous négligerons l'atténuation due à

$$\frac{R_{21} + R_{20}}{R_{21} + R_{20} + R_{25}} \neq 1$$

comme la sensibilité a été fixée à 6 mV dans 47 k Ω pour obtenir 22 mV à la sortie nous devons avoir un coefficient d'amplification de l'ordre de 3,7 ce qui correspond à

$$1 + \frac{R_{23}}{R_{24}}$$

L'entrée magnétophone mélangeable s'effectue via le pont en π d'atténuation

$$\frac{R_{25}}{R_{21} + R_{25}}$$

(en effet le débranchement du jack microphone met à la masse la jonction R_{22} et R_{25} , l'impédance d'entrée du montage est alors fixée par R_{25} cette connexion s'effectue automatiquement par l'utilisation de la prise jack 6,35 indiquée). Comme l'ampli opérationnel a pour gain 3,7, il a été convenu de fixer la sensibilité de cette entrée à 300 mV ce qui donne les valeurs indiquées des résistances. Nous n'entrons pas dans le détail des calculs, ce sont de simples règles de trois donc, si cette sensibilité ne vous convient pas, à vos calculatrices et modifiez les valeurs du pont d'atténuation sachant que l'on doit avoir approximativement 6 mV à l'entrée + du circuit intégré.

La présence de C_{20} n'est pas impérative mais permet de réaliser un filtre passe-bas dont la coupure se situe vers 600 kHz afin de stabiliser et

d'éliminer les risques d'oscillations de l'ampli opérationnel.

En fait, étant donné la grande fiabilité du MC 1458 CP1 très peu de problèmes devront surgir de ce montage, des plus classiques par ailleurs.

Étude du préamplificateur général avec commande de mélange

Étant donné que nous avons fixé la sensibilité d'entrée du préampli général à 22 mV nous devons porter la tension de sortie à une valeur de 300 mV afin de pouvoir attaquer l'entrée-sortie de la prise monitoring pour le magnétophone (3 têtes bien sûr). Pour obtenir une meilleure dynami-

que et un rapport signal/bruit suffisant (70 à 80 dB), la valeur de 300 mV est préconisée car elle permet une dynamique supérieure à 30 dB par rapport à la tension d'entrée nominale. Cette valeur est en général très suffisante. Dans ce montage nous avons adopté la solution suivante : à chaque entrée son atténuateur fixe ; c'est-à-dire que l'on ne peut pas régler la sensibilité des entrées. C'est un défaut mineur devant les améliorations apportées : en effet l'utilisation de résistances variables apporte du souffle des crachements cela étant principalement dû à leur qualité médiocre, mais un des défauts les plus importants est la difficulté de réaliser l'égalité des sensibilités entre voie droite et gauche ; il faut en effet disposer d'un générateur BF et d'un voltmètre (ou oscilloscope) pour effectuer cet étalonnage. Alors qu'il est si

simple de calculer deux résistances même à 10 % près sans oublier qu'une erreur de 10 % correspond à 0,82 dB ce qui est négligeable devant la tolérance générale des enceintes acoustiques ± 5 dB.

Nous avons encore opté pour l'utilisation massive des amplificateurs opérationnels en version intégrée. Ici le MC 13034 L remplit parfaitement cette fonction. Il permet d'obtenir un temps de montée voisinant la 1 μ s et bande passante frôlant les 300 kHz pour 300 mV à la sortie. Ces valeurs sont assez habituelles avec ce type de circuit.

Le schéma de ce préamplificateur mélangeable est représenté figure 5.

Valeur des composants

Résistances-couche carbone

- $R_{30} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{31} = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{32} = 8,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{33} = 2,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{34} = 150 \Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{35} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{36} = 22 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{37} = 8,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{38} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{39} = 3,3 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{40} = 150 \Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{41} = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
- $R_{42} = 1,2 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

Condensateurs

- $C_{30} = 100 \text{ pF}$ plaquette céramique
- $C_{31} = 1 \text{ nF}$
- $C_{32} = 4,7 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ électrochimique non polarisé - Minisic - NP - SIC - Saftco.

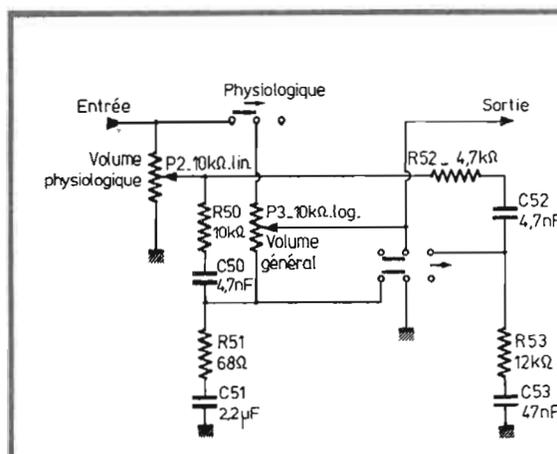


Fig. 8. - Schéma du correcteur physiologique.

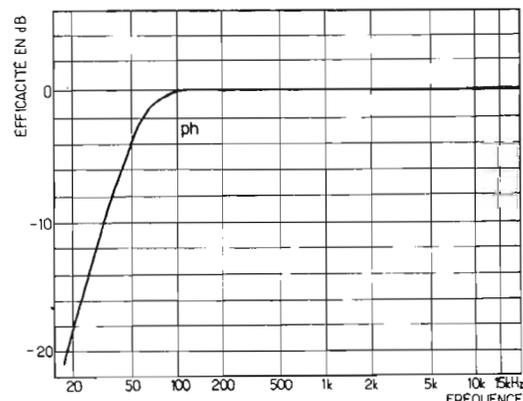


Fig. 9. - Action du filtre passe-haut.

Commutateur

S₁ A - F - marque Isostat type dialistat réf. : n° EB 3110

S₂ n° EB 3111 avec touches noires n° 752120 collées

Circuit intégré

MC 1303 L ou 739 PC Fairchild monté sur support profil bas (impératif)

Potentiomètre

P₁ = 47 kΩ linéaire double type JP 20S ou JP 20 SC Radiohm, axe long de 70 mm.

Calcul des valeurs de R₃₀ et R₃₁ : formules permettant de déterminer les résistances d'atténuation R₃₀ et R₃₁ en sachant que R₃₁ est mise en parallèle avec R₃₈ qui vaut 47 kΩ. Pour ce faire il faut connaître l'impédance d'entrée que l'on désire obtenir soit Z cette valeur et

$$Z = R_{30} + \frac{R_{31} \cdot R_{38}}{R_{31} + R_{38}} \\ = R_{30} + R_{300}$$

On doit aussi se fixer la sensibilité d'entrée en mV soit V cette valeur, sachant que la tension d'attaque du circuit intégré 1303 est de 22 mV. Or

$$\frac{V}{22} = \frac{R_{30} + \frac{R_{31} \cdot R_{38}}{R_{31} + R_{38}}}{\frac{R_{31} \cdot R_{38}}{R_{31} + R_{38}}} \\ = \frac{R_{30} + R_{300}}{R_{300}}$$

Soit enfin :

$$R_{30} = \frac{Z(V - 22)}{V}$$

et

$$R_{300} = Z - R_{30}$$

et

$$R_{31} = \frac{R_{300} \cdot R_{38}}{R_{38} - R_{300}}$$

V en mV

Z en kΩ

R₃₀ en kΩ

R₃₀₀ en kΩ

R₃₈ = 47 kΩ

R₃₁ en kΩ

Étude du circuit de correction physiologique

Ce filtre est à connecter lors de l'écoute à faible puissance. En effet la sensibilité de l'oreille humaine dépend considérablement du niveau de l'intensité en fonction de la fréquence.

L'oreille n'est pas un organe linéaire qu'il s'agisse de la fréquence ou de l'amplitude des vibrations sonores émises. De nombreuses études effectuées sur des individus de tous âges ont conduit au relevé de courbe d'égale sensation sonore. Ces travaux sont dûs en particulier à Fletcher et Munson puis à Robinson et Dadson (cf. fig. 6)

Le réseau se rapporte à la moyenne observée sur des sujets de 20 ans. En ordonnée la grandeur exprimée est celle du niveau acoustique exprimé en dB alors que sur la courbe on a porté en indication le niveau physiologique en phons (c'est-à-dire le niveau physique du son à 1 kHz produisant la même sensation auditive).

Le maximum de sensibilité

de l'oreille humaine se situe vers 3 à 4 kHz. Ces courbes montrent en particulier que la tonalité d'un son complexe, genre bruit rose, varie avec le niveau d'écoute. On favorise les fréquences pour lesquelles la sensibilité de l'oreille est la plus grande soit entre 500 Hz et 8 kHz.

L'enclenchement de la touche « physiologique » correspond à une correction en fréquence dépendant du niveau de puissance affiché au potentiomètre de volume général. La figure 7 indique les différentes courbes de réponse du filtre en fonction du niveau d'écoute.

Le schéma du correcteur physiologique est représenté figure 8.

Valeur des composants

Résistances - couche carbone

COGECO ou EFCO :

R₅₀ = 10 kΩ 1/4 W 5 %

R₅₁ = 68 Ω 1/4 W 5 %

R₅₂ = 4,7 kΩ 1/4 W 5 %

R₅₃ = 12 kΩ 1/4 W 5 %

Potentiomètres

Type JP 20S ou JP 20 SC axe long 70 mm

P₂ : 10 kΩ linéaire

P₃ : 10 kΩ log

Condensateurs

C₅₀ = 4,7 nF polyester

C₅₁ = 2,2 μF électrochimique non polarisé 25 V

C₅₂ = 4,7 nF polyester

C₅₃ = 47 nF polyester

Le commutateur fait partie du modèle précédent de chez

Isostat donc, dans notre cas ; portion à six pôles, intégré au bloc EB 311.

Le principe est en fait un filtre coupe bande à efficacité variable par le potentiomètre P₃ qui détermine le volume général en position linéaire le potentiomètre P₂ correspond ici à un simple volume.

L'utilisation de ce filtre est très appréciable à faible niveau d'écoute car il permet de compenser en plus des déficiences de l'oreille celle des circuits acoustiques à bas niveau de modulation.

Etude des filtres passe-haut et passe-bas

L'appareil que nous décrivons possède deux filtres limitant volontairement la bande passante. Cette action s'effectue simultanément sur la voie de droite et de gauche.

La fréquence de coupure du filtre passe-haut a été fixée vers 50 Hz à 3 dB ceci afin d'éliminer avec efficacité le rumble produit par une platine de mauvaise qualité ou bien alors le bruit du vent lors d'un enregistrement microphonique. C'est un filtre à coupure raide - 12 dB/oct ou - 40 dB par décade du type à ondulation nulle (Butterworth pour les spécialistes).

L'atténuation atteint 10 dB à 30 Hz et 20 dB à 15 Hz.

Le filtre passe-bas est aussi du type à pente raide

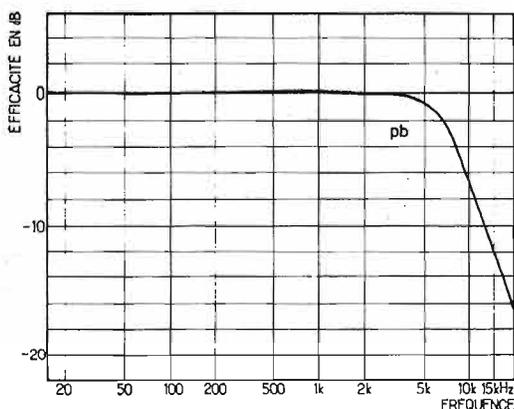


Fig. 10. - Action du filtre passe-bas.

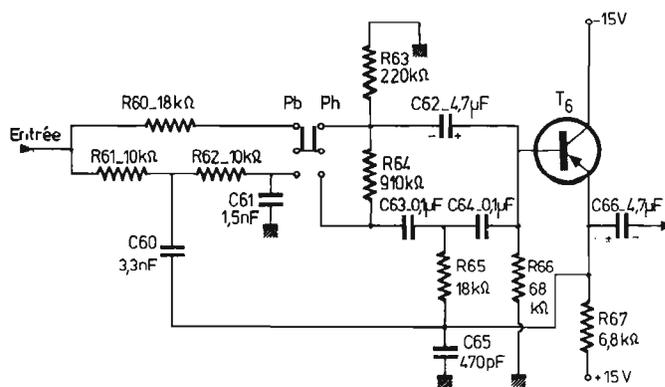


Fig. 11. - Schéma du filtre actif.

- 12 dB/octave (deuxième ordre à ondulation nulle). Sa fréquence de coupure est située vers 7 kHz à -3 dB.

L'atténuation est de 10 dB à 11 kHz et de 19 dB à 20 kHz. Son utilisation s'impose lorsque l'on veut supprimer certains bruits provenant des sources de modulation : crachements provenant d'un disque trop usé, souffle d'un magnétophone de qualité médiocre, ou lors de la réception FM à longue distance. La courbe de réponse du filtre est représentée figure 10.

Le schéma complet du filtre est représenté figure 11.

Valeur des composants

Résistances - Couche Carbone

EFCO ou COGECO :

- $R_{60} = 18 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{61} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{62} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{63} = 220 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{64} = 910 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{65} = 18 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{66} = 68 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$
- $R_{67} = 6,8 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5\%$

Condensateurs

- $C_{60} = 3,3 \text{ nF Polyester}$
- $C_{61} = 1,5 \text{ nF Polyester}$
- $C_{62} = 4,7 \text{ }\mu\text{F} / 25 \text{ V Electrochimique}$
- $C_{63} = 0,1 \text{ }\mu\text{F Polyester}$
- $C_{64} = 0,1 \text{ }\mu\text{F Polyester}$
- $C_{65} = 470 \text{ pF Céramique}$
- $C_{66} = 4,7 \text{ }\mu\text{F} / 25 \text{ V électrochimique}$

Semi-conducteurs

T_6 = transistor PNP faible bruit
 $V_{cex} = 40 \text{ V mini } 300 \text{ mW}$
 Type : BC 212 ou BC 179
 (choix très peu critique).

Etude du montage utilisé - en position linéaire. Le signal traverse la résistance R_{60} et attaque la base du transistor T_6 via le condensateur C_{62} , le transistor étant monté en émetteur communs son gain en tension est fixé à +1 donc le signal de sortie se trouve simplement atténué de la valeur

$$\frac{R_{66}}{R_{66} + R_{60}}$$

ceci en négligeant R_{63} .

Lorsque l'on enclenche le filtre passe-bas, le montage prend la forme de la figure 12.

Ce qui correspond à un filtre classique coupant les fréquences aiguës. La valeur de la fréquence de coupure et les caractéristiques du filtre à cette fréquence sont déterminées par la valeur des composants $R_{61} - R_{62}$ et $C_{60} C_{61}$; pour obtenir la réponse d'amplitude et de phase désirée, on utilise dans notre cas un type Butterworth d'ordre 2.

Le montage du filtre passe-haut prend l'aspect classique des filtres actifs du type Butterworth; lorsque la touche est enfoncée on a le schéma équivalent de la figure 13.

La valeur de la fréquence de coupure est fixée par les composants $C_{63} C_{64} R_{65} R_{66}$.

La présence des résistances R_{64} et R_{63} a pour seul but d'éviter le désagréable « Schplok » lors de l'enclenchement des filtres. En effet, R_{64} effectue une « précharge » des condensateurs $C_{63} C_{64}$, lors de l'utilisation du filtre ces condensateurs ayant été polarisés il n'y a donc pas de risque

de voir l'éternelle composante continue apparaître et causer ce bruit de commutation. Le condensateur de liaison C_{66} effectue le découplage continu pour l'étage correcteur.

Etude du circuit de correction grave-aigu

Ce circuit qui est des plus courants peut faire parent pauvre vu le nombre d'égalisations proposées par certains constructeurs du pays du soleil levant. Bien que très simple, ce circuit permet une correction suffisante dans la majorité des cas. Nous avons décidé de séparer la correction pour la voie de droite et celle de gauche; en effet l'acoustique n'est pas forcément la même dans le local d'écoute et en plus il permet de recréer une fausse stéréophonie (en jouant sur l'égalisation) lors de la lecture d'un signal monophonique.

En général ces correcteurs permettent de compenser des déficiences des enceintes

acoustiques aux basses et hautes fréquences. Nous avons adopté un circuit du type Baxandall.

Correcteur grave :

En position d'efficacité maximale le point +3 dB se situe vers 350 Hz, la correction atteint $\pm 16 \text{ dB}$ à 50 Hz et $\pm 20 \text{ dB}$ à 20 kHz.

Correcteur aigu :

Dans les mêmes conditions on note : le point +3 dB vers 1500 Hz et $\pm 13 \text{ dB}$ à 10 kHz ($\pm 15 \text{ dB}$ vers 15 kHz).

En position médiane les correcteurs n'ont aucune influence sur la bande passante.

Ce circuit utilise un amplificateur à faible gain (de l'ordre de -6) et assure un très faible taux de distorsion (0,1 % typ).

Ce circuit devant être attaqué par une source basse impédance pour fonctionner dans de bonnes conditions nous avons confié ce rôle au transistor du filtre actif décrit dans le paragraphe précédent. Le schéma complet du circuit de correction Baxandall est représenté figure 15.

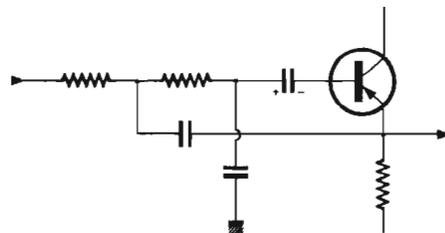


Fig. 12

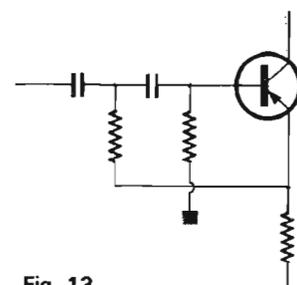


Fig. 13

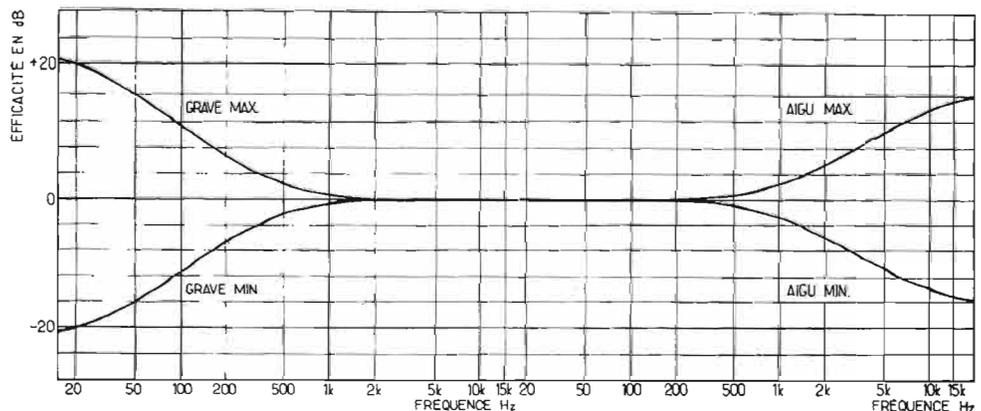


Fig. 14. - Efficacité des correcteurs grave et aigu.

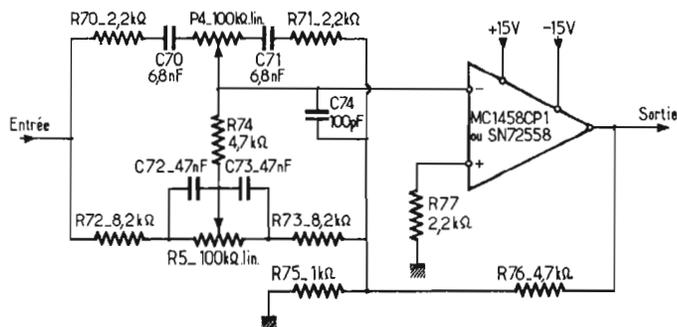


Fig. 15. - Circuit de correction grave-aigu.

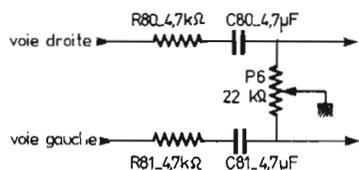


Fig. 17. - Circuit de balance.

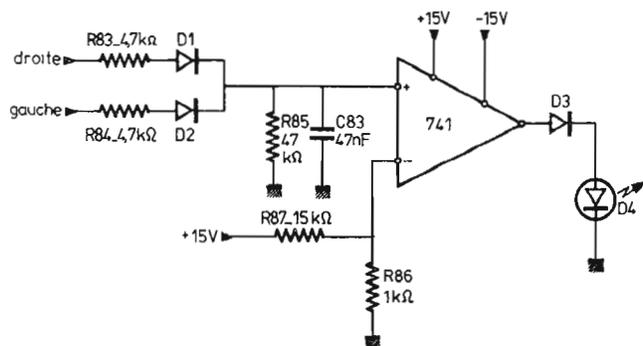


Fig. 18. - Schéma du circuit de saturation.

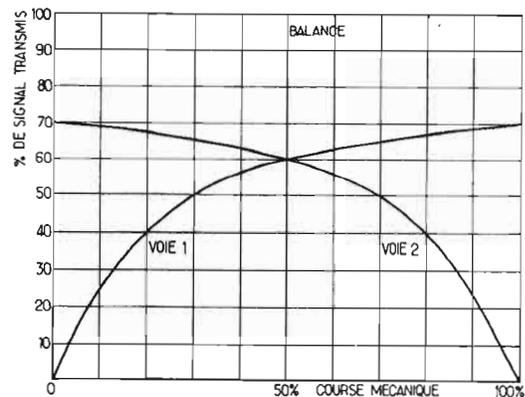


Fig. 16

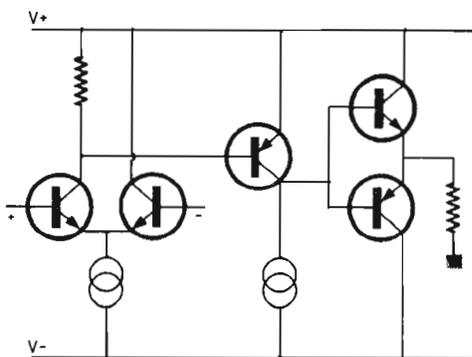


Fig. 19. - Schéma équivalent de l'étage de puissance.

Valeur des composants

Résistances - Couche de carbone

R₇₀ = 2,2 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₁ = 2,2 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₂ = 8,2 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₃ = 8,2 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₄ = 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₅ = 1 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₆ = 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
 R₇₇ = 2,2 kΩ 1/4 W 5 %

Condensateurs

C₇₀ = 6,8 nF Polyester 250 V
 C₇₁ = 6,8 nF Polyester 250 V
 C₇₂ = 47 nF Polyester 250 V
 C₇₃ = 47 nF Polyester 250 V

Circuit intégré

MC 1458 CP 1 ou SN 72558
 monté sur support

Potentiomètres

Radiohm axe long de 70 mm
 (pour circuit imprimé)
 P₄ : 100 kΩ lin 1 piste
 P₅ : 100 kΩ lin 1 piste.

Afin d'éviter une longue explication sur ce type de correcteur les lecteurs intéressés pourront se reporter aux nombreux articles traitant du Baxandall et publiés dans de précédents numéros de notre revue.

Etude du circuit de balance et témoin de saturation de l'amplificateur

La balance permet de compenser un éventuel déséquilibre entre les deux canaux ; ceci pouvant provenir d'une disposition dissymétrique des enceintes dans le local d'écoute ou simplement d'un écart dû à la source de modulation elle-même (mauvais azimuthage des têtes d'un magnétophone).

Cette commande doit satis-

faire à un impératif de précision : c'est-à-dire être très progressive. Autour de la position centrale tout en étant très efficace aux positions extrêmes.

La figure 16 indique l'atténuation du signal en fonction de la position du curseur du potentiomètre de balance.

Le schéma du circuit de balance est représenté figure 17.

Valeur des composants

Résistances couche carbone

R₈₀ 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
 R₈₁ 4,7 kΩ 1/4 W 5 %

Condensateurs

C₈₀ 4,7 μF 25 V électrochimique
 C₈₁ 4,7 μF 25 V non polarisé.

Potentiomètre Radiohm

P₆ 22 kΩ linéaire circuit imprimé.

Nous pensons qu'étant donnée la simplicité du schéma tout commentaire est superflu !

L'indicateur de saturation est un circuit qui permet de connaître d'une manière quasi-instantanée les points de modulation dépassant les 40 W RMS dans les 8 Ω annoncés. Bien que certains auteurs considèrent ce circuit comme un gadget, nous dirons qu'étant donné son faible coût (≈ 10 F) Il serait ridicule de négliger cette possibilité. Comme nous l'avons déjà dit, ce circuit est très simple, et souffre certainement de défauts mais il est très indicatif. Ce circuit a été calculé pour une puissance de 40 W dans 8 Ω et il est possible d'adapter ce circuit à tout autre amplificateur en recalculant le pont diviseur de tension.

Le schéma du circuit de saturation est représenté figure 18.

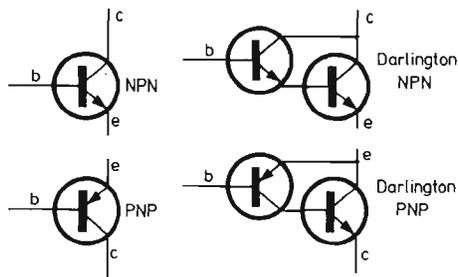


Fig. 20

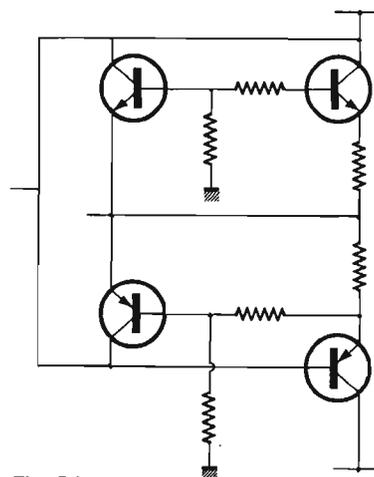


Fig. 21

Valeur des composants

Résistances (couche carbone)

$R_{83} = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{84} = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{85} = 47 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{86} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{87} = 15 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

Condensateur

$C_{83} = 47 \mu\text{F}$ Polyester 250 V
Cogéco

Circuit intégré

n'importe quel circuit type 741 toutes les diodes sont du type 1 N 914 ou 1 N 4148

Diode électroluminescente : D_4 = type TIL 209 A (Texas) peu critique (rouge).

Les canaux droit et gauche sont mélangés via R_{83} . R_{84} . R_{85} et seuls les signaux positifs sont pris en considération (c'est le seul défaut de ce circuit qui est par ailleurs peu important) le condensateur C_{83} effectue une intégration avec une constante de temps très faible. Les signaux positifs attaquant le circuit intégré 741 sont comparés avec la tension à travers R_{86} ; lorsque la tension à l'entrée est inférieure à $V_{R_{86}}$ la tension de sortie du circuit est de -15 V , la diode D_3 sert de protection en tension et la diode électroluminescente D_4 est éteinte. Si la tension à l'entrée est supérieure à la valeur $V_{R_{86}}$ la tension à la sortie de l'amplificateur opérationnel passe à $+15 \text{ V}$, la

diode D_3 laisse passer le courant de sortie et la diode électroluminescente s'allume. Il n'a pas été prévu de résistance série avec la LED car le circuit 741 effectue lui-même cette protection automatiquement car il est intégré un circuit limiteur qui fixe le maximum du courant de sortie à 30 mA (attention uniquement dans le cas des circuits du type 741...).

Etude de l'étage d'amplification de puissance

Nous avons fixé la puissance nominale de l'amplificateur à 40 W RMS dans 8Ω . En effet pour l'utilisation courante cette puissance s'avère plus que suffisante. Si on se fixe un rendement de 3 à 4 % pour les enceintes on s'aperçoit que l'on peut disposer d'une puissance acoustique de l'ordre de $1,6 \text{ W RMS}$, de quoi faire résonner des baies vitrées ! Qualité et simplicité étant notre but nous avons estimé que l'énorme radiateur en aluminium pouvait être supprimé et remplacé par un boîtier en tôle assez épaisse et constituant (par son fond) un excellent dissipateur de calories. En usage courant l'amplificateur ne dissipe qu'une très faible puissance (10 à 20 W) et l'échauffement n'est en aucun cas prohibitif. Seul l'usage à puissance maximale ($2 \times 40 \text{ W}$) pendant plus d'une

heure peut, si certaines précautions ne sont prises, endommager l'appareil. Si l'utilisateur veut à tout prix disposer des 80 Watts ; il suffit d'enlever le capot et de placer un ventilateur (de prix très modique $\approx 80 \text{ F}$) et vous pourrez alors danser toute la nuit au son de votre appareil

Nous avons opté pour un amplificateur à sortie symétrique quasi complémentaire.

L'analyse du principe se fait à partir du schéma théorique de la figure 19.

L'attaque de l'amplificateur de puissance se fait par un étage différentiel T_1 T_2 via la base de T_1 , entrée notée $+$, les transistors T_1 et T_2 sont alimentés par une source de courant S_1 . Nous avons fixé le courant collecteur dans chaque transistor à 1 mA au repos ; ce choix a été fait pour obtenir le minimum de bruit (on sait en effet que dans le cas du montage différentiel le niveau de bruit se trouve multiplié par $\sqrt{2}$ par rapport au transistor seul). La source de courant S_1 fournit dans notre cas 2 mA . Un transistor T_3 monté en émetteur commun et alimenté par la source S_2 qui fournit à peu près 5 mA vient ensuite l'étage de sortie T_4 T_5 complémentaire. En réalité le transistor PNP représenté sur le schéma théorique est constitué d'un montage PNP et NPN darlington (fig. 20)

Ce montage présente de nombreux avantages :

- Une bonne réjection du

mode commun, que l'on peut encore améliorer en utilisant pour T_1 T_2 des transistors appariés.

Une excellente réjection des variations de tension d'alimentation grâce à S_1 et S_2 , donc on économise une alimentation stabilisée gourmande de W , souvent encombrante et onéreuse.

Un gain en boucle ouverte élevé ainsi qu'un rendement élevé dû au fonctionnement en classe AB de l'étage de sortie.

Nous avons, pour des raisons de sécurité, conçu une protection électronique efficace en cas de court-circuit.

Le montage figure 21 constitue un limiteur de courant pour l'étage de sortie ; Ce dispositif qui paraît si complexe est en réalité très simple et remplit parfaitement sa fonction. Vous vous en apercevrez si par mégarde vous réalisez un superbe court-circuit dans vos enceintes fabrication maison !

Le gain de cet étage est fixé à $1,3$ soit $24,8 \text{ dB}$, à l'entrée de l'amplificateur nous trouvons un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure à -3 dB est de l'ordre de 600 kHz , il permet d'augmenter la stabilité haute fréquence et d'éliminer les risques d'auto-oscillations. Dans la boucle de contre réaction un condensateur de découplage assure la stabilité en continu en fixant son gain à 1 , il réalise par suite un filtre passe-haut dont la fréquence

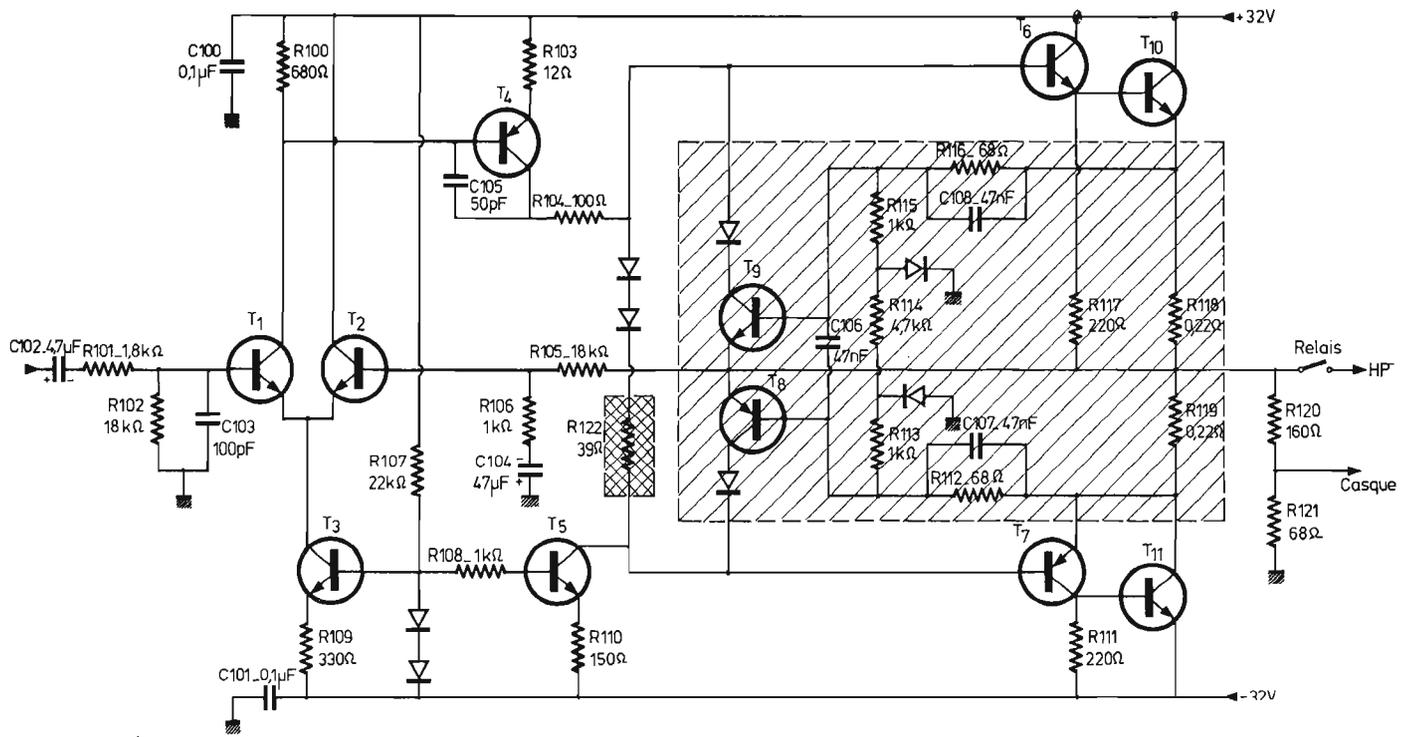


Fig. 22. - Schéma complet de l'étage de puissance.

de coupure est de 4 Hz, ces deux filtres ont des pentes fixes de -6 dB/octave. Tous les composants constituant l'amplificateur de puissance ont été calculés puis ajoutés sur le prototype, il n'existe pratiquement aucun réglage si vous utilisez des composants corrects. Une simple vérification vous permettra de suivre le bon fonctionnement de votre appareil.

Le schéma complet de l'amplificateur de puissance est représenté figure 22.

Valeur des composants

Résistances couche carbone

$R_{100} = 680 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{101} = 1,8 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{102} = 18 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{103} = 12 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{104} = 100 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{105} = 18 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{106} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{107} = 22 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{108} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{109} = 330 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{110} = 150 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{111} = 220 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{112} = 68 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{113} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_{114} = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{115} = 1 \text{ k}\Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{116} = 68 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{117} = 220 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{121} = 68 \Omega$ 1/4 W 5 %
 $R_{122} = 39 \Omega$ 1/4 W 5 % (EFCO - COGECO)

Résistances bobinées 1 W 5 %

$R_{118} = 0,22 \Omega$
 $R_{119} = 0,22 \Omega$
 $R_{120} = 160 \Omega$

Condensateurs

$C_{100} = 0,1 \mu\text{F}$ 250 V
 $C_{101} = 0,1 \mu\text{F}$ 250 V
 $C_{102} = 4,7 \mu\text{F}$ 25 V Electrochimique
 $C_{103} = 100 \text{ pF}$ céramique
 $C_{104} = 47 \mu\text{F}$ 10-12 V chimique
 $C_{105} = 50 \text{ pF}$ céramique
 $C_{106} = 47 \text{ nF}$ 250 V Polyester
 $C_{107} = 47 \text{ nF}$ 250 V Polyester
 $C_{108} = 47 \text{ nF}$ 250 V Polyester

Diodes

Toutes les diodes sont du type 1 N 914 ou 1 N 4148

T_1, T_2, T_3 : NPN V_{CE} 40 V faible bruit. H_{fe} : 40 minimum
 Type BC 182 B ou BC 107 ou équivalent
 T_4, T_7 = PNP V_{CE} 80 V h_{fe} : 60 minimum puissance 1 W mini.

T_5, T_6 : NPN V_{CE} 80 V nFe: 60 complémentaire T_4, T_7 .
 Type TIP 29 B, RCA 29 B, MJ 29 B.

T_{10}, T_{11} impérativement TIP 3035 Texas Instruments n'utiliser en aucun cas le MJ 3055. (Motorola).

L'utilisation d'un dérivé dont le boîtier n'est pas identique au modèle Texas Instruments obligerait à redessiner complètement le circuit imprimé étant donné que le montage du transistor se fait entre le fond du boîtier de l'amplificateur et le circuit imprimé, tout modèle différent entraîne la modification complète de l'amplificateur. De toutes façons inutile de s'alarmer ce modèle de transistor (TIP 3055) est parmi les plus courants et tout dépositaire doit pouvoir vous approvisionner

T_8 Transistor de commutation V_{CE} 40 V V_{BE} 0,6 V PNP
 Type 2 N 2907

T_9 Transistor de commutation V_{CE} 40 V V_{BE} 0,6 V NPN
 Type 2 N 2222.

Sur le schéma général de l'amplificateur nous avons hachuré le circuit de protection contre les courts-circuits et la résistance déterminant le cou-

rant de repos (pour le réglage se référer au chapitre « construction des circuits électroniques »).

On remarque à la sortie de l'amplificateur un pont diviseur résistif reliant la prise-casque. La présence de la résistance R_{120} est impérative lors de l'utilisation d'un casque basse impédance (8Ω) car on risquerait de l'endommager suite à une trop forte puissance de sortie dans cette prise.

Circuits d'alimentation

Les caractéristiques des amplificateurs opérationnels utilisés permettent de s'affranchir d'une alimentation stabilisée. Leur taux de réjection des variations de tension d'alimentation est supérieur à 90 dB, dans notre cas une régulation par diode zener est suffisante.

L'amplificateur de puissance alimenté sous ± 32 V continu nécessite l'emploi d'un transformateur d'une puissance supérieure à 100 W et fournissant 2×24 V alternatif. Dans le chapitre construction, nous décrivons la réalisation du transformateur utilisé dans

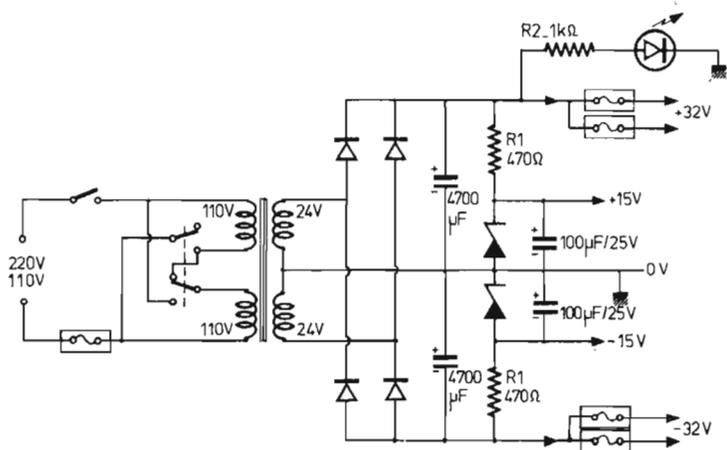


Fig. 23. - Schéma des circuits d'alimentation.

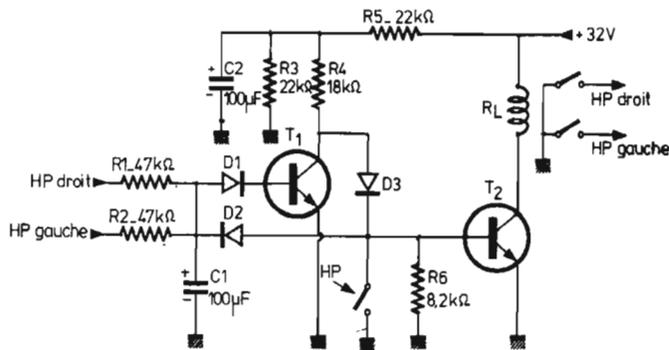


Fig. 24. - Dispositif de protection.

notre prototype et utilisant un circuit en C core simple, mais ceux que la construction tra-casse pourront feuilleter les publicités du « H.P. » et trouver des revendeurs fournissant des transformateurs toriques 120 W prêts à l'emploi. La puissance du transformateur du prototype est de l'ordre de 180 W en continu, l'alimentation se fait par un redresseur double alternance (ou en pont). Le filtrage a été confié à deux condensateurs électrochimique de 4700 µ F. Comme nous l'avons déjà annoncé, la tension n'est pas stabilisée, mais ces condensateurs peuvent fournir (en puissance musicale) plus de 60 W pour un seul canal. L'alimentation ± 15 V est régulée par deux diodes zeners et filtrée par deux condensateurs de 100 µF. Le témoin de mise en route est réalisé à l'aide d'une diode électro-luminescente verte au phosphore d'arséniure de gallium. La diode est polarisée en direct avec un courant de 30 mA.

Afin d'améliorer le rapport signal/bruit général, nous avons confectionné un petit circuit imprimé d'alimentation regroupant diodes de redressement et condensateur de filtrage. Le gain sur le bruit (100 Hz) est de l'ordre de deux à 3 dB sur 70 à 75 dB ce qui est très performant étant donné la simplicité de la modification envisagée.

Le schéma de l'alimentation est représenté figure 23.

Valeur des composants

Résistances couche carbone ou bobinée

$R_1 = 470 \Omega$ 5 % 2 W

$R_2 = 1 k\Omega$ 5 % 2 W

Diodes de redressement : N'importe quel type de diode en boîtier plastique de caractéristique tension inverse 50 V courant 3 A

Diode électroluminescente TIL 311 A ou équivalente verte.

Condensateur

4700 µF 40 V CMF FP SIC SAFCO ou équivalent.

Transformateur

2 x 24 V 120 W mini de confection personnelle ou du commerce.

Fusibles : type 2,5 A temporisé (5 pièces).

Porte fusible

MFOM type circuit imprimé numéro 905 (5 pièces).

Diode zener n'importe quelle diode 400 mW 15 V ± 10 %

Circuit de protection des enceintes et temporisation

Ce circuit réalise la mise sous tension des enceintes avec un retard qui évite le

« chplok » habituel. De plus une détection au niveau de la sortie de l'amplificateur de puissance permet une détection du continu et entraîne de suite la disjonction des enceintes via un relais. Le schéma de ce dispositif est représenté figure 24.

La résistance R_5 et le condensateur C_2 fixant la constante de temps, lorsque la tension aux bornes de R_6 dépasse le V_{bc} de T_2 le transistor devient conducteur et le relai 1 s'enclenche. Lorsque V_{ce} est nul le relai se déclenche. Si une tension continue positive est appliquée le transistor T_1 est alors rendu conducteur via, le filtre passe-bas réalisé par C_1 , R_2 , C_1 et la diode de redressement T_1 bloquée. La tension V est donc voisine de 0 et le transistor T_2 se débloquent. Si une tension continue négative est appliquée au filtre c'est alors T_2 qui se débloquent via la diode D_2 . Si la tension appliquée est alternative le filtre passe-bas joue alors son rôle et la tension V_{be} de T_1 est nulle et V_{be} de T_2 fixé par R_6 car la diode D_2 est de sens passant donc la chute de tension à ses bornes est de 0,6 V et T_2 est conducteur.

Valeur des composants

Résistances couche carbone

$R_1 = 47 k\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_2 = 47 k\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_3 = 22 k\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_4 = 18 k\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_5 = 22 k\Omega$ 1/4 W 5 %

$R_6 = 8,2 k\Omega$ 1/4 W 5 %

Condensateurs

$C_1 = 100 \mu F / 16$ V électrochimique

$C_2 = 100 \mu F / 25$ V

Transistors

T_1 T_2 NPN type indifférent V_{ce} 40 V BC 182 b

Diodes

1 N 914 ou 1 N 4148

Relais voir texte.

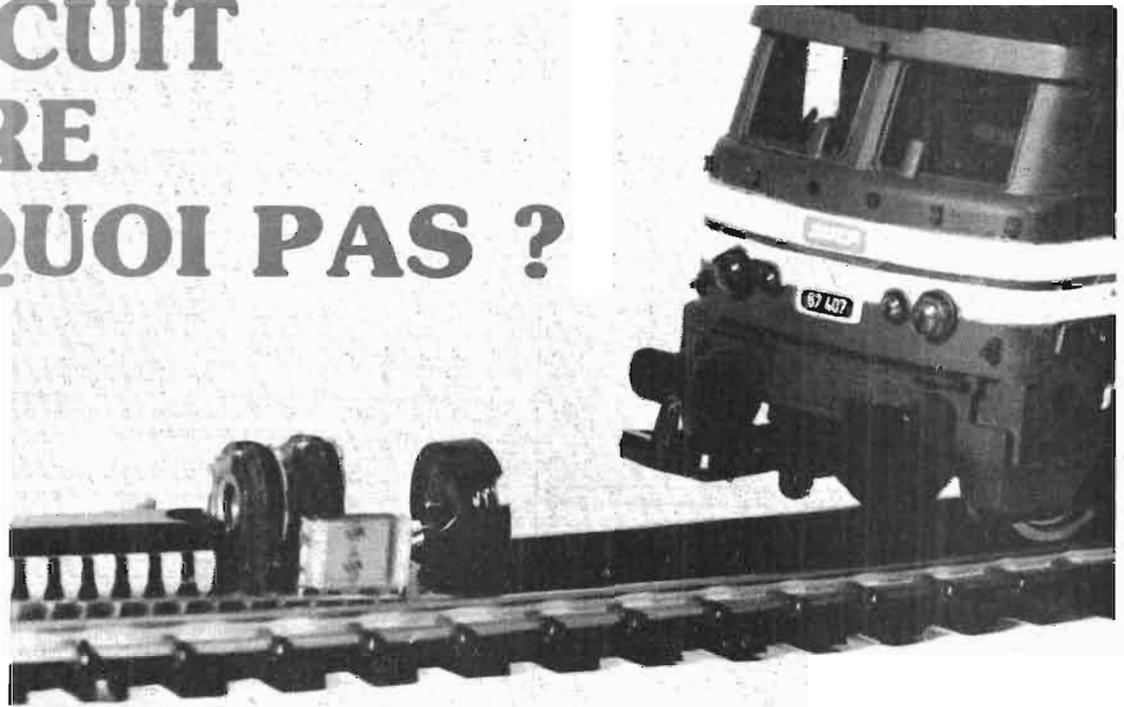
Remarque : Dans le prototype nous avons utilisé un relai du type 2-1 c'est-à-dire 1 point commun pour deux contacts. Il ne faudra donc en aucun cas relier les sorties des lignes HP après l'amplificateur car dans ce cas le circuit de protection ne joue plus son rôle. Le relai utilisé est de marque SIE-MENS version circuit imprimé type KSN V 2301 B 0006 A 102 en 24 V continu.

Ce chapitre termine la description théorique, nous allons pouvoir maintenant passer à la partie la plus intéressante : réalisation pratique de cette étude.

(à suivre)

J.-P. BAILLEUX

LE CIRCUIT INTEGRE POURQUOI PAS ?



DETECTEUR D'APPROCHE

A PRES les détecteurs optiques, les détecteurs magnétiques et plus précisément un détecteur particulièrement simple à mettre en œuvre.

La réalisation d'une self est un cauchemar pour la plupart des électroniciens amateurs. Si on peut utiliser n'importe quelle self, il sera possible de réaliser simplement des détecteurs de proximité. Ce type de circuit un peu spécial a l'inconvénient de n'exister, à notre connaissance, que chez un seul constructeur qui est Siemens.

Ce circuit, c'est le TCA 205 A. Nous l'utilisons depuis quelques temps déjà comme interrupteur de fin de course pour une table de lecture, il sert à détecter la position du bras et à relever la pointe de lecture à la fin du disque. Un dispositif fort utile pour ceux qui ne possèdent pas de tourne-disque à arrêt automatique.

Nous avons essayé ce circuit en réalisant plusieurs bobines sur des ferrites trouvées dans un fond de tiroir, pas n'importe laquelle direz-vous, en fait, nous ne connaissons même pas la nature de certaines de ces ferrites.

A la lumière de ces expériences, nous nous sommes aperçus que le montage ne fonctionnait pas toujours mais que l'on pouvait assez simplement remédier à cette lacune.

Commençons par le principe de fonctionnement. Le circuit intégré comporte un oscillateur interne qui ne demande qu'une seule inductance pour fonctionner. Le champ électromagnétique se développe autour de l'inductance. Si on introduit dans ce champ magnétique un élément absor-

bant de l'énergie, il y aura une diminution de l'amplitude des oscillations. L'absorption d'énergie se fera dans des métaux qui seront magnétiques ou non. Un cuivre par exemple est un métal très bon conducteur, il n'est pas magnétique et fait fonctionner parfaitement le système. Un morceau de fer également magnétique est conducteur. Les ferrites qui, par contre, ne sont pas conductrices ou fort peu, ne peuvent pas modifier l'état des sorties.

Le circuit intégré comporte donc un oscillateur local dont la bobine est laissée visible ou à proximité de l'objet à détecter.

La tension de sortie de l'oscillateur est détectée par un redresseur interne, la tension est filtrée puis appliquée à un trigger qui décide à partir de quand les sorties doivent changer d'état.

Deux sorties à collecteur ouvert sont disponibles. Ces deux sorties donnent des signaux en opposition, un tran-

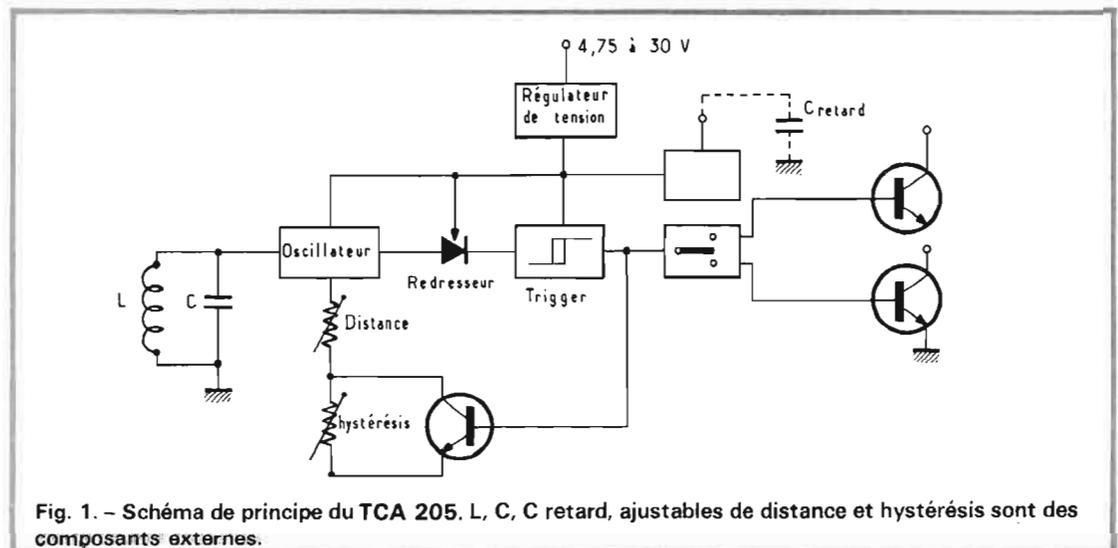


Fig. 1. - Schéma de principe du TCA 205. L, C, C retard, ajustables de distance et hystérésis sont des composants externes.

sistor est bloqué pendant que l'autre est saturé. Cette disposition simplifie la conception de l'électronique qui suivra le circuit. Un détail de conception intéressant, c'est un circuit de retardement des tensions de sortie. L'alimentation des sorties est assurée après un délai qui dépend de la valeur d'un condensateur ajouté au montage. Ainsi, on évitera les impulsions parasites présentes à la sortie du montage au moment de l'établissement des tensions.

Un circuit de régulation électronique interne de la tension d'alimentation autorise une plage de fonctionnement de 4,75 V à 30 V. Les transistors de sortie supportent un courant de 50 mA et une tension de 30 V, ce qui permet de commander des relais.

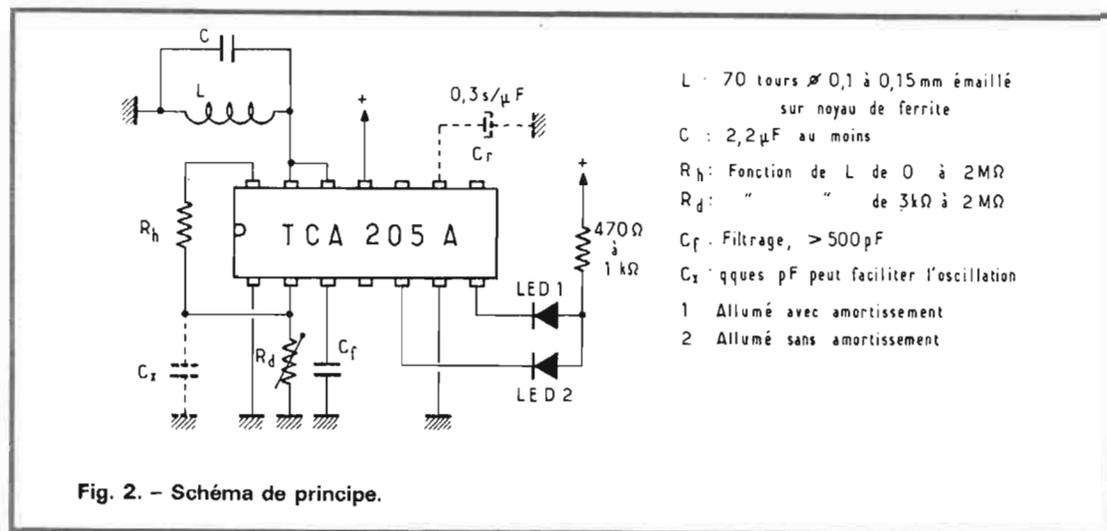
Le montage réalisé à partir de ce circuit est d'une extrême simplicité. Un circuit intégré, une résistance, deux condensateurs, suffisent. Si l'on désire ajuster la position relative de l'objet à détecter et de la bobine de détection; ainsi que régler l'hystérésis, deux potentiomètres peuvent être ajoutés au montage.

La figure 2 représente le schéma de principe, avec possibilités de réglage du montage de détection de proximité. Pour la bobine, Siemens propose des pots de ferrite plus profonds que les pots classiques. Leur taille dépendra de celle des objets à détecter.

Les bobines

Les pots ferrite classiques peuvent être utilisés. Un moyen simple de les employer est de disposer de carcasses à deux cases, carcasses dont on enlèvera une des sections. Nous aurons ainsi une carcasse dont l'épaisseur sera celle du demi-pot de ferrite. Nous avons réalisé une bobine de ce type en enroulant 70 spires de fil de 10/10^e de millimètre émaillé sur une demi-carcasse. Le pot est du type 11/7, 11 de diamètre, 7 de hauteur.

Le pot offre sur une bobine linéaire, l'avantage de voir son champ magnétique externe



concentré sur l'avant du pot. Par contre, une bobine longue, constituée d'un enroulement effectué autour d'un batonnet de ferrite sera sensibilisée par tout son entourage. Le pot se prête mieux à une installation en milieu métallique qu'une bobine longue. La bobine longue offre par contre l'avantage d'être plus simple à réaliser. De toute façon, dans le cas d'un environnement métallique les possibilités de réglage seront mises en œuvre.

Pour les bobines sur noyau de ferrite tubulaires, nous avons pris de petites ferrites de 5 cm de diamètre et de 6 de longueur et avons enroulé 70 à 100 spires de fil émaillé de 10/100^e de millimètre de diamètre. Le fonctionnement a été obtenu sans difficulté. L'oscillateur travaille dans une gamme de fréquences située entre 70 kHz et 1,5 MHz. La valeur propre de la fréquence importe peu. Suivant le condensateur d'accord qui sera associé au bobinage, on obtiendra des réglages différents pour la distance ou l'hystérésis de fonctionnement.

La seule cause de non fonctionnement que nous avons rencontrée au cours de nos essais est une insuffisance de la valeur de l'inductance.

Réglage de la distance et de l'hystérésis. Ce sont des possibilités offertes par le fabricant du circuit intégré. Le réglage de la distance est un réglage de seuil de l'oscillateur. Si la réaction de l'oscillateur est importante, nous devons fortement amortir le circuit oscillant. Par contre, si la réaction est faible,

il sera plus facile de réduire l'amplitude des oscillations par une absorption du champ externe avec pertes par courants de Foucault. Nous avons donc ici un réglage de la distance de fonctionnement. Le système à hystérésis permet un fonctionnement plus sûr, sans oscillation. En effet lorsqu'une pièce passe à proximité de la bobine, à la distance limite du fonctionnement, il peut se produire une série d'enclenchements et de déclenchements. L'hystérésis consiste à modifier la distance d'enclenchement une fois que ce dernier a eu lieu.

L'utilisation de résistance d'hystérésis n'est pas obligatoire, elle entraîne une modification de la distance de fonctionnement. Il n'y a pas de règle particulière régissant la valeur de l'hystérésis en fonction de celle de la résistance. Il n'y a pas non plus de règle précise régissant la distance en fonction de la valeur de la résistance correspondante. Tout dépend des caractéristiques du circuit accordé.

Donc, en résumé pas de règle générale pour le choix de la valeur des résistances auxiliaires, le constructeur fixe une valeur minimale de 3 000 Ω pour la résistance de réglage de la distance. On peut monter à 1 ou 2 MΩ.

Il est également possible de mettre un condensateur de faible valeur entre la borne du circuit intégré aboutissant à la résistance de distance et la masse, ce condensateur peut parfois faire osciller un montage récalcitrant.

- L : 70 tours \varnothing 0,1 à 0,15 mm émaillé sur noyau de ferrite
- C : 2,2 μ F au moins
- R_h : Fonction de L de 0 à 2 MΩ
- R_d : " " de 3 kΩ à 2 MΩ
- C_f : Filtrage, > 500 pF
- C_x : quelques pF peut faciliter l'oscillation
- 1 Allumé avec amortissement
- 2 Allumé sans amortissement

Réalisation

Les réalisations que nous proposons sont basées l'une sur un circuit imprimé, l'autre sur un circuit type Veroboard. La figure 4 donne l'exemple d'une réalisation sur plaquette à bandes perforées, style Veroboard, les figure 5 et 6 une réalisation sur plaquette de circuit imprimé. La disposition des composants est sensiblement la même. Nous n'avons pas mis le condensateur facultatif d'entretien des oscillations ni celui de retard à l'enclenchement. La modification du circuit à leur intention est des plus simples. La self est ici installée en bout de circuit, cela permet de loger le montage entier dans un tube, pour faire un détecteur monobloc. Les sorties sont des diodes électroluminescentes, une verte et une rouge par exemple.

Un relais peut être installé en sortie, on n'oubliera pas de monter une diode, cathode vers le + de l'alimentation afin de protéger la sortie contre les surtensions.

Si la self est bien réalisée, le montage doit fonctionner. L'augmentation de la valeur de la résistance de distance permet d'augmenter la distance de détection. R_d étant faible, l'amortissement du circuit peut ne pas être suffisant pour entraîner le déclenchement du circuit intégré. Dans ce cas, on pourra introduire un amortissement contrôlé, c'est-à-dire placer une résistance entre les bornes du circuit accordé LC.

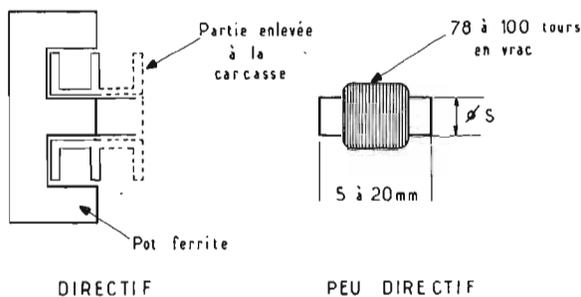


Fig. 3

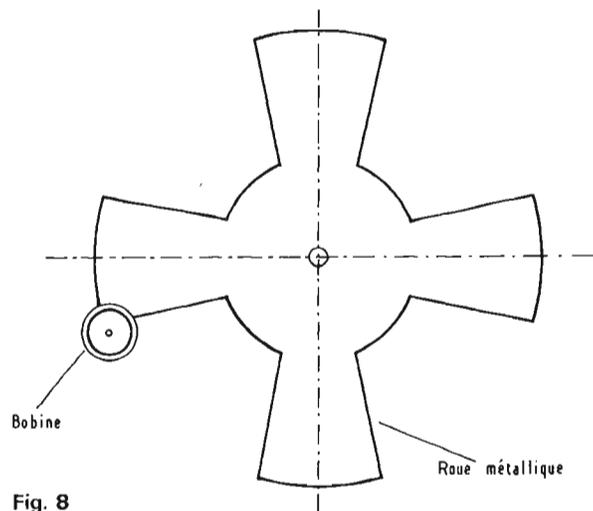


Fig. 8

afin de diminuer le coefficient de surtension.

L'empirisme est roi dans la conception des détecteurs de proximité magnétique étant donné qu'il faudrait connaître avec précision tous les paramètres de la pièce à détecter.

Quelques essais effectués sur diverses bobines ont donné les résultats que nous vous indiquons ci-après, des résultats qu'il ne faut prendre que comme des indications grossières et non à la lettre.

Beaucoup de noyaux de ferrite, une fois sortis de leur emballage perdent leur identité, il nous a donc été difficile de leur donner un nom, une référence. Le matériau à choisir doit être prévu pour travailler dans la gamme de 100 kHz à 1,5 MHz.

Une demi coupelle de pot de ferrite de 7 x 11 permet d'obtenir une distance de déclenchement de 6 à 10 mm suivant la valeur des résistances. La valeur de la résistance d'hystérésis influe sur la distance d'enclenchement : avec 100 000 Ω, nous avons un enclenchement à 8 mm et un déclenchement à 11. Avec une résistance infinie, l'enclenchement se fait à 9 mm et le déclenchement à 14. Avec une résistance de 2000 Ω, l'enclenchement se passe à 2,5 mm et le déclenchement à 8 mm. Des valeurs qui montrent l'interaction entre les deux réglages.

Avec un bâton de ferrite de 2,5 mm de diamètre sur lequel nous avons enroulé 50 spires,

la distance de détection est de 2,5 mm. Un bâton de ferrite de 5 mm, long de 20 mm permet une distance de détection de plus d'un centimètre dans l'axe, cette distance est sensiblement la même tout autour du bâton, même en dehors de l'axe.

L'objet à détecter était ici un morceau de circuit imprimé de un centimètre carré.

Application

La détection d'approche d'un objet est la plus évidente. On approche l'objet dans l'axe

de la bobine, c'est un peu ce que nous illustrons avec la locomotive approchant un butoir symbolique. Lorsque le train est tout près, le rouge peut alors s'allumer.

Le fabricant du circuit imprimé prévoit une utilisation en détecteur à fourche. La fourche peut être symbolique. Si l'objet suit une trajectoire perpendiculaire à l'axe de la self et qu'il s'en approche suffisamment, nous aurons une détection. La figure 8 donne un exemple de détection utilisant le principe de la fourche, l'approche des pales se fait par le côté et non de face.

Ce type de capteur permet donc une détection de mouvement, de passage de pale. On pourra, à partir d'une self beaucoup plus grande détecter le passage de pièce métallique à une distance plus importante. Siemens indique des distances de l'ordre du diamètre du pot. Ce type de détecteur, parfaitement insensible à l'éclairement, est adapté à de nombreux usages industriels.

Un autre exemple d'utilisation, c'est la détection de la position d'un bras de lecture. La modification de la résistance de distance permettra de choisir deux distances d'arrêt,

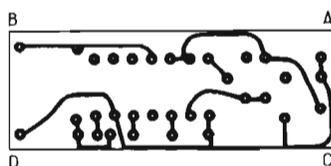


Fig. 4

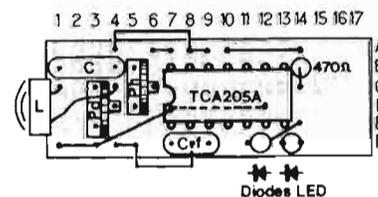


Fig. 5

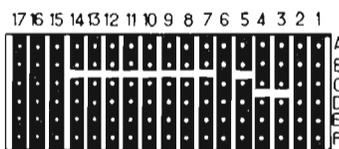


Fig. 6

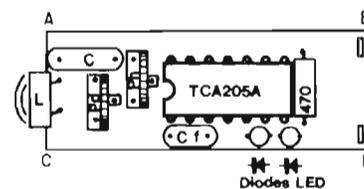


Fig. 7

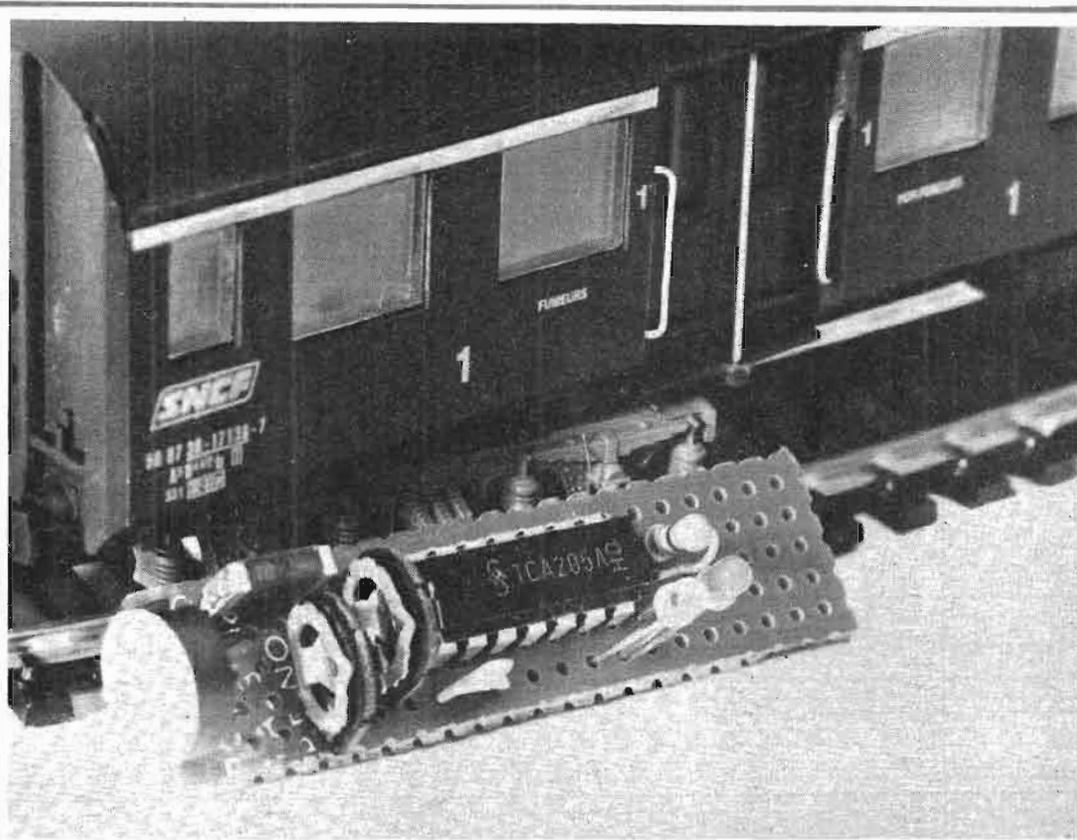


Photo 2. - Un montage particulièrement simple. A gauche : des potentiomètres, le demi-pot ferrite. Le circuit intégré donne l'échelle.

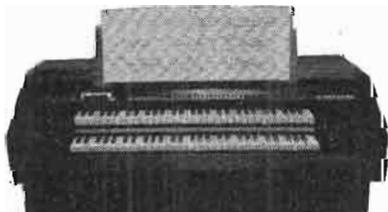
(diamètre au centre différent) une pour 45 t/mn l'autre pour 33 t. La détection de position permettra également de détecter l'endroit où il faut poser le disque, de 17 ou de 30 centimètres de diamètre. Ce type de circuit n'exerce qu'une infime influence (il y en a toujours) sur la pointe de lecture. Ce circuit est donc parfaitement adapté à l'automatisation de mécanismes complexes, à moins que ces derniers ne fassent appel à des pièces mobiles en matière plastique, ce qui arrive parfois.

Un circuit intégré très simple, pour des fonctions plus complexes, un circuit adapté aux circuits de logique industrielle mais qui peut trouver certains emplois dans le domaine de l'électronique de loisir.

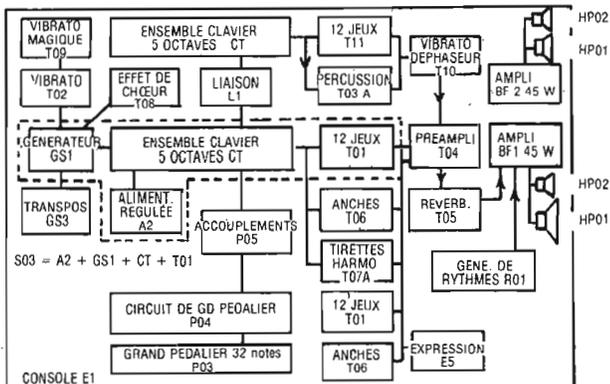
Ces circuits sont également réalisables à partir de transistors discrets, ils sont cependant en général moins stables et plus délicats à mettre au point.

Etienne LEMERY

avec les ENSEMBLES MODULAIRES **KITORGAN**
vous pouvez monter **progressivement** le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés **ARMEL**.
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire. Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE »
Ci-joint 5 F en timbres.

NOM :
Profession :
Adresse :
Signature :

H.P. 15 DEC. 1977

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



**DETECTE LES PANNES
SANS DEMONTAGES**

MINITEST 1

Signal Sonore
vérification et contrôle des circuits BF. MF. NF. Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

MINITEST 2 Signal Video

appareil spécialement conçu pour le technicien TV

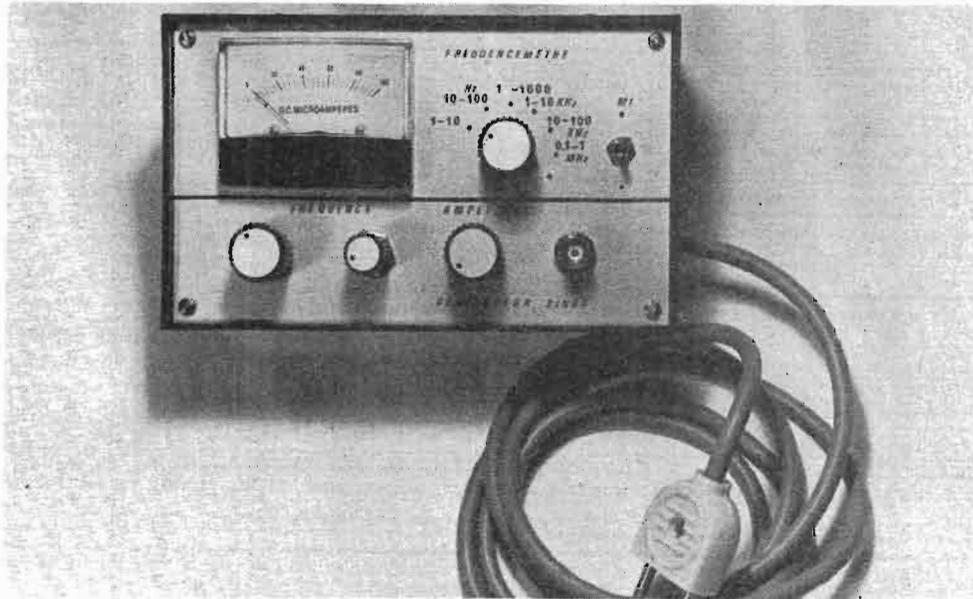
MINITEST UNIVERSEL

documentation sur demande à

slora

18, Avenue de Spicheren
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

Un générateur de signaux



à fréquencemètre incorporé

Le propre de ce générateur, qui fournit un signal sinusoïdal ou carré, est la possibilité d'afficher la fréquence instantanée sur un milliampèremètre ou un microampèremètre, sans complications et d'une manière « inexorable ».

Ce qu'on savait faire jusqu'ici, comme le montre la figure 1 a, est de coupler un fréquencemètre-appareil à part, à un générateur de signal, indépendant à son tour, afin de connaître la valeur de la fréquence d'oscillation, utile pour relever les courbes de réponse d'amplificateurs, les réponses en fréquence des filtres, ou, tout simplement, pour pouvoir accorder une guitare, un piano ou autre instrument de musique, quand on n'a pas les hauteurs des notes en tête.

Mais, une remarque pareille

à celle qui a fait tenir droit l'œuf (de Colomb) sur une table, peut éviter les deux appareils qui n'en feront plus qu'un seul : par construction certains « VCO »

ou « ICO », « OCT » ou « OCC », en bon français (oscillateurs commandés en tension ou en courant) ont une loi de variation parfaitement linéaire entre

la fréquence de sortie et la tension ou le courant de commande. Les déviations de la parfaite linéarité sont dues aux dérives thermiques et se chif-

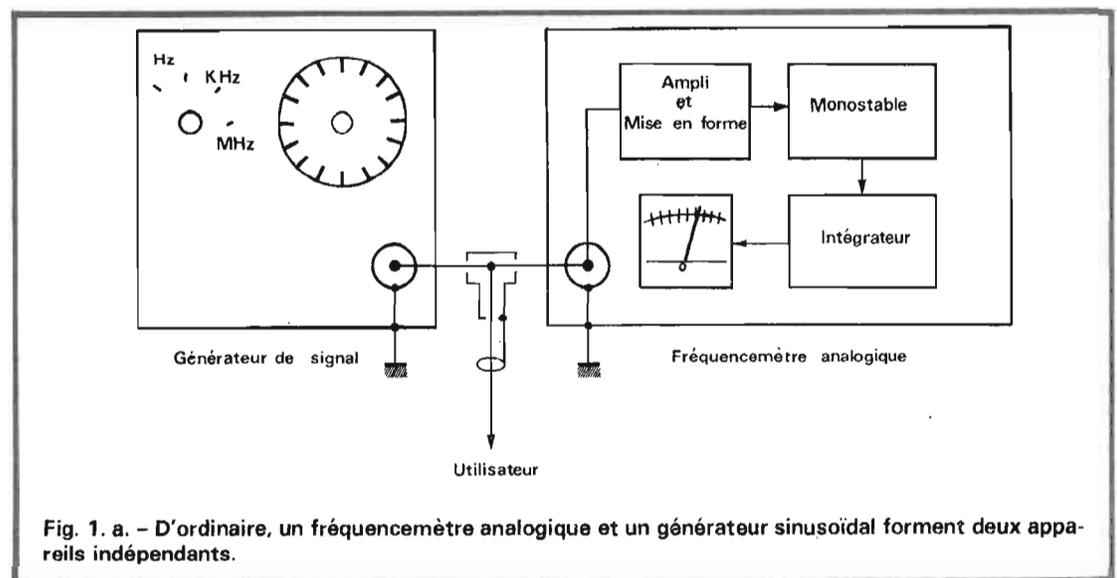


Fig. 1. a. - D'ordinaire, un fréquencemètre analogique et un générateur sinusoïdal forment deux appareils indépendants.

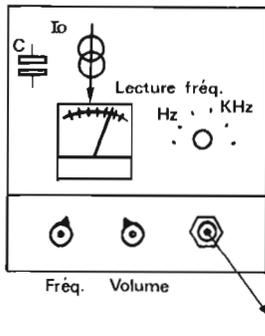
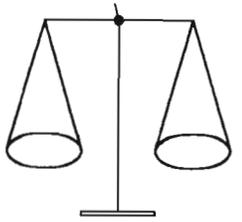


Fig. 1 b. - Profitant d'une loi de fonctionnement où il y a proportionnalité entre la fréquence et un courant de commande I_0 , la mesure de ce dernier devient une mesure de fréquence.



(La loi de fonctionnement)

$$FREQ. = \frac{320 \times I_0 \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \text{ Hz}$$

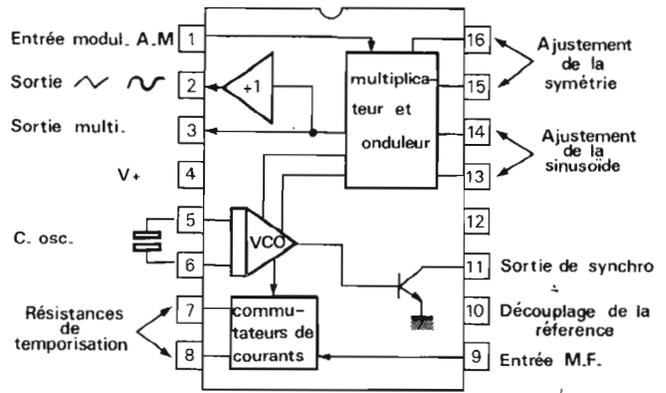


Fig. 2. - Un circuit LSI - L'EXAR 2206.

frent en dizaines ou centaines de p.p.m. (parts pour un million) pour les plus mauvais oscillateurs de ce genre actuellement dans le commerce. Les courants de fuite des composants peuvent aussi dégrader la proportionnalité, surtout à très très basse fréquence.

Il y a aussi une erreur de traînage qui intervient lors des balayages en dent de scie de la fréquence. Ces erreurs sont de l'ordre de 1 à 2 %, en linéarité, tous facteurs dégradants confondus. Or, un instrument analogique à 1 % de précision de la lecture, avec miroir antiparallaxe et compensation thermique du ressort d'équilibrage du cadre mobile, est d'une excellente performance et d'un prix relativement élevé.

On peut affirmer alors sans crainte que tout instrument à cadre mobile convient à l'utilisation, car il aura par lui-même une erreur supérieure à l'erreur maximale de linéarité de l'oscillateur commandé en fréquence. Le schéma de la figure 1 b « tue » en conséquence tout fréquencemètre analogique utilisé avec un générateur de signal.

L'oscillateur commandé en courant que nous avons finalement utilisé est l'EXAR 2206, qui a déjà attiré notre attention (H.P. N° 1544). Son organisation interne est donnée par la

figure 2. Ce schéma est un peu succinct et laisse le lecteur dans l'expectative d'un multiplicateur analogique servant à la modulation d'amplitude de l'onde en sortie, ou même de l'oscillateur à commutation de courants. Cet oscillateur est la pièce maîtresse, que nous avons finalement utilisée, mais restent des possibilités inexplorées, de modulation d'amplitude par un deuxième EXAR 2206 ou même la pos-

sibilité de modulation en fréquence entre deux valeurs prédéterminées pour les communications binaires à distance. Ne disposant pas de deux circuits pour tester facilement la modulation d'amplitude, nous nous sommes contentés d'introduire à travers un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ le signal provenant d'un microphone et de constater une vague modulation de la fréquence d'oscillation par la

parole. Le montage final fonctionne avec l'entrée de modulation d'amplitude à la masse.

L'idée sans le L.S.I.

L'idée de mesurer le courant d'un oscillateur commandé en courant pour afficher la fréquence reste valable même sans le circuit intégré com-

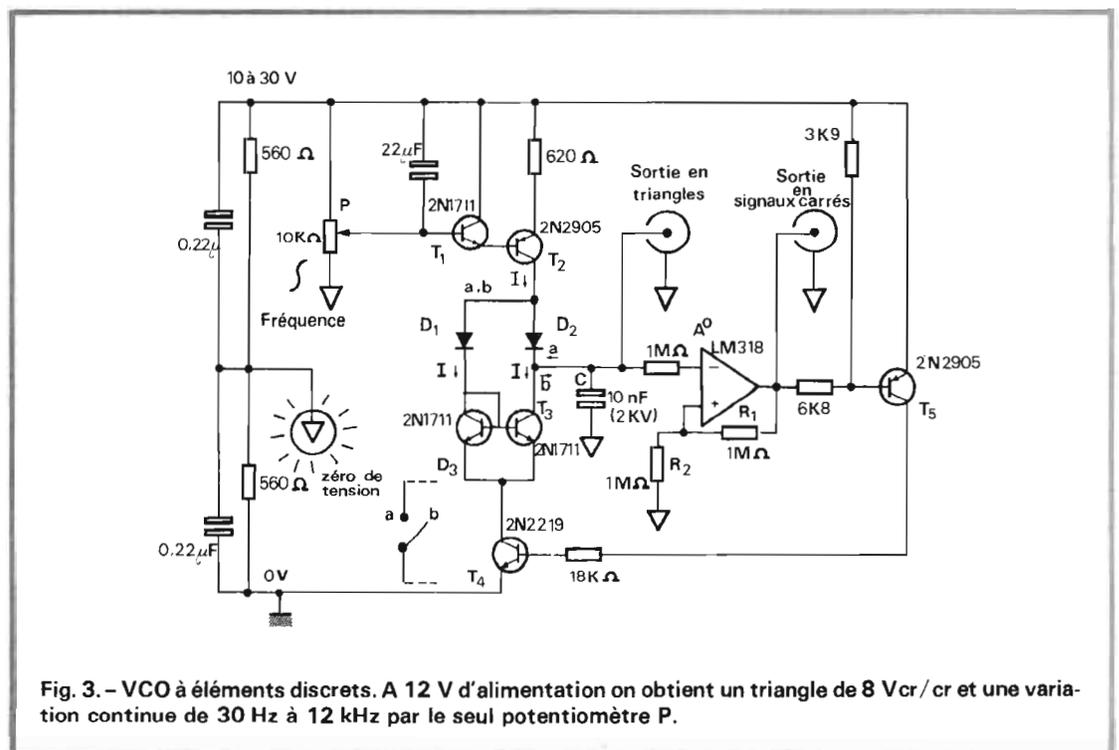


Fig. 3. - VCO à éléments discrets. A 12 V d'alimentation on obtient un triangle de 8 V cr / cr et une variation continue de 30 Hz à 12 kHz par le seul potentiomètre P.

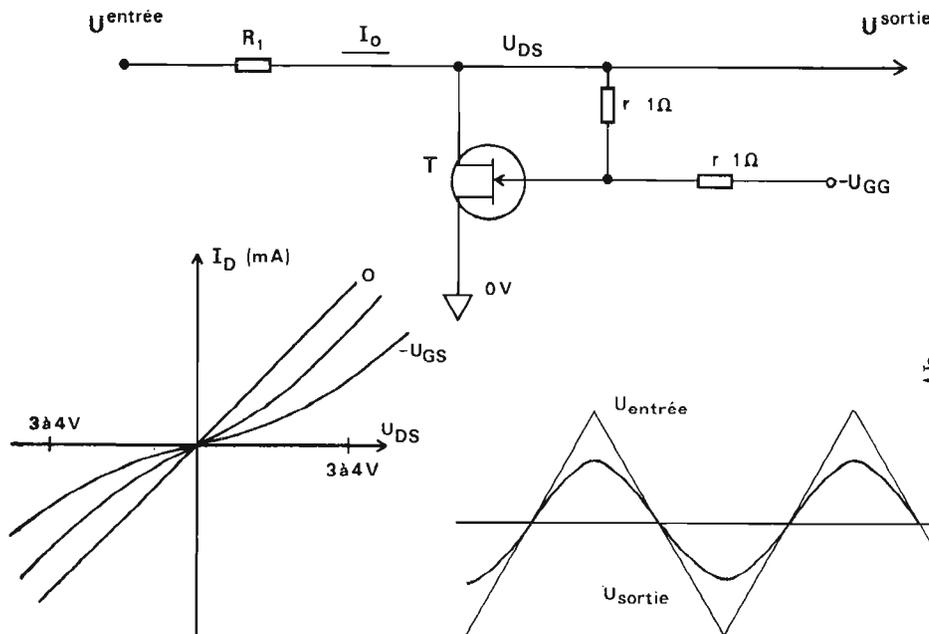


Fig. 4. - Transformation des triangles en sinusoïdes à FET. Pour une tension négative, modérée, drain-source, le FET est très symétrique.

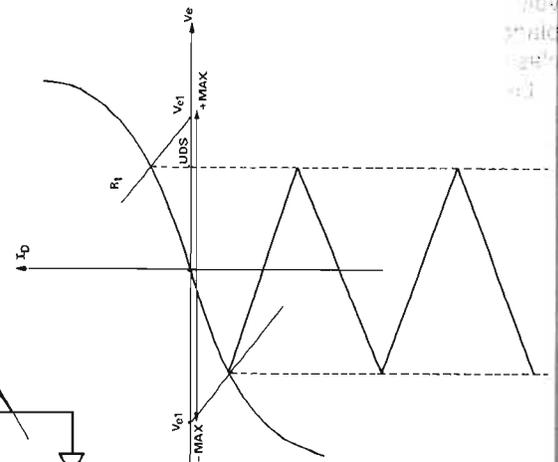


Fig. 5. - Une excursion insuffisante de la tension d'entrée et une droite de charge inadéquate mènent à des triangles.

piexe que nous vous avons proposé. Vous trouverez toujours quelques transistors et un ampli opérationnel conventionnel genre 741 ou 318 pour réaliser le générateur de la figure 3. La mesure du courant I au collecteur de T_2 est strictement proportionnelle à la fréquence d'oscillation ! Seul inconvénient : la sortie est en triangles et nécessite l'utilisation d'un circuit de mise en forme pour générer les sinusoïdes recherchées. Nous le décrivons à la suite du générateur de triangles : le courant fourni par T_2 est aiguillé par un commutateur à diodes D_1 , D_2 afin de charger ou décharger le condensateur C . La commande de charge ou décharge de C s'obtient à l'aide du transistor T_4 . S'il est bloqué, position b , le courant constant I que fournit T_2 , traverse D_2 et charge linéairement le condensateur C .

A la traversée, en montée, du seuil supérieur du trigger de Schmitt formé par l'amplificateur A^0 et les résistances de réaction positive R_1 et R_2 , il y a basculement et le transistor T_4 passe de l'état bloqué à l'état saturé. La situation se

trouve inversée et le rôle du miroir de courant formé par D_3 et T_4 ainsi que les diodes D_1 et D_2 est d'inverser la « vapeur » dans C , le même courant I devant circuler dans le sens de la décharge « a ».

D_3 et T_3 forment un « miroir » ou une « poulie » de courant : le courant I arrivant dans D_3 crée une circulation d'un courant égal au collecteur de T_3 . Afin d'obtenir la parfaite égalité des deux courants, les diodes émetteur-base de T_3 et D_3 doivent être identiques, appariées sur les courbes courant-tension directe. Le plus

simple est d'utiliser à la place de D_3 un transistor identique à T_3 , acheté le même jour et faisant partie du même lot. La différence en gain compte peu, parce qu'elle fait intervenir les diodes base-collecteur polarisées en inverse. A la fermeture du contact, position « a » du commutateur T_4 , le condensateur C était déjà chargé à la tension correspondante au seuil supérieur du Schmitt. Le courant I que fournit T_2 circule par D_1 et demande un courant identique par T_3 . Or ce n'est pas T_2 qui pourrait le fournir, car il est réglé sur une valeur

constante I , déjà fournie. C'est ainsi que T_3 puise son courant collecteur dans la charge du condensateur C . La diode D_2 est bloquée, car la tension sur C est plus positive que sa tension d'anode, située à 3-4 V de la masse à la conduction du transistor T_4 . C se décharge linéairement jusqu'à la tension du seuil inférieur du Schmitt, qui, franchi en descendant, produit le basculement en sens inverse. La charge de C recommence.

Ce circuit produit donc une tension en triangles, commandée par le courant I . En éléments discrets, il est une parfaite simulation de l'oscillateur contenu dans l'EX 2206.

Avec un trigger de Schmitt ultra-rapide, utilisant la version 50 MHz du 741 (qui d'ordinaire ne fait que 1 MHz de produit gain x bande), pour un condensateur C de 10 nF à très bon isolement, nous obtenons par la simple variation du courant I , une variation continue, sans distorsion du triangle, de 30 Hz à 12 kHz ! Conseil : si vous ne trouvez pas des condensateurs mylar ou polycarbonate, ou si vous les trouvez chers, utilisez un

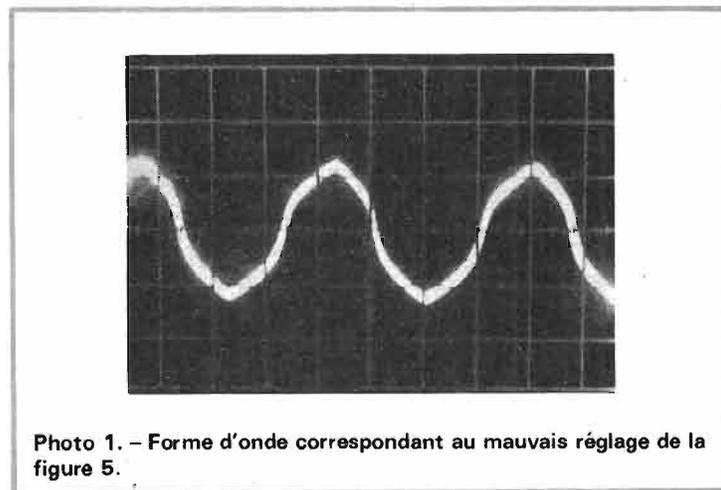


Photo 1. - Forme d'onde correspondant au mauvais réglage de la figure 5.

condensateur quelconque haute-tension. A 10-12 V d'utilisation, il sera excellent. Avec un 741 à la place du LM 318, il faudrait changer la valeur de C sur deux ou trois plages de valeurs, ce qui est classique et pas trop inventif.

Le triangle fourni par un tel oscillateur, ou générateur de fonctions, doit être « sinusoidalisé ».

Il n'y a pas si longtemps il vous a été proposé un schéma à diodes. Vous pouvez également le faire à l'aide d'un transistor à effet de champ, en utilisant un schéma comme celui de la figure 4. Pour une tension négative ne dépassant pas 3-4 V, tout transistor à effet de champ reste symétrique. En maintenant une tension constante, négative, entre sa grille et sa source, ses caractéristiques courant de drain I_D - tension drain-source U_{DS} , restent symétriques autour du zéro. Cette caractéristique, du moins, l'une parmi toutes les possibilités obtenues pour diverses U_{GG} , peut servir à la fabrication d'une sinusoïde à partir d'un triangle. Vous pouvez le constater vous-mêmes par une construction graphique comme celle utilisée dans les figures 5 et 6. Sur la figure 5 nous avons représenté le cas d'une tension d'entrée insuffisante ou d'une mauvaise droite de charge R_1 . La sortie garde encore une allure en triangles, comme nous le montre l'oscillogramme correspondant. Sur la figure 6, nous avons porté le cas optimal. La forme d'onde est parfaite et, au distorsiomètre, on trouverait moins de 1% de distorsion harmonique.

En exagérant encore, pour une droite de charge R_3 trop verticale, on obtiendrait une sorte de signal carré, la sinusoïde aurait un plat inutile, comme le montre la photo correspondante.

Réalisation du générateur avec le 2206 EXAR

Ce circuit contient l'oscillateur et la mise en forme sinusoïdale dont nous venons de parler, ainsi que d'autres fonc-

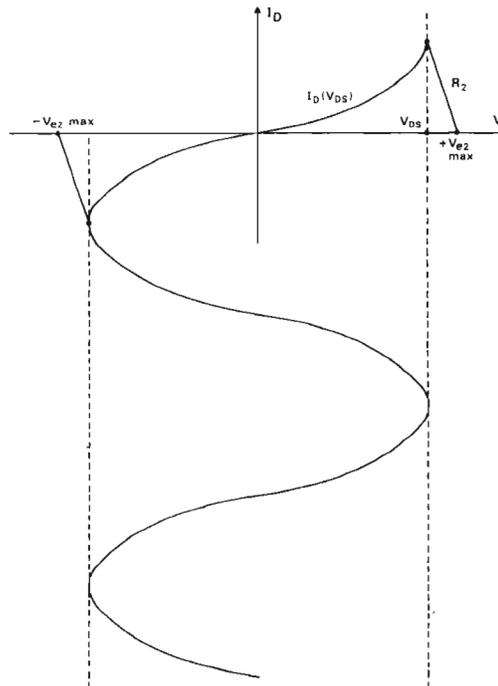


Fig. 6. - La quasi-sinusoïde (en arcs de parabole) s'obtient pour un réglage optimal.

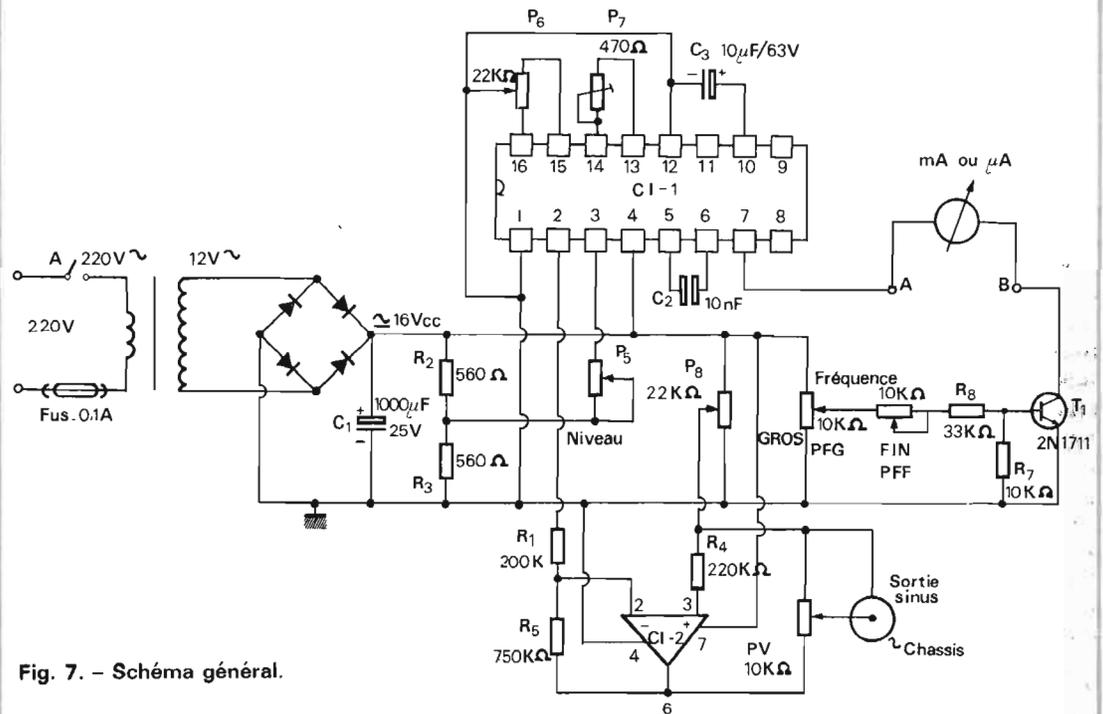


Fig. 7. - Schéma général.

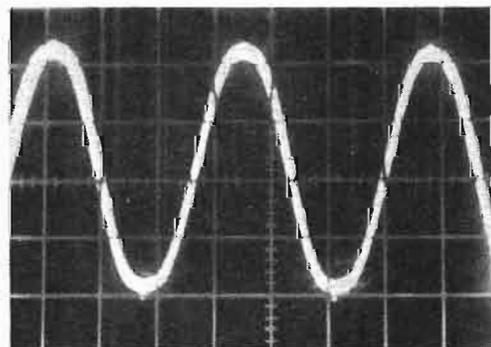


Photo 2. - Sinusoïde parfaite. La droite de charge R_2 (fig. 6) ainsi que la tension crête à crête des triangles sont optimales.

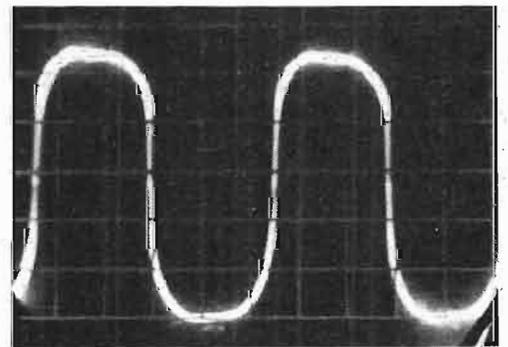


Fig. 3. - VCO à éléments discrets. A 12 V d'alimentation on obtient un triangle de 8 V cr/cr et une variation continue de 30 Hz à 12 kHz par le seul potentiomètre P.

tions dont nous parlerons prochainement.

Le schéma complet de la réalisation est celui de la figure 7. Le potentiomètre ajustable P_6 sert au réglage de la symétrie des triangles. A l'aide de P_7 on règle la forme d'onde. C'est en quelque sorte la résistance R_1 du circuit à FET décrit par la figure 4. Une sinusoïde ne peut pas se régler visuellement au mieux que 2,5 % de distorsion. Le constructeur en garantit 0,5 %. Pour parfaire ce réglage il n'y a pas d'autre solution que l'utilisation d'un distorsiomètre. Le potentiomètre P_5 règle le niveau. Il fait paire avec P_7 pour le réglage de la distorsion minimale. La sortie, au point « 2 » du circuit, est amplifiée en puissance par un amplificateur opérationnel, CI-2. Il y a un problème de zéro virtuel de tension, vu la tension d'alimentation unique. Ce zéro s'obtient à l'aide de deux résistances, R_2 et R_3 , de valeur égale. Le potentiomètre P_8 sert à l'équilibrage en continu de l'amplificateur. Le meilleur signal, au minimum de distorsion, ne correspond pas forcément à un niveau continu de sortie égal au zéro virtuel de tension. Tout décalage du niveau continu de sortie du générateur en circuit intégré LSI aurait pu provoquer un blocage ou un écrêtage du signal de sortie de l'amplificateur. La tension de sortie se règle à l'aide du potentiomètre P_v . Le niveau se règle en charge, car l'impédance de sortie n'est pas négligeable. Un

réglage de volume par une résistance R_5 aurait donné d'excellents résultats, une résistance de sortie constante, de quelques ohms, mais il aurait empêché la montée en fréquence : la bande passante de l'amplificateur change avec R_5 . Précisément, elle est inversement proportionnelle. En diminuant R_5 elle s'agrandirait, mais, pour des raisons de stabilité, cette diminution n'aurait pas pu se poursuivre jusqu'à zéro, surtout si l'on utilise un ampli large bande comme le LM 318, qui permet de monter en fréquence à plus de 500 kHz à fort signal. Avec un 741 (μA 741, SN72741, MC1741, LM741) cela est possible, mais la bande passante à fort signal ne dépasserait pas 20 kHz. Le circuit intégré EXAR peut fournir des tensions sinusoïdales jusqu'à 1 MHz. Il est donc « digne » d'un amplificateur additionnel large bande.

D'ailleurs nous conseillons une légère variation de R_5 en cas d'oscillation de l'ampli de sortie sans rien de plus. Pas de capacité en parallèle avec R_5 sinon l'amplitude du signal fourni varierait avec la fréquence ce qui est le pire qui puisse arriver à un générateur de signal.

Partie fréquencesmètre

Le courant total sortant par les broches 7 et 8 du circuit intégré correspond à une fré-

quence de fonctionnement égale à :

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

Une mesure linéaire en quatre gammes du courant I correspondra donc à une mesure de fréquence. Pour 100 Hz et compte tenu d'un condensateur C de 10 nF, ce courant sera de :

$$I = \frac{0,010 \mu\text{F} \times 100 \text{ Hz}}{320} = 3,12 \mu\text{A}$$

Un instrument de 100 μA à pleine échelle pourra donc descendre jusqu'à environ 3 Hz, sans aucune palpitation de l'aiguille.

Inutile de préciser qu'un milliampèremètre ordinaire placé entre les points A-B du circuit suffit à la mesure de fréquence. Le transistor T_1 est un générateur de courant ce qui fait qu'une fois réglé, le courant I ne change pas si l'on court-circuitait les bornes A-B. D'autre part, le courant I varie très peu avec la variation de résistance entre les bornes A-B, pour la même raison de la très forte résistance dynamique de sortie par le collecteur de T_1 (pour un NPN 2N1711, cette résistance est de l'ordre du $M\Omega$, alors que R_{AB} varie entre 0 et 4,7 k Ω au maximum).

La mesure de ce courant en plusieurs échelles ne pose aucun problème particulier si ce n'est celui d'une échelle facile à lire. Il est relativement difficile d'effectuer des calculs (multiplication par 3,2) d'échelle lue sur un contrôleur

universel. Cette mise à l'échelle, qui élimine les calculs, par une lecture directe s'effectue très facilement si l'on utilise un galvanomètre de tableau et un jeu d'ajustables P_1, P_2, \dots d'étalonnage. Le courant sortant de la borne 7 ou 8 ne doit pas dépasser 3 mA. La limitation est assurée par la résistance de protection R_6 . On règle uniquement le haut de gamme. Par exemple : 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz, mesurés à l'aide d'un fréquencesmètre externe doivent correspondre sur les quatre échelles correspondant à une lecture de 100 divisions sur le cadran, en ajustant P_1, P_2, P_3 et P_4 respectivement. Si vous ne disposez pas de fréquencesmètre il vous faudra établir les échelles par calcul et par mesure de courant, à condition que le condensateur C_2 que vous utiliserez fasse bien 10 nF. Dans ce cas, arrangez-vous pour obtenir une indication de 100 divisions. La pleine échelle de l'instrument de mesure pour des courants de : 3,12 ; 31,2 ; 312 μA et 3,12 mA respectivement. Pour les deux premières échelles et même pour les autres, si votre galvanomètre n'est pas plus sensible que le milliampère, on peut utiliser l'amplificateur de courant présenté en option sur la figure 7. Le rôle de l'amplificateur CI-3 (un 741 respectant les 80 nA de courant typique de polarisation en entrée du catalogue) est de maintenir l'émetteur de T_2 au même potentiel que le point A, quel-

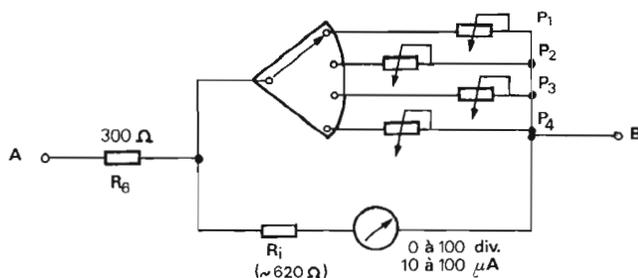


Fig. 7 a. - Galvanomètre très sensible.

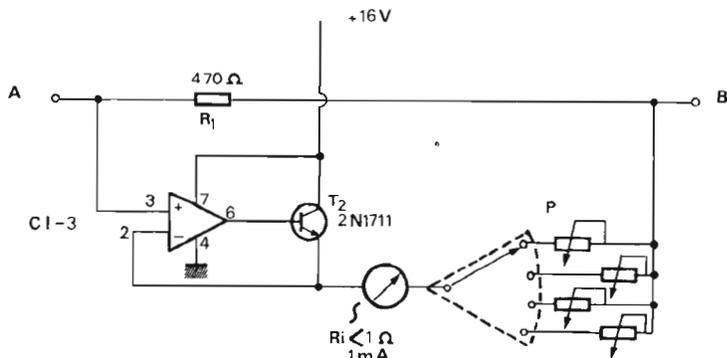


Fig. 7 b. - Amplificateur de courant à essayer.

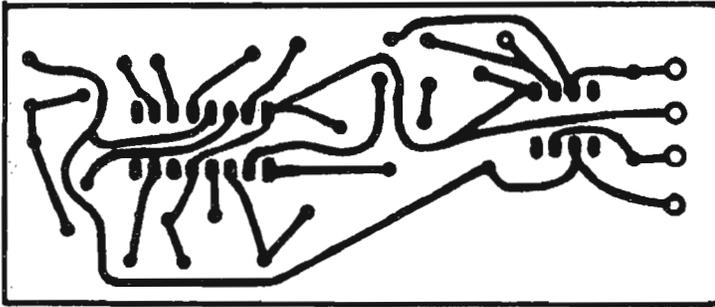


Fig. 8. - Circuit imprimé.

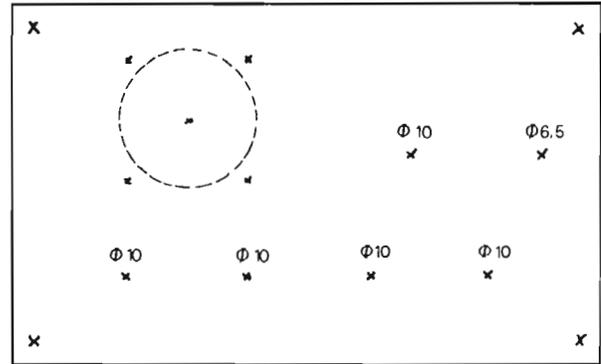


Fig. 10. - Plan de perçage sur boîtier Teko P/3

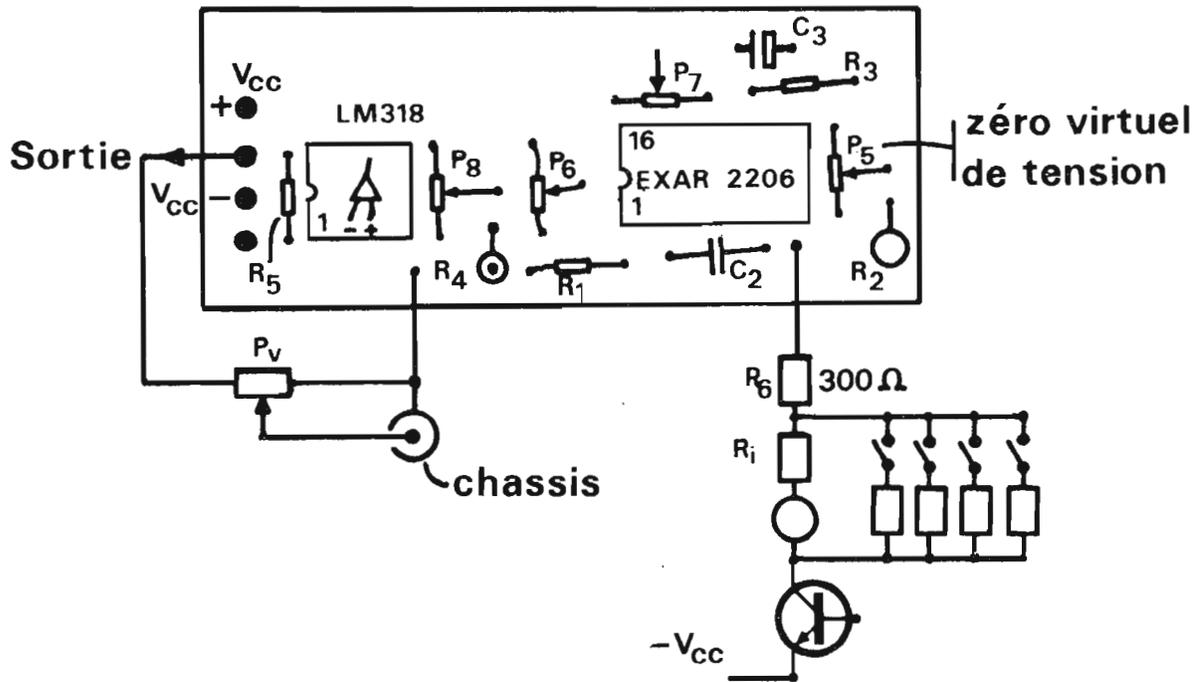


Fig. 9. - Implantation des composants.

Liste de composants

D₁, D₂, D₃, D₄ : diodes de redressement 0,5 A/25 V
 C₁ : 1000 μF/25 V
 C₂ : 10 nF bon isolement
 C₃ : 10 μF/25 V
 P_{5, 6, 8} : ajustables 22 kΩ
 P₇ : ajustable 470 Ω

P_v : 10 kΩ, linéaire, sur la face avant
 P_{FG}, P_{FF} : 10 kΩ linéaire, sur la face avant
 R_{1, 4} : 200 kΩ 10 %
 R₂, R₃ : 560 Ω
 R₅ : 750 kΩ (500 kΩ à 1 MΩ)

R₆ : 300 Ω
 R₇ : 10 kΩ
 R₈ : 33 kΩ
 T₁, T₂ : 2N1711 (NPN faible courant de fuite)
 CI-1 : EXAR 2206 chez Tekelek

CI-2 : LM 318 National ou 741
 CI-3 : LM741 National, μA741 Fairchild, SN72741 Texas, MC1741 Motorola, SFC2741 Sesco
 Galvanomètre : quelconque (voir texte)

que soit le courant traversant la résistance P choisie. Les deux résistances R₁ et P se trouvent donc en parallèle grâce à cette identité de

potentiels. On a alors un courant de mesure :

$$I_{mes} = I_{T1} \frac{R_1}{R_1 + P_1}$$

et un courant sortant de la borne A :

$$I_{cde} = I_{T1} \frac{P_1}{R_1 + P_1}$$

On voit alors que le rapport des deux courants est :

$$\frac{I_{mes}}{I_{cde}} = \frac{R_1}{P_1}$$

Pour $R_1 = 470 \Omega$ et $P_1 = 4,7 \Omega$, ce rapport est de 100. Un courant de $3,4 \mu A$ sortant de la borne 7 du 2206 produira le passage d'un courant de $340 \mu A$ par le bras de l'instrument de mesure. Un rapport de 1000 amplifierait par autant ce courant dans l'instrument de mesure. Quel que soit le type de galvanomètre utilisé, vous vous en sortirez.

Réalisation

Nous décrivons ici les plans de la carcasse mécanique générale et du générateur sinusoïdal en prenant soin d'arrêter l'obligatoire au point « A ». En fonction du type d'instrument que vous aurez trouvé chez le marchand vous pourrez adopter soit l'option sans amplificateur de courant, soit l'amplificateur, soit les deux. Six gammes de mesure sont prévues sur la face avant. Les quatre gammes spécifiées plus haut vous les obtiendrez sans problèmes (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz), elles correspondent à un courant de mesure allant de $3 \mu A$ à 3 mA.

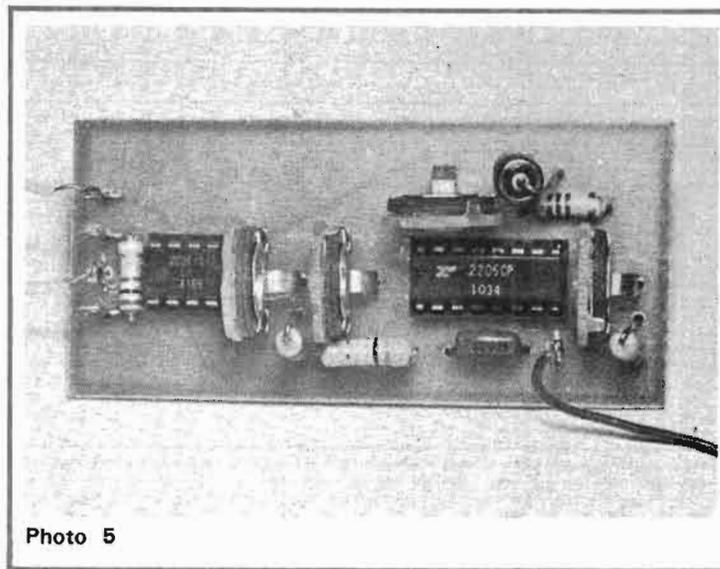


Photo 5

La gamme 10 Hz nécessitera la mesure d'un courant maxi de 300 nA. Certains « 741 » peuvent avoir un courant d'entrée (de polarisation) du même ordre de grandeur. Ils perturberont la mesure et vous poserez des problèmes pour cette gamme. La gamme de 100 kHz à 1 MHz ne peut être parcourue correctement que jusqu'à 500 kHz. C'est la limite constituée sur notre circuit 2206. Dans le catalogue il est question de 500 kHz typique et 1 MHz max. Avec un peu de chance et en diminuant C_2 à

1 nF vous y arriverez, peut-être. Dans ces conditions, le circuit imprimé proposé est celui de la figure 8, les composants s'y trouvant câblés conformément au plan d'implantation de la figure 9.

La figure 10 vous donne, enfin, le plan de perçage de la face avant d'un boîtier Teko P/3, assez grand pour vous permettre toutes les fantaisies. N'oublions pas que le modèle utilisé se prête à une modulation d'amplitude et de fréquence extérieure ou intérieure.

Résultats des mesures

Nous avons vérifié le rapport entre l'indication du galvanomètre de $100 \mu A$ que nous utilisons et la fréquence, mesurée à l'aide d'un compteur-fréquence-mètre professionnel. Les résultats bruts, avant la mise à l'échelle et sans amplificateur pour les deux premières gammes sont les suivants :

I (μA)	F (Hz)	F/I
25	747	29,88
50	1 523	30,36
112	3 119	27,85
200	5 719	28,60
275	8 006	29,11
345	10 014	29,02
450	13 263	29,47
500	14 676	29,35
770	22 642	29,40
1000	29 932	29,45
2000	58 423	29,21
3000	83 666	27,88
4000	108 250	27,06
5000	133 550	26,71
6000	180 543	30,09

Le rapport F/I aurait dû être d'environ 32 pour un condensateur $C_2 = 10 \text{ nF}$. Il est en moyenne de 29 parce que C_2 diffère de 10 % de la valeur inscrite. A 5 et 6 mA, c'est-à-dire vers les 150 kHz, la forme d'onde commençait à souffrir. La mesure montre une erreur de linéarité d'environ 5 % de 747 Hz à 180 kHz. En dessous de 100 kHz elle est encore meilleure.

Conclusions

L'idée de mesurer le courant ou la tension d'un oscillateur commandé en fréquence, pour éviter l'emploi d'un fréquence-mètre est valable. La linéarité en fréquence des VCO ou ICO, même bricolés, en éléments discrets le permet. Il y a, bien entendu, mieux : un synthétiseur de fréquence à affichage digital, mais il est bien plus cher que le dispositif à instrument analogique de mesure associé proposé.

K.D.

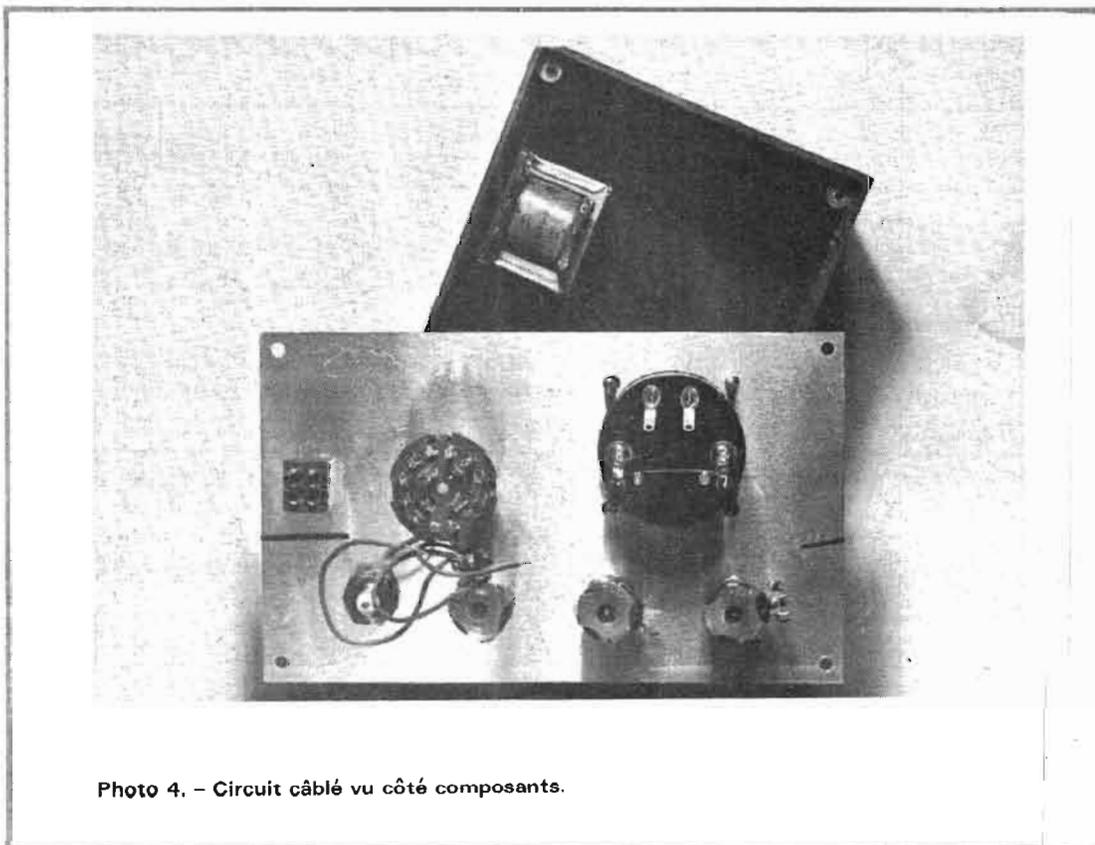


Photo 4. - Circuit câblé vu côté composants.

LA VISIOPHONIE

La visiophonie ou visiotéléphonie, consiste dans les transmissions bilatérales de la télévision effectuées à l'aide de lignes téléphoniques. Elle permet à des correspondants, non seulement de parler et d'entendre dans leurs appareils, mais de voir et d'être vus ; ses applications sont intéressantes, bien qu'elles n'aient pas sans doute la même portée que celles de la télédiffusion.

On est passé de la lettre au télégramme, du télégramme au téléphones et à la phototélégraphie, ou télécopie. La télévision couleur constitue désormais un procédé banal dans la plupart des pays industrialisés. Pourtant, la visiophonie, ou téléphone-télévision, en est restée, bien souvent, à des essais ou des balbutiements.

Il existe ainsi 30 ou 40 ans de décalage entre des techniques qui, à première vue, peuvent paraître analogues ; ce fait est surprenant, d'autant plus que l'intérêt pour la visiophonie paraît depuis longtemps indiscutable.

En fait, des essais de visiotéléphonie ont eu lieu dès l'âge héroïque de la télévision, et dès 1927, aux Etats-Unis par les ingénieurs des laboratoires téléphoniques Bell. On a réalisé en France, dès 1931, des cabines de visiophonie fonctionnant régulièrement avec les techniques de prise de vues et de sons de l'époque.

Les transmissions étaient assurées entre deux cabines situées à Paris, soit respectivement à Lyon et à Paris. On employait des systèmes d'analyse électromécanique à disques ou à tambours et chaque cabine offrait l'apparence d'une grande cabine téléphonique ordinaire. Le correspondant était balayé par un faisceau lumineux très fin de rayons infrarouges distribués par le système analyseur. Pour diminuer, autant que possible, la fréquence des oscillations à transmettre, ce balayage était effectué en employant seulement 24 lignes verticales.

Des essais avaient été entrepris également dès 1929 en Allemagne ; ils se sont poursuivis régulièrement depuis 1935 entre Berlin et Leipzig ; ils ont constitué le premier service régulier de visiophonie par câble, qui a fonctionné avant 1940 entre deux centres éloignés de plusieurs centaines de kilomètres. L'analyse était effectuée avec une trame de 180 lignes et une cadence de 24 images/seconde ; on obtenait ainsi 40 000 points d'exploration, ce qui suffisait à la rigueur pour une transmission admissible de la tête et du buste. La liaison était cependant assurée par un câble coaxial à âme concentrique avec une bande de fréquences de 1 à 2 MHz ; on se rappro-

chait ainsi des conditions envisagées à l'heure actuelle dans les procédés modernes.

La question n'était pas perdue de vue en France ; de nombreuses recherches étaient entreprises, en particulier, dès

1937 par M. DeFrance, inventeur du procédé Secam. Chaque interlocuteur voyait sur l'écran d'un tube cathodique d'un diamètre de l'ordre de 30 cm l'image de son correspondant ; sa propre image était

tournez la page

infra vous informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

analysée au moyen d'une caméra électronique, la trame d'analyse était, au maximum, de 200 lignes environ.

Le système a fonctionné régulièrement pendant plusieurs mois et, dès cette époque, le problème des câbles à haute fréquence se prêtant à la transmission des communications d'images a été envisagé par l'administration des P.T.T., au même titre, d'ailleurs, que les transmissions téléphoniques multiplex.

Aux Etats-Unis, dès 1970, la visiophonie est exploitée commercialement à Pittsburg, moyennant un abonnement mensuel; en U.R.S.S., on peut voir le visage d'un interlocuteur situé à Leningrad ou à Kazan.

Mais ces liaisons semblent conserver encore un caractère expérimental; elles utilisent une technique comparable à celle de la télévision avant la guerre de 40-45. Ce retard est dû à des causes techniques, tout autant qu'industrielles, administratives, et économiques.

Les problèmes de la visiophonie

On peut réaliser des caméras électroniques de prise de vues et des récepteurs d'images et de sons permettant une utilisation très satisfaisante; mais le problème réside encore dans la transmission et la réception de l'image sonorisée.

Il ne s'agit plus d'actionner un grand nombre de récepteurs; il faut assurer l'interconnexion de deux récepteurs ou de deux groupes de récepteurs au moyen de voie doubles, assurant une liaison fiable et de qualité dans les deux sens.

La liaison normale est constituée par le réseau téléphonique; mais le réseau habituel est destiné essentiellement à retransmettre la voix humaine avec une bande de fréquences la plus étroite possible. Ce spectre de fréquences ne correspond même pas à l'étendue normale des notes fondamentales de la voix humaine de 40

à 4 000 Hz; il a été limité arbitrairement à 3 kHz, ce qui assure tout au moins l'intelligibilité de la parole.

La bande de fréquences utilisée en télévision s'étend au minimum jusqu'à 5 MHz; si l'on voulait transmettre les images de télévision au moyen d'un réseau téléphonique, il faudrait ainsi étendre cette bande dans un rapport de l'ordre de 1 500.

Les problèmes de la visiophonie moderne sont envisagés, non plus seulement sur le plan national, mais à l'échelle internationale et même mondiale. On n'envisage pas l'emploi de la bande de fréquences habituelle; mais on ne se contente plus, en général, des bandes téléphoniques de l'ordre de quelques dizaines de kHz, et l'on a choisi la fréquence de 1 MHz. Cette largeur de bande est réduite par rapport aux bandes de télévision, mais reste très élevée par rapport aux fréquences téléphoniques habituelles.

la transmission de cette bande très large constitue le problème essentiel de la visiophonie; l'image standardisée actuelle est formée, nous le verrons plus loin, avec une trame de 267 lignes, comportant chacune 256 points, et chaque image comprend ainsi 68352 points lumineux.

Au lieu de transmettre des signaux d'images analogiques, on a recours souvent à la transmission de signaux numériques suivant un code à 7 chiffres binaires en correspondance avec la brillance de chaque point exploré. Chaque image comporte ainsi 7 x 68352 informations élémentaires ou « bits » et, suivant le standard américain, il faut transmettre 30 images/seconde. L'ensemble exige ainsi une transmission de l'ordre de 13 millions de bits à la seconde.

Même en se contentant d'une trame beaucoup moins fine que celle de la télévision commerciale et d'une image de surface limitée, le nombre d'informations à transmettre n'en est pas moins considérable; il dépasse beaucoup celui

de la conversation téléphonique normale, de l'ordre de 64 000 informations téléphoniques à la seconde.

Il s'agit ainsi, avant tout, de limiter la bande passante tout en obtenant la meilleure qualité d'images possible, ce qui pose le problème de la compression d'informations, c'est-à-dire la réduction du débit des informations nécessaire pour assurer la transmission des images et des sons.

Pour la transmission, on a tenté, avec plus ou moins de succès d'employer l'actuel réseau téléphonique, ce qui serait sans doute l'idéal. Mais il est alors indispensable d'utiliser des procédés et des artifices particuliers, qui diminuent plus ou moins la qualité des images.

On envisage surtout désormais d'utiliser les réseaux de télécommunication modernes, qui permettent déjà la transmission des données informatiques, l'établissement des réseaux d'ordinateurs.

Le problème est donc associé à la transmission des photographies, des calculs de téléinformatique, des fac-similés et même de textes et des images des journaux.

Les postes de visiophonie combinés de l'avenir constitueront des sortes d'appareils terminaux d'informatique, visuels et sonores, avec des microphones, des claviers alpha-numériques, des caméras électroniques, des téléviseurs et des machines de télécopie.

La transmission de l'image visiophonique sera assurée dans un réseau de télécommunications en utilisant une codification de signaux élémentaires binaires.

On songe plutôt à des réseaux internationaux capables de transmettre des millions de signaux élémentaires.

La transmission des images visiophoniques offre cependant, des particularités différentes de celles de la télédistribution. Il ne s'agit pas de reproduire des images de haute qualité artistique, mais uniquement les images bien

reconnaissables de l'interlocuteur.

Ces images représentent des visages, dont les mouvements sont limités, et presque immobiles pendant presque toute la communication; les parties variables sont surtout les yeux et la bouche.

Comment réaliser la compression des informations

Pour réduire la bande de fréquences, la première solution qui vient à l'esprit consiste à réduire la trame, c'est-à-dire le nombre de lignes d'exploration et le nombre d'images transmises par seconde. Le temps nécessaire pour transmettre une image est proportionnel au nombre des éléments à définir et inversement proportionnel à la largeur de bande du système de transmission. Une image de télévision transmise en 1/25 de seconde avec une largeur de bande de 2,75 MHz, exigera 40 secondes, si l'on veut utiliser la largeur de bande de 2,75 kHz, et avec les méthodes de transmission classique sur un circuit téléphonique.

Il est donc nécessaire de faire un sacrifice sur la définition ou la rapidité de transmission.

La compression d'information peut être définie comme un traitement des messages permettant la réduction de la capacité d'informations nécessaire à la transmission d'une même quantité d'information. Le procédé utilisé doit réduire au minimum le sacrifice de la qualité.

Le contenu significatif d'un message de visiophonie comprend, en réalité, trois parties distinctes.

Le contenu significatif d'identification implicite comporte les conventions non exprimées, qui ne nécessitent aucun élément d'information pour leur transmission.

Le contenu significatif d'identification explicite, constitué par des mots, des caractères d'ordre, des adresses,

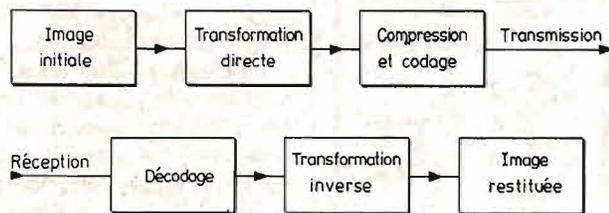


Fig. 1. - Schéma du système de compression d'information par transformation globale au C.N.E.T.

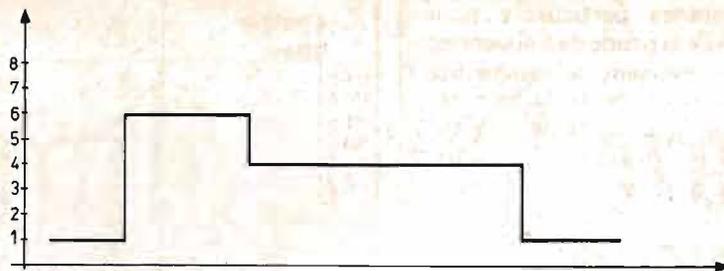


Fig. 2. - Codage des signaux en considérant les variations d'amplitude et de durée.

dans les systèmes codés, nécessite l'utilisation d'une partie des informations disponibles; il est utilisé pour modifier les valeurs des éléments d'information transmis successivement.

En télévision, l'identification implicite est constituée par le standard adopté; l'information explicite réside dans la synchronisation de l'image et des lignes; enfin, le contenu d'information concerne la brillance et, s'il y a lieu, la chrominance.

La compression de l'information a pour but de réduire au minimum à chaque instant la somme de tous les éléments d'information.

Elle ne peut cependant être utilisée qu'à condition d'employer un second dispositif de traitement après la transmission, pour effectuer une opération inverse à celle du traitement de compression, en restituant les messages sous leur forme d'origine sans que les utilisateurs s'aperçoivent des transformations.

De toute façon, quand on peut disposer d'un temps assez long, on a intérêt à explorer lentement l'image et à la transmettre sur une voie téléphonique; c'est, par exemple, le cas du fac similés ou des transmissions spatiales.

Pour les signaux de télévision, les standards de balayage sont déterminés par les propriétés physiologiques de l'œil, et la reproduction fidèle des mouvements, ce qui impose la transmission en temps réel d'une grande quantité d'information, avec une large bande de fréquences.

En visiophonie, il est toujours indispensable de comprimer au maximum l'informa-

tion, parce qu'il s'agit d'utiliser les canaux disponibles et forcément limités, même sur les lignes téléphoniques modernes.

En fait, il est possible de réduire l'encombrement spectral sans nuire à la qualité de l'image, en raison de la « redondance » des images, c'est-à-dire de la répétition des images qui diffèrent très peu les unes des autres.

On peut utiliser la redondance temporelle, en comparant deux images successives qui sont, en général, peu différentes l'une de l'autre, puisque le sujet est presque immobile.

On peut aussi mettre à profit la corrélation entre des points de l'image pour essayer de réduire la quantité d'information à transmettre. Cette élimination de la redondance, que l'on peut appeler spatiale, a été étudiée récemment, en particulier, au Centre national d'Etudes des télécommunications.

Le principe de cette méthode de compression, définie comme le rapport entre le nombre d'éléments binaires de l'image initiale et le nombre d'éléments binaires effectivement transmis, consiste à éliminer l'information superflue, non sur l'image elle-même mais sur une transformée globale de cette image. La transformation doit être linéaire et inversible, et assurer une concentration de l'information utile.

La transformation est effectuée sur les échantillons donnant la luminosité des points de l'image; à la réception, le signal subit la transformation inverse pour reconstituer l'image d'origine (fig. 1).

Par rapport aux autres

méthodes de compression, la transformation globale offre deux avantages principaux. On peut obtenir des taux de compression plus forts pour une dégradation comparable de l'image; on obtient, d'autre part, une certaine tolérance aux erreurs produites par le système de transmission.

On utilise des dispositifs à ondes acoustiques de surface pour réaliser le traitement; le signal électrique appliqué à l'entrée du transformateur est une onde porteuse à 20 MHz modulée en amplitude par le signal vidéo.

Compression d'information et redondances

Les faibles variations des images visiophoniques peuvent permettre de réduire dans de grandes proportions les débits des informations à transmettre sans réduire beaucoup la qualité de l'image. Cette réduction rationnelle pourrait en principe, être réalisée automatiquement par un ordinateur.

Ce « cerveau électronique » pourrait prendre en mémoire l'image initiale, puis examiner les images suivantes, les comparer, et transmettre un message indiquant les transformations qui doivent être apportées aux images suivantes.

Pour réaliser ce travail, il faudrait utiliser un ordinateur spécialisé, dont le travail serait facilité par le nombre relativement réduit des informations concernant ces images visiophoniques.

Le problème est étudié aussi bien dans les laboratoires télé-

phoniques Bell qu'au centre national d'Etude des télécommunications. Le procédé permettrait de transmettre les variations des images, et non les images elles-mêmes, et de réduire le débit dans un rapport élevé de l'ordre de 1 à 7. Par contre, le débit de la transmission varierait dans des proportions importantes, car, à un certain moment, l'interlocuteur reste complètement immobile et, d'autres, il peut se déplacer ou s'agiter légèrement (fig. 2).

Pour éviter cet inconvénient, on peut utiliser un système régulateur constitué par une mémoire-tampon retenant ou augmentant le débit suivant la production des informations. On peut aussi adopter le multiplexage en utilisant les périodes d'arrêt ou de réduction pour transmettre des informations correspondant à une autre transmission.

En utilisant ces différents procédés, le taux de compression pourrait encore être augmenté et atteindre 8 ou 10, ce qui permettrait d'utiliser la codification digitale avec une bande passante analogique de 1 MHz, en combinant ainsi les avantages des deux procédés.

Transmissions directes ou codées

Lorsque les transmissions de visiophonie s'effectuent à courtes distances, la transmission s'effectue suivant la méthode de modulation analogique ordinaire utilisée en téléphonie. On a également tenté d'employer ce procédé pour les transmissions à grande dis-

tance, mais en utilisant des montages particuliers pour réduire la bande de fréquences. L'inconvénient ne résulte pas seulement de la largeur réduite de la bande de fréquences transmissible, mais du risque d'altération des signaux par les parasites de toutes sortes.

On songe donc aujourd'hui à employer la transmission numérique, c'est-à-dire la technique digitale, et le procédé de modulation par impulsions ou M.I.C. Il est basé sur le fait que le signal peut être reconstitué fidèlement à partir d'échantillons prélevés à une fréquence supérieure au double de la fréquence maximale.

En principe, ces échantillons peuvent être transmis sous forme analogique, mais, en pratique, on les mesure et, au lieu de transmettre le signal initial, on transmet un chiffre correspondant à la grandeur mesurée, ce qui constitue la transmission numérique. Les chiffres sont codés suivant la méthode binaire; le signal visiophonique est ainsi transmis par une série d'impulsions élémentaires « tout ou rien ».

Le signal analogique est découpé, en quelque sorte, en tranches à intervalles réguliers et, à chaque hauteur d'échantillon, on fait correspondre un chiffre binaire.

Sur la figure 3, on utilise ainsi sept niveaux de brillance et le signal est constitué par une série de chiffres binaires transformés en trains d'impulsions. Au niveau du récepteur, le signal peut restituer la gamme des brillances, la transmission est très fiable, et le bruit de fond est supprimé.

Plus la mesure du signal est précise, plus la fidélité de transmission est grande; mais le nombre d'éléments binaires nécessaires pour effectuer le codage est aussi plus élevé.

Le débit d'informations dépend de la fréquence maximale du signal, c'est-à-dire du nombre d'éléments binaires de codification. On arrive vite à des bandes de fréquences très larges de plusieurs MHz, d'où encore la nécessité de la compression.

Pour transmettre sur de courtes distances, les risques

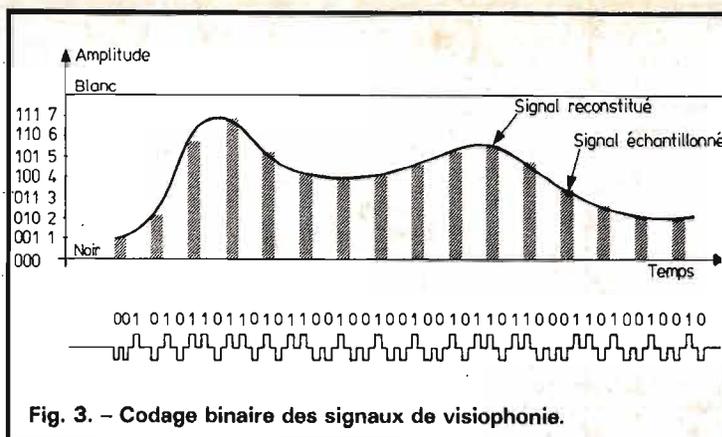


Fig. 3. - Codage binaire des signaux de visiophonie.

de bruit de fond et de pertes de puissance sont faibles; mais, celles-ci augmentent avec la fréquence, d'où la nécessité de systèmes de répétition et d'amplification sur les lignes.

Pour les communications interurbaines, on envisage difficilement l'emploi des lignes téléphoniques classiques; on peut songer aux guides d'ondes à hyper-fréquence, et surtout aux faisceaux hertziens déjà utilisés pour les transmissions téléphoniques à grand débit.

La transmission analogique rend difficile la compression des informations; l'emploi des signaux numériques permet d'envisager une analyse de l'image plus facile, en utilisant des informations numériques pouvant être traitées par ordinateur, comme nous avons noté précédemment.

Un premier appareil de visiophonie pratique le Picturephone

Les techniciens des laboratoires téléphoniques Bell ont étudié depuis déjà quelques années la possibilité de transmettre des images par lignes téléphoniques à courtes ou à longue distance, avec un format réduit de 50 x 75 mm, par exemple. Ce format permet l'observation d'une façon valable à une distance de l'ordre de 0,30 à 0,60 m; les images ne sont transmises qu'à une cadence ralentie, à raison d'une toutes les deux secondes.

L'appareil précurseur baptisé Picture phone a été le premier dispositif de cette catégorie fonctionnant avec une paire de fils téléphoniques ordinaires. L'installation est analogue à un poste de téléphone normal; la liaison avec le correspondant est assurée avec le cadran d'appel habituel, si un dispositif analogue est monté à l'autre extrémité de la ligne. La transmission des images peut être supprimée à volonté.

La trame de balayage est de 60 lignes seulement, avec un maximum de 40 points par ligne horizontale; chaque image complète comporte ainsi 2400 points et, puisque la transmission d'une image est effectuée en deux secondes, il suffit d'une largeur de bande de fréquences très réduite de l'ordre de 600 Hz.

L'amplitude du signal vidéo est modulée sur une onde porteuse à 12 000 Hz; les bandes latérales de 600 à 1 800 Hz se trouvent ainsi dans la gamme de transmission optimale, comme s'il s'agissait d'un signal sonore habituel.

Il suffit d'utiliser une caméra électronique de télévision avec un tube genre Vidicon produisant aux Etats-Unis un balayage à 60 lignes, tous les vingtièmes de seconde. En deux secondes on obtient ainsi 40 balayages; l'un de ceux-ci est choisi arbitrairement et enregistré sur un magnéscope. Des dispositifs de minuterie permettent la transmission de l'information enregistrée plus vite qu'elle n'a été inscrite. En deux secondes toutes les informations d'un balayage peuvent être transmises au modulateur; le support magnétique est effacé, et prêt

à recevoir l'image suivante, un dispositif de synchronisation est combiné avec le montage d'enregistrement et de transmission du signal.

Le récepteur est réalisé suivant les techniques habituelles de synchronisation et de balayage; les signaux provenant des lignes téléphoniques agissent sur une paire de tubes cathodiques, image à observation directe et à mémoire électro-statique. L'image est mise en mémoire sur un écran intérieur, disposé derrière l'enduit luminescent du tube qui demeure obscur pendant cette opération. L'image est ensuite rendue visible au moyen d'un pinceau électronique produit par un second canon à électrons.

Cette image peut ainsi persister plusieurs minutes; elle peut être effacée en appliquant une tension déterminée sur l'une des électrodes.

On utilise deux tubes de ce type combinés avec une lame semiréfléchissante. L'image est ainsi aperçue sur l'écran de l'un des tubes pendant que l'autre est obscur; elle est inscrite sur un tube pendant que l'autre est observé, puis l'écran du premier tube est observé, pendant que l'autre tube inscrit l'image à son tour.

Le principe le plus intéressant de ce procédé a consisté à utiliser pour la première fois un tube cathodique à mémoire, c'est-à-dire pouvant conserver l'image inscrite pendant quelques secondes ou quelques minutes. La même méthode présente encore de l'intérêt pour les appareils actuels, avec des applications peut-être limitées, mais souvent de caractère industriel, technique ou commercial.

La Vidéovoice RCA

La RCA américaine a étudié à partir de 1973 un visiophone baptisé Vidéovoice pouvant être utilisé sur les lignes téléphoniques existantes, et le matériel habituel de communication, sans avoir recours à un dispositif de codage.

C'est un appareil à balayage lent, établi pour la transmission

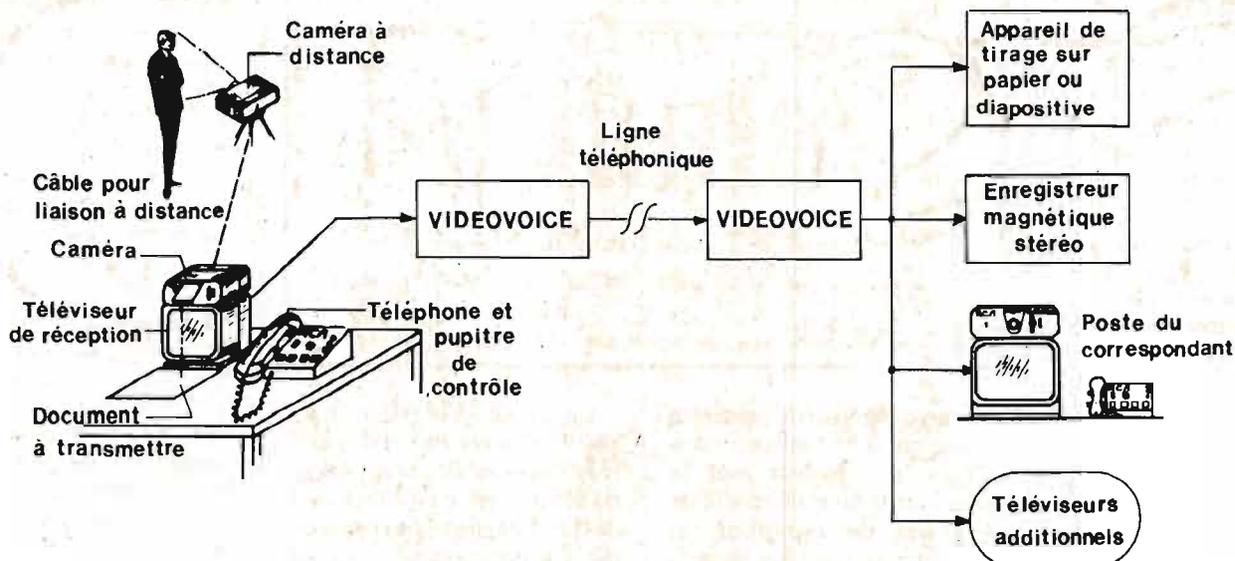


Fig. 4. - Disposition schématique générale d'une installation de transmission et de réception vidéo-voix RC

des informations d'images en duplex, en utilisant les bandes de fréquences habituelles réservées à la parole pour la transmission des images vidéo, et en employant des récepteurs de télévision du type standard.

Le système de balayage est différent du standard normal de 30 images complètes par seconde des Etats-Unis. Dans le système normal, la bande de fréquence passante est, on le sait, de l'ordre de 4 MHz, c'est-à-dire 1 000 fois plus grande que la largeur de bande d'un circuit destiné à la transmission de la parole. Dans le Vidéo-voix cette largeur est réduite à 1 MHz, elle est ainsi cependant 300 fois plus grande que celle des lignes téléphoniques ordinaires. De nouveaux types de câbles et de commutations sont ainsi nécessaires.

Le Vidéo-voix est, d'un autre côté, complètement compatible avec les circuits standard de transmission téléphonique, il permet à l'utilisateur de conserver sur l'écran une image déterminée.

La transmission lente permet d'envisager la transmission vidéo à l'aide d'une ligne téléphonique normale. Il est possible, en même temps, d'obtenir des progrès supplémentaires dans le domaine du

son. Les informations vidéo peuvent être mises en mémoire sur une bande du type sonore standard; la parole et les signaux vidéo peuvent être enregistrés sur une bande magnétique prévue pour la stéréo.

Les images vidéo peuvent être transmises dans des conditions pratiques remarquables; l'appareil sert aussi bien à transmettre les paroles que les données d'informatique, ou les messages de télétypes.

Il peut ainsi transmettre les signaux standard de télévision sur un réseau téléphonique, ou sur un réseau spécial à tarif particulier. L'appareil peut être employé pour une prise de vues d'un sujet déterminé avec une caméra électronique de télévision fonctionnant suivant le standard TV, et à la cadence normale de balayage.

On réalise une conversion avec une cadence de transmission beaucoup plus lente sur les circuits prévus pour une largeur de bande de parole. L'image reçue est mise en mémoire avec une cadence ralentie, et elle peut être utilisée pour obtenir la réception sur l'écran d'un téléviseur standard.

Les signaux du Vidéo-voix peuvent être utilisés dans un circuit de télévision fermé; ils

peuvent aussi être retransmis à partir du récepteur sur un circuit local de télédiffusion.

L'appareil n'assure pas normalement l'observation des images animées; beaucoup d'applications vidéo cependant ne nécessitent pas des images animées sur toute leur surface, variables suivant les formes habituelles de télédiffusion.

Chaque image est transmise en 30 ou 55 secondes suivant le degré de finesse désirée; suivant une méthode adoptée d'ailleurs, pour les communications aérospatiales. Les images des sujets fixes, tels que les documents, les dessins, les objets de toutes sortes les machines industrielles et scientifiques, et les vues théâtrales peuvent être transmises avec une caméra TV habituelle. Le sujet considéré est analysé pendant la période de transmission.

Les sujets animés doivent subir, en quelque sorte, un arrêt de leur mouvement pendant la durée de transmission. Pour obtenir ce résultat, un élément d'arrêt d'image arrête le mouvement pendant la période correspondant à une seule image, et assure la persistance de cette image durant la transmission.

Lorsqu'on désire transmettre une nouvelle image, le système de blocage de l'image

met en mémoire une autre image, en effaçant l'image précédente.

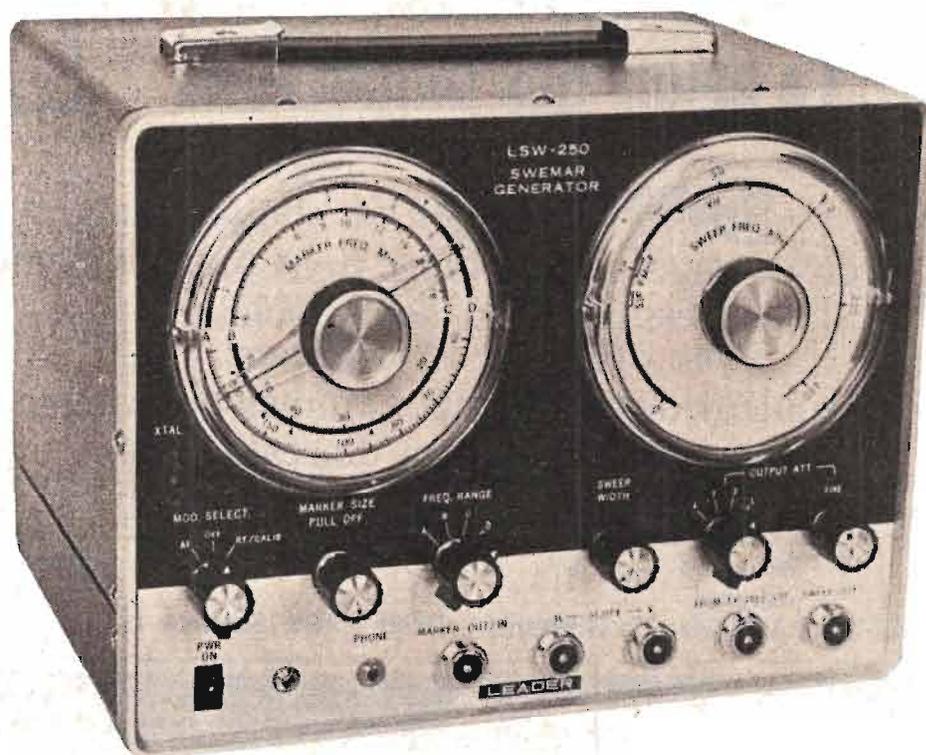
Cette possibilité d'arrêt et de « congélation », de l'image en quelque sorte, est rendue possible par un tube à mémoire à cible de silicium; il emmagasine l'information par un procédé électronique en permettant ensuite sa lecture à la vitesse nécessaire.

Le poste récepteur terminal est automatiquement actionné par le signal vidéo incident, et l'image peut être observée aussi longtemps qu'on le désire ou jusqu'à la présentation de l'image suivante.

P.H.

(à suivre)

LE VOBULATEUR TV/FM



LEADER LSW 250

LE Leader LSW-250 est un générateur d'atelier, couvrant la gamme usuelle des fréquences utilisées dans les téléviseurs 1^{re} chaîne et dans les récepteurs radio à modulation de fréquence, tant pour les étages HF que pour les amplificateurs à fréquence intermédiaire. Il englobe le générateur de rampes commandant le balayage en fréquence, et un marqueur délivrant des « pips » de calibrage.

Après avoir résumé les caractéristiques générales

de l'appareil, nous analyserons rapidement son schéma, puis nous donnerons quelques exemples d'utilisation.

Résumé des caractéristiques

Gammes de fréquences

De 2 MHz à 250 MHz, ajustable de façon continue sur une gamme unique.

Balayage des fréquences

La profondeur de balayage peut atteindre un maximum de

20 MHz, et l'excursion s'effectue à la fréquence du secteur, soit 50 Hz pour la France.

Tension de sortie

Elle est réglable de 0 à 50 mV, en quatre gammes complétées par un atténuateur progressif. La sortie s'effectue sur une impédance de 75 Ω .

Générateur de marquage

Il couvre, en quatre gammes, les fréquences de 2 MHz à 250 MHz, avec une précision de $\pm 1\%$. Un oscillateur piloté par un quartz externe, interchangeable, permet la vérification de l'étalonnage. Le générateur de marquage peut être

modulé en amplitude par un oscillateur interne de 1 kHz, pour les applications dans le domaine de la modulation d'amplitude.

Alimentation

Sur secteur, de 100 V à 230 V, avec une consommation d'environ 8 VA.

Présentation générale de l'appareil

Le Leader LSW-250 est enfermé dans un coffret de tôle de 27 cm de largeur,

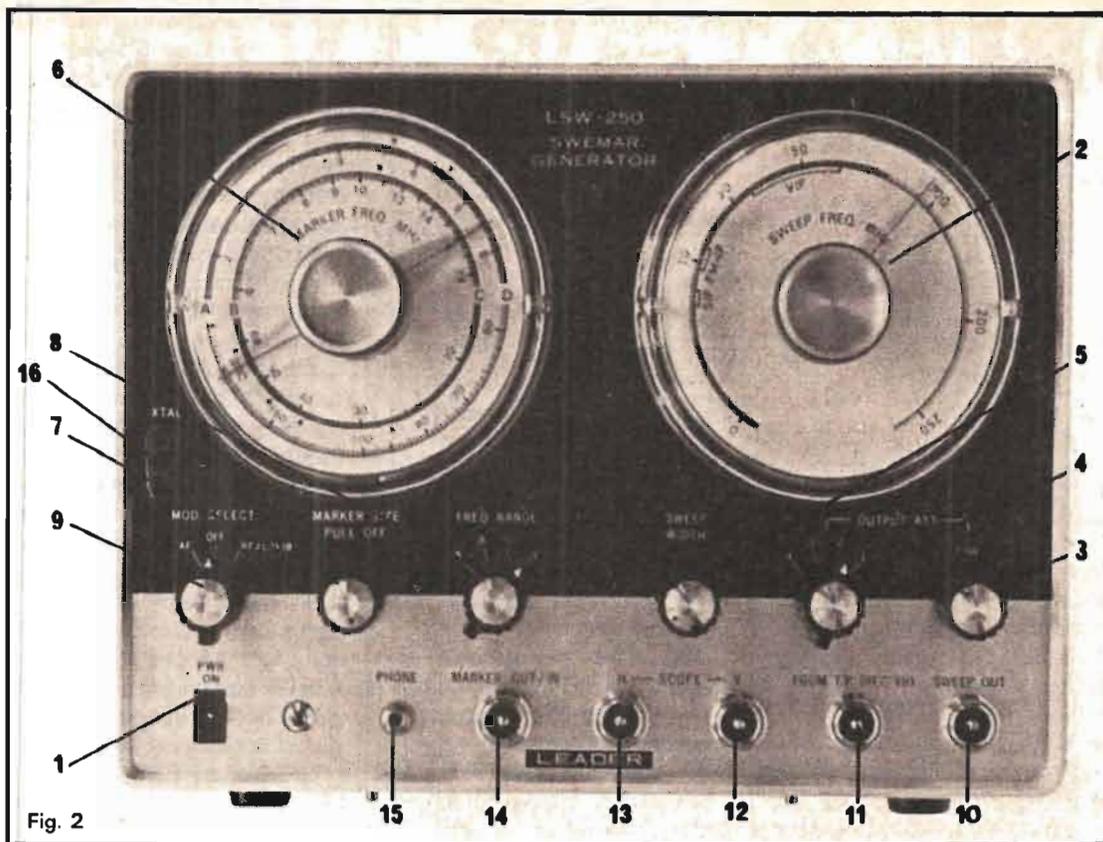


Fig. 2

20 cm de hauteur, et 25 cm de profondeur. Il pèse 4,5 kg. Toutes les commandes, ainsi que les bornes d'entrée ou de sortie (fig. 1), sont regroupées sur la face avant.

La figure 2 détaille les rôles de ces commandes, référencées par les numéros qu'on trouvera dans le texte ci-dessous :

- (1) Interrupteur général de mise sous tension.
- (2) Commande continue sélectionnant la fréquence centrale de la gamme balayée.
- (3) et (4) Atténuateur progressif, et atténuateur par bonds, de la tension de sortie. Les quatre gammes correspondent respectivement à des atténuations de 0 dB, 10 dB, 30 dB et 50 dB.
- (5) Commande (continue) de la largeur de l'excursion en fréquence.
- (6) et (8) Commande continue, et commutateur de sélection des quatre gammes, pour la fréquence du générateur de marquage.
- (7) et (9) Oscillateur à quartz, pour le calibrage.

- (7) Ajustage de la hauteur du « pip » de marquage.
- (9) Sélecteur de mode, à trois positions : modulation à 1 kHz, signal de marquage non modulé, et superposi-

tion du pilote à quartz, pour le calibrage.

- (10) Borne de sortie du signal HF vobulé.
- (11) Borne d'entrée, pour injection du signal prélevé au

point de test, sur le récepteur à l'essai.

- (12) Sortie pour l'attaque de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope. On y retrouve un mélange de la courbe de réponse du circuit essayé, et du signal de marquage.
- (13) Sortie pour l'attaque de l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope.
- (14) Borne à double rôle, permettent, soit de recueillir le signal de marquage interne, soit d'utiliser un marqueur externe.
- (15) Borne pour le branchement d'un écouteur, servant à vérifier le calibrage en fréquence du marqueur, par battement avec l'oscillateur à quartz.
- (16) Support de branchement des quartz.

Schéma et fonctionnement

Nous ne donnerons pas le schéma complet, difficile à interpréter, en raison de ses interconnexions multiples. Le synoptique de la figure 3 sera plus exploitable, pour nos

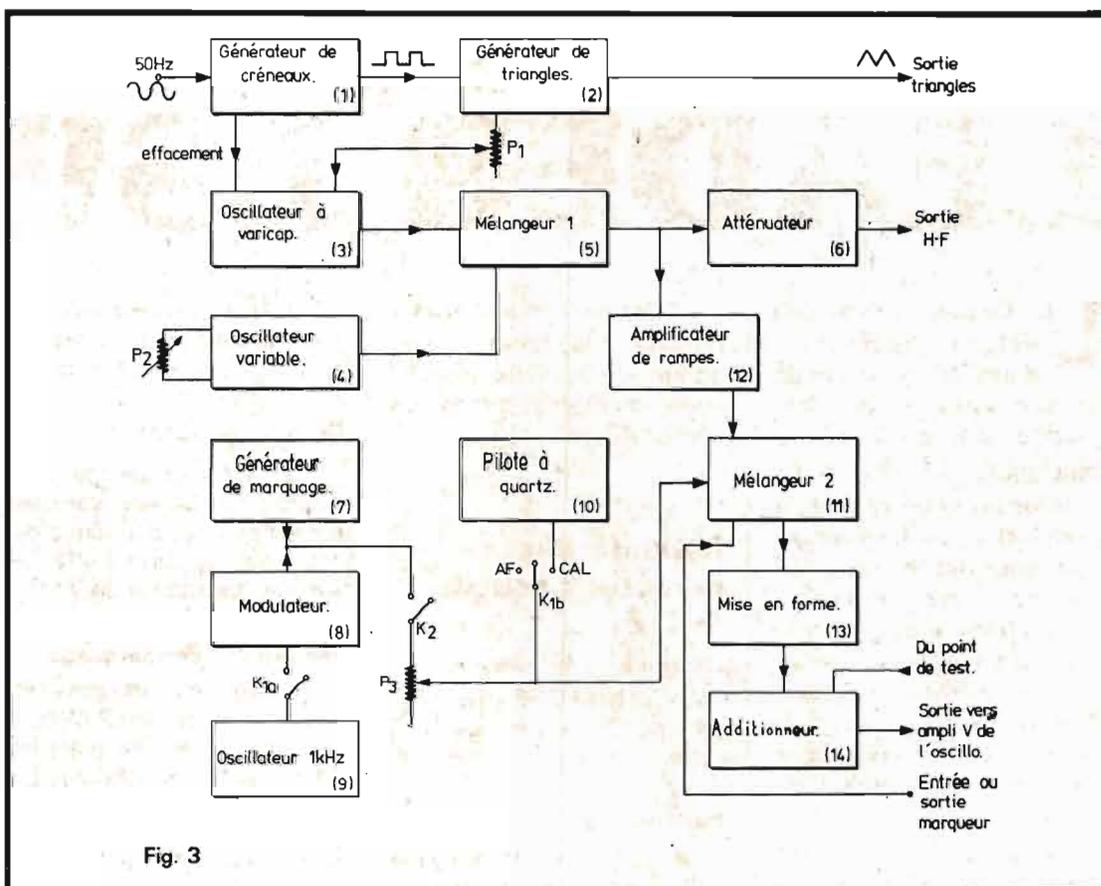


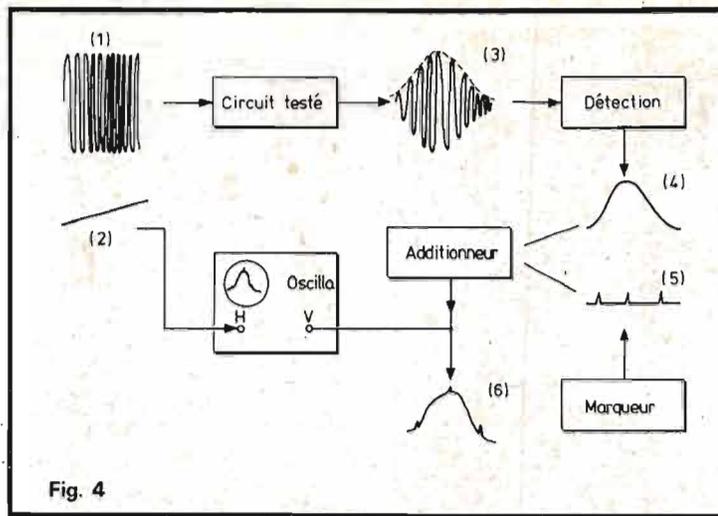
Fig. 3

explications. D'autre part, pour bien comprendre le rôle des divers circuits du générateur, il importe de garder à l'esprit le but poursuivi, qu'illustre la figure 4.

Il s'agit d'examiner, par affichage à l'oscilloscope, la courbe de réponse en fréquence d'un circuit. A l'entrée de celui-ci, on appliquera donc un signal HF périodiquement balayé en fréquences, à l'intérieur du domaine utile (courbe 1 de la fig. 4). La commande de fréquence, est obtenue par application d'une rampe de tension, agissant par exemple sur la polarisation d'une diode varicap insérée dans un circuit oscillant (courbe 1 de la figure 4).

A la sortie du circuit testé, on retrouve (courbe 3 de la fig. 4) le signal HF de fréquence variable. Son enveloppe, représentée en pointillés, n'est autre que la courbe de réponse cherchée. Comme, seule, cette enveloppe nous intéresse, on applique ce signal à des circuits de détection, qui éliminent la composante HF, et ne restituent que l'enveloppe (courbe 4 de la fig. 4).

Théoriquement, le travail est maintenant terminé. En effet, pour visualiser la courbe 4, il suffit de l'appliquer sur l'entrée



verticale d'un oscilloscope, dont le balayage horizontal est commandé par la rampe 2. En pratique, cet oscillogramme pêche par insuffisance d'informations, puisque l'axe horizontal n'est pas gradué en fréquences, ce qui interdit toute exploitation quantitative. Il convient donc d'introduire une référence, et c'est là qu'intervient le marqueur : à sa sortie, on dispose de pips multiples régulièrement espacés en fréquence, ou d'un seul pip à fréquence connue, et sélectionnable (courbe 5 de la fig. 4). Envoyés aux deux entrées d'un additionneur, les signaux 4 et 5 s'y ajoutent pour donner la

courbe 6, maintenant appliquée à l'entrée verticale de l'oscilloscope.

Revenant maintenant au synoptique de la figure 4, nous y retrouvons les solutions à tous ces problèmes. Une sinusoïde à 50 Hz, prélevée sur le secteur, est appliquée à une bascule bistable (1), qui la transforme en créneaux à la même fréquence. Traversant un intégrateur (2), ces créneaux sont, à leur tour, transformés en triangles, envoyés vers une sortie qu'on reliera à l'entrée horizontale de l'oscilloscope.

Un oscillateur HF (3), comporte un circuit oscillant à diode varicap. Si on lui appli-

que les triangles du générateur (2), il délivre donc le signal à fréquence variable, représenté en (1) sur la figure 4. La profondeur de l'excursion, autour de la fréquence moyenne, est déterminée par l'amplitude des triangles, donc réglable à l'aide du potentiomètre P_1 . La fréquence centrale est elle-même déterminée, à l'aide du potentiomètre P_2 , par un autre oscillateur (4), utilisant lui aussi des diodes varicap. Un premier mélangeur (5), suivi de l'atténuateur (6), envoie, vers la sortie HF, les tensions vobulées.

Le générateur de marquage (7), peut être, ou non, mis en service par le commutateur K_2 . Il est éventuellement modulé, à partir de l'oscillateur (9) calé sur 1 kHz, à travers le modulateur (8). L'amplitude des impulsions de marquage, se règle par le potentiomètre P_3 .

Le rôle du pilote à quartz (10), est évident après ce que nous avons dit en début de cette étude. Le commutateur de mode double, K_{1a} , K_{1b} , assure la mise en service, ou hors service, du pilote (10) et de l'oscillateur (9).

Un deuxième mélangeur (11), reçoit les rampes amplifiées dans le circuit (12), et le signal de marquage, soit interne, soit externe. Sa sortie,

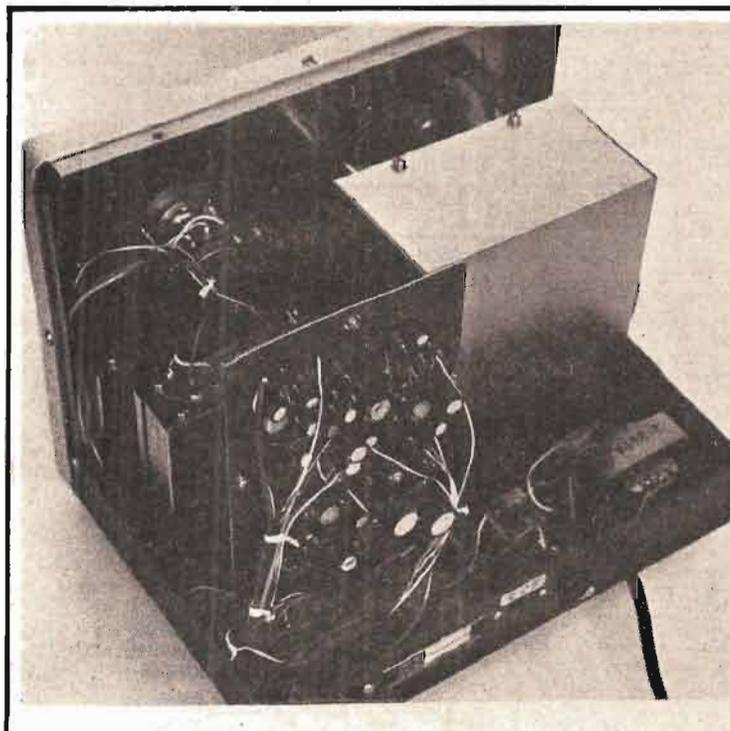


Fig. 5

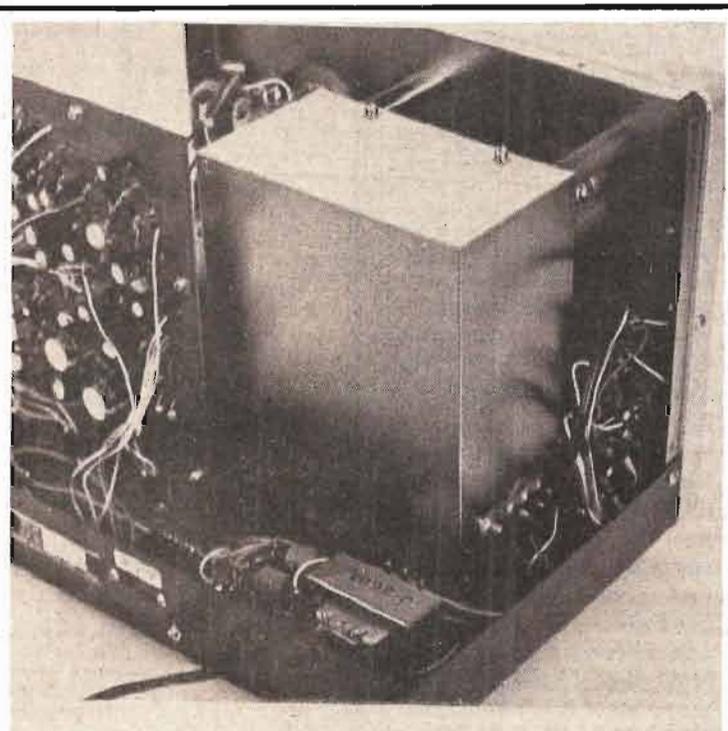


Fig. 6

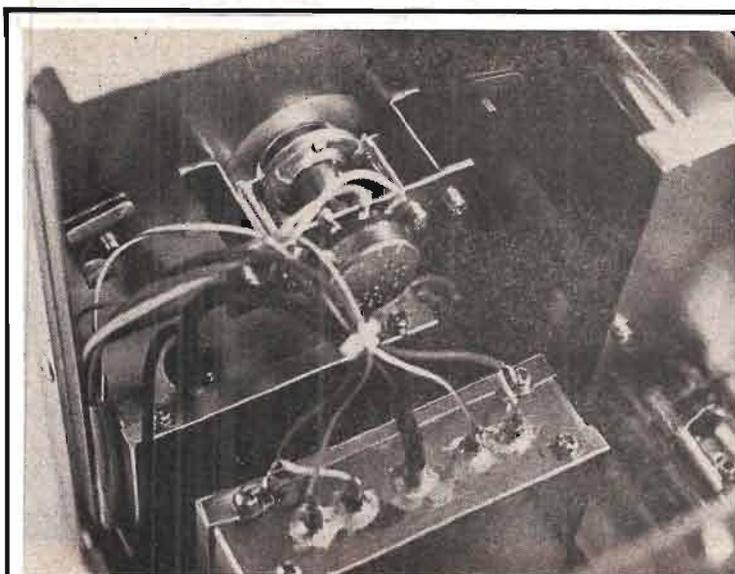


Fig. 7

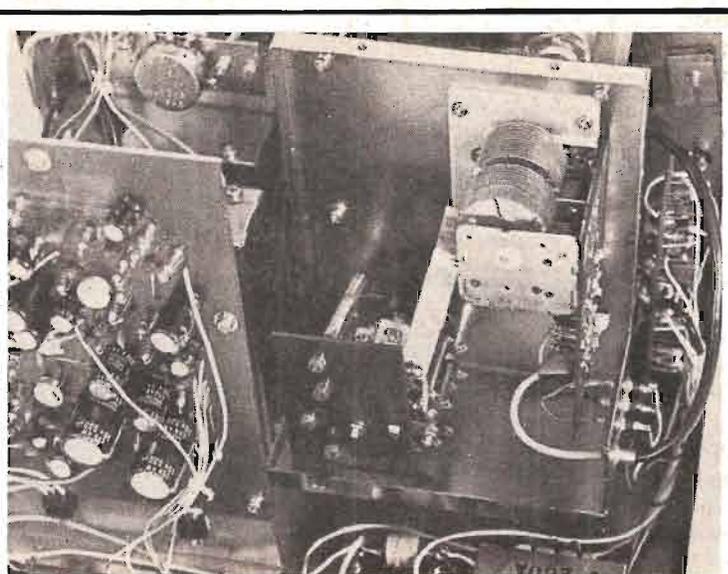


Fig. 8

après mise en forme dans le circuit (13), attaque l'une des entrées de l'additionneur (14), dont l'autre entrée reçoit les signaux de sortie du circuit à l'essai (c'est-à-dire le signal 4 de la fig. 4), et dont la sortie commande les déviations verticales de l'oscilloscope. La détection n'est pas prévue dans l'appareil. En effet, elle peut être effectuée déjà par le circuit testé, ou éventuellement par une sonde démodulatrice externe.

A l'intérieur du boîtier

Le boîtier se compose de deux parties: la face avant, solidaire du fond, et le capot. Celui-ci se retire après démontage de quelques vis, laissant apparaître les différents circuits, dont plusieurs sont soigneusement blindés (fig. 5 et 6).

La figure 7 montre le potentiomètre de commande la fréquence du générateur vobulé, au centre de la photographie. Au-dessous, en arrière, et à droite, se trouvent respectivement les blindages enfermant les deux oscillateurs HF, et le marqueur, ainsi qu'une partie des atténuateurs.

L'oscillateur de marquage met en jeu un condensateur variable à deux cages, muni d'une démultiplication, comme le montre la figure 8, où le blindage

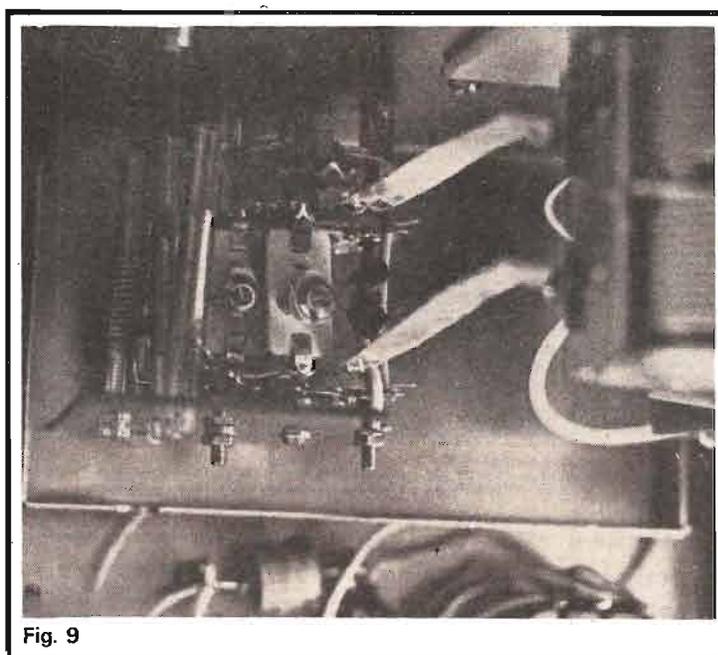


Fig. 9

correspondant a été enlevé. Sur cette même photographie, on remarquera, à côté du petit transformateur d'alimentation, les deux bobines du filtre assurant la séparation avec le secteur. Le circuit imprimé vertical, sur la gauche, porte les composants de l'alimentation, et ceux de la section BF.

Sur la vue de détail de la figure 9, on peut distinguer les différents bobinages correspondant aux quatre gammes de fréquence du marqueur, et directement soudées sur les galettes du commutateur. Chaque bobine est accompagnée d'un trimmer d'ajustage de la gamme, réglé en usine.

Utilisation du Leader LSW-250

Les différentes interconnexions entre le générateur, le circuit sous test, et l'oscilloscope, déroulent directement des considérations précédentes.

Elles se réalisent à l'aide d'un jeu de câbles coaxiaux, fournis avec l'appareil.

Si l'impédance d'entrée du circuit testé égale 75Ω , la liaison peut s'effectuer directement, depuis la sortie du générateur. Sinon, un adaptateur est également fourni, pour les impédances de 200 et de 300Ω .

Dans le cas où le signal prélevé n'est pas détecté dans le circuit lui-même, il convient d'interposer un démodulateur, qu'on peut réaliser d'après le schéma de la figure 10. La résistance R sera choisie égale à l'impédance de sortie, au point d'essai.

Essai d'un tuner VHF (téléviseur)

Le marqueur est réglé sur la fréquence vidéo du canal choisi. On règle la profondeur de modulation, pour faire apparaître la courbe dans son intégralité, et on cadre la partie utile, en jouant sur la fréquence centrale. La sonde démodula-

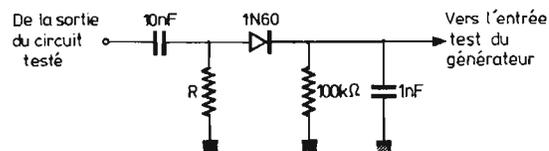


Fig. 10

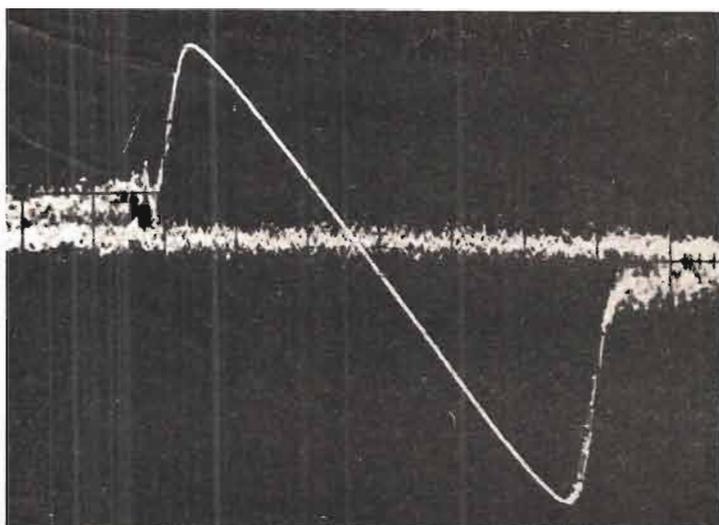


Fig. 11

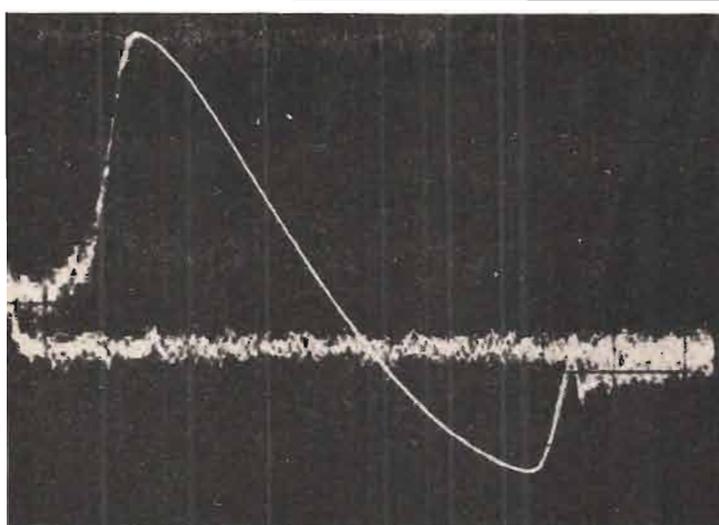


Fig. 13

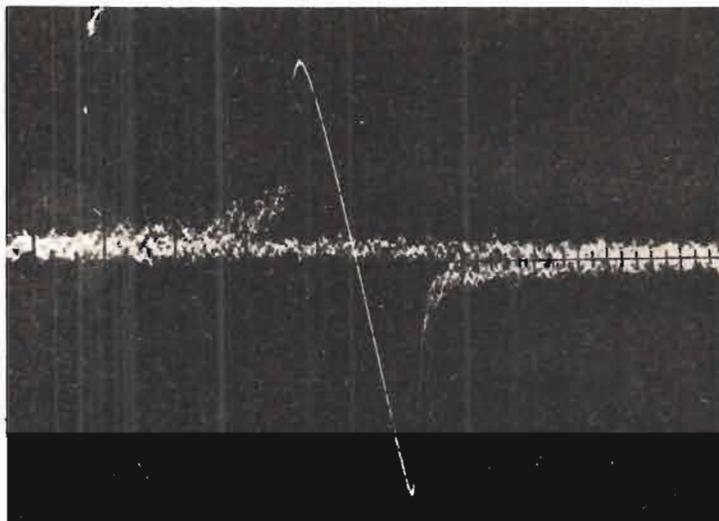


Fig. 12

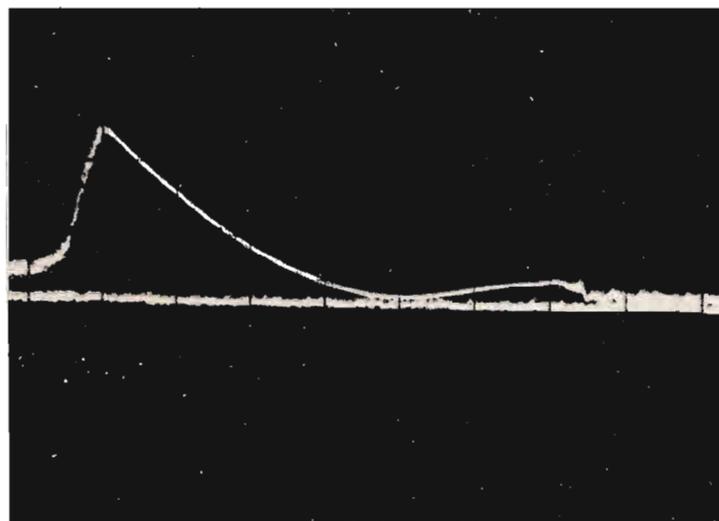


Fig. 14

trice est évidemment nécessaire.

Il est possible, également, d'étudier la courbe globale de réponse, depuis l'entrée d'antenne jusqu'à la sortie de détection vidéo. Le pip de marquage vidéo, et le pip correspondant à la porteuse son du même canal, permettent de contrôler la largeur de la courbe de réponse.

Essai d'un récepteur FM

Là encore, on peut tester le tuner, les circuits à fréquence intermédiaire, et le détecteur de rapport. Il suffit, à chaque fois, de régler convenablement et la fréquence centrale de balayage, et la profondeur de vobulation, et la position des pips de marquage.

Quelques exemples pratiques

Sur la photographie de la figure 11, apparaît la courbe de réponse d'un détecteur du rapport d'un récepteur FM, à peu près convenablement réglé. La même courbe, observée avec une trop grande excursion en fréquence (fig. 12) devient moins lisible. Dans les deux cas, les accidents de la trace de retour sont dus au bruit de fond introduit, pendant le retour du balayage, par la commande automatique de gain.

Les différents défauts possibles, avec ce même exemple, apparaissent très clairement sur les photographies suivantes. Celle de la figure 13 correspond à un dérèglement du

noyau du dernier transformateur MF. Le mal a été poussé à sa dernière extrémité dans la figure 14.

Nos conclusions

A l'heure de la haute fidélité dans la réception radiophonique, et plus encore pour la mise au point et l'alignement des récepteurs de télévision, il n'est plus concevable de travailler au « pifomètre », ou même avec le secours d'une simple hétérodyne. Seul, le générateur vobulateur permet d'effectuer des réglages corrects, sans dépense inutile de temps.

Le modèle LSW-250 de Leader, importé en France par les établissements Tekelec, nous a séduit par sa commodité d'emploi et par son universalité. La présentation est fort agréable, alliant une esthétique de bon goût, à une excellente lisibilité des différentes commandes. Il s'agit là d'un appareil qui, compte tenu de son prix, devrait trouver sa place sur l'établi de bien des dépanneurs.

APPLICATIONS DU CI TCA 440 POUR LA RECEPTION EN MODULATION D'AMPLITUDE

(Suite voir N° 1623)

b) Une boucle de CAG commune

Le CAG de tête peut, plus simplement, être dérivé du CAG de FI. La broche 16 est alors reliée au plus. La tenue aux signaux de grande amplitude est alors réduite de 5 dB, mais on économise un bobinage. Nous avons dit plus haut que U_{10} est une image de U_9 ; on obtiendra donc la tension de CAG de tête (U_3) à partir de la tension d'accord U_{10} . C'est ce qui est fait sur les montages d'application des figures 15, 16 et 17.

Les diodes à capacité variable (genre BB 113) ne supportent pas de tension HF très grandes de par leur principe de fonctionnement. Il ne sert à rien d'exiger du TCA 440 de traiter des signaux d'une amplitude telle que les diodes d'accord soient dépassées (5).

Signaux de sortie basse fréquence

L'amplitude de sortie ne dépend que dans de faibles proportions de la tension d'alimentation: entre $+V_{CC} = 15V$ et $6V$ on remarque une différence de 2 dB. Entre $+V_{CC} = 15V$ et $4,5V$ elle est de moins de 6 dB.

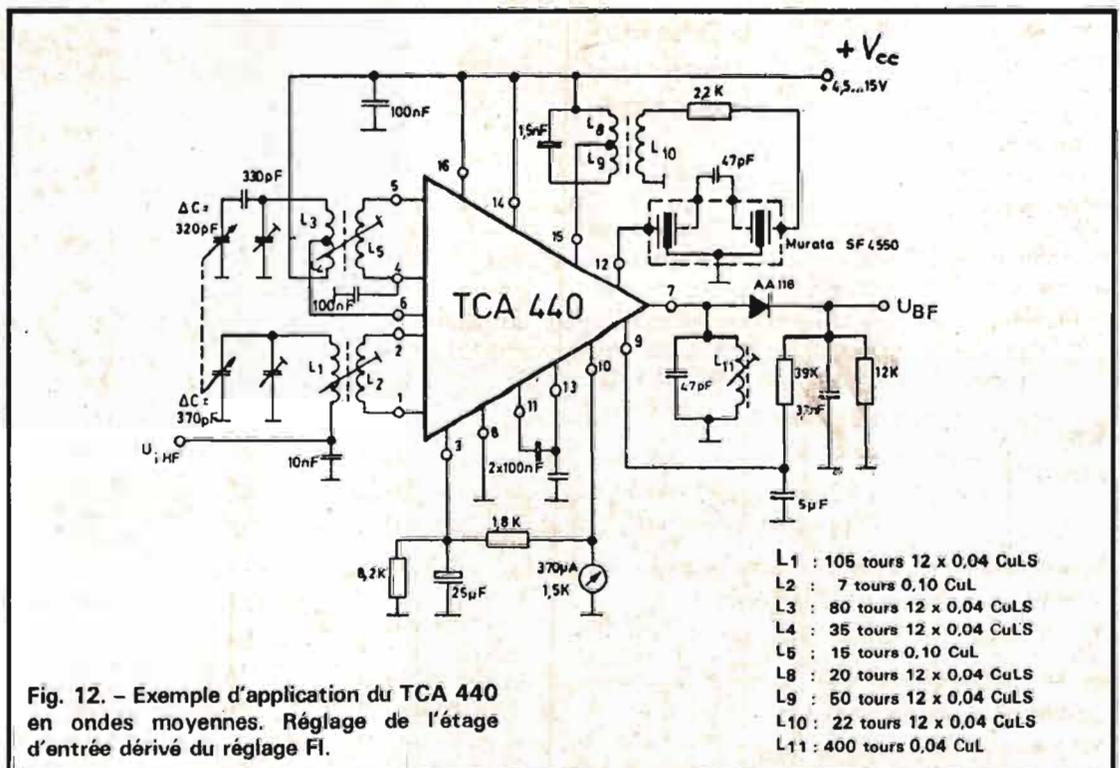
Lorsque le CAG est commun pour la FI et la HF, le comportement vis-à-vis des tensions de fortes amplitudes est normal, comme le montrent les mesures effectuées sur le montage de la figure 12.

Le niveau de distorsion est inférieur à 1 % pour 30 % de modulation et inférieur à 2,5 % pour $m = 80\%$. Ces valeurs

sont amplement suffisantes pour la réception à modulation d'amplitude. Un désaccord du récepteur a des conséquences très directes sur la distorsion (indépendamment de la conception du récepteur).

Pour une courbe de sélectivité (largeur de bande 4 kHz), la distorsion occasionnée par un désaccord de 3 kHz atteint 7 %

à 3 kHz. Ce désaccord peut être provoqué par une erreur de synchronisme entre circuit d'entrée accordé et oscillateur. Il se produit une atténuation partielle ou totale d'une bande latérale et un déphasage asymétrique des deux bandes latérales; alors qu'un accord parfaitement centré permet de transmettre les basses fré-



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DU T.C.A. 440

+ V _{CC} = 9 V ; T _{amb} = 250 °C ; f _{iHP} = 600 kHz ; f _{mod} = 1 kHz			
Courant total à + V _{CC} = 4,5 V	I _s	7	mA
Courant total à + V _{CC} = 9 V	I _s	10,5	mA
Courant total à + V _{CC} = 15 V	I _s	12	mA
Changement de niveau pour I _{iHF} mesuré symétriquement en 1 et 2 (pour m = 80 %)			
U _{iHF} = 20 μV	U _{BFeff}	140	mV
U _{iHF} = 1 mV	U _{BFeff}	260	mV
U _{iHF} = 500 mV (pour m = 30 %)	U _{Beff}	350	mV
I _{iHF} = 20 μV	U _{BFeff}	50	mV
U _{iHF} = 1 mV	U _{BFeff}	100	mV
U _{iHF} = 500 mV	U _{BFeff}	130	mV
Sensibilité à l'entrée (mesuré à 60 Ω et f _{iHF} = 1 MHz ; m = 30 % / 0 %, pour un rapport :			
$\frac{S+B}{B} = 6$ dB	U _{iHF}	1	μV
$\frac{S+B}{B} = 26$ dB	U _{iHF}	7	μV
$\frac{S+B}{B} = 58$ dB	U _{iHF}	1	mV
PARTIE HF			
Fréquence d'entrée	f _{iHF}	0 à 50	MHz
Fréquence de sortie f _{F1} = f _{osc} - f _{iHF}	f _{F1}	460	kHz
Plage de réglage	V _u	38	dB
Tension d'entrée (à 600 kHz et m = 80 %) pour un début d'écrêtage (K _{BF} = 10 %)	U _{iHFca}	2,6	V
Mesure symétriquement aux bornes 1 et 2 (valeur moyenne)	U _{iHFeff}	0,5	V
Atténuation de la fréquence intermédiaire FI entre 1 - 2 et 15	A _{F1}	20	dB
Impédance d'entrée HF :			
a) entrée asymétrique			
à V _{HFmax}	Z _i	2/5	kΩ / pF
à V _{HFmin}	Z _i	2,2 / 1,5	kΩ / pF
b) entrée symétrique			
à V _{HFmax}	Z _i	4/5	kΩ / pF
à V _{HFmin}	Z _i	4,5 / 1,5	kΩ / pF
PARTIE FI			
Fréquence d'entrée	F _{F1}	0 à 2	MHz
Plage de réglage à 460 kHz	V _u	62	dB
Tension d'entrée (valeur moyenne) à V _{min} pour un début d'écrêtage (K _{BF} = 10 %) mesuré sur la broche 12 (60 Ω à la masse) : f _{F1} = 460 kHz (m = 80 % ; f _{mod} = 1 kHz)	U _{Fieff}	200	mV
Tension de sortie BF pour U _{F1} à 60 Ω (borne 12) :			
U _{F1} = 30 μV, m = 80 %, F _{mod} = 1 kHz	U _{BFeff}	50	mV
U _{F1} = 3 mV, m = 80 %, F _{mod} = 1 kHz	U _{BFeff}	200	mV
U _{F1} = 3 mV, m = 30 %, F _{mod} = 1 kHz	U _{BFeff}	70	mV
Impédance d'entrée FI couplage assymétrique	Z _i	3/3	kΩ / pF
Impédance de sortie FI (broche 7)	Z _o	200/8	kΩ / pF
Impédance de sortie calva. (broche 10)	Z ₁₀	400	Ω
Température ambiante	T _{amb}	- 15 à + 80	°C
Température de stockage	T _s	- 30 à + 125	°C
Domaine de fonctionnement	U _s	4,5 à 15	V

quences sans distorsion mais seulement jusqu'à 2 kHz, un désaccord de 3 kHz provoque un étalement de la bande BF transmise jusqu'à 5 kHz.

La compréhension des émissions s'en trouve améliorée surtout si la station est proche ou puissante. Répétons que ces remarques ne sont pas liées au TCA 440 seulement, mais à la majorité des récepteurs de modulation d'amplitude.

Rapport signal sur bruit

L'impédance du générateur placé aux entrées 1 et 2 ne devrait guère être inférieure à 500 Ω. Le circuit de mesure du rapport signal sur bruit est représenté à la figure 13 : il est doté d'un transformateur d'entrée à prises multiples au secondaire pour simuler plusieurs impédances d'entrées aux broches 1 et 2.

Un tableau donne l'impédance RG en fonction du nombre de tours du secondaire L₂.

Les commutateurs A, B et C permettent un branchement tel que les CAG de FI et HF soient séparés (position 1) ou communs (position 2).

Pour 30 % de modulation le rapport signal sur bruit en position 1 est de :

6 dB pour 0,7 μV eff à 60 Ω
26 dB pour 7 μV eff à 60 Ω
58 dB à partir de 1 V_{eff} à 60 Ω

Récepteur petites ondes avec antenne ferrite (fig. 14)

La triple diode à capacité variable procure une variation de capacité de 1 à 10 pour balayer toutes les petites ondes entre U_r = 1,5 et 27 V (420 kHz à 1 640 kHz).

Voici les performances de ce montage :

Bobinages

Bâton de ferrite B 61610 - J 1017-XO25 (Siemens) ; filtres bobinés sur D 41-2519 (Vogt) et céramique SFD 455B (Murata).

Récepteur de télécommande à 27 MHz

L'antenne est couplée de façon relativement lâche pour conserver la sélectivité du circuit d'entrée et diminuer les désaccords par changement de longueur de l'antenne. La diode au Germanium n'est uti-

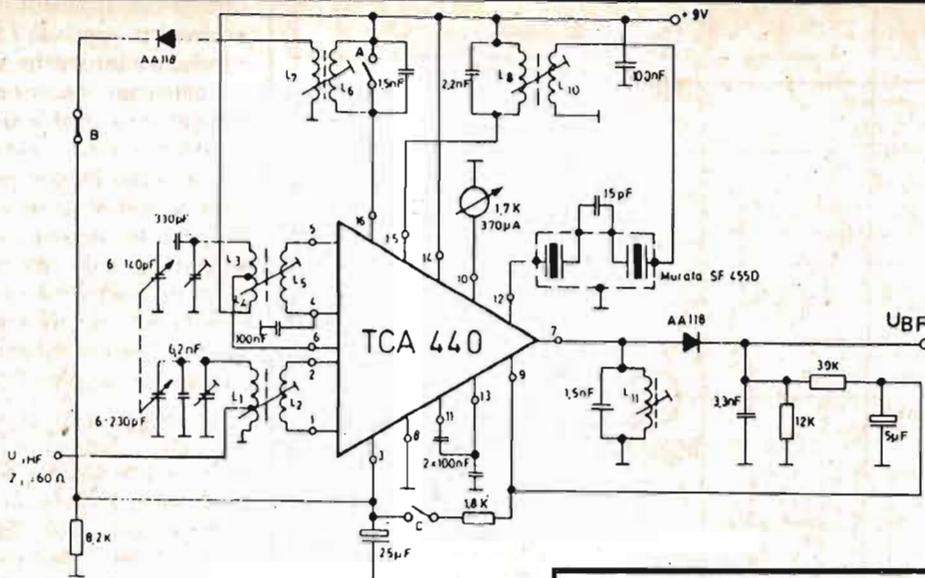


Fig. 13. - Circuit de mesure pour le rapport signal/bruit. Réglage de l'étage d'entrée séparé. Tension de réglage de l'étage d'entrée prise sur la tension de réglage FI.

- L1 : 2 + 6 tours 6 x 12 x 0,04 CuLS
- L2 : n tours 0,15 CuL
- L3 : 90 tours 12 x 0,04 CuLS
- L4 : 35 tours 12 x 0,04 CuLS
- L5 : 15 tours 0,10 CuL
- L6 : 70 tours 12 x 0,04 CuLS
- L7 : 35 tours 12 x 0,04 CuLS
- L8 : 60 tours 12 x 0,04 CuLS
- L10 : 22 tours 12 x 0,04 CuLS
- L11 : 68 tours 0,06 CuL

TABLEAU 1	
L ₂ [n tours]	R _{générateur} [Ω]
1	15 Ω
2	60 Ω
4	240 Ω
6	540 Ω
9	1,2 kΩ
12	2,2 kΩ
18	4,8 kΩ

TABLEAU 2			
Commutateur			
	A	B	C
1	ouvert	fermé	ouvert
2	fermé	ouvert	fermé
f _i = 1 MHz : m = 30 %			

lisée que pour l'obtention de la tension du CAG.

Le premier transistor est un adaptateur d'impédance pour le second transistor qui démodule les signaux. La diode au silicium permet en l'absence de signaux de supprimer tout courant de collecteur dans ce dernier transistor. Ce circuit n'utilise que les composantes positives qu'il traduit en chute de tension sur la résistance du collecteur du transistor de sortie.

Pendant les courtes interruptions du signal d'émission, le potentiel de collecteur du second transistor se rapproche de la tension d'alimentation. Si l'information codée de télécommande est contenue dans la durée entre les interruptions d'émission, on obtient à la sortie de ce montage une suite d'impulsions séparées par des temps variables. Ces pointes de tension peuvent être décodées ou interprétées par un circuit placé en aval et non représenté figure 15.

Caractéristiques techniques

Alimentation : 4,8 V sous 11 mA.
 Niveau d'entrée (antenne) pour un niveau de sortie stable en sortie vers le décodeur : 2 μV.

Composants utilisés

Quartz de réception pour la bande des 27 MHz.

Récepteur PO - OC (fig. 16)

Le montage décrit figure 16 permet la réception des petites ondes et des bandes d'ondes courtes de 4,5 à 12,5 MHz et de 12 à 20 MHz. Le commutateur à 6 circuits et trois positions pourrait être doté d'une position de plus pour la réception des grandes ondes par exemple.

Le but étant de montrer la disposition des commutateurs, nous renvoyons le lecteur aux autres montages pour le dimensionnement des bobinages. Les enroulements L₂, L₅ et L₈ sont de 1 tour.

Auto-radio PO - GO (fig. 17)

La plupart des autoradios sont équipés de noyaux plon-

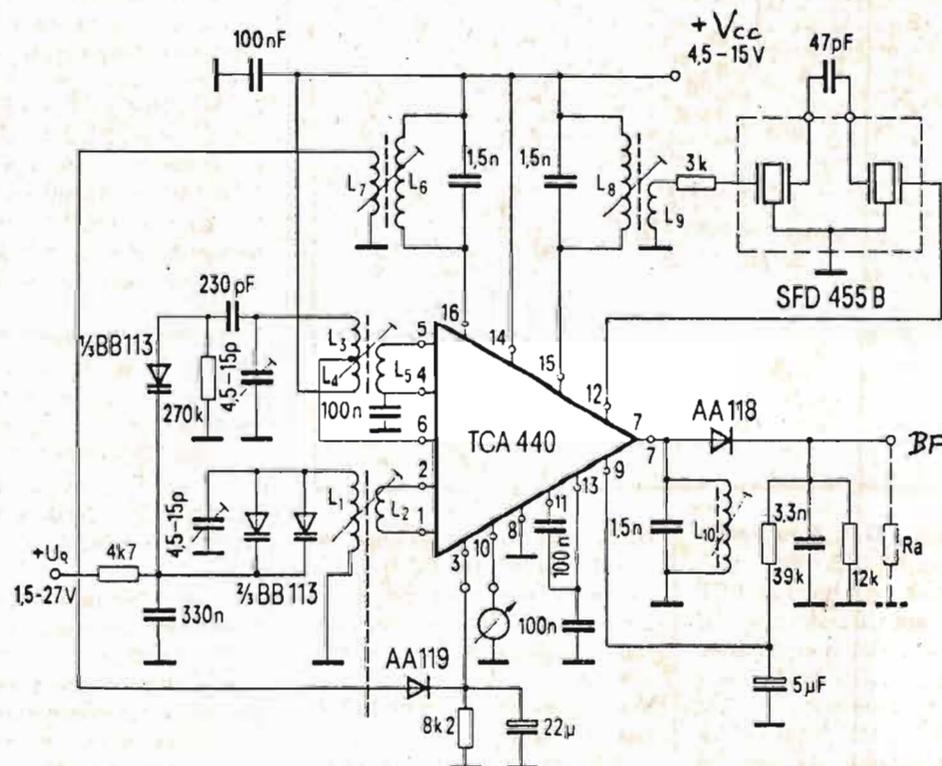


Fig. 14. - Récepteur PO avec antenne ferrite.

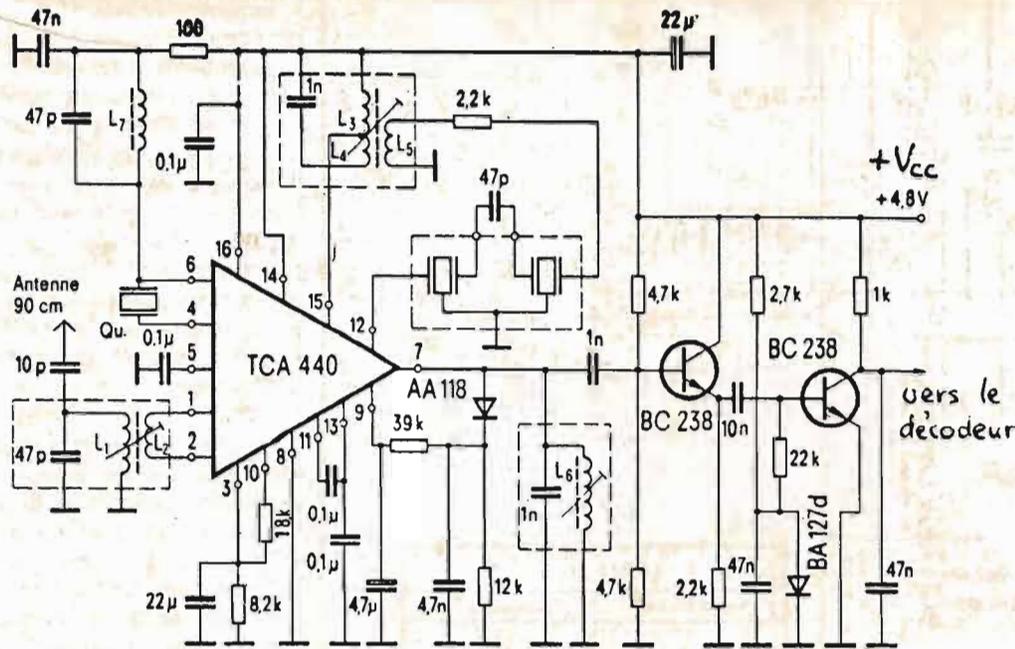


Fig. 15. - Récepteur de télécommande à 27 MHz.

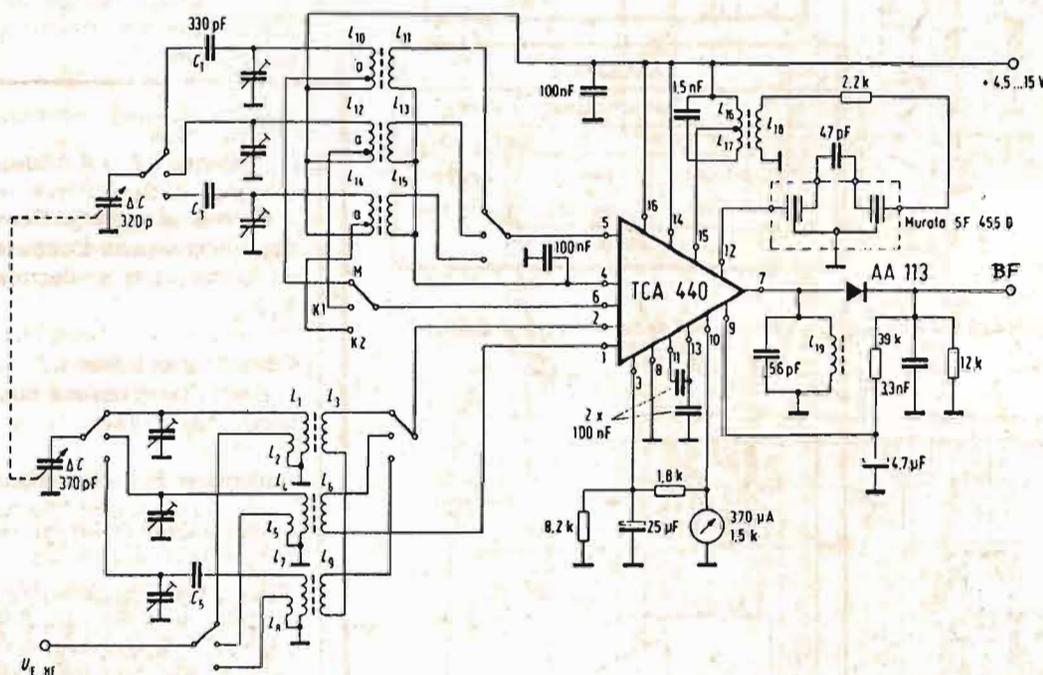


Fig. 16. - Récepteur PO-OC.

geurs pour la recherche des stations et PO - GO.

La figure 28 propose une solution simple utilisant un double noyau plongeur qu'il est malheureusement difficile de se procurer dans le commerce. Les valeurs des condensateurs alentours dépendent très exactement du bobinage choisi et ne sont là qu'à titre indicatif.

Récepteur PO à très faible distorsion BF (fig. 18)

Le transistor à jonction FET BF 246 est utilisé comme résistance variable et passive. Il permet de traiter des signaux d'antenne supérieurs à 8 V avec une haute linéarité. La double régulation de gain au niveau du FET et de la FI procure grâce à sa linéarité, une

distorsion BF inférieure à 1,5 %, de 200 Hz à 6 kHz. Le mode de régulation par FET série n'influence en aucune façon la sélectivité du circuit de l'entrée.

Transmission du son de la TV par ultrason

Pour les personnes qui désirent suivre les programmes de TV sans déranger d'autres per-

sonnes se trouvant dans la même pièce ou qui au contraire désirent ne pas être distraites par d'autres bruits, la société ITT Schaub-Lorenz annonce (7) un système de transmission du son par ultrasons (commercialisé en RFA). Comme les valeurs des composants ne sont pas données, nous ne décrivons que sommairement ce montage qui illustre une application non conventionnelle du TCA 440.

Le récepteur de la figure 18 est doté d'un microphone à électret (CK 46) : le transistor FET BF 245 A joue le rôle d'adaptateur d'impédance à faible souffle. Seul, l'ampli FI du TCA 440 est utilisé. La trappe L1/C3 amortit les fréquences de la télécommande éventuelle (environ 40 kHz) du téléviseur. Le filtre de bande L2/L3 sélectionne les fréquences à transmettre, il est centré sur 70 kHz tout comme le circuit L4/C13 du démodulateur. Le signal BF est disponible à une prise pour enregistreur. Le potentiomètre du volume R7, est suivi d'un amplificateur BF pour le casque d'écouteur va de 30 à 12 500 Hz.

L'émetteur (fig. 19) utilise aussi un TCA 440. Les signaux BF sont introduits à la prise DIN à 5 broches. Ils proviennent soit des étages son du téléviseur soit de n'importe quelle autre source (poste de radio, enregistreur à bandes, à cassettes etc.). L'étage FI du TCA 440 fonctionne en amplificateur de modulation, son oscillateur génère la porteuse, son mélangeur sert de modulateur.

Les trois transistors T1 à T3 montés en ampli de classe B assurent la régulation du gain. Le circuit intégré amplificateur BF (TBA 820) forme l'étage de sortie de l'émetteur à ultrason, il commande la capsule (CK 56) dont l'angle d'ouverture est de 90°.

La portée de ce système émetteur-récepteur est de l'ordre de 15 m.

Les filtres céramiques utilisés dans les montages sont distribués sous la marque Murata par les sociétés : Emile Joly S.A., 219, rue de la Croix Nivert 75017 Paris.

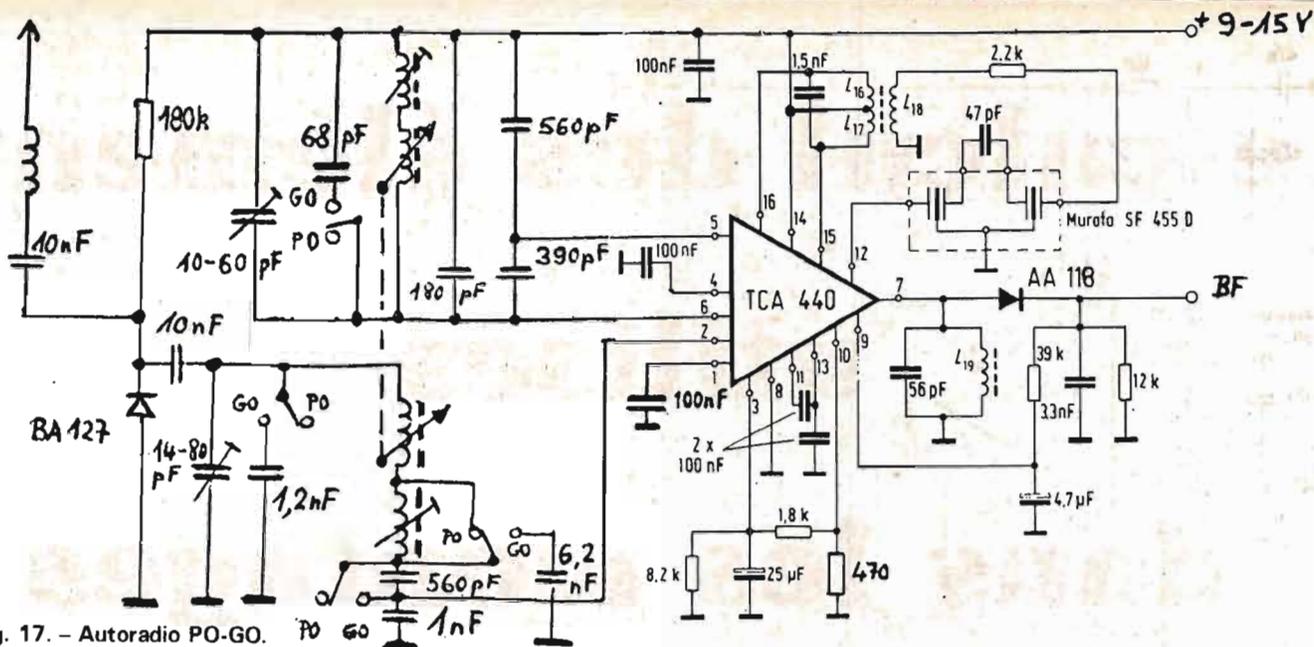


Fig. 17. - Autoradio PO-GO.

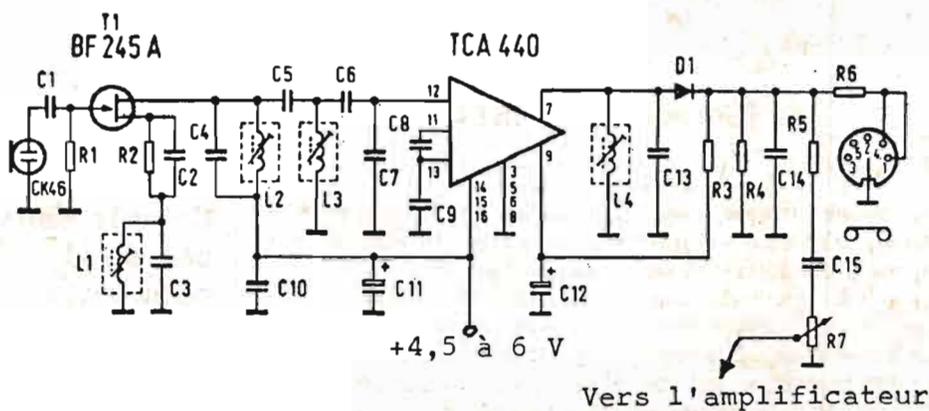


Fig. 18. - Récepteur de fréquences ultrasoniques modulées par la BF d'un téléviseur.

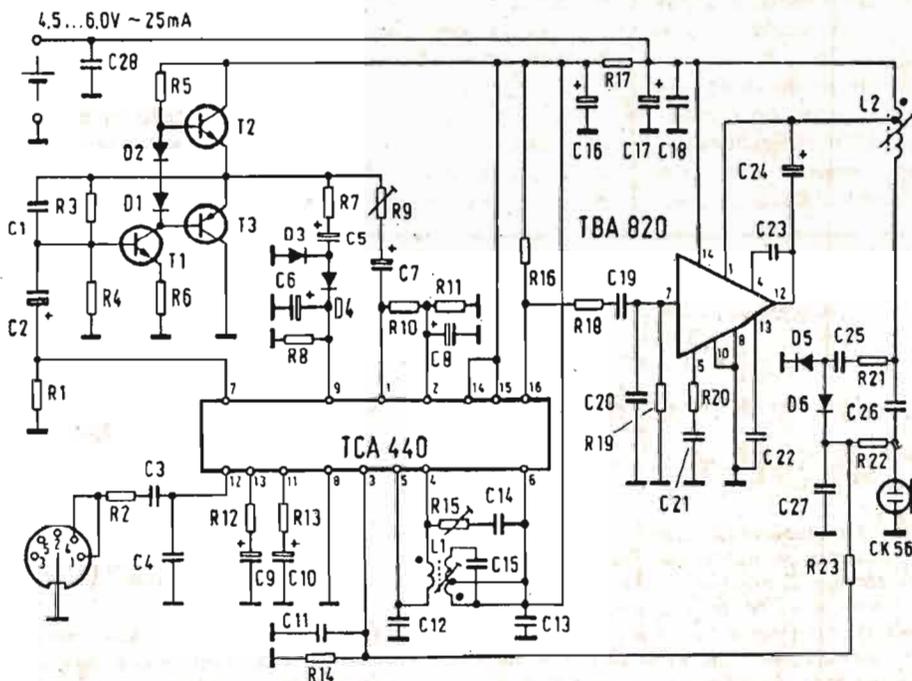


Fig. 19. - Emetteur à ultrasons.

Bibliographie

- (1) Schatter, E. « A Video IF Concept With Optimal AGC Performance and High Sensitivity » International Conference on Advanced Microelectronics (6.3.70).
- (2) Kriedt, H., Schatter, E. « Bild-Zf-Verstärker mit integrierten Schaltungen » Funkschau 42 (1970) N° 9, p. 261.263.
- (3) Schatter, E. « Monolithische Demodulatoren und Mischer » Funktechnik 27 (1972) N° 8, p. 273-274.
- (4) Wolf J. « Neue hochintegrierte Schaltungen für AM/FM Rundfunkempfänger » Funkschau 1975 N° 8, pages 76, 79 et 80.
- (5) Zulauf J.-M. « La diode à capacité variable BB 113 » Le Haut-Parleur N° 1469 pages 263 à 266 et N° 1473 pages 296 à 301.
- (6) Zulauf J.-M. « Intégrée Schaltungen für AM Empfänger » Exposé tenu dans le cadre de Microelektronik 72 à Munich.
- (7) Becker H. « Fernsehton-Übertragung mit Ultraschall » Funkschau 76 N° 12/13 P 517-518.

Le calcul des éléments utilisés dans les montages

(Suite voir N° 1614)

Arrivée triomphale de la diode zener

POUR des alimentations à petit débit, nous avons donc quelques difficultés à tenir une tension de sortie bien propre, sans trop de composantes alternatives résiduelles. Une augmentation indéfinie de la valeur de capacité de filtrage n'est pas une bonne solution, aussi pouvons-nous considérer comme une bienfaitrice la « diode zener », qui va nous permettre d'améliorer beaucoup les choses.

On doit considérer une diode zener comme une source de force contre-électro-motrice V_Z , ayant une diode parfaite D en série (fig. 38), et une petite résistance interne R_Z en série. La diode D indique que la tension V_Z est uniquement une force contre-électro-motrice : elle peut recevoir du courant mais pas en fournir.

Son utilisation est très simple : on la place en parallèle avec le montage alimenté M , le tout étant relié à la source de tension redressée par une résistance R_1 (fig. 39). La ten-

sion redressée, U , a une valeur nettement supérieure à la tension zener V_Z ; la différence est appliquée à R_1 . La diode zener consomme donc exactement le courant i_Z nécessaire pour ramener la tension en aval de R_1 à la valeur V_Z . Si le montage M consomme une intensité i_M qui diminue, l'intensité i_Z augmentera, pour maintenir constante l'intensité totale $I = i_Z + i_M$.

La diode zener est donc « en tampon », comme on monterait une batterie d'accumulateurs en tampon avec une source, à cette différence près,

toutefois, que la diode zener ne peut qu'absorber du courant, pas en fournir.

La seule limitation d'emploi de la diode zener est liée à la puissance maximale que l'on peut dissiper dans cette diode. La tension à ses bornes est pratiquement constante et égale à V_Z dès qu'un courant i_Z la parcourt.

La puissance dissipée dans la diode est donc :

$$P_Z = V_Z i_Z$$

et on doit la limiter à une valeur inférieure au maximum indiqué par le constructeur de la diode.

Calculs dans le cas de U constante

Nous supposons tout d'abord que la tension U est constante, sans composante alternative. Nous supposons aussi que la diode zener est parfaite, sans résistance interne, autrement dit que sa courbe caractéristique (courant en fonction de la tension) est celle qui est tracée en pointillé sur la figure 40. Le courant dans la diode est donc nul tant que la tension à ses bornes est

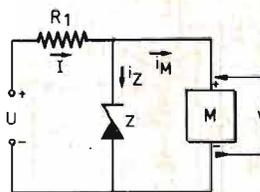


Fig. 39. — On stabilise la tension v aux bornes de M (montage alimenté) par l'emploi d'une diode « zener », Z , montée « en tampon », soit en parallèle avec M et accompagnée d'un résistor R_1 dans lequel il y a une chute de tension. La diode zener consomme ce que M ne consomme pas, et, même si le courant dans Z varie, la tension aux bornes de Z varie à peine.

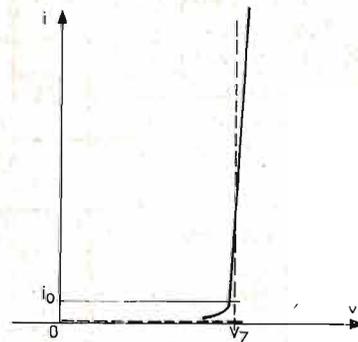


Fig. 40. — Comme on le voit, dans une diode zener, la tension aux bornes de celle-ci varie à peine quand le courant qui la traverse dépasse un certain minimum i_0 .

inférieure à V_Z , après quoi il augmente très rapidement, la variation de courant dans la diode ne correspondant pratiquement à aucune variation de tension à ses bornes (résistance interne dynamique nulle).

En fait, la courbe réelle de la diode est assez proche de celle que nous venons de tracer. Si on regarde la dite courbe réelle (en trait plein sur la figure 40), on remarque :

– qu'il y a une légère variation de la tension aux bornes de la diode quand le courant qui la traverse augmente ;

– qu'il y a un léger arrondi pour les courants faibles, la diode laissant passer un petit courant pour une tension un peu inférieure à V_Z , ce qui oblige à utiliser un courant i_z supérieur à un certain minimum i_0 (d'ailleurs très faible en réalité).

Comment déterminerons-nous la valeur de R_1 : tout simplement en utilisant la loi d'Ohm, qui nous dit que :

$$I = \frac{U - V_Z}{R_1}$$

Ce courant I est constant. Une partie de ce courant s'en va dans la diode, une autre partie dans le montage alimenté M .

En général, nous connaissons le courant maximal $i_{M \text{ Max}}$ et le courant minimal $i_{M \text{ min}}$ que doit consommer le montage.

Comme le courant i_z ne doit pas s'annuler, et que, même, il doit rester supérieur à un certain minimum i_0 , nous pouvons en déduire que le courant I doit être au moins égal à :

$$i_0 + i_{M \text{ Max}}$$

Nous supposons une diode zener de 6 V, une tension U de 10 V et nous voulons que le montage M puisse consommer de 0 à 60 mA. La diode zener de notre exemple doit consommer au moins 2 mA pour fonctionner correctement.

Autrement dit, pour raccorder cet exemple avec nos notations, nous dirons que les conditions sont les suivantes : $U = 10 \text{ V}$, $V_Z = 6 \text{ V}$, $i_0 = 2 \text{ mA}$, $i_{M \text{ max}} = 60 \text{ mA}$, $i_{M \text{ min}} = 0$.

Nous en déduisons que le courant I doit être au moins égal à :

$$i_0 + i_{M \text{ max}} = 2 + 60 = 62 \text{ mA}$$

Si nous voulons que I soit exactement de 60 mA, comme ce courant passe dans R_1 sous une tension à ses bornes égale à $U - V_Z = 10 - 6 = 4 \text{ V}$, la valeur de R_1 doit être telle que l'on y fasse passer 62 mA sous 4 V ; on trouve une valeur de $64,5 \Omega$. Nous prendrons une valeur normalisée de 62Ω (il faut que I soit au moins égal à 62 mA, donc R_1 doit être au plus égale à $64,5 \Omega$).

Une telle résistance donne donc un courant I de 64,5 mA.

La dissipation de puissance dans R_1 est donc de $4 \times 0,0645 = 0,26 \text{ W}$

Si le montage ne consomme rien ($i_M = 0$), la totalité du courant I passera dans la diode zener, ce qui correspond à une dissipation de puissance de : $6 \times 0,0645 = 0,39 \text{ W}$

Nous pourrions donc utiliser une diode zener capable de dissiper 0,5 W.

Cas où la tension U est variable

Compliquons un petit peu notre calcul, en supposant que la tension redressée U peut varier, par exemple en fonction de la tension du secteur.

Nous prendrons tout de suite un exemple numérique.

Nous supposons une tension d'alimentation continue U dont la valeur nominale est de 18 V, mais qui peut varier de $\pm 10\%$ (en raison de variation de $\pm 10\%$ du 220 V alternatif à partir duquel le 18 V est produit).

Nous souhaitons avoir une tension de 8 V, en utilisant une diode zener de 8 V (que nous supposons encore sans résistance interne), qui ne fonctionne correctement que si le courant zener i_z est supérieur à 3 mA.

Nous désirons alimenter un montage qui, sous 8 V, peut consommer de 0 à 90 mA.

Comme toujours, dans un tel cas, on fait le calcul dans « le pire cas » : on suppose donc que la tension U est à son minimum et que le courant consommé par le montage est maximal.

La valeur de U est donc : $18 - 10\% = 16,2 \text{ V}$.

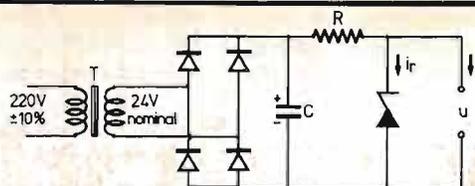


Fig. 41. – Nous envisageons maintenant un calcul de valeurs sur un ensemble d'alimentation stabilisée sommaire, comprenant un transformateur, un pont de diodes pour le redressement, un condensateur C pour le filtrage, un résistor et une diode zener pour la stabilisation.

Le montage consomme 90 mA, il y a au moins 3 mA dans la diode zener ce qui fait que le courant total dans R_1 doit être supérieur à 93 mA.

Or ce courant doit passer dans R_1 sous une tension de : $16,2 - 8 = 8,2 \text{ V}$

Pour avoir 93 mA sous 8,2 V il faut une résistance de $88,2 \Omega$. Nous prendrons une valeur normalisée, soit une 82Ω . Le courant dans R_1 , pour U minimal, sera donc : $8,2/82 = 0,1 \text{ A}$ (ou 100 mA).

La dissipation de puissance dans la résistance sera alors de : $8,2 \times 0,1 = 0,82 \text{ W}$

Examinons maintenant ce qui se passe quand U est à son maximum, soit :

$18 + 10\% = 19,8 \text{ V}$
Il y a donc, aux bornes de R_1 , une tension de $19,8 - 8 = 11,8 \text{ V}$, ce qui nous donne un courant I de $11,8/82 = 0,144 \text{ A}$ (144 mA)

La dissipation dans R_1 est donc de :

$11,8 \times 0,144 = 1,7 \text{ W}$, il nous faudra un résistor de 2 W pour R_1 .

Quand le courant dans R_1 est de 144 mA, si le montage ne consomme aucun courant, nous aurons toute cette intensité de 144 mA dans la diode zener, soit une dissipation de : $8 \times 0,144 = 1,15 \text{ W}$ et il nous faudra une diode zener pouvant dissiper 2 W.

Une petite complication supplémentaire

Toujours dans le cas du même exemple numérique, nous supposons que la diode zener, ayant par ailleurs les

mêmes caractéristiques que ci-dessus, a une résistance interne $R_Z = 4 \Omega$.

Nous voudrions savoir à quel point la présence de cette résistance interne va compromettre la stabilité de la tension de sortie.

• Nous pouvons procéder de deux façons. La première consiste à utiliser les valeurs extrêmes du courant i_z

En effet, ce courant varie entre un minimum de 3 mA et un maximum de 144 mA, soit une variation de 141 mA, ou 0,141 A.

Une telle variation, aux bornes de la résistance de 4Ω donne donc une variation de tension de :

$$0,141 \times 4 = 0,564 \text{ V}$$

La deuxième méthode consiste à considérer que la résistance interne (4Ω) de la diode zener et la résistance série de 82Ω forment un diviseur de tension. Toute variation de la tension en amont de ce diviseur sera donc réduite dans le rapport de ce diviseur qui est :

$$4/(82 + 4) + 0,0465$$

La tension en amont de la 82Ω varie, nous l'avons vu de 16,2 à 19,8 V, soit une variation de :

$$19,8 - 16,2 = 3,6 \text{ V}$$

Le diviseur de tension réalisé par la 82Ω et la résistance interne 4Ω de la diode zener nous multiplie cette valeur par 0,0465, comme nous l'avons vu, ce qui donne :

$$3,6 \times 0,0465 = 0,167 \text{ V}$$

Cette variation est celle de la force électromotrice de notre alimentation, autrement dit la variation de sa tension à vide ; il faut y ajouter la variation due au courant débité par l'alimentation. Cette dernière a une résistance interne, que nous

pouvons considérer, en première approximation, comme la résistance interne de la diode zener.

Comme le courant débité varie de 0 à 90 mA (soit une variation de 90 mA = 0,09 A), il en résultera, toutes choses égales par ailleurs, une variation de la tension de sortie de : $4 \times 0,09 = 0,36$ V.

Nous devons l'ajouter à la variation déjà trouvée de 0,167 V (due à la variation de tension du secteur) pour obtenir la variation totale de tension, soit :

$$0,36 + 0,167 = 0,527$$

Il y a, comme on le voit, un léger désaccord entre cette valeur de 0,53 V (il ne faut pas pousser la précision illusoire trop loin) et la valeur de 0,56 V que nous avons trouvée plus haut, en considérant uniquement la variation du courant dans les 4Ω de la diode.

D'abord, la dite variation n'est pas dramatique, cela ne fait tout de même que 5,7 % d'écart.

Ensuite, pour ceux qui aiment la précision, nous pouvons préciser que, dans le premier cas, notre calcul de variation de courant dans la diode zener utilisait des résultats précédents, dans lesquels nous avions supposé, au début que la tension aux bornes de la diode ne variait pas. Donc, si l'on admet que cette tension varie un peu, quand U est à son maximum (19,8 V), il ne faut pas compter 8 V aux bornes de la diode zener, mais, en fait, près de 8,6 V.

Donc, le courant maximal dans ce cas n'est pas les 144 mA calculés plus haut, mais il est égal à :

$$(19,8 - 8,6) / 82 = 136,6 \text{ mA}$$

La variation du courant dans la diode zener sera donc de $136,6 - 3 = 133,6$ mA, ce qui, dans 4Ω donne 0,534 V, soit un résultat beaucoup plus proche des 527 mV de notre second calcul.

Allons un peu plus loin

Nous savons maintenant calculer le ronflement résiduel aux bornes d'un condensateur de filtrage, nous savons

utiliser une diode zener, nous allons donc combiner les deux et nous lancer dans un projet un peu plus complexe, comprenant le redressement et la stabilisation par diode zener.

Notre ensemble est donc celui que représente la figure 41, tout à fait classique, avec un transformateur dont la tension de sortie nominale (quand on applique 220 V au primaire) est de 24 V, et une diode zener, dont les caractéristiques sont les suivantes :
Tension zener nominale : 12 V.
Dissipation maximale : 1 W.
Résistance dynamique à 60 mA : 6Ω .

Courant minimal pour une bonne stabilisation : 2 mA.

Nous considérons tout d'abord le cas de la tension secteur maximale, donc de $220 + 10\% = 242$ V. La tension secondaire est alors de : $24 + 10\% = 26,4$ V.

Une valeur efficace de 26,4 V correspond à une tension crête de :

$$26,4 \sqrt{2} = 37,3 \text{ V}$$

Nous allons considérer que nous tolérons une fluctuation crête à crête de la tension aux bornes du condensateur de 4 V max quand le débit est maximal.

D'abord, quel est ce débit maximal ? Puisque la diode peut dissiper au maximum 1 W, avec sa tension de 12 V, cela représente un courant diode maximal de :

$$1 / 12 = 0,0833 \text{ ou } 83,3 \text{ mA}$$

Nous admettrons une marge, et nous limiterons le courant dans la diode zener à 80 mA.

Pour avoir 4 V crête/crête de ronflement 80 mA, il nous faudra un condensateur de $800 / 4 = 200 \mu\text{F}$.

On se rappelle, en effet, que le ronflement crête/crête est égal à 10 V quand la capacité (en microfarads) est égale au courant (en milliampères) ; donc, pour 80 mA et $80 \mu\text{F}$, cela fait 10 V, ou, pour 80 mA et $800 \mu\text{F}$, on arrive à 1 V. On peut donc prendre un condensateur 4 fois plus petit que $800 \mu\text{F}$ pour 4 fois plus de ronflement.

Comme la valeur normalisée est de $220 \mu\text{F}$, avec 80 mA max, nous arrivons à un ronfle-

ment résiduel crête/crête de :

$$10 \times \frac{80}{220} = 3,6 \text{ V}$$

Donc, partant de la tension maximale aux bornes de C, nous descendrons à 3,6 V au-dessous lorsque le courant consommé sera maximal.

Or, comme nous l'avons vu, la tension crête du secondaire du transformateur, avec un secteur majoré de 10 %, est de 37,3 V.

Il faut compter que, lors de la charge de C, il y a deux des quatre diodes du pont en série entre le secondaire du transformateur et C, soit une chute de près de 2 V. On charge donc C à une tension maximale de l'ordre de :

$$V_{\text{CMax}} = 35,3 \text{ V}$$

Comme, en raison du ronflement résiduel, la tension aux bornes de C a une fluctuation de 3,6 V, la valeur minimale est alors :

$$35,3 - 3,6 = 31,7 \text{ V}$$

La tension moyenne aux bornes de C est la moyenne arithmétique du maximum et du minimum, soit :

$$\frac{35,3 + 31,7}{2} = 33,5 \text{ V}$$

La tension moyenne aux bornes de R est donc de $33,5 - 12 = 21,5$ V

Nous désirons, quand la dite tension moyenne arrive à sa valeur la plus élevée, un courant de 80 mA. La résistance R doit donc avoir une valeur de : $21,5 / 0,08 = 269 \Omega$ (nous prendrons 270Ω).

En fait, on pourrait prendre R un peu plus petite, puisque, du fait de la résistance dynamique de la diode zener (que nous supposons voisine de 6Ω), la tension aux bornes de la dite diode sera un peu supérieure à 12 V pour le courant maximal de 80 mA.

Cette résistance, devant supporter une tension éventuelle de 21,5 V à ses bornes, dissipera donc : $(21,4)^2 / 270 = 1,71$ W (on prendra un modèle 2 W).

Quand tout est au plus bas...

Non, il ne s'agit pas de sombrer dans le pessimisme le plus noir, mais de considérer le cas où le secteur est à son mini-

mum. La tension secondaire sera donc de $24 - 10\% = 21,6$ V, soit, en crête 30,5 V.

Si le ronflement crête/crête se maintient à la valeur calculée ci-dessus (3,6 V) (ce qui ne sera pas tout à fait le cas, car le courant moyen débité va se réduire, comme nous allons le voir), nous pourrions alors admettre, comme plus haut, que la tension aux bornes de C, dans le cas du secteur à son minimum, fluctue entre une crête de 30,5 V et un minimum de $30,5 - 3,6 = 26,9$ V. Il y a donc une valeur moyenne de :

$$\frac{30,5 + 26,9}{2} = 28,7 \text{ V}$$

Nous trouvons, aux bornes de la résistance R de 270Ω , une tension de l'ordre de $28,7 - 12 = 16,7$ V.

Ces 16,7 V, appliqués à 270Ω , donnent un courant de $16,7 / 270 = 61,8$ mA (soit dit en passant, le ronflement crête à crête aux bornes de C est alors réduit à

$$10 \times \frac{61,8}{220} = 2,81 \text{ V}$$

avec 61,8 mA et $220 \mu\text{F}$

Donc, si nous voulons maintenir un courant minimal de 2 mA dans la diode zener, le courant disponible en i, pour le montage alimenté, sera de :

$$61,9 - i_{\text{zmin}} = 61,8 - 2 = 59,8 \text{ mA}$$

Donc, nous pouvons dire que notre ensemble fournit une tension stabilisée de 12 V, pouvant débiter, dans le pire cas, une intensité de 60 mA.

Ronflement résiduel

Si nous prenons le cas du secteur au maximum, nous avons vu qu'il y avait un ronflement résiduel de 3,6 V aux bornes de C.

Comme nous l'avons montré, la diode zener se comporte comme une force contre-électro-motrice de 12 V, en série avec sa résistance dynamique de 6Ω (dans la mesure où nous pouvons considérer cette dernière comme constante, alors que, en fait, elle varie en fonction de l'intensité moyenne du courant dans la diode zener).

On peut donc dire que la fluctuation de 3,6 V crête/crête aux bornes de C est appliquée à un diviseur de tension comportant :

la résistance R de 270 Ω
la résistance dynamique 6 Ω de la diode

Ce diviseur multiplie par

$$\frac{6}{270 + 6} = 0,022$$

le ronflement aux bornes de C (il vaudrait mieux dire qu'il le divise par 46). Il nous restera donc, aux bornes de la diode zener, une fluctuation de $3,6/46 = 0,08$ V crête/crête

Comme on le voit, l'étude complète de notre ensemble de la figure 41 ne nous a pas conduits à des calculs interminables, ni amenés à faire appel aux hautes mathématiques.

On trouve (enfin !) un transistor

Notre exemple de calcul suivant va être encore une alimentation stabilisée. Cela peut paraître beaucoup, mais il ne faut pas oublier que ce type de montage, relativement mal connu des utilisateurs, présente une gamme extrêmement étendue de montages élémentaires (redressement, filtrage, stabilisation, amplification de puissance, commutation, etc.) et qu'il nous semble parfaitement adapté à un entraînement au calcul des composants dans les cas les plus divers.

Nous considérerons donc le cas d'une stabilisation réalisée selon le schéma de la figure 42. Elle comporte des choses qui peuvent sembler inutiles, mais nous allons voir qu'il n'en est rien.

Nous n'avons pas représenté, sur cette figure, le redressement et le filtrage, les mêmes que sur la figure 41, et nous avons supposé que les points A et B du schéma étaient simplement connectés aux bornes d'un condensateur de filtrage C, alimenté par un pont de diodes, comme sur la figure 41.

Alors, puisque la tension non régulée entre A et B, est continue pourquoi la « redresser » encore une fois par D et C' ?

Il ne s'agit pas de redressement, mais de complément de filtrage.

En effet, comme nous l'avons vu plus haut, le fait de consommer du courant à un ensemble redresseur-condensateur fait apparaître, aux bornes de ce dernier, une tension résiduelle à 100 Hz (si l'on redresse les deux alternances, par pont de quatre diodes, ou avec deux diodes et un transformateur à point milieu).

Cette tension résiduelle (souvent désignée dans les ouvrages en Anglais sous le sigle de « R.A.C. » = Remanent Alternating Current = courant alternatif résiduel) a, on le sait, une amplitude qui s'exprime, en Volts crête/crête, par :

$$u = 10 \times \frac{I \text{ (courant consommé en milliampères)}}{C \text{ (en microfarads)}}$$

Ce « RAC » se répercute un peu aux bornes de la diode zener de référence, atténué, il est vrai, dans une importante proportion par l'action stabilisatrice de la diode, mais non totalement éliminé. Dans l'exemple ci-dessus, nous avons trouvé un résidu alternatif de 80 mV cr/cr aux bornes de la diode zener.

Donc, il est logique de « refiltrer », pour la seule « satisfaction » de la diode zener. D'où le rôle de C'. Comme la diode zener ne consomme que I_Z, très petit par rapport au I total dans le montage de la figure 42, nous pourrions assurer un excellent filtrage de la tension V en utilisant un condensateur C' de capacité relativement modeste.

« Oui, mais... » objecteront certains (se prenant sans doute pour une importante personnalité) « on fait éventuellement un filtrage avec un résistor et un condensateur !!! ».

Cela vaut la peine d'y revenir un peu.

Soit (fig. 43 - a) la courbe donnant la valeur de ENR (tension non régulée), tracée en trait gras. On voit qu'elle a une valeur de crête E_M et une fluctuation u, l'amenant à la valeur minimale E_m.

Supposons maintenant que, dans le montage de la

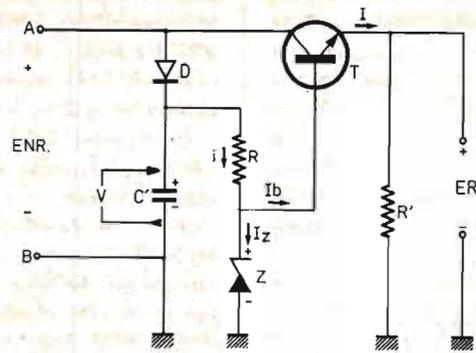


Fig. 42. - Le montage est un peu plus compliqué. La tension non stabilisée ENR est fournie par le même redresseur + condensateur que dans la figure 41, mais nous utilisons, cette fois, en plus de la diode zener, maintenant le potentiel de la base de T à une valeur constante, un transistor de puissance T.

figure 42, nous avons remplacé la diode D par un résistor R, selon « la bonne manière de filtrer ». Nous aurons alors, aux bornes de C', si aucun courant ne lui est consommé, (autrement dit si i = 0, la résistance R ayant été débranchée), une tension V qui sera égale, avec une très légère fluctuation, à la valeur moyenne de ENR, soit la valeur représentée en trait pointillé sur la figure 43 - a.

Pour la fluctuation résiduelle, le calcul précis est assez compliqué; nous aurons une assez bonne approximation en admettant que la tension résiduelle alternative aux bornes de C est une tension sinusoïdale, d'amplitude crête/crête égale à u et d'une fréquence de 100 Hz (en fait, il s'agit de dents de scie).

La tension « surfiltrée »

Pour ne pas rester dans l'abstraction, supposons que le condensateur C du filtrage principal ait une capacité de 1 500 μF (nous osons à peine écrire 1,5 mF, soit 1,5 millifarad, tant la pagaille est grande dans les symboles utilisés par tout le monde). Nous consommons une intensité de l'ordre de 1 A au redresseur principal (il s'agit essentiellement du courant I, passant dans le transistor, et accessoirement du

courant i qui passera tout à l'heure dans la résistance R quand nous la rebrancherons).

Avec notre formule du $u = 10 i \text{ (mA)}/C \text{ (}\mu\text{F)}$, nous obtenons une amplitude crête/crête de u égale à :

$$u = 10 \frac{1000}{1500}$$

= 6,7 V (le 1000 au numérateur

est le courant I de 1 A exprimé en milliampères).

Nous allons « refiltrer » cette tension par une résistance R (qui remplace momentanément D sur le montage de la figure 42) de 390 Ω et un condensateur C' de 47 μF seulement.

Il est facile de calculer l'impédance présentée par C' à la fréquence 100 Hz. On peut :

- prendre le « point de repère » : 1 μF à 50 Hz représente à peu près 3,2 kΩ (d'où 1 μF à la même fréquence 47 fois moins, soit 34 Ω)

- calculer selon la formule : $Z = 1/C\omega$ en prenant pour ω (pulsation) le produit de la fréquence (100 Hz) par 2π. On trouverait aussi environ 34 Ω par cette seconde méthode (c'est encore heureux !).

Comment agit pour « surfiltrer » notre réseau de 390 Ω et 47 μF ? Les gens à l'esprit compliqué vous diront que l'on doit tenir compte du fait que la tension aux bornes de C' n'est pas en phase, mais en quadrature (décalée de 1/4 de période) avec celle que l'on

trouve aux bornes de R » et que l'on doit se lancer dans un calcul fort complexe. Fichaises ! Comme l'impédance de C' (44Ω) est très faible par rapport à R » (390Ω), il est quasi-parfait d'admettre que l'on trouve, aux bornes de R », la totalité de la tension alternative u à refiltrer. Il y en aura environ 8,9 fois ($390/44$) moins aux bornes de C'.

Pour simplifier les choses, admettons que le rapport ne soit pas 8,9 mais 9. Il y aura donc la quasi-totalité de u aux bornes de R'' et $1/9$ de u aux bornes de C'. Impossible – diront certains – : R'' et C' sont en série, donc on ne peut avoir u aux bornes de l'ensemble avec u aux bornes de R'' et $u/9$ aux bornes de C' !

« Objection, votre Honneur » comme on dit dans tous les bons romans policiers Anglais. C'est là qu'il faut tenir compte du fait que la tension aux bornes de R'' est déphasée de 90° par rapport à la tension aux bornes de C', alors, en les ajoutant vectoriellement, comme on dit (terme prétentieux pour dire qu'on les ajoute en tenant compte de leurs phases), on trouve u, avec toute la précision désirable, puisque la tension aux bornes de C' est très petite par rapport à la tension aux bornes de R''.

Vous pensez que c'est faux : alors essayez donc ceci : met-

tez en série un résistor ayant une valeur de $180 \text{ k}\Omega$ ($1/2 \text{ W}$) et un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ (250 V service) et branchez le tout sur le réseau 220 V (attention, toutes les précautions d'usage sont à prendre, pas d'imprudences avec le secteur !). Mesurez la tension aux bornes de l'ensemble, vous trouverez évidemment 220 V (en admettant que ce soit la valeur de votre secteur à ce moment là). Mesurez alors la tension aux bornes du résistor : vous allez trouver la même chose. Si vous en avez tiré la conclusion (hâtive !) qu'il ne reste donc rien aux bornes du condensateur, mesurez donc la tension aux bornes de ce dernier : vous trouverez avec surprise et avec un voltmètre (comme aurait dit le regretté Pierre DAC) une tension de l'ordre de 18 V . Et pourtant, il ne « manque » pas 18 V entre la tension du secteur et la tension aux bornes du résistor.

Revenons à notre exemple. Nous avons pratiquement, aux bornes de C' une tension qui est le neuvième de u, soit environ $0,75 \text{ V}$. C'est ce qui explique, vu la faible valeur de la fluctuation résiduelle de $0,75 \text{ V}$ par rapport à $u = 6,7 \text{ V}$, que nous avons représenté la « courbe » de tension aux bornes de C' par une droite (en pointillé).

Alors, pourquoi la diode ?

Si l'on obtient de si bons résultats par ce simple filtrage, pourquoi remplacer la résistance de 390Ω par une diode, plus chère et plus compliquée à utiliser ? On peut d'abord répondre qu'il s'agit d'une diode au silicium de type « signal », qui est souvent à peu près du même prix, si on sait bien l'acheter, qu'un résistor. Ensuite, elle prend moins de place. La difficulté d'emploi tient uniquement au fait que, contrairement aux résistances (et aux bérêts, dirait Raymond Devos), une diode, ça a un sens. Mais ce n'est tout de même pas si terrible de le respecter.

Que gagne-t-on avec la diode ? Des volts, tout simplement.

En effet, si l'on examine la figure 43-b, on voit que, par rapport à la tension ENR (en trait gras), la tension V va prendre une valeur très voisine de la tension de crête E_M , à la chute de tension dans D près, soit environ $0,8 \text{ V}$ en dessous de E_M (courbe en traits pointillés). Quand au ronflement résiduel, c'est bien simple : il n'y en a aucun. En effet, C' se charge à la tension crête de ENR, soit V_M (à $0,8 \text{ V}$), mais ne peut se décharger, puisque la diode D se bloque dès que ENR descend en dessous de V_M .

Oui, mais il ne faut pas rester dans l'idéal trop longtemps. Nous avons supposé que l'on ne consommait aucun courant au condensateur C'. Ce ne sera, évidemment, pas le cas : si nous avons chargé C', c'est pour obtenir que la tension V à ses bornes nous fournisse un courant i dans la résistance R, courant qui ira en partie (I_2) dans la diode zener, en partie (I_B) dans la base du transistor T. Voyons comment les choses vont alors changer.

Si nous avons fait le filtrage par 390Ω et $47 \mu\text{F}$, notre tension surfiltrée, déjà relativement plus basse que E_M (trait pointillé sur la figure 43 - a) va encore diminuer. Consommons un courant de 10 mA , elle va descendre de près de 4 V , comme le représente (un peu exagéré) le trait mixte sur la figure 43-a. Le ronflement résiduel aux bornes de C', lui, ne varie pas, dans la mesure où le courant consommé i reste constant.

Au contraire, dans le cas du « filtrage » par diode et condensateur C', nous arrivons, quand nous consommons du courant au condensateur C', à une tension qui varie comme l'indique la courbe en traits mixtes sur la figure 43 - b : elle garde toujours une valeur maximale égale à $E_M - 0,8 \text{ V}$, mais elle descend, entre les recharges par D, et présente une fluctuation en forme

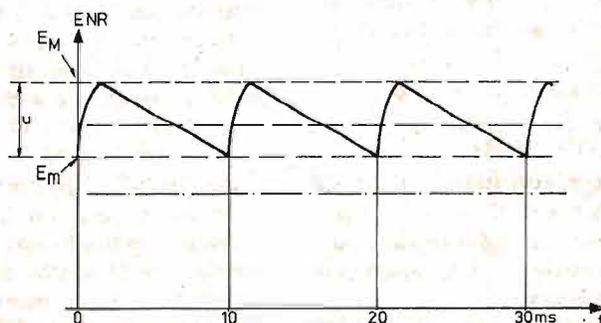
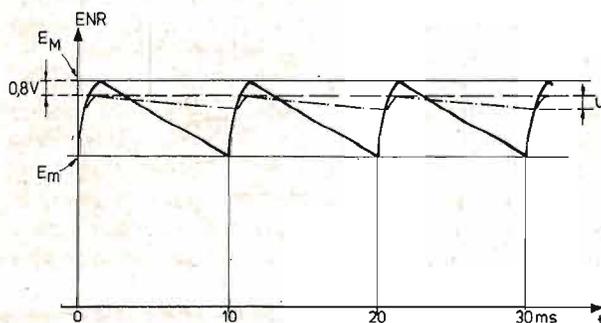


Fig. 43. - En (a), nous supposons une tension non stabilisée ENR (trait plein) qui fluctue de u, entre un maximum E_M et un minimum E_m . E, filtrant cette tension par un résistor R et un condensateur, nous aurons une tension presque continue égale à la valeur moyenne de ENR (trait pointillé) si nous ne consommons aucun courant à la tension ainsi « surfiltrée », mais cette tension baissera (trait mixte) si



nous consommons du courant. En (b), nous utilisons une diode et un condensateur pour « surfiltrer ». Dans le cas où l'on ne consomme rien, la tension surfiltrée est égale à E_M , à la chute de tension de $0,8 \text{ V}$ près. (traits pointillés). Si l'on consomme du courant, il y a apparition d'une légère fluctuation, bien inférieure à u (traits mixtes).

de dents de scie, comme celle de ENR. Seulement, ici, cette fluctuation est bien moins grande que u : en effet, nous consommons 10 mA à un condensateur de 47 μ F, rechargé 100 fois par seconde. Donc, comme pour le filtrage classique, cela représente une fluctuation u' de :

$$u' = 10 \frac{i \text{ (mA)}}{C' \text{ (\mu F)}}$$

soit environ 2 V cr/cr.

Donc, avec la diode, nous avons un tout petit peu perdu sur la qualité du « surfiltrage », mais nous avons beaucoup gagné en tension. Cela peut être important, si nous voulons alimenter une diode zener, car il importe que la tension V minimale ne soit pas trop loin de la valeur maximale de V .

Nous nous en tirerons en augmentant un peu C' : il nous suffira de le porter à 180 μ F pour avoir une tension V qui ne présente plus que 0,56 V cr/cr de fluctuation. Et, fait important à signaler, cette fluctuation reste constante, même si la fluctuation u de la tension ENR augmente : il ne faut pas oublier que C' est rechargé à chaque demi-période du secteur, comme C , mais que la décharge de C' est due au seul courant i , bien plus petit que I .

Revenons au montage complet

Donc, ayant abondamment commenté notre usage de la diode, nous allons tout de même passer à l'étude réelle du montage de la figure 42.

Quel est le rôle du transistor là-dedans ? Tout simplement parce que nous allons appliquer un de nos « grands principes » (nous laisserons les « grands sentiments » pour plus tard).

Quel est ce principe ? Il se contente de dire que : « Dans un transistor non bloqué, on peut considérer que le potentiel de la base et celui de l'émetteur sont :

- égaux en première approximation (ce qui revient à dire que $V_{BE} = 0$) ;
- avec une différence constante en seconde approximation, ce qui revient à dire que

nous considérons V_{BE} constant (environ 0,6 V, indépendant du courant collecteur et du courant base). »

Et c'est tout. Si nous maintenons le potentiel de la base de T à une tension constante par la diode zener Z , par exemple à 12 V, le potentiel de l'émetteur se maintiendra à une valeur constante, 0,6 V en dessous, soit à environ 11,4 V.

Alors, pourquoi utiliser un transistor, si nous pouvons avoir aussi bien avec la diode elle-même ? Oh, pour une raison bien bête : avec le montage de la figure 39 (très utilisé), nous ne pouvons disposer que d'un courant très faible pour alimenter le montage qui nécessite une tension stabilisée. A l'opposé, si nous employons le montage de la figure 42, nous allons pouvoir disposer d'un courant bien plus important sur l'émetteur du transistor.

L'important, c'est le gain !

Ne concluez pas que l'auteur est basement intéressé. Il ne s'agit ici que du gain du transistor T , autrement dit du rapport de son courant collecteur à son courant base.

Un bon transistor de puissance peut avoir un gain de près de 50 pour un courant collecteur de 1 A. Il fournira donc un ampère, en ne demandant qu'un courant base de cinquante fois moins, soit 20 mA.

Supposons que, au départ, nous ne consommons rien du tout comme courant de sortie I au montage de la figure 42. Tout le courant i venant de la tension V va dans la diode zener :

$$i = I_Z, I_B = 0$$

Nous avons, par exemple, envoyé 25 mA dans la diode zener.

Maintenant, nous demandons 100 mA au transistor de puissance. Donc $I = 100$ mA. Si nous supposons (ce qui est optimiste, mais pas tellement loin de la réalité) que le gain statique du transistor de puissance est aussi égal à 50 pour

un courant collecteur de 0,1 A seulement, que va-t-il se passer ?

Le transistor T , pour fournir les 100 mA demandés, va « exiger » (comme disent les publicistes) son courant base, lequel sera donc de :

$$100/50 = 2 \text{ mA}$$

Alors, notre courant i va se décomposer maintenant en deux, une part de 2 mA qui ira dans la base du transistor, une part de 25 - 2 = 23 mA qui ira dans la diode zener.

Nous aurons alors : $i = 25$ mA, $I_Z = 23$ mA, $I_B = 2$ mA.

Continuons comme cela jusqu'à un courant I de 1 A. Le courant I_B va augmenter progressivement jusqu'à 20 mA, pendant que le courant I_Z diminue de 25 à 5 mA, le courant total i restant constant.

Comme le potentiel de la base est resté constant (à cause de la diode zener), celui de l'émetteur de T en a fait autant. Nous avons donc une alimentation stabilisée qui peut nous débiter 1 A.

« Mais, objecteront certains, voilà une façon de procéder bien bizarre, pourquoi ne pas revenir au montage de la figure 39, bien plus simple, en utilisant simplement une diode zener plus grosse, pouvant supporter 1 A ? »

Il y a de nombreuses raisons pour cela, et nous allons les voir en détail, toujours dans un cas d'application numérique.

Comparons les performances

Nous réalisons le montage de la figure 42 pour avoir une tension stabilisée de 12 V pouvant débiter 1 A. Comment nous y prendre ?

D'abord, le choix de la diode zener : nous prendrons un modèle de 12,6 V si possible. Il ne sera pas du tout nécessaire qu'elle puisse supporter une grande dissipation, mais nous la prendrons bien stable.

Ensuite, il y a le choix de la tension du secondaire du transformateur d'alimentation. Nous voulons obtenir 12 V sur

l'émetteur de T , même quand nous débitons 1 A. Il faut donc que, à aucun moment, le potentiel collecteur de T ne tombe au-dessous de 12 V (nous dirons même que nous nous gardons une petite marge de sécurité, et que ce potentiel n'est pas autorisé à descendre en dessous de 13 V dans les pires cas, pour avoir au moins 1 V encore collecteur et émetteur de T).

A nous maintenant de décider un compromis entre le prix du condensateur de filtrage et celui du transformateur d'alimentation. Si nous admettons un ronflement résiduel maximal de $u = 10$ V de la tension non stabilisée ENR, nous aurons, dans le cas le plus défavorable :

$$E_m = 13 \text{ V} \quad E_M = 23 \text{ V}$$

(soit dit en passant, nous avons fixé la valeur de la capacité du condensateur de filtrage principal C : il a automatiquement 1 000 μ F, puisque, avec 1 000 mA de débit, il donne 10 V cr/cr de résiduelle à 100 Hz).

Le cas $E_m = 23$ V correspondra, en plus, au cas du secteur à 10% en dessous de sa valeur nominale. Donc, quand il aura cette valeur réduite, il faut que le secondaire nous donne une tension crête de :

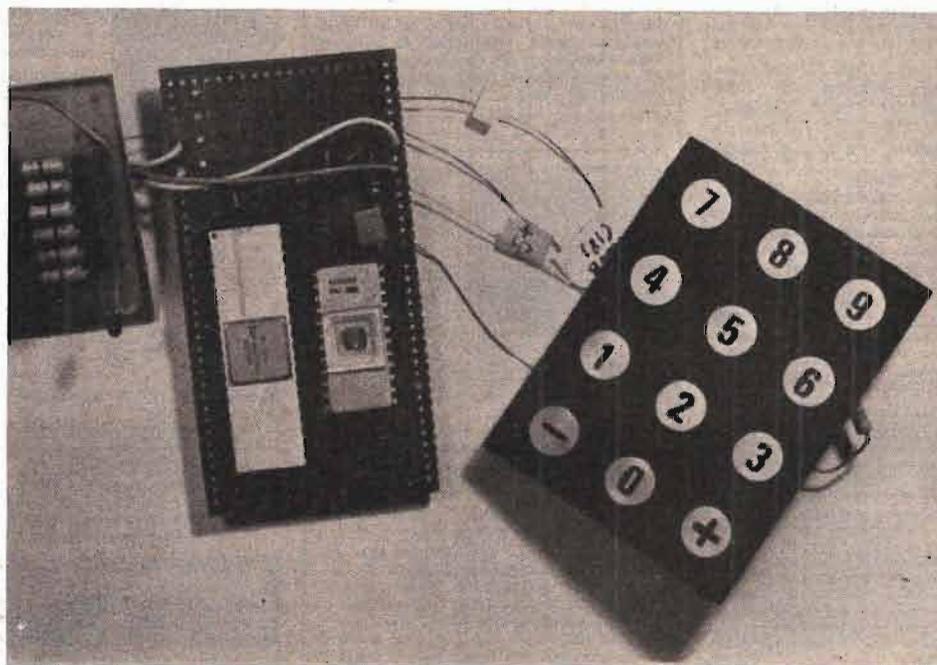
23 + 2 = 25 V (les 2 V viennent de la chute de tension dans les deux diodes en série dans le pont de redressement à chaque alternance).

Une tension de 25 V crête, cela fait 25/ $\sqrt{2}$ = 17,7 V.

Comme cette tension est obtenue pour le secteur à -10%, elle deviendra de : 17,7/0,9 = 19,7 avec le secteur normal (quand le secteur est à -10%, soit 0,9 fois sa tension normale, ou 90% de celle-ci, la tension secondaire est réduite dans le rapport 0,9, donc, quand on revient à la tension normale, à 100%, la tension secondaire est multipliée par l'inverse de 0,9, ou divisée par 0,9).

Nous dirons que nous prenons une tension secondaire de 20 V nominale.

REALISEZ CETTE SERRURE



A MICROPROCESSEURS

CE dispositif se propose de vous affranchir du jeu de clés alourdissant vos poches, en le remplaçant par un rythme que vous garderez en mémoire. Ce sera en tapotant, à deux doigts, sur deux touches connues par vous seul - parmi les dix, douze ou seize d'un clavier ou d'une batterie de boutons poussoirs, que vous ouvrirez votre porte.

Vous rappelez-vous la séquence rythmée des Rolling Stones? C'est, à peu près, celle que scandent les manifestants quand ils défilent dans les rues... Quant à nous, nous avons choisi, cette même séquence, comme « mot de passe ». Il suffit de taper : TA - TA - TI - TI - TAAA, TI - TI - TA - TA, TA - TAAA entre les touches « 1 » et « 6 » du clavier que vous voyez, pour obtenir l'ouverture d'une gâche électrique. A chaque action, sur l'une de ces touches, des voyants s'allument pour vous indiquer si vous avez appuyé sur la bonne touche, si vous devez continuer ou si, après le

déchiffrement du début d'un mauvais code, le microprocesseur vous invite à tout recommencer ou à « laisser tomber ». Le programme est prévu pour la manipulation de ces voyants « d'état ».

D'autre part, cela peut représenter un excellent jeu d'adresse car, au fur et à mesure des échecs, une personne logique - ayant un peu de mémoire - peut s'inventer une stratégie et arriver à décrire la combinaison gagnante. Il suffit, simplement, de calculer le nombre de fois que l'on a dû recommencer pour en faire le pointage. Le choix de la combinaison gagnante pourrait même être

laissé à la charge d'un des partenaires qui manipulerait des commutateurs à diodes ou des straps de circuit imprimé, à volonté, mais à l'écart des regards indiscrets de celui qui joue.

Vous pouvez aussi en faire une loterie ou un jeu de hasard mais, le plus sérieux, est de l'utiliser, comme nous l'avons fait, en guise de serrure.

Afin de vérifier le bon fonctionnement, les voyants Led pourront rester en place mais, inutile de les y laisser quand le clavier sera installé sur la porte car, avec de la patience et un peu d'adresse, n'importe quel cambrioleur risquerait d'arriver à ses fins.

Principe

La figure 1 montre la constitution du mot-clé. Il y a une position de repos correspondant à l'attente de signal. Dès qu'un niveau « 1 » apparaît, le microprocesseur commence à compter huit entrées consécutives, qu'elles soient à « 1 » ou à « 0 ». A la dernière, il y a ouverture d'un triac.

Ce code rappelle, étrangement, celui de la transmission TTY des téléimprimeurs mais, il y a une différence essentielle : la transmission TTY s'établit en respectant une convention de temps entre chaque bit du paquet de 10 ou 11 bits de la transmission. Le code série, de notre serrure, ne demande pas de temps précis. A chaque fois qu'une touche est enfoncée, que ce soit un « 0 » ou un « 1 », il y a transmission de deux signaux vers le microprocesseur : le signal de « 1 » ou de « 0 » contenant l'information et, un autre, indiquant tout simplement qu'une touche a été actionnée.

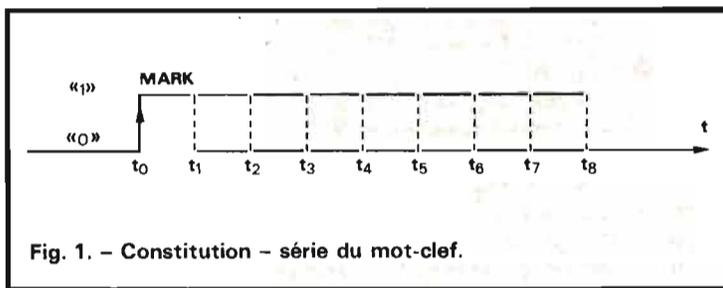


Fig. 1. - Constitution - série du mot-clé.

En matière de fonctionnement, le schéma de la figure 2 n'est pas très explicite. Le secret de la serrure n'est pas dans la carcasse extérieure, qui est d'ailleurs la même que celle de la boîte à musique - à quelques « bricoles » près, mais dans le programme. Nous pouvons remarquer, néanmoins, par quel procédé on couple le clavier à l'Unité Centrale.

Le clavier contient douze touches. A chaque fois que l'on actionne l'une d'entre elles, il s'établit un contact entre un fil commun et la, ou les, borne correspondant aux touches respectives. Retenons que plusieurs touches peuvent être enfoncées en même temps.

Deux touches du clavier, invisibles pour les utilisateurs, sont choisies au hasard et reliées, à travers la diode ET les résistances R_3 et R_4 , aux entrées SB et SIN du SC/MP. L'action de n'importe lequel des deux boutons produit, grâce à la diode D, un « 1 » en SB. En effet, si la touche 1 était enfoncée, l'anode de la diode serait portée à la tension positive d'alimentation, donc au niveau logique haut et cela produirait l'ouverture, vers SB, de la diode D. En réalité, la tension - en SB - est fonction de la résistance de contact. Elle résulte d'un diviseur résistif : R_4 et $R_{\text{contact } 1}$. Pour les réalisations utilisant des boutons poussoirs, récupérés en (1) et en (6), attention donc à la qualité du contact, s'il est rouillé ou encrassé, il peut entraver la bonne marche de la serrure.

L'entrée SB remplace le temps fixe des bits du code télétype. Le bit de signal peut arriver à n'importe quel moment, SB annonce qu'il est là.

L'entrée SIN est la voie de signal proprement dite. A l'arrivée de SB = 1, par programme, le microprocesseur ira consulter le niveau, à l'entrée SIN.

Si l'on avait actionné la touche « 6 », ce niveau serait à -V, tension négative d'alimentation, car la diode D, bloquée en tension inverse, n'affecte en rien le potentiel à la touche « 1 », non actionnée.

Si, au contraire, la touche « 1 » était actionnée, la diode

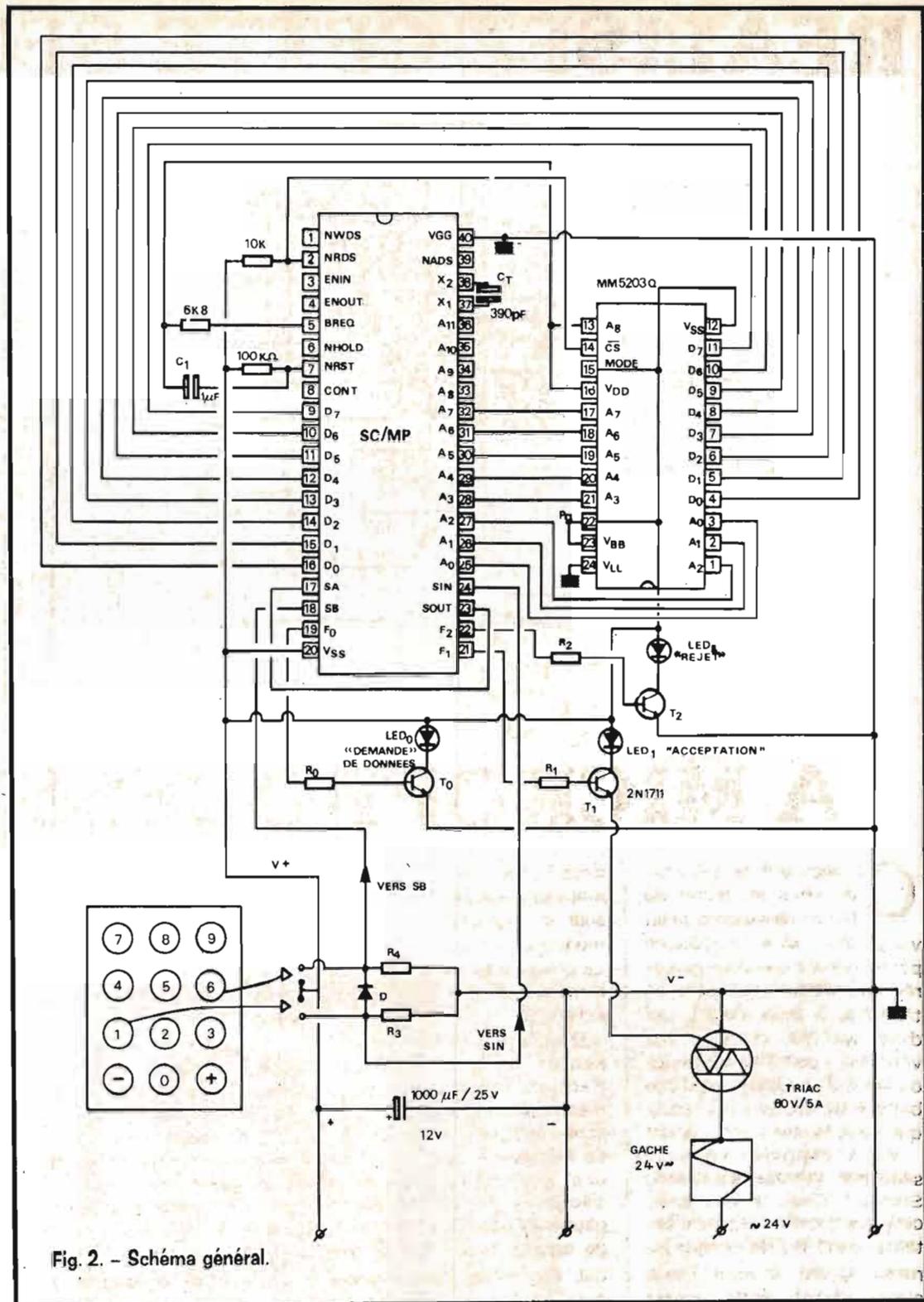


Fig. 2. - Schéma général.

D conduirait, pour transmettre le « 1 » à SB, en même temps qu'il se présenterait en SIN.

Dans le premier cas, un « 0 » serait entré et, dans le second, un « 1 » passerait. Le processus de saisie continue jusqu'au huitième signal SB. A ce moment, il y a comparaison entre le mot de 8 bits, ainsi entré, et le mot de consigne, suivie de l'action qui s'impose.

Le mot-clé ou de consigne est normalement situé, dans un mot, à la fin du programme contenu dans une Eprom. Certains voudront le manipuler à volonté, surtout ceux qui souhaitent en faire un jeu. Dans ce cas, il faudrait le détacher du boîtier-mémoire contenant le reste du programme et l'installer - par « hard » - à une adresse quelconque, située à

moins de 128 mots du programme.

Commençons par un mot-clé, situé à la suite du programme, dans un même boîtier.

Une réalisation de serrure électronique, à éléments discrets, a déjà été présentée (H.P. N° 1610). La comparaison, entre les deux technologies, la défavorise.

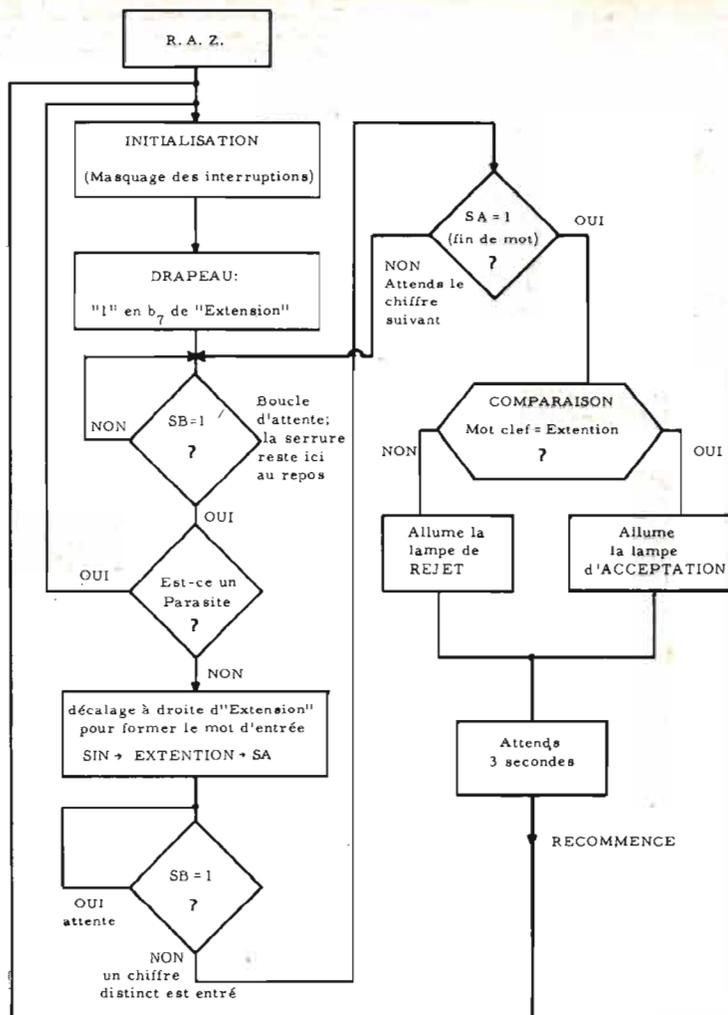


Fig. 3. - Organigramme d'intentions, lié au schéma de la figure 2.

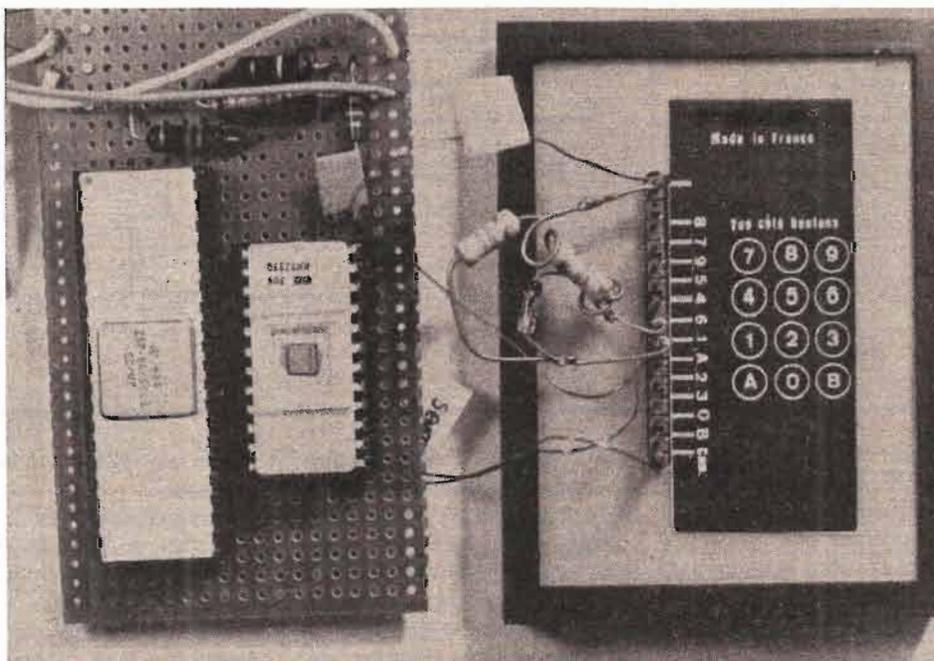


Photo. a. - Cette serrure à 2 circuits intégrés en aurait demandé 30 en technologie classique.

A cause des rebondissements des contacts ainsi que des Fronts raides se transmettant par les capacités parasites d'un bout à l'autre du montage, elle paraît infernale et vicieuse. Dans la réalisation programmée, rien n'est laissé au hasard. Les rebondissements sont testés par double auscultation des contacts, à intervalles de temps convenables. Les capacités parasites n'ont plus aucun rôle à jouer. Elles peuvent être utilisées dans les parties, en « quincaillerie », de l'appareil, en cas de besoin (grâce à elles, une alimentation stabilisée pourrait accrocher et démarrer ou un circuit en logique CMOS, utilisant de très grandes résistances d'entrée, pourrait jouer le rôle de monostable sur la capacité parasite...).

Pour réaliser cet appareil à microprocesseur, il faut dessiner ou faire la liste des ressources dont dispose l'Unité Centrale et les boîtiers-accessoires. A partir de ces ressources, imaginer en gros la réalisation, comme nous l'avons fait sur la figure 2. Maintenant, on trace la marche à suivre pour exécuter le cahier des charges - organigramme de la figure 3.

A ce niveau, on peut encore changer de microprocesseur. Il suffirait de pouvoir gérer deux fils d'arrivée, équivalents à SB et à SIN, et d'allumer trois lampes dont l'une serait liée au triac et à la gâche électrique. Le plus difficile est surmonté quand, sur l'organigramme détaillé de la figure 4, on arrive à jongler correctement avec l'accumulateur, sans perdre aucune donnée et sans en écraser aucune. A partir de là, le programme de la figure 5 s'écrit « tout seul ». Une vérification, dans un montage disposant d'une RAM ou d'une RAM-CMOS, et l'on peut commander la mémoire morte en EPROM ou en PROM à fusible. Si l'essai, avec la mémoire morte, donne de bons résultats, l'appareil est terminé.

Pour les non-spécialistes, reprenons, maintenant, ces étapes en détail :

L'organigramme, de la figure 3, ne fait que traduire nos intentions d'utiliser « SB » comme l'annonce d'une tou-

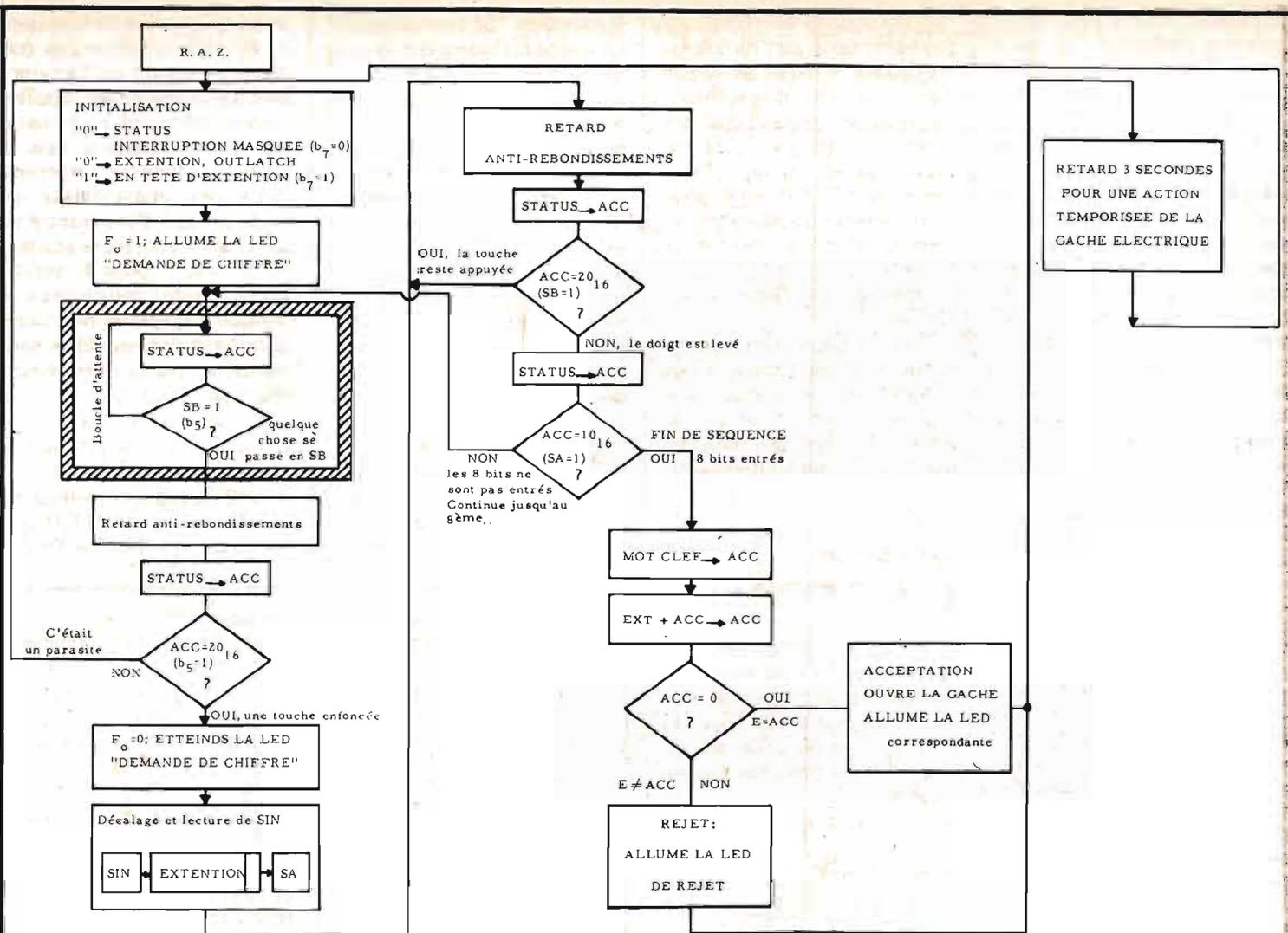


Fig. 4. - Organigramme détaillé, après le choix du SC/MP.

che enfoncée, qu'elle soit un « 1 » ou un « 0 » logique, et « SIN » comme entrée effective des bits du code dans le microprocesseur.

Pour mieux comprendre le fonctionnement, rappelons le déroulement du décalage du registre « E », figure 6.

Il existe une instruction, « S 10 », qui produit le décalage, à droite, de ce registre. Le niveau, se trouvant à l'entrée « SIN », est capté comme un « 0 » ou un « 1 » et passe dans le bit « b₇ », « b₇ » étant auparavant passé dans « b₆ » et ainsi de suite.

Le bit « b₀ » passe dans une bascule-latch de sortie et ce niveau est maintenu, quelque soit la manipulation du registre « E », jusqu'à un nouveau décalage qui pousserait, dans le latch, un autre bit « b₀ ».

Comme nous le voyons sur le schéma de câblage, de la figure 2, la sortie « SOUT » est reliée à l'entrée « SA » du microprocesseur.

Cette entrée joue le rôle de demande d'interruption, si le bit « 1 », du registre d'état « Status », est à « 1 ». Ce bit (b₃) arme, ou désarme, l'interruption. Nous le maintenons constamment à zéro, de sorte qu'il n'y ait jamais départ en routine de traitement d'interruption.

Néanmoins, une lecture de « SA » permet de détecter l'arrivée d'un « 1 », dans le latch de sortie « SOUT ». Cette arrivée représentera, pour nous, le drapeau du « 8^e décalage exécuté ». En effet, penchons-nous sur l'organigramme de la figure 3.

Après une phase d'initialisa-

tion, dans laquelle on a mis à zéro tous les registres et, en particulier, le bit d'armement de l'interruption par « SA », on installe un « 1 » en tête du registre « E » d'extension. Ce « 1 » progressera d'un pas vers « SOUT », il y restera jusqu'au prochain décalage. Il suffit alors de lire « SA » et « SOUT », par la même occasion, avant de redécaler. Voici donc un compteur de nombres de décalages, qui n'en est pas un.

Après avoir installé ce drapeau, en tête du registre « E », on place le microprocesseur sur une boucle d'attente. Tant que personne n'actionne le clavier, la boucle est effectuée. Au repos, ou en cas de fausse manœuvre, une autre touche que (1) ou (6) actionnée, SB reste à zéro. A la première détection d'un « 1 », on passe à

l'acquisition du code entré : on commence par tester l'arrivée d'un parasite. Il se pourrait que « SB » passe à « 1 », accidentellement, et dans ce cas, d'autres entrées pourraient être affectées. On passerait, alors, en réinitialisation complète, ce qui nous ramènerait sur la boucle d'attente. Seulement, si ce n'était pas un parasite, il faudrait lire « SIN » pour connaître le bit qui entre par le clavier. Cette lecture s'effectue, conjointement, avec le décalage du registre « E ». Cette opération prend quelques microsecondes, alors que le doigt de l'humain, le plus rapide, a des constantes de temps de l'ordre de la fraction de seconde. Nous pouvons donc être sûrs de nous retrouver le doigt appuyé sur le bouton, après l'entrée du bit dans

le registre d'extension. Nous pourrions, maintenant, passer à la prise en compte du chiffre suivant ou au décodage du mot de 8 bits entré, s'il est complet, quand la personne aura retiré son doigt. Une boucle d'attente, parcourue - elle aussi - à une période de l'ordre de la dizaine de microsecondes, nous permet de patienter jusqu'au moment où l'on pourra continuer. Le doigt enlevé, nous continuons. Remarquez la peine que se donne un microprocesseur, dans son univers à l'échelle de temps en microsecondes, pour suivre une action humaine, à l'échelle de fractions de secondes. Le temps d'appuyer sur un bouton, le microprocesseur effectue 2000 à 5000 tours de boucle d'auscultation de SB... (Et le SC/MP est relativement « lent » dans ses agissements !...).

Alors, une fois donc le doigt retiré, on teste si c'était le dernier chiffre : Si SA = 1, cela voudrait dire que le drapeau, installé en tête du registre d'extension, est arrivé à la sortie et que nous pouvons passer, à la comparaison, avec le mot de passe.

Sinon, on se rebranche dans la boucle d'attente d'un nouveau chiffre.

La comparaison peut avoir deux résultats : si les deux mots sont identiques, il faut ouvrir la porte et allumer un voyant de « bienvenue à la maison ».

Mais, s'ils ne sont pas identiques, on allumera un voyant de rejet si l'on joue entre amis ou, s'il s'agit du « même » coup raté, indiquant qu'un intrus est en train de tripoter la serrure ou autre chose, on fera retentir une sirène d'alarme.

En cas d'action du triac, il faudrait fabriquer une temporisation, capable, d'ouvrir la porte d'éteindre le triac et le voyant d'action, par la réinitialisation, et de se placer à nouveau, en boucle d'attente d'une nouvelle combinaison. L'organigramme de la figure 3 reste valable, quelque soit le microprocesseur. Il suffit de pouvoir lire deux fils d'entrée et de réussir à actionner un, deux ou trois voyants, en sortie, pour réaliser les mêmes fonctions. Il

n'y a pas d'écriture en mémoire, de la part du microprocesseur, à moins de ne pas disposer d'un nombre suffisant de registres internes pour permettre le dialogue à travers l'accumulateur. Dans le cas précis du SC/MP, nous pouvons détailler ce diagramme, comme nous le montre la figure 4.

Certaines précisions interviennent :

Pour lire SB, il faut procéder en deux étapes : charger, en premier lieu, le Status dans l'accumulateur et procéder, ensuite, à un test, par masque, des bits qui nous intéressent.

Qu'est-ce qu'un masque ?

On appelle ainsi un mot-mémoire, ou une donnée, qui fera paire avec l'accumulateur pour une opération ET logique, à la suite de laquelle seront triés les bits désignés par le masque.

Exemple : prenons le masque :

0 1 0 0 0 0 0 0
4 0₁₆

En faisant un ET entre l'accumulateur et cette valeur, 40₁₆, nous serons certains d'obtenir, obligatoirement, des zéros partout, sauf en « b₆ », où le résultat dépendra du « 1 » ou du « 0 » se trouvant à l'emplacement respectif de l'accumulateur.

On peut donc remarquer que les bits de l'accumulateur, correspondant aux positions des « 1 » du masque, passeront dans le résultat. Les autres seront nuls.

Le masque 40₁₆ isole le bit « b₆ ». Pour tester si SB = 1, il faut isoler le bit b₅. On aura donc à faire un masque avec 20₁₆.

Nous sommes encore dans la boucle d'attente. Si SB est trouvé 1, il faut tester s'il y a un parasite ou action volontaire sur un bouton. Pour détecter un parasite, on procède de la même manière que pour enlever le doute d'un rebondissement. Un parasite a une action

instantanée. Si l'on attendait un temps suffisamment long, il serait très improbable qu'un deuxième parasite tomba juste au moment où nous referions le test. Si le milieu est industriel - donc sujet à de nombreux parasites, il faudrait procéder d'une manière spéciale : envoyer, par exemple, un niveau du microprocesseur vers le bouton douteux et détecter simultanément sa réponse. Pour la serrure, cela ne s'impose pas. En laissant, au parasite, le temps de disparaître ou, aux rebondissements, le temps de s'arrêter, on relit le bit « b₅ » de l'accumulateur, provenant du bit « SB » du « STATUS ». Si le signal persiste, on procède, comme

avant, à la lecture de la tension au fil « SIN ». Même procédé de lecture de « SB », pour savoir si la touche est relâchée ou non, suivie d'une lecture de « SA », pour s'assurer que le paquet de 8 bits est entré ou pas. « SA », pour s'assurer que le paquet de 8 bits est entré ou pas. « SA » occupe la position du bit « b₄ », dans le status. Pour permettre cette lecture, le masque doit être modifié et on comprend aisément qu'il sera représenté par la valeur hexadécimale 10₁₆ :

1 0
0 0 0 1 0 0 0 0

Arrive la phase de comparaison. Elle utilise un OU EXCLUSIF entre la valeur de l'accumu-

Adresse	Instruction	Mnémonique
1,2	C4 00	LDI « 0 »
3	07	CAS
4	01	XAE
5	19	S10
6,7	C4 00	LDI « 0 »
8	01	XAE
9,A	C4 01	LDI « 1 »
B	07	CAS
C	06	CSA
D,E	D4 20	ANI « 20 »
F,10	98 FB	JZ « à l'adresse C »
11,12	C4 FF	LDI « FF »
13,14	8F 10	DLY « 10 »
15	06	CSA
16,17	D4 20	ANI « 20 »
18,19	98 E7	JZ « à l'adresse 1 »
1A, 1B	C4 00	LDI « 0 »
1C	07	CAS
1D	19	S10
1E1F	C4 FF	LDI « FF »
20,21	8F 10	DLY « 10 »
22	06	CSA
23,24	D4 20	ANI « 20 »
25,26	9C F7	JNZ « à l'adresse 1E »
27	06	CSA
28,29	D4 10	ANI « 10 »
2A, 2B	98 DD	JZ « à l'adresse 9 »
2C,2 D	CO 1A	LD 1A (PO)
2E	60	XRE
2F,30	9C 04	JNZ « à l'adresse 35 ₁₆ »
31,32	C4 02	LDI « 2 »
33,34	90 02	JMP « à l'adresse 37 ₁₆ »
35,36	C4 04	LDI « 4 »
37	07	CAS
38,39	C4 05	LDI « 5 »
3A	01	XAE
3B, 3C	C4 FF	LDI « FF »
3D, 3E	8F FF	DLY « FF »
3F	02	CCL
40,41	C4 FF	LDI « FF »
42	70	ADE
43,44	9C F5	JNZ « à l'adresse 3 A ₁₆ »
45,46	90 BA	JMP « à l'adresse 1 »
47	CODE	DONNEE

Fig. 5. - Le programme.

mulateur, le mot de consigne et la valeur du registre « E » d'extension, dans lequel ont été introduits les 8 bits par décalages successifs.

Comparaison par OU Exclusif :

Cette opération est souvent moins bien connue que l'opération de ET Logique. Il serait donc bon de rappeler que le résultat du OU Exclusif, entre deux bits, est nul si les deux bits sont identiques, que ce soit des « 1 » ou des « 0 ». Au niveau d'un paquet de 8 bits, l'opération donnera un résultat nul, bit par bit, et, par conséquent, un mot nul si les mots sont identiques, bit par bit.

Exemple : $49_{16} + 68_{16} = 21_{16}$

```

0 1 0 0 1 0 0 1
0 1 1 0 1 0 0 0
-----
0 0 1 0 0 0 0 1 = 0

```

```

0 1 0 1 0 1 0 1
0 1 0 1 0 1 0 1
-----
0 0 0 0 0 0 0 0 = 0

```

Remarquons, par la même occasion, qu'on peut annuler le contenu d'un registre, en effectuant un OU EXCLUSIF sur lui-même.

Réalisation

Le code que nous avons choisi est ED_{16} :

```

1 1 1 0 1 1 0 1
  E     D

```

Après le câblage de la figure 2, afin d'obtenir l'ouverture de la serrure, il nous faudrait effectuer :

(1) (6) (1) (6) (1) (1) (1)...

pour arriver à l'ouverture de la serrure. La touche « 1 » correspond au « 1 » logique, contrairement à la touche « 6 » qui, elle, correspond à un « 0 ».

Deux problèmes se posent quand on veut réaliser le schéma proposé. Le premier est lié au choix du type de mémoire et, le second, à l'emplacement du mot clef.

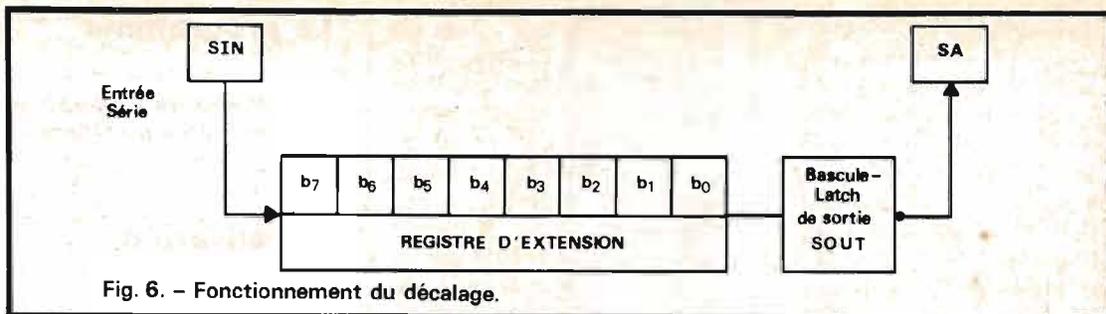


Fig. 6. - Fonctionnement du décalage.

La mémoire, que nous avons choisie, est une EPROM MM 5203, de 256 mots de 8 bits. Elle se programme à l'aide d'impulsions de 50 V, s'alimente en + 5, - 12 V ou, tout simplement en 12 V - tension unique et s'efface aux ultraviolets. Nous avons préféré la programmer chez un des nombreux vendeurs-programmeurs de mémoires, du commerce, à qui nous avons fourni le programme. Nous avons, préalablement, testé ce programme sur un montage disposant d'une RAM-CMOS (système présenté dans un précédent numéro de la revue), et nous avons, ainsi, constaté qu'il nous fallait entrer, le code, avec le bit de plus faible poids en tête.

Dans le cas du choix d'une EPROM, il faut compter sur un

investissement relativement lourd pour la bourse d'un bricoleur moyen - environ 180 F par 100 pièces - chez le fabricant. Elle a, cependant, l'avantage de pouvoir être effacée et réécrite, aussi souvent que l'on veut. Si vous en aviez une pour la boîte à musique, elle pourrait vous servir à nouveau pour la serrure ou pour toute autre application.

Sinon, vous pouvez également utiliser une PROM, à fusibles, qui se trouve être trois ou quatre fois moins coûteuse que l'EPROM. Malheureusement, cette mémoire, une fois écrite, ne peut plus être effacée, ni servir à d'autres applications. Mais, après tout, si vous n'êtes pas perfectionniste, vous pourrez vous en tenir à la serrure, telle qu'elle a été décrite, et utiliser une

PROM, sans avoir le moindre problème.

Un programmeur d'EPROM est en chantier et nous espérons pouvoir vous le présenter très prochainement.

En attendant, le premier problème de la réalisation est de se procurer la mémoire, toute programmée, chez un marchand de mémoires. Votre revendeur habituel ne pourra rien faire pour vous, il n'a jamais vendu ce genre de produits. Cependant, ne vous découragez pas, vous devriez pouvoir l'obtenir par correspondance... ce n'est pas la publicité qui manque.

A partir du moment où vous disposerez d'un SC/MP et d'une EPROM (ou d'une PROM), il ne vous restera plus qu'à placer vos deux composants, sur une plaquette à

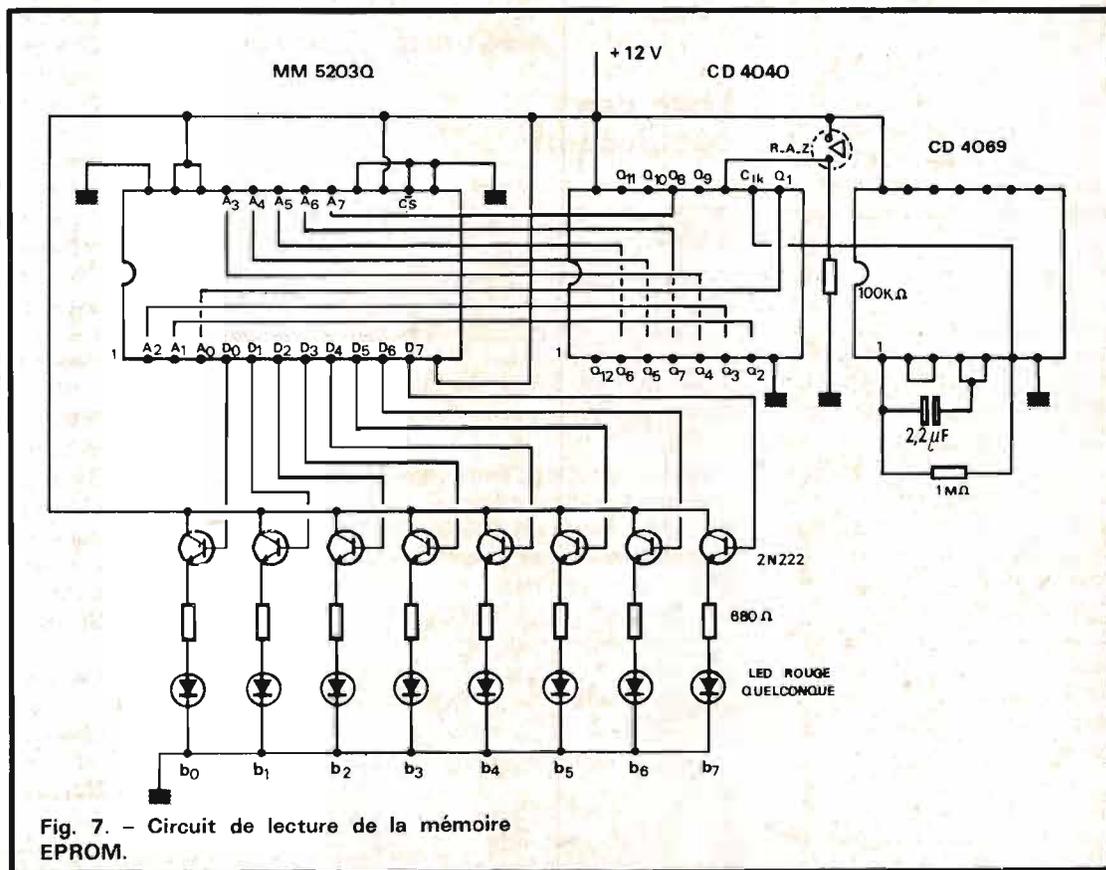


Fig. 7. - Circuit de lecture de la mémoire EPROM.

trous, par l'intermédiaire de supports adéquats. Pour l'EPROM, que vous voyez sur la photo, le câblage, avec le SC/MP, est le même que celui figurant pour la réalisation de la boîte à musique (HP N° 1608, page 85), vous y trouverez même le plan de wrapping. Excepté le court-circuit entre les trois « Flags », toutes les connexions restent identiques.

Ces trois « Flags » doivent être séparés. En outre, on doit relier l'entrée « SA » à la sortie « SOUT ». Quant aux entrées « SB » et « SIN », elles doivent être, conformément au schéma de la figure 2, reliées au clavier.

Mise en route

Avant la mise sous tension, il est préférable de tester la bonne programmation de l'EPROM. Nous avons, pour ce faire utilisé le montage de la figure 7.

Cette précaution n'est nullement futile car les composants sont relativement importants. Un mauvais programme peut détruire le microprocesseur, surtout quand les bus d'adresses et de données sont reliés directement.

Le circuit de test, de la figure 7, utilise un oscillateur, très basse fréquence, qui avance toutes les secondes, ou toutes les deux secondes, et attaque un compteur binaire à 12 étages. Ce compteur adresse la mémoire qui est validée en lecture, en permanence. Un détecteur, de niveaux logiques, peut fournir le contenu binaire des mots qui défilent, automatiquement, toutes les secondes ou toutes les deux secondes. Si ce défilement ne vous permet pas de jeter un coup d'œil sur une liste de programme et sur les voyants binaires, vous pouvez, éventuellement, ralentir encore la cadence. Il vous suffit de décaler, d'un ou deux pas, les sorties du compteur binaire: plutôt que de relier Q₁, Q₂... aux bornes d'adresse A₀, A₁..., on peut commencer par Q₂... A₀ ou par Q₃... A₀. Le programme ne fait pas plus de 70 mots décimaux, donc

moins de 128 = 2⁷. Sept fils d'adressage suffisent, alors qu'on en dispose d'une douzaine, tant en sortie du compteur binaire, qu'en sortie du SC/MP. Aucune autre mise au point, ou réglage, n'est nécessaires, mais n'oubliez surtout pas de mémoriser le contenu, en binaire, du code inscrit dans le dernier mot.

Afin de remplir ce qui reste de mots-mémoire ne servant pas, il faut écrire des « 08 » !...

L'amusement est tel qu'en partant pour la construction d'une serrure électronique, on finit par se laisser prendre au jeu des voyants. C'est, d'ailleurs, ce qui nous a donné l'idée d'en faire un jeu.

Il y a des variantes, tant en ce qui concerne la « quincaillerie », qu'en programmation proprement dite. Un compteur du nombre de rejets, stocké dans l'un des pointeurs P₁, P₂ ou P₃, non utilisés actuellement, pourrait déclencher une alarme. Quant au mot clé, il pourrait être installé séparément de la mémoire EPROM !...

La place nous manque pour évoquer toutes ces variantes. Nous y reviendrons, éventuellement, dans un prochain numéro.

André DORIS

Liste des composants

D : 1N914

R₀, R₁, R₂, R₃, R₄ : 5,1 kΩ
1/4 W

T₀, T₂ : 2N2222 (NPN, faible puissance).

T₁ : 2N1711 (NPN, capable de fournir 1A en impulsion).

Triac : SC146 (110 V/5A suffisent pour n'importe quelle gache).

Clavier : à contacts, entre chaque touche, et un commun. Il peut être remplacé par deux boutons poussoirs. Voir, en photo, la vue de dos.

SC/MP : ISP - 8 A/5000 de National Semiconductor
Mémoire : 71 mots de programme dans une EPROM : MM 5203 Q (252 mots de 8 bits) de National Semiconductor.

C₁ : 1 μF, électrolytique.

C₇ : 390 pF, plaquette.

3 Led : rouges, ordinaires.

Le programme

Le tableau, de la figure 5, donne le programme qui découle de l'organigramme précédent.

Initialisation

C400 LDI « 0 »	On charge, en mode immédiat, « 0 » dans l'accumulateur
07 CAS	Copie de l'accumulateur dans le registre Status.
01 XAE	Echange entre le contenu de l'accumulateur et le contenu du registre « E » d'extension, ce qui est une manière, comme une autre, de remettre, ce registre, à zéro.
19 SIO	Opération de décalage du registre « E ». Si, au moment de l'exécution de cette opération, « SIN » était à « 1 », ce niveau passerait en « b ₇ ». Le but de l'opération est, en réalité, de pousser un « 0 » dans le latch de sortie. La borne « SOUT » affichera donc, jusqu'à nouvel ordre, le niveau bas.
C400 LDI « 0 »	Chargement, de la valeur zéro, dans l'accumulateur.
01 XAE	Echange entre les registres « E » et « Acc ». On annule, par cette opération, un éventuel « 1 », entré en « b ₇ ». Le contenu du registre d'Extension est, bel et bien, remis à zéro. Attention donc : C400 ; 01 ; 19 ; C400 ; 01 est une séquence complète d'initialisation du registre « E » - Extension et de son bit de sortie « SOUT ».
C401 LDI « 1 »	Chargement de la valeur « 1 », dans l'accumulateur, en mode immédiat.
07 CAS	Copie dans le « Status » de l'Accumulateur. Le « flag » Fo est, ainsi, mis à « 1 ». Il annonce que la serrure est prête à accepter le chiffre.
06 CSA	Copie inverse, du « Status », dans l'Accumulateur. Elle a, pour but, la lecture du bit « SB » qui est le bit « b ₅ » du « Status ».
D1 20 ANI « 20 »	« ET » Immédiat, entre l'Accumulateur et la valeur « 20 ». Cette dernière est un masque qui, justement, isole « b ₆ ». Si b ₆ = 1, le résultat sera non-nul.
98 FB JZ « en C »	Saut, si le résultat est nul à l'adresse C16. L'opération de chargement du « Status », dans l'Accumulateur, se trouve à cette adresse : c'est la boucle d'attente dont on a tant parlé. Si SB 0, on boucle indéfiniment.
C4 FF LDI « FF » 8F 10 DLY « 10 »	Ces deux instructions constituent la dimension et l'exécution d'un retard dont la valeur, en microcycles, est, nous vous le rappelons : Ncycles = 13 + 2 (Acc) + 2 (Dépl) + 2 ⁹ (Dépl) Le déplacement « Dépl » est égal à 10 ₁₆ . La valeur de l'Accumulateur est : FFB ₁₆ . En

	<p>faisant vos calculs, vous devriez trouver, environ 8500 cycles d'horloge.</p> <p>Rappelons que la différence entre cycle d'horloge, ou microcycle, et cycle d'instruction est que, deux, trois ou plusieurs cycles-machine, peuvent composer un seul cycle d'instruction.</p> <p>Pour une période d'horloge, d'environ 1 MHz, le retard durera approximativement 8,5 ms.</p> <p>C'est plus long que le temps de rebondissement de n'importe quel bouton-poussoir, car ces 8,5 ms se déroulent sans que le microprocesseur en fasse quoi que ce soit d'autre.</p>		
06 CSA	<p>On recommence la lecture de « SB », afin de s'assurer qu'il ne s'agissait pas d'un parasite.</p> <p>Copie du « Status » dans l'Accumulateur.</p>	06 CSA	<p>La touche n'est pas encore relâchée. On boucle et on attend.</p> <p>Copie du « Status » dans l'Accumulateur. Ici démarre la lecture de « SA » et du bit de sortie « SOUT ».</p> <p>S'ils sont à « 1 », cela veut dire que le dernier chiffre entré était le 8e. Ce « 1 » représente le drapeau qui fut placé, en tête, lors de la phase d'initialisation.</p>
D420 ANI « 20 »	<p>« ET » Logique, entre le masque 2016 et la valeur de l'Accumulateur, pour isoler « b₆ ». S'il est différent de zéro, le résultat le sera également.</p>	D410 ANI « 10 »	<p>« ET » Immédiat avec la valeur 1016. Ce masque correspond au bit « b₄ » du « Status », donc de l'entrée « SA ».</p>
98 E7 JZ « au début »	<p>Si l'on trouve « 0 », dans l'Accumulateur, cela signifie qu'un parasite électrique a effleuré l'entrée « SB ». Comme il aurait dû, tout aussi bien, arriver en « SA » ou en « SIN », on recommence l'initialisation.</p>	98 00 JZ « à l'adr.9 »	<p>Si le résultat est nul, nous allons attendre d'autres chiffres.</p> <p>Branchement vers la boucle d'attente.</p>
C400 LDI « 0 »	<p>Chargement immédiat, de la valeur « 0 » dans l'Accumulateur.</p> <p>Les choses deviennent intéressantes. Après le retard et la seconde lecture de « SB », nous venons d'avoir confirmation qu'il s'agit, bel et bien, d'une action sur l'une des deux touches concernées, du clavier.</p> <p>On va enregistrer le « 1 », ou le « 0 », qui nous est présenté en « SIN », après quoi, nous guetterons le moment où la personne voudra bien relâcher les boutons, pour attendre la suite.</p>	CO 1A LD1A (PO)	<p>Chargement en mode indexé, sur le compteur ordinal – lui-même, du mot situé à 1A mots de distance.</p> <p>C'est le mot-clé qui passe donc dans l'Accumulateur, en vue d'une comparaison. Ce mot pourrait être, cependant, situé ailleurs que dans la ROM de programme, mais son adressage nécessiterait, néanmoins, un circuit de décodage spécial. Il ne doit pas se trouver à plus de 128 mots (en décimal) de cette instruction, pour qu'il puisse être atteint par l'adressage utilisé.</p> <p>« OU EXCLUSIF » entre l'Accumulateur et le registre « E ».</p> <p>Comparaison entre le mot de 8 bits, entré, et celui situé en mémoire.</p>
	<p>On va enregistrer le « 1 », ou le « 0 », qui nous est présenté en « SIN », après quoi, nous guetterons le moment où la personne voudra bien relâcher les boutons, pour attendre la suite.</p>	60 XRE	<p>« OU EXCLUSIF » entre l'Accumulateur et le registre « E ».</p> <p>Comparaison entre le mot de 8 bits, entré, et celui situé en mémoire.</p>
	<p>Remise à zéro du « Status ».</p> <p>Le voyant, qui indiquait « prêt à recevoir le chiffre », s'éteint ($F_0 = 0$) et annonce qu'un traitement est en cours.</p> <p>Pratiquement, on constate que l'extinction dure le temps d'appuyer sur les boutons.</p>	9C 04 JNZ « + 4 »	<p>Saut, à quatre positions plus bas, si le résultat trouvé n'est pas nul, car cela voudra dire que nous sommes en présence de deux mots différents. Dans ce cas, il faut procéder au « REJET ».</p>
07 CAS	<p>Entrée de « SIN » dans le bit de plus fort poids, « b₇ », d'extension.</p> <p>Le drapeau « 1 », indiquant la tête du train de 8 bits, avance d'une position vers « SOUT » et « SA ».</p>	C4 02 LDI « 2 »	<p>Chargement immédiat de la valeur « 2 », dans l'Accumulateur.</p>
19 SIO	<p>Retard d'une même valeur que précédemment.</p>	90 02 JMP « + 2 »	<p>Saut inconditionnel à l'adresse 37₁₆.</p>
C4 FF LDI « FF »		C4 04 LDI « 4 »	<p>Chargement immédiat de la valeur « 4 », dans l'Accumulateur.</p>
8F 10 DLY « 10 »		07 CAS	<p>Copie, de l'Accumulateur, dans le « Status ».</p> <p>Selon que l'on arrive par 90, 02 ou par 9C, 04, les valeurs « 2 » ou « 4 » pourraient s'y trouver.</p> <p>Dans les deux cas, l'un des « Flags » – F₁ ou F₂ – se mettra à « 1 ».</p> <p>Cette opération correspond donc : – soit à l'ouverture de la porte, pour F₁ = 1 et une valeur égale à « 2 » dans l'Accumulateur – avant copie,</p> <p>– soit au rejet, pour F₂ = 1, ou un « 4 » dans l'Accumulateur.</p>
06 CSA	<p>Copie du « Status » dans l'Accumulateur, puis lecture de « SB » pour passer à la suite des opérations, dès que les touches seront relâchées.</p>	07 CAS	<p>Copie, de l'Accumulateur, dans le « Status ».</p> <p>Selon que l'on arrive par 90, 02 ou par 9C, 04, les valeurs « 2 » ou « 4 » pourraient s'y trouver.</p> <p>Dans les deux cas, l'un des « Flags » – F₁ ou F₂ – se mettra à « 1 ».</p> <p>Cette opération correspond donc : – soit à l'ouverture de la porte, pour F₁ = 1 et une valeur égale à « 2 » dans l'Accumulateur – avant copie,</p> <p>– soit au rejet, pour F₂ = 1, ou un « 4 » dans l'Accumulateur.</p>
D4 20 ANI « 20 »	<p>« ET » Immédiat avec le masque 20₁₆. Ce masque correspond à la lecture du bit « b₆ » qui était, précédemment, dans le « Status », c'est-à-dire le bit de l'entrée « SB ».</p>	C4 05 LDI « 5 »	<p>Chargement de la valeur « 5 », dans l'Accumulateur.</p> <p>Ici démarre un paquet d'instructions qui ont, pour but, la réalisation d'un très long retard.</p> <p>Pour acc = FF et un déplacement de FF, le retard maximum peut atteindre, environ, de 0,23 secondes à 1 MHz d'horloge.</p> <p>Un retard, de 3 secondes, exige deux boucles imbriquées.</p>
9C F7 JNZ « - 8 »	<p>Saut de « - 8 positions », si le résultat du « ET », à l'adresse 1 E, n'est pas nul. Cela correspond à la détection d'une entrée SB = 1.</p>	01 XAE	<p>Echange des contenus du registre « E » et de l'Accumulateur.</p> <p>Le registre « E » contiendra la valeur « 5 ».</p>

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e
Tél. : TUR. 86-96 - C.C.P. 109-71 Paris
A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
DU LUNDI AU SAMEDI
de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE

VENTE PROMOTIONNELLE
MODELES SUPER AUTOMATIQUES
LEADER 34 PROGRAMMES

Utilisation simplifiée par 31 cames. ELLE brode à 2 aiguilles, effectue tous les travaux de couture sur tissus légers ou lourds.

LIVREE équipée avec accessoires et garantie. Valeur 2.200 F
VENDUE 1.250 F

SEMI-AUTOMATIQUE

MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque (fabrication anglaise). EXECUTE : les points droits, zig-zag et surfilage.

Equipement électrique 220 V.
LIVREE avec accessoires et garantie mécanique de 5 ans 740 F
SINGER portable en mallette modèle récent d'occasion garantie 450 F

SANS SUITE

10 MACHINES A COUDRE PORTATIVES
OCCASION - ETAT NEUF
GARANTIE 1 AN

AU PRIX EXCEPTIONNEL DE 390 F

MACHINE A LAVER SECHANTE

PRIX EXCEPTIONNEL 2.300 F

GENERATEUR D'OZONE

pour assainissement VENDU 169 F

PERCEUSE ELECTRIQUE

Peugeot 4 vitesses valeur 680 F
VENDUE 390 F

BLOC MOTEUR PEUGEOT

Equipé adaptation scie circulaire valeur 600 F.
VENDU 390 F

COMPRESSEUR D'AIR

220 V type portatif pression 2.8 kg complet avec pistolet à peinture. 580 F
Pression 8 à 10 kg débit 8 m³, poulie d'entraînement 200 mm.
VENDU 490 F

20 MOTEURS MONOPHASES 220 V
NEUFS SOLDES au prix exceptionnel de : 1 CV 388 F - 1.5 CV 400 F.

POSTE DE SOUDURE ELECTRIQUE

Poste soudure électrique portatif, très belle fabrication, soude avec électrodes de 1 à 3.2 selon réglage par positionneur.
Poids 20 kg net 590.00

POMPES "SAM"

POMPE immergée pour puits jusqu'à 40 m 220 V Avec son équipement électrique TTC 750 F (50 m de câble)
GROUPE portatif 220 V avec crepine s'installe partout, arrosage, cuisine, sanitaire, etc... TTC 475 F

FLOTTANTE utilisation instantanée, refoulement 28 m 1800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour arbruvoir, étable, arrosage, habitation, etc... Avec 10 m de câble TTC 890 F

GROUPE ELECTROGENE PORTATIF

1 000 WATTS Val d'or, moteur 4 temps
Prix 2.500 F

CHAUFFAGE CENTRAL

Dégazéificateur à purge automatique 30,00
Circulateur d'eau 320,00
Thermostat pour chauffe électrique, pouvoir de coupure 10 A 49,00
Modèle pour chaudière à gaz ou mazout 39,00

EN AFFAIRE

50 ROBINETS
THERMOSTATIQUES

SOLDE
85 F
PIECE

EXCEPTIONNEL

100 RADIATEURS CONVECTEURS fabrication française N.F.
500 à 1.000 watts 135,00 F
1.250 à 1.500 watts 155,00 F
2.000 watts 175,00 F

BRULEUR A PULVERISATION ZAEGLER HELD

20.000-30.000 CALORIES PRIX : 1250 F

au prix de gros

MOTEURS ELECTRIQUES

Moteurs triph. 220/380 ventilés NEUFS - Garantie 1 an
1 CV 3.000 T/m 200 F 1.500 T/m 210 F
1,5 " " 225 F " " 240 F
2 " " 259 F " " 285 F
3 " " 315 F " " 355 F
4 " " 395 F " " 435 F
5,5 " " 480 F " " 520 F
7,5 " " 819 F " " 655 F
Avec inter. jusqu'à 4 CV + 85 F
Avec démarreur Et. triangle
au-dessus du 3 CV + 149 F

MATERIEL DEBALLE RETOUR D'EXPOSITION

Léger défaut d'aspect
MACHINES A LAVER
Superautomatique fabrication allemande Valeur 2.490 F.
SOLDE 1.000 F

FOUR A ENCASTRER A.E.G.
Valeur 1.460 F
VENDU 800 F

FOUR A ETUVE à pyrolyse
Valeur 4.790 F
SOLDE 1.850 F

REFRIGERATEUR A ENCASTRER
145 litres. Valeur 1.760 F.
SOLDE 760 F

RADIATEUR à accumulation 6 kW
Valeur 3.850 F.
VENDU 1.950 F

CUISINIERE 4 plaques électriques
Four à pyrolyse. Valeur 3.990 F.
SOLDE 1.950 F

CHAUDIERE POLYCOMBUSTIBLES
Bois - charbon-mazout 30.000 calories/heure avec ballon d'eau chaude 100 l.
PRIX EXCEPTIONNEL 3.450 F

HOTTE DE CUISINE MODELE DE LUXE
façade inox, 2 vitesses de ventilation.
PRIX DE LANCEMENT 450 F

LOT DE 3 PIECES POUR JEUNES MENAGES
1 MACHINE A LAVER AUTOMATIQUE 15 PROGRAMMES
1 CUISINIERE 3 FEUX modèle LUXE tous gaz
1 REFRIGERATEUR TABLE-TOP 130 LITRES

L'ENSEMBLE 2.250 F

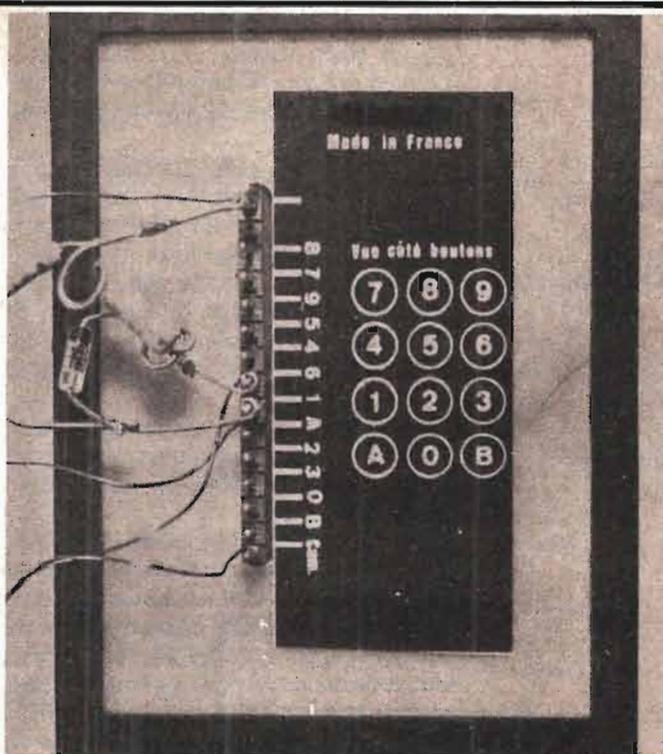


Photo B. - Gros plan sur le câblage du clavier. Deux touches sont choisies au hasard. 1 et 6 dans le cas présent.

C4 FF LDI « FF »

8F FF DLY « FF »

02 CCL

C4 FF LDI « FF »

70 ADE

9C FS JNZ « - 11 »

90 BA JMP « au début »

Le plus long retard, que le SC/MP puisse effectuer, est amorcé.

Remise à zéro du bit CY/L.

Chargement immédiat, de la valeur « FF », dans l'Accumulateur.

Addition de CY/L, de l'Extension de l'Accumulateur.

Remise du résultat dans l'Accumulateur. Ce dernier s'incrémentera, de 5 en 5, jusqu'à son arrivée à zéro.

Les choses se passent comme dans le compteur de kilométrage d'une automobile qui revient à zéro, après 999...

Saut, si le résultat précédent était non-nul, de 11 positions en arrière, qui aboutit à l'instruction « XAE », située à l'adresse « 3 A ».

On boucle jusqu'à la détection d'un « 0 », dans l'Accumulateur.

Saut inconditionnel à l'initialisation. Le retard, qui aurait permis une ouverture certaine de la gâche électrique, est terminé. Le microprocesseur effectuera quelques opérations de remise à zéro des registres et de remise à « 1 » du drapeau de fin de séquence, après quoi, il s'installera dans la boucle d'attente d'une nouvelle combinaison.

Une combinaison binaire, à 8 bits, occupe cette position. Attention !

Le décalage du registre « E » s'effectue à droite et, par conséquent, une combinaison entre avec le bit le moins significatif, en tête.

CODE

ABC de L'ELECTRONIQUE

LES SIGNAUX UTILISES EN ELECTRONIQUE

Introduction

ON a traité, dans le précédent A.B.C., de cette nouvelle série, qui commence par... le commencement, des circuits R, L, C, du calcul des valeurs équivalentes de leur groupement en parallèle, en série et de diverses autres manières et des grandeurs électriques, fréquences, longueurs d'ondes, périodes, temps et vitesses.

Dans le présent ABC on donnera des indications sur les signaux intervenant dans les montages électroniques. La plupart sont également présents dans certains montages électriques. On s'intéressera plus particulièrement aux signaux périodiques.

Définition du signal

L'électricité se manifeste par des signaux, terme général qui indique aussi bien des puissances,

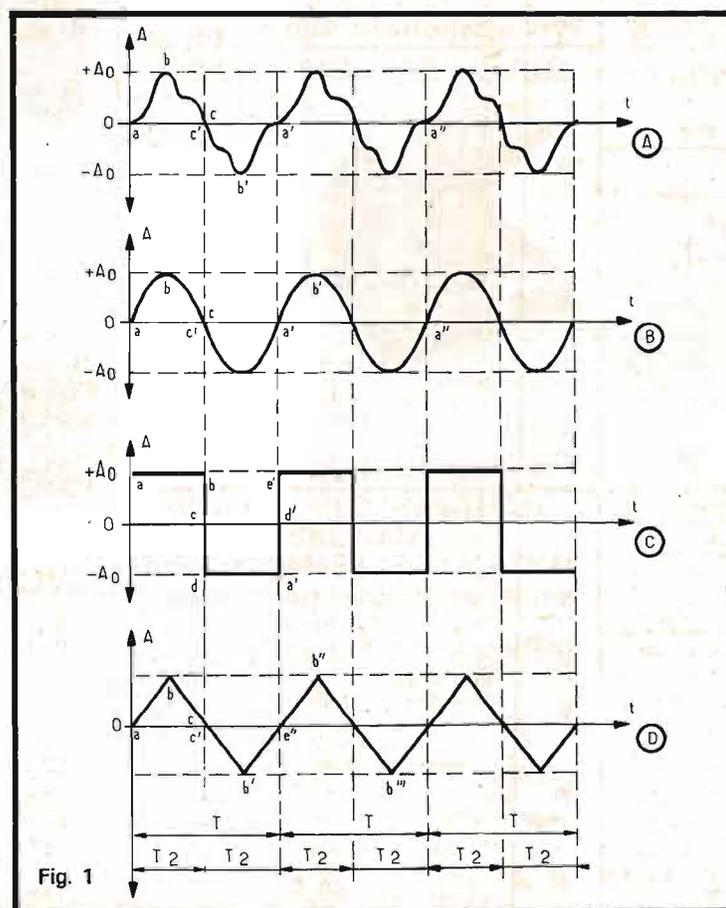


Fig. 1

ces, des courants et des tensions. Ces trois grandeurs physiques se mesurent en watts, en ampères et en volts, respectivement.

Elles peuvent varier avec le temps, d'une manière régulière selon une certaine loi. Cette variation peut s'exprimer graphiquement par une courbe.

En général on inscrit en ordonnées, les valeurs de la grandeur considérée, par exemple la puissance, la tension ou le courant et en abscisses, le temps t. Un signal est alternatif lorsqu'il est périodique et présente deux alternances symétriques, axées sur l'axe des temps.

Voici à la figure 1 la représentation graphique de quelques signaux alternatifs. On a représenté quatre signaux. Les temps t sont en abscisses. La périodicité des signaux se caractérise par la forme qui se répète au bout d'un temps T nommé période.

Dans le cas du signal A on peut voir que la première période T commence, par exemple, au temps 0 et se ter-

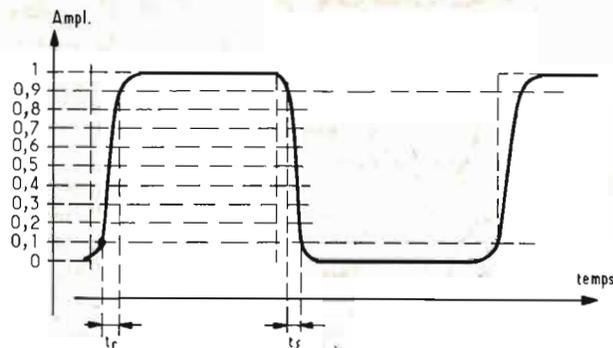


Fig. 2

mine au troisième temps 0 correspondant au point a'.

La demi-période $T/2$ dure de a à c et la seconde de c à a'. On a indiqué les périodes T et les demi-périodes $T/2$ en bas de la figure. Remarquons que les deux alternances ab et c'b'a' ont la même forme. Les deux portions de courbe sont symétriques par rapport au point c d'ordonnée zéro volt.

En (B) et (C) on a représenté des signaux sinusoïdaux et rectangulaires, respectivement.

Ces formes de signaux sont connues de tous et définies avec précision. Le signal B, sinusoïdal est familier aussi à tous ceux qui ont étudié les autres branches de la physique comme l'optique, l'acoustique et les vibrations de toutes sortes. Une expression mathématique du signal sinusoïdal est

$$A = A_0 \sin \omega t \quad (1)$$

où $\omega = 2 \pi f$, $f =$ fréquence $= 1/T$, donc (1) peut également s'écrire,

$$A = A_0 \sin 2 \pi t/T \quad (2)$$

et aussi

$$A = A_0 \sin 2 \pi ft \quad (3)$$

ω est la pulsation, dite aussi fréquence angulaire. Ce dernier terme donne lieu parfois à des confusions.

En utilisant l'expression (2) on voit que dans la première période commençant à $t = 0$, on a :

- pour $t = 0$, $A = A_0 \sin 0 = 0$ (point a)
- pour $t = T/4$, $A = A_0 \sin (2 \pi /4) = A_0 \sin \pi/2 = A_0$ (point b)
- pour $t = T/2$, $A = A_0 \sin \pi = 0$ (point c ou c')
- pour $t = 3 T/4$, $A = A_0 \sin (3 \pi/2) = -A_0$ (point b')
- pour $t = T$, $A = A_0 \sin 2 \pi = 0$ (point a')

Les valeurs de A se reproduisent de la même manière pour toute valeur de t à laquelle on ajoute un nombre quelconque de périodes T . Les signaux (C) et (D), rectangulaire et triangulaire, respectivement, peuvent se définir également par des expressions algébriques. On peut aussi les « décrire ».

Signal (C)

Pendant les premières demi-périodes on a $A = -A_0$. Aux temps c, d et c, il y a une montée ou une descente brusque de $+A_0$ à $-A_0$ ou de $-A_0$ à $+A_0$. Cette variation se fait théoriquement en un temps nul mais en réalité il faut un certain temps pour les montées et les descentes. On désigne ces temps par t_r et t_f ($t_r =$ temps de montée, $t_f =$ temps de descente). On les indique à la figure 2. Ce ne sont pas les durées totales des montées et des descentes mais une partie de ces temps. On peut voir sur la figure 2 que :

- t_r correspond au temps nécessaire à la tension pour passer de 0,1 A à 0,9 A, A étant le maximum de variation de la tension,

- t_f correspond au temps nécessaire à la tension de passer de 0,9 A à 0,1 A.

Signal (D)

C'est le signal triangulaire à alternances positives et négatives. Les montées et les descentes sont des droites, donc elles se font proportionnellement au temps (voir fig. 1 D).

Sur la figure on voit que les maxima sont aux points b, b'... les minima aux points b', b'' et les zéros aux points a, c, e, etc.

Signaux périodiques non alternatifs

On les a représentés à la figure 3. Leur forme montre qu'ils sont périodiques. Ils ne sont pas alternatifs car il n'y a pas de symétrie par rapport à l'axe zéro des amplitudes.

Ainsi, le signal sinusoïdal (E) est toujours positif et varie entre A_0 et A_1 . On peut l'assimiler à un signal continu de tension $+A_1$ auquel on a ajouté un signal alternatif d'amplitude $A_2 - A_0$.

Dans le cas du signal (F), il s'agit d'un signal rectangulaire de période T se composant de deux périodes partielles T_1 et T_2 inégales, $T_2 > T_1$ dans ce cas particulier. Cette tension présente une alternance positive supérieure à l'alternance négative.

Le signal (G) est situé dans la

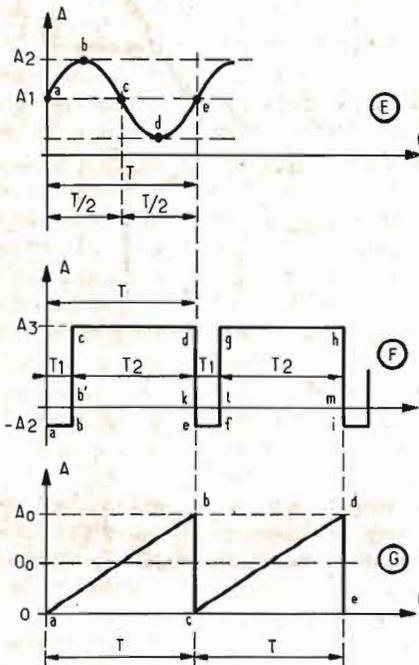


Fig. 3

région des tensions positives. C'est un signal triangulaire dont la forme est celle d'un triangle rectangle. On le nomme signal en dents de scie parfait parce que les descentes b c et d e sont de durées nulles.

Comme dans le cas des signaux rectangulaires, les variations de niveau en temps nuls sont remplacées par des variations en temps non nuls. Dans ce cas, la « dent de scie » est imparfaite. Il existe aussi des tensions en dents de scie de formes différentes comme on le voit à la figure 4.

En (A) on a reproduit la dent de scie parfaite.

En (B) la dent de scie parfaite est du type négatif, parce que la descente se fait proportionnellement au temps et la montée en un temps nul.

En (C) on a montré une dent de scie positive mais dont les variations ne sont pas linéaires, mais suivent une loi exponentielle.

Voici maintenant à la figure 5, quelques formes de signaux rectangulaires.

En (H) c'est le signal parfait, à montées et descentes a b, c d de durées nulles et à paliers (parties horizontales) droits, dont la durée est celle d'une période

partielle et l'amplitude constante.

En (I) les montées et les descentes sont de durées non nulles que l'on évalue comme indiqué à la figure 2 pour les temps t_1 et t_2 de montée et de descente.

En (J) une autre forme de signaux rectangulaires déformés. Les montées et les descentes sont « verticales » donc de temps nul mais les paliers ne sont pas horizontaux.

En effet, lorsque la montée a atteint le maximum au point b'' , la tension correspondante commence immédiatement à diminuer pour atteindre celle représentée par le point c'' . De même, le palier inférieur est montant. Voici à la figure 6, des exemples de signaux à impulsions.

En (A) il s'agit d'impulsions positives et en (B) d'impulsions négatives. Ce sont en réalité des signaux rectangulaires dont une période partielle, T_1 est beaucoup plus petite que T_2 . Il n'y a pas de définition précise du rapport T_2/T_1 , mais T_1 peut être extrêmement petite par rapport à T_2 , par exemple 10, 100, 1000 fois et plus.

Circuits différentiateurs Quadripôles

Lorsqu'un signal sous forme de tension est appliqué à un quadripôle (voir fig. 7), il subit

des modifications dues aux composants qui sont à son intérieur. Le signal obtenu aux points 3 - 4 peut être différent de celui appliqué aux points d'entrée, 1 - 2. Il n'y a pas de modification de forme si le quadripôle ne contient que des résistances comme en (A) figure 8. A la sortie toutefois, l'amplitude du signal sera moindre. Le circuit de la figure 8 (A) est un atténuateur.

Cette propriété du réseau à résistances est valable pour tous les signaux, quelle que soit leur forme : sinusoïdaux, triangulaires, rectangulaires et tous autres, comme ceux des figures 3, 4, 5 et 6.

Si le quadripôle contient un ou plusieurs composants L ou C, ou les deux associés ou non à des résistances, le signal de sortie sera :

- 1) de même forme si le signal d'entrée est sinusoïdal,
- 2) de forme différente dans tous les autres cas.

Parmi les nombreuses sortes de réseaux quadripôles on en retiendra deux très importantes, le circuit différentiateur et le circuit intégrateur. Le premier est représenté à la figure 8 (B).

Revenons à la figure 5. Si la tension ayant la forme (H) est appliquée à l'entrée du circuit différentiateur, la tension de sortie aura une forme ayant l'allure de celle représentée en J. La différence de niveau U_0 est

d'autant plus grande que C est petite, autrement dit plus la capacité C est petite, plus la déformation est grande.

On peut comparer C à R en considérant la réactance de C qui se désigne par X_c . Cette réactance a la valeur suivante :

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

dans laquelle X_c se mesure en ohms, $2\pi = 6,28...$, f se mesure en hertz et C en farads, ou encore :

$$X_c \text{ en ohms, } f \text{ en MHz et } C \text{ en } \mu\text{F}$$

Exemple : La fréquence du signal (H) figure 5 est $f = 50 \text{ kHz}$ d'où l'on déduit la période $T = 1/f = 1/50\,000$ seconde = $20 \mu\text{s}$. La valeur de la capacité est 10 nF . Appliquons ces données pour calculer X_c . Pour cela écrivons f en MHz, ce qui donne $f = 0,05 \text{ MHz}$. La capacité vaut $10 \text{ nF} = 0,01 \mu\text{F}$. On a ensuite :

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 0,05 \cdot 0,01} \text{ ohms}$$

On trouve $X_c = 318 \Omega$ environ. Dès lors, on peut comparer X_c à R, toutes deux étant mesurables avec la même grandeur physique.

Si X_c est très petite par rapport à R, la déformation sera faible.

Si X_c est très grande devant R, la déformation sera importante. On peut obtenir des

déformations comme celles représentées à la figure 9.

En (A) on a représenté une tension rectangulaire non déformée correspondant à la sortie d'un circuit différentiateur ou $C = \text{infini}$, ou, en pratique, très grand.

En (B) la tension est très déformée, le palier supérieur se transforme en courbe qui descend jusqu'à l'axe de temps et le palier inférieur se transforme en une courbe qui monte jusqu'à l'axe de temps. Cette forme correspond à un produit $RC = 0,066 T/2$.

En (C), la déformation est moindre et correspond au produit $RC = T/2$.

En (D), la déformation est encore moins prononcée avec $RC = 3,33 T/2$ seconde.

Les produits RC sont souvent nommés constante de temps. Ils sont homogènes aux temps t.

Voici un exemple numérique. Soit le circuit différentiateur de la figure 8 A avec $R = 10\,000 \Omega$ et C variable. La fréquence est $f = 200 \text{ Hz}$. La période T est égale à $1/200 = 0,005 \text{ s}$ et la demi-période $T/2 = 0,0025 \text{ s}$.

Considérons le signal de la figure 9 B où la constante de temps est $RC = 0,066 T/2$.

Comme $T/2 = 0,0025 \text{ s}$, il vient :

$$RC = 0,066 \cdot 0,0025 = 0,000155 \text{ s}$$

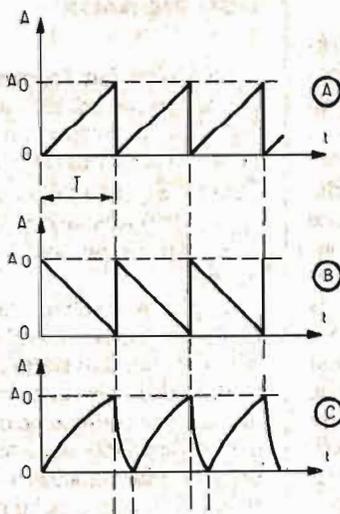


Fig. 4

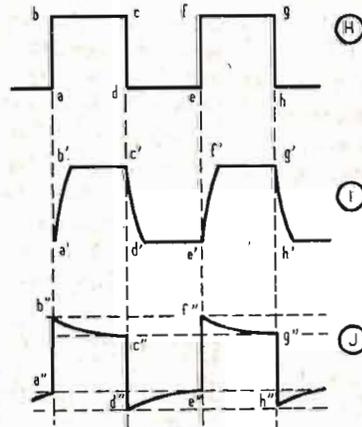


Fig. 5

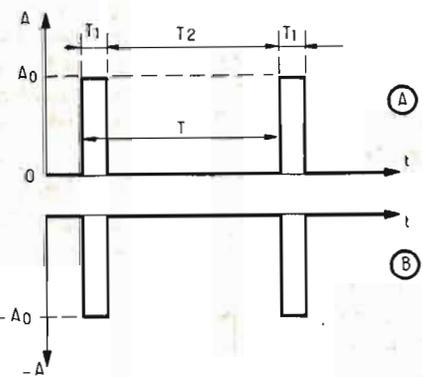


Fig. 6

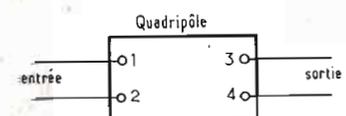


Fig. 7

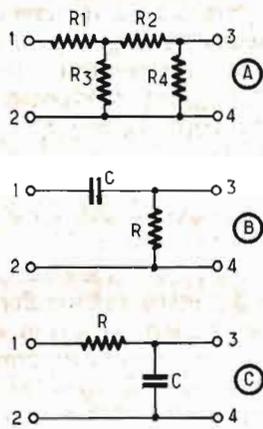


Fig. 8

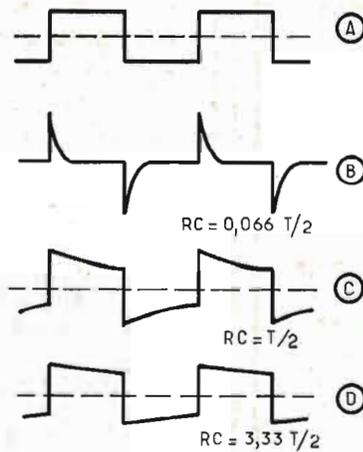


Fig. 9

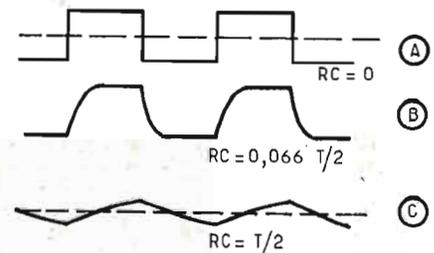


Fig. 10

La valeur de C est donc RC/R et on a :

$$C = \frac{0,000155}{10\,000} \text{ F}$$

ou, en microfarads :

$$C = \frac{155}{10000} = 0,0155 \mu\text{F}$$

ou encore :

$$C = 15,5 \text{ nF}$$

Soit le cas du signal D par exemple. On a $R = 10\,000 \Omega$, $RC = 3,33 T/2$ et $f = 200 \text{ Hz}$, donc $T/2 = 0,0025 \text{ s}$ et la capacité est égale à :

$$C = \frac{0,008325}{10\,000} \text{ farads}$$

ou, en microfarads :

$$C = 0,8325 \mu\text{F}$$

valeur beaucoup plus grande que dans le cas du signal B.

Circuit intégrateur

C'est un quadripôle 1 - 2 - 3 - 4 comme celui de la figure 8 C. On voit qu'il comporte deux éléments R et C, mais disposés d'une manière contraire à celle du circuit différentiateur. Reportons-nous maintenant à la figure 5 I. Lorsqu'un signal rectangulaire parfait comme H de la même figure est appliqué à un circuit intégrateur, les montées et les descentes ne se font plus en un temps nul mais en temps d'une durée t_r et t_f (voir paragraphes précédents). En I on mon-

tre ces montées et descentes. Les paliers restent horizontaux mais commencent un peu plus tard que les débuts des demi-périodes correspondants. Voici à la figure 10 quelques exemples de signaux transmis par un circuit intégrateur.

En (A) la déformation est nulle. Cela implique une capacité C extrêmement petite ou nulle, dans le cas idéal qui est un cas limite.

En (B) la déformation est apparente. Elle se produit lorsque $RC = T/2$.

En (C) la déformation est considérable. Les montées et les descentes sont de durées élevées et ont supprimé les paliers horizontaux. Cette forme est obtenue avec $RC = T/2$.

Soit, à titre d'exemple $f = 200 \text{ Hz}$, $R = 10\,000 \Omega$ comme dans l'exemple précédent. On a donc $T/2 = 0,0025 \text{ s}$. Si $RC = 0$, et $R = 10\,000 \Omega$, il faut que l'on ait $C = 0$, cas de la non déformation par le circuit intégrateur.

Si $RC = 0,066 T/2$, on a :

$$C = \frac{RC}{R}$$

et on a trouvé dans le calcul précédent $C = 15,5 \text{ nF}$, donc C relativement petit pour une déformation laissant encore subsister une partie du palier. C'est la forme B figure 10.

Dans le cas de la forme (C), on a $RC = T/2$ et on trouve $C = 0,25 \mu\text{F}$, valeur importante d'où déformation considérable.

On peut dire que le signal rec-

tangulaire a été transformé en un signal de forme très proche de la forme triangulaire, remarque à retenir.

La nature sinusoidale des signaux périodiques

Un fait essentiel a été démontré par un savant français, Fourier. C'est le suivant : tout signal périodique de fréquence f peut être considéré comme la somme d'un nombre infini de signaux sinusoïdaux de fréquences f, 2 f, 3 f..., n f..., dont l'amplitude et la phase sont différentes d'un terme à l'autre et dont la valeur dépend de la forme du signal périodique considéré.

La fréquence f se nomme fréquence fondamentale. Les fréquences 2 f, 3 f, 4 f... n f, sont les harmoniques d'ordre 2, 3... n, c'est-à-dire harmonique 2, harmonique 3, harmonique 4, etc.

On dit : un harmonique ou une fréquence harmonique. La fondamentale est l'harmonique 1, terme non usité. L'octave est la fréquence double.

Ainsi, l'harmonique 2 est l'octave de la fondamentale, l'harmonique 4, l'octave de l'harmonique 2, l'harmonique 6, l'octave de l'harmonique 3, etc. On distingue aussi les harmoniques pairs, 2, 4, 6, 8... et les harmoniques impairs, 1 (fondamentale), 3, 5, 7... La plupart des signaux de forme régulière

comme ceux mentionnés plus haut, peuvent être exprimés par des séries de Fourier. Tel est le cas, par exemple, de signaux rectangulaires, en dents de scie, triangulaires, qui ont été décrits plus haut.

L'analyse harmonique des signaux périodiques consiste dans la détermination des termes de la série de Fourier. Bien entendu, comme le nombre des termes est infini, on ne pourra calculer qu'un certain nombre, aussi grand que l'on voudra.

Grâce aux ordinateurs, on pourra obtenir les résultats désirés assez rapidement.

Synthèse et analyse des signaux

Lorsqu'on fait l'analyse d'un signal non sinusoïdal, il est possible de connaître un grand nombre de termes de la série de Fourier. Si, ensuite, on crée les signaux sinusoïdaux conformes à ces termes, on peut les additionner.

Le signal résultant de cette addition se nomme synthèse. En raison du nombre limité des termes, et des signaux correspondants, cette addition ne donnera pas un signal identique au signal préalablement analysé mais à un signal de forme proche de l'original.

Plus on disposera de signaux successifs, plus la forme du signal obtenu par synthèse sera

SIÈGE SOCIAL et correspondance :

POINT DE VENTE 55 « Gros/Détail »

55, rue Louis-Blanc, 75010 PARIS. Tél. : 607.76.20. C.C.P. 9648.20 PARIS.
Métro : La Chapelle, Louis-Blanc, Gare du Nord à 5 mn.
Ouvert du mardi au samedi de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 18 h 30.

POINT DE VENTE 34 « Détail/Surplus »

34, rue Jules-Vallès, 93400 SAINT-OUEN.
Tél. : 254.09.90 - Métro : Porte de Clignancourt.
OUVERT LE DIMANCHE - Fermé le mercredi et le jeudi.
Samedi, dimanche, lundi ouvert de 9 h à 12 h 30 et de 13 h 30 à 19 h
Mardi, vendredi ouvert de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h.

QUARTZ 27 MHz - ÉMISSION-RÉCEPTION

Fabrication sous 8 jours dans la série HC 18 à fil, ou dans la série HC 6.

Réf.	Emission	Réception MF - 455 MHz		Réception MF - 6 MHz		Réception MF - 6,5 MHz		Réception MF + 4,3 MHz		
1	26965	30,00	26510	30,00						
2	26975	30,00	26520	30,00						
3	26985	15,00	26530	15,00	20985	35,00	20485	35,00	31285	35,00
4	27000	30,00	26545	30,00	21000	35,00	20500	35,00	31300	35,00
5	27005	15,00	26550	15,00	21005	35,00	20505	35,00	31305	35,00
6	27015	30,00	26560	30,00	21015	35,00	20515	35,00	31315	35,00
7	27025	30,00	26570	30,00						
8	27035	30,00	26580	30,00	21035	35,00	20535	35,00	31335	35,00
9	27045	30,00	26590	30,00	21045	35,00	20545	35,00	31345	35,00
10	27055	30,00	26600	30,00						
11	27065	15,00	26610	15,00	21065	35,00	20565	35,00	31365	35,00
12	27070	30,00	26615	30,00	21070	35,00	20570	35,00	31370	35,00
13	27075	30,00	26620	30,00	21075	35,00	20575	35,00	31375	35,00
14	27085	15,00	26630	15,00	21085	35,00	20585	35,00	31385	35,00
15	27095	30,00	26640	30,00	21095	35,00	20595	35,00	31395	35,00
16	27105	30,00	26650	30,00						
17	27115	30,00	26660	30,00						
18	27120	15,00	26665	15,00	21120	35,00	20620	35,00	31420	35,00
19	27125	15,00	26670	15,00	21125	35,00	20625	19,00	31425	35,00
20	27135	30,00	26680	30,00						
21	27140	30,00	26685	30,00	21140	35,00	20640	35,00	31440	35,00
22	27144	30,00								
23	27145	30,00	26690	30,00	21145	35,00	20645	35,00	31445	35,00
24	27155	15,00	26700	15,00	21155	35,00	20655	35,00	31455	35,00
25	27165	30,00	26710	30,00						
26	27170	30,00	26715	30,00	21170	35,00	20670	35,00	31470	35,00
27	27175	15,00	26720	15,00	21175	35,00	20675	35,00	31475	35,00
28	27185	15,00	26730	15,00	21185	35,00	20685	35,00	31485	19,00
29	27195	15,00	26740	15,00	21195	35,00	20695	35,00	31495	19,00
30	27200	15,00	26745	15,00	21200	35,00	20700	35,00	31500	35,00
31	27205	15,00	26750	15,00	21205	35,00	20705	35,00	31505	35,00
32	27210	30,00	26755	30,00	21210	35,00	20710	35,00	31510	35,00
33	27215	15,00	26760	15,00	21215	35,00	20715	35,00	31515	35,00
34	27220	30,00	26765	30,00	21220	35,00	20720	35,00	31520	35,00
35	27225	15,00	26770	15,00	21225	35,00	20725	35,00	31525	35,00
36	27235	15,00	26780	15,00	21235	35,00	20735	35,00	31535	35,00
37	27245	30,00	26790	30,00						
38	27250	15,00	26795	15,00	21250	35,00	20750	35,00	31550	35,00
39	27255	15,00	26800	15,00	21255	35,00	20755	35,00	31555	35,00
40	27265	30,00	26810	30,00						
41	27275	15,00	26820	15,00	21275	35,00	20775	19,00	31575	19,00
42	27280	30,00	26825	30,00	21280	35,00	20780	35,00	31580	35,00
43	27290	15,00	26835	15,00	21290	35,00	20790	35,00	31590	19,00
44	27300	30,00	26845	30,00						
45	27305	30,00	26850	30,00	21305	35,00	20805	35,00	31605	35,00
46	27320	15,00	26865	15,00	21320	19,00	20820	19,00	31620	19,00
47	27330	15,00	26875	15,00	21330	19,00	20830	19,00	31630	19,00
48	27340	15,00	26885	15,00	21340	19,00	20840	19,00	31640	19,00
49	27350	15,00	26895	15,00	21350	35,00	20850	35,00	31650	19,00
50	27360	15,00	26905	15,00	21360	35,00	20860	35,00	31660	19,00
51	27365	30,00								
52	27370	15,00	26915	15,00	21370	35,00	20870	35,00	31670	19,00
53	27375	30,00								
54	27380	15,00	26925	15,00	21380	19,00	20880	19,00	31680	19,00
55	27385	30,00								
56	27390	15,00	26935	15,00	21390	19,00	20890	19,00	31690	19,00
57	27400	15,00	26945	15,00	21400	19,00	20900	19,00	31700	19,00
58	27405	30,00								
59	27410	15,00	26955	15,00	21410	35,00	20910	35,00	31710	19,00
60	27430	15,00	26975	15,00	21430	35,00	20930	35,00	31730	19,00
61	27580	30,00	27125	15,00	21580	35,00	21080	35,00	31880	35,00
62	27600	30,00	27145	30,00	21600	35,00	21100	35,00	31900	35,00
63	27820	30,00	27365	30,00	21820	35,00	21320	19,00	32120	35,00
64	27830	30,00	27375	30,00	21830	35,00	21330	19,00	32130	35,00
65	27840	30,00	27385	30,00	21840	35,00	21340	19,00	32140	35,00
66	27860	30,00	27405	30,00	21860	35,00	21360	35,00	32160	35,00
SO	18	Support châssis pour quartz HC 25 u								2,00

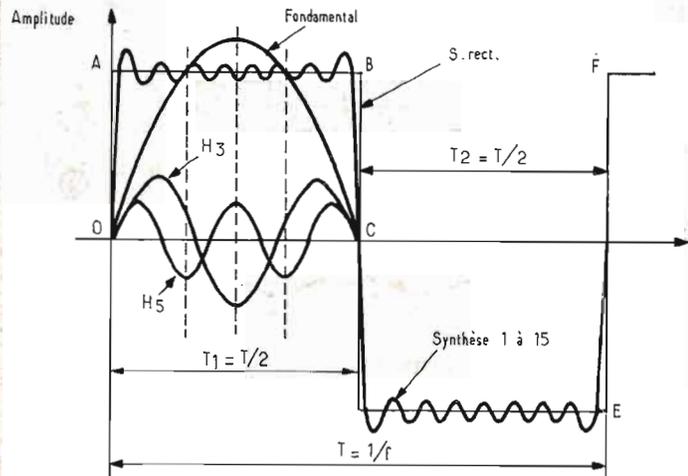


Fig. 11

proche de l'original. Dans de nombreux cas, on pourra se contenter en pratique, d'un nombre réduit de signaux composants par exemple 10, 20, 30 seulement.

La raison de la limitation du nombre des signaux composants est que plus leur rang est élevé, plus leur amplitude est petite.

Voici à la figure 11 un exemple de signal rectangulaire et de quelques harmoniques. On notera que les signaux rectangulaires et triangulaires symétriques de forme parfaite, comme par exemple ceux de la figure 1 (C et D), ne comportent pas d'harmoniques pairs mais seulement impairs.

Dans le cas de la figure 11, le signal est représenté par la « courbe » ABCDEF. Pour simplifier le dessin, on s'est limité à une seule période T, égale à 1/f. Les périodes partielles sont égales, on a $T_1 = T_2 = T/2$.

En décomposant ce signal grâce à la série de Fourier, en signaux sinusoïdaux, on s'est limité aux harmoniques 1 (fondamentale) aux 15 harmoniques suivants, c'est-à-dire aux harmoniques 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 et 15, car les harmoniques pairs n'existent pas dans ce signal.

On n'a dessiné que les courbes sinusoïdales correspondant aux harmoniques 1, 3 et 5 et on a limité leur dessin à la première demi-période.

On voit que l'amplitude de la

fondamentale est la plus grande. Elle dépasse celle du signal rectangulaire. Ensuite, par ordre décroissant, on relève les signaux harmoniques 3 et 5. Il est facile de reconnaître leur rang. En effet, la fondamentale représentée a bien la même période T que le signal rectangulaire.

L'harmonique 3 est tracé sous forme de 1,5 période de sinusoïde dans T/2, donc, 3 périodes dans T. De même on verra qu'il y a dans T/2, 3, 5 demi-périodes de H5, donc 5 périodes dans T.

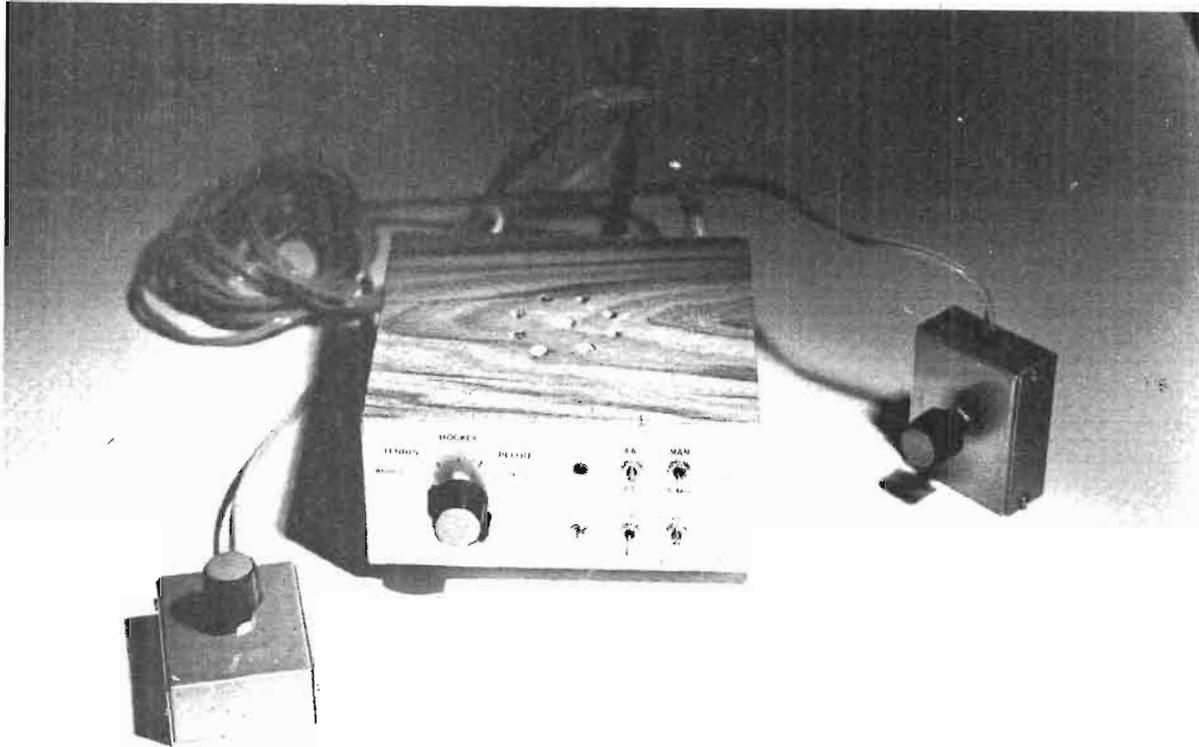
En traçant les harmoniques 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 et 15, on a pu effectuer leur addition. Cela a donné le signal de synthèse ondulé, tracé dans les deux demi-périodes T/2. La courbe de ce signal chevauche sur le tracé du signal rectangulaire.

Lorsque le nombre des harmoniques est très grand, on constatera lors de leur synthèse, que l'on obtiendra des formes qui présenteront des ondulations de plus en plus faibles.

Voici, approximativement, les amplitudes relatives des harmoniques 1, 3 et 5 représentées sur la figure 11, l'amplitude du signal carré étant de 2 (1 sur l'axe positif et 1 sur axe négatif) :

fondamentale (H1) 1,25 + 1,25
harmonique (3), 0,4 + 0,4
harmonique (5), 0,25 + 0,25

REALISEZ DES JEUX



SUR RECEPTEUR T.V.

COMME nous l'avons indiqué le mois dernier, nous allons étudier quelques extensions destinées à améliorer le jeu de base; ces extensions sont indépendantes et chacun pourra ainsi choisir celle (s) qu'il désire. Pour des raisons de simplicité nous les avons cependant toutes regroupées sur un circuit imprimé unique de taille identique à celui supportant le AY 3 - 8500.

Extension 3 ou 4 joueurs

Cette amélioration importante du jeu de base est très peu coûteuse en composants, pourtant on ne la trouve que

très rarement sur les productions commerciales. Son principe est assez astucieux comme nous pouvons le constater à l'examen du schéma de la figure 1 que nous allons étudier. Comme nous l'avons vu le mois dernier; la position des raquettes sur l'écran est déterminée par le temps de charge des condensateurs de $0,1 \mu F$ connectés sur les broches 12 et 13 du AY 3-8500; temps de charge variant en fonction de la résistance des potentiomètres « raquettes ». Dès lors si l'on commute assez rapidement et au bon moment deux jeux de potentiomètres (P_1, P'_1 et P_2, P'_2) le circuit intégré élaborera successivement deux positions de raquettes (pour un côté du terrain) correspondant respectivement à P_1 et P_2 (P'_1 et P'_2 pour l'autre moitié du terrain). Compte tenu du fait que la persistance des impressions rétinienne est

d'approximativement $1/25^\circ$ de seconde; il faut, pour que les raquettes ne « clignent » pas sur l'écran, qu'elles se reproduisent au moins tous les 25° de seconde; d'autre part on dispose, comme nous l'avons vu le mois dernier (fig. 2), d'un top de synchro image tous les 50° de seconde; cette remarque nous amène donc au schéma complet de la figure 2.

Le circuit AY 3-8500 ne fournissant que le signal de synchro complet (lignes + images) nous effectuons un filtrage passe-bas avec l'ensemble RC; après le filtre, seuls les tops images sont d'amplitude suffisante pour faire changer d'état la sortie de la porte NAND (cette porte étant réalisée avec un circuit C/MOS; nous vous rappelons qu'il faut en entrée dépasser la moitié de la tension d'alimentation pour provoquer un changement

d'état en sortie). Cette porte effectue une mise en forme du signal et l'applique à une bascule type D sur laquelle nous aurons $Q = 1$ pendant $1/25^\circ$ de seconde (et donc $\bar{Q} = 0$) puis $Q = 0$ pendant le 25° de seconde suivant et ainsi de suite. Les signaux issus de Q et \bar{Q} commandent un quadruple commutateur C.MOS (4016) qui relie donc l'un ou l'autre des jeux de potentiomètres au AY - 3-8500.

Pendant la durée d'une image (intervalle entre deux tops de synchronisation image) le AY-3-8500 « voit » comme raquettes P_1 et P'_1 et élabore donc la position correspondante sur l'écran; pendant la durée de l'image suivante; la bascule D ayant changé d'état, le AY-3-8500 « voit » P_2 et P'_2 et élabore deux nouvelles positions correspondantes; nous avons donc bien 4 joueurs sur l'écran « simultanément »

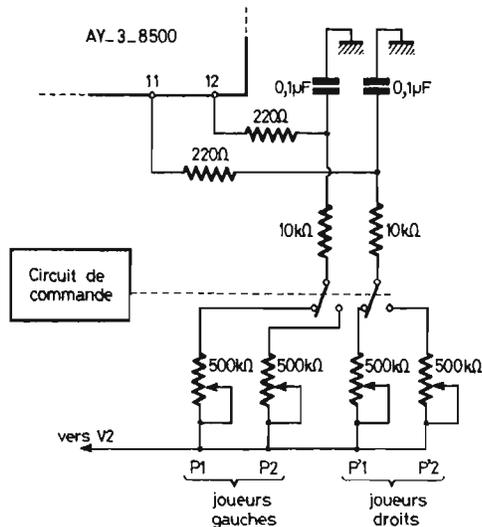


Fig. 1. - Principe de l'extension 4 joueurs.

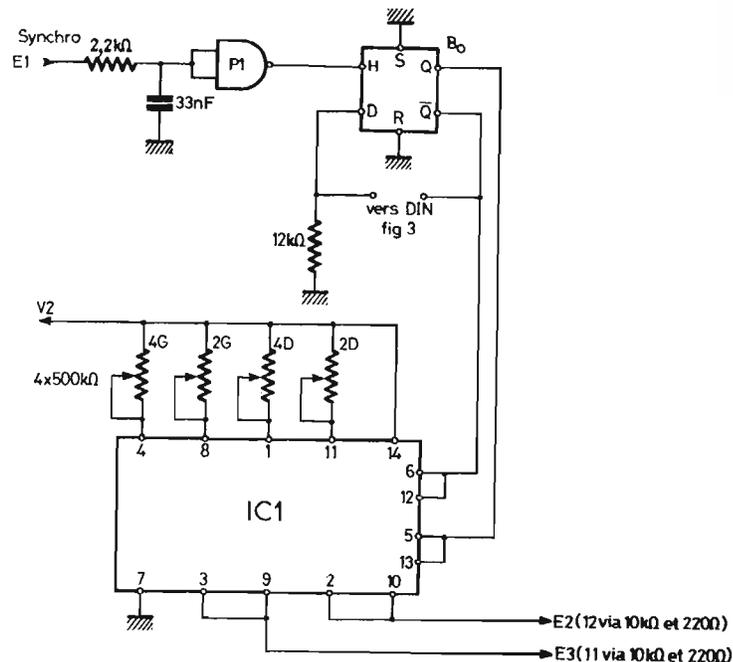


Fig. 2. - Schéma complet de l'extension 4 joueurs.

(compte tenu de la persistance des impressions rétinienne).

Pour passer en version deux joueurs, il suffit d'empêcher la bascule D de changer d'état ce qui se fait en imposant un niveau logique constant à l'entrée D (0 dans notre cas). Cette commutation n'a pas à être sortie sur la face avant du jeu ; en effet, pour brancher les deux raquettes supplémentaires nous utilisons une prise DIN cinq broches qui, câblée comme le montre la figure 3, effectue automatiquement la commutation selon que les raquettes supplémentaires sont branchées ou non.

La réalisation pratique est étudiée en fin d'article puisque tous les circuits sont regroupés sur un même CI.

Variation aléatoire des angles de rebondissement et de la vitesse de la balle

Nous avons vu le mois dernier que le branchement ou non de la borne 5 du AY-3-8500 à la masse provoquait l'existence de 4 angles ou de 2

angles de rebondissement, tandis que les mêmes manœuvres sur la borne 7 provoquent la sélection de la petite vitesse ou de la grande. Si l'on relie ces bornes respectivement à la sortie de deux bascules D il sera possible de commander « électriquement » les sélections ; dès lors examinons le schéma de la figure 4 :

- la broche 24 du AY-3 produit le score sur l'écran ; ceci est matérialisé par un signal carré ; le nombre de créneaux étant variable en fonction de la valeur du score ;
- la broche 3 du AY-3 produit le son ; ceci est matérialisé par des créneaux de fréquence et en nombre variable selon que le rebondissement a lieu sur les raquettes ou sur les bords de l'écran ; et également selon l'incréméntation du score ;
- enfin la broche 6 du AY-3 produit la balle ; c'est un nombre de créneaux constant (taille de la balle) mais dont la relation dans le temps avec les autres signaux étudiés est variable.

Ces remarques étant faites nous constatons à l'examen de la figure 4 que :

- Q de B₁ changera d'état à chaque front montant des créneaux « balle » sauf si les signaux « score » provoquent

une remise à 0 de B₁ par l'entrée RAZ ;

- Q de B₂ prendra la valeur de Q de B₁ à chaque front descendant des créneaux « balle » ; Q de B₂ dépendra donc de « balle », de « score » et de B₁ ;

- \bar{Q} de B₃ changera d'état à chaque front montant de Q de B₂ ; et la sortie \bar{Q} de B₃ commande la sélection de l'angle de rebondissement par l'intermédiaire de la broche 5 du AY-3-8500 ;

- Q de B₃ est relié à l'entrée horloge de B₄ ; Q de B₄ changera donc d'état à chaque front montant de Q de B₃ ;
- Enfin Q de B₅ prendra l'état de Q de B₄ à chaque front montant de la sortie « son » ; Q étant reliée à la broche de sélection de vitesse (7).

Cette analyse rapide nous montre donc que la prévision de l'état des broches 5 (angles) et 7 (vitesse) peut être effectuée grâce à une équation logique ; nous n'avons donc pas à faire à une sélection vraiment aléatoire au sens propre du mot ; cependant la complexité de la résolution de l'équation en fonction des conditions du jeu, rend impossible la prédiction de ce qui va se passer pendant une partie ; nous pou-

vons donc dire que la sélection est « aléatoire à notre échelle » et elle contribue grandement à ajouter de l'intérêt au jeu.

D'un point de vue pratique ; le commutateur 2 circuits, 2 positions inutilisé le mois dernier, permet la sélection entre :

- circuit automatique et variations d'angles et de vitesse ; dans ce cas les commutateurs angles et vitesses manuels sont inactifs ;
- sélection manuelle ; le circuit automatique est inactif et les interrupteurs de sélection manuelle remplissent leurs fonctions.

Tous les circuits logiques sont en technologie C/MOS, non pas tellement pour réduire la consommation ; mais surtout pour être directement compatibles au point de vue niveaux logiques avec le AY-3-8500 (ce qui ne serait pas le cas du TTL ! avis aux amateurs !!).

Différentiation des joueurs

Cette adjonction, si elle a un rôle purement esthétique dans les jeux de tennis et hockey, devient très utile pour le jeu de

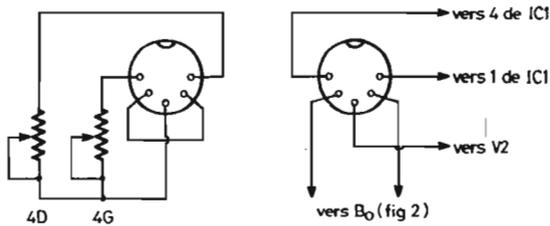


Fig. 3. -- Câblage de la prise DIN des deux raquettes supplémentaires.

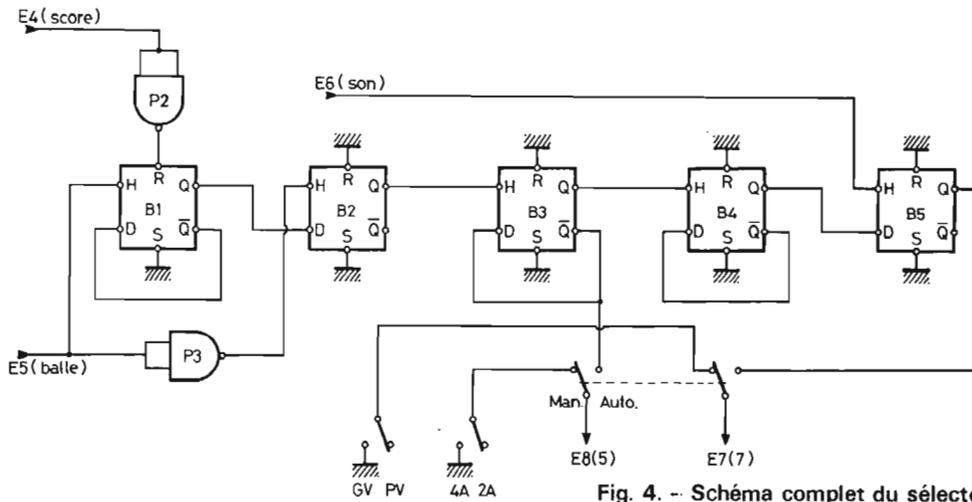


Fig. 4. -- Schéma complet du sélecteur aléatoire d'angles et de vitesses.

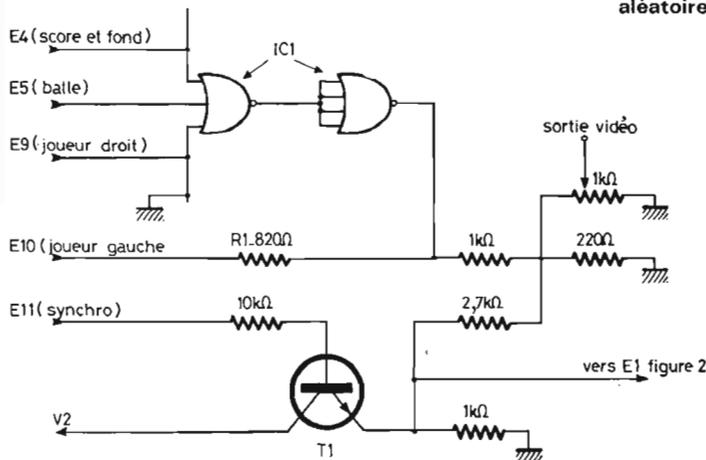


Fig. 5. -- Schéma du circuit de différenciation et de l'ampli de synchro.

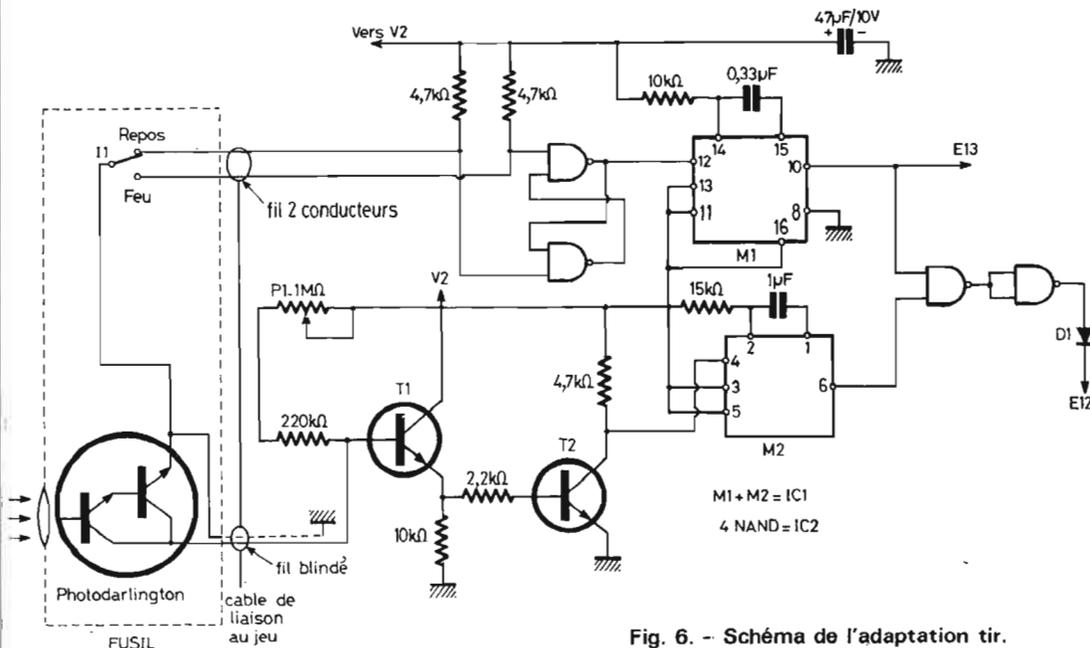


Fig. 6. -- Schéma de l'adaptation tir.

pelote basque ; en effet la présence des deux raquettes de même couleur rend ce jeu assez désagréable à jouer car on ne sait jamais qui est qui ; inconvéniént supprimé avec cette adjonction ; en effet l'écran se présente dans les conditions suivantes :

- terrain gris foncé ;
- limites du terrain, score et joueur gauche blancs ;
- joueur droit, gris clair (teinte exacte ajustable).

Le principe de ce circuit repose essentiellement sur les rapports d'amplitudes relatifs des différents signaux (voir figure 3) ; rapports qu'il est aisé d'ajuster car le AY-3-8500 ne fournit pas un signal vidéo complet mais des sorties indépendantes pour les joueurs droits et gauches ; le fond ; la balle et la synchro.

La figure 5 nous montre la simplicité de ce circuit : le signal de synchro issu de la broche 16 est appliqué à un collecteur commun (amplificateur de courant) de façon à ne pas surcharger le AY-3-8500 ; en effet ce signal est utilisé dans l'option 4 joueurs ; les signaux vidéo « score et limites (24) », « balle (6) » et « raquette droite (9) » sont additionnés dans une porte NOR à 4 entrées dont la sortie est inversée (nous avons donc réalisé une porte OV à 4 entrées) ; ce circuit existe en technologie C/MOS mais est beaucoup plus difficile à trouver que le circuit NOR à 4 entrées ; ces 3 signaux sont donc pris en compte avec la même amplitude et donneront lieu à la même teinte sur l'écran. La sortie de cette porte est additionnée avec la sortie « raquette gauche (10) », la valeur de la résistance R_1 fixant la teinte plus ou moins grise de cette dernière ; enfin le signal vidéo résultant est ajouté au signal de synchro de façon à ce que ce dernier représente les 25 % de l'amplitude totale (standard TV voir figure 3). Le résultat final est appliqué à un potentiomètre destiné à ajuster l'amplitude fournie au modulateur UHF.

Remarque : Bien que les signaux « balle (6) » et « score (24) » soient utilisés ailleurs (circuit « aléatoire ») il n'est pas

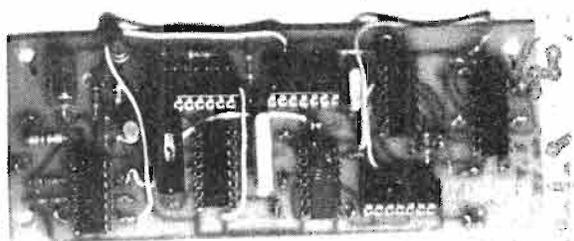


Photo A. - Vue du circuit des extensions complet, on remarque les nombreuses liaisons en fil isolé.

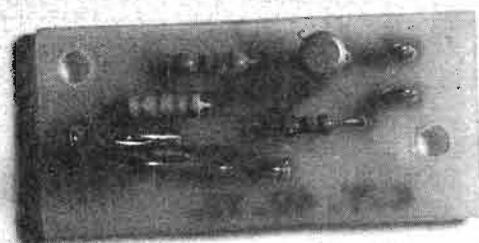


Photo B. - Amplificateur de synchro dans le cas d'un jeu non équipé de tir ; la partie du CI supportant le relais est supprimée.

nécessaire de les amplifier comme la synchro car ils attaquent directement des entrées de circuits C/MOS qui, comme chacun sait, ne consomment aucun courant.

Circuit de tri

Il s'agit là, non pas d'une amélioration d'un jeu existant, mais bel et bien d'un nouveau jeu ; il se présente sous la forme d'un gros carré blanc (le gibier) qui se déplace de façon pseudo aléatoire sur l'écran ; à l'aide d'un fusil (jouet pour enfant un peu modifié) l'utilisateur « tire » sur cette cible ; au bout de 15 tirs le jeu se termine et le nombre de coups au but est affiché sur l'écran.

Bien évidemment ; le fusil ne tire pas sur l'écran puisqu'un

tube cathodique est un organe de sortie et non un organe d'entrée ; c'est donc la cible qui tire sur le fusil de la façon que nous allons étudier ci-après. Reportons nous à la figure 6 qui représente les circuits de tir complets :

- à l'intérieur du fusil se trouve en photodarlington (darlington sensible à la lumière) qui réagit lorsque le canon du fusil se trouve exactement sur la cible ;
- La gachette actionne l'interrupteur I_1 ; interrupteur suivi d'un bistable RS qui a pour effet d'éliminer les rebondissements mécaniques de l'interrupteur ;

- lorsque l'on appuie sur la gachette ; le monostable M_1 produit sur sa sortie un créneau de largeur déterminée par la résistance de $10\text{ k}\Omega$ et le condensateur de $0,33\text{ }\mu\text{F}$; ce créneau est appliqué à la bro-

che 26 du AY-3-8500 pour informer ce dernier que l'on vient de tirer (calcul du score) ; d'autre part ce créneau est appliqué à une porte NAND. Chaque fois que la cible passe en face du canon (et donc du photodarlington) ; la base de T_1 se trouve reliée à la masse ; T_1 se bloque ce qui bloque T_2 et fait remonter à V_{cc} le potentiel collecteur de ce dernier ce qui a pour effet de déclencher le monostable M_2 dont la sortie attaque également la porte NAND ; si le passage de la cible en face du canon a lieu au moment où l'on appuie sur la gachette ; les deux entrées de la porte NAND passent à 1 simultanément ce qui produit un niveau 0 en sortie ; niveau à nouveau inversé pour être appliqué à la broche 27 du AY-3-8500. Donc, si l'on a « visé » juste ; il apparaît pendant un

court instant un niveau logique 1 sur 27 du AY-3 ce qui l'informe que l'on a fait « mouche » (calcul du score).

Le seul point délicat est le réglage de P_1 afin que le photodarlington fonctionne dans les meilleures conditions possibles ; il est d'ailleurs conseillé pour éviter les faux scores de jouer à ce jeu dans une pièce obscure afin que seule la lumière issue de la cible puisse impressionner le photodarlington ; de plus, il faut équiper le fusil d'une lentille convergente, au foyer de laquelle sera placé le phototransistor pour accroître la sensibilité de l'ensemble et surtout pour rendre le tir plus directif.

Nous ne décrivons pas l'installation du phototransistor et de sa lentille dans un modèle de fusil jouet pour la bonne raison que cette description ne

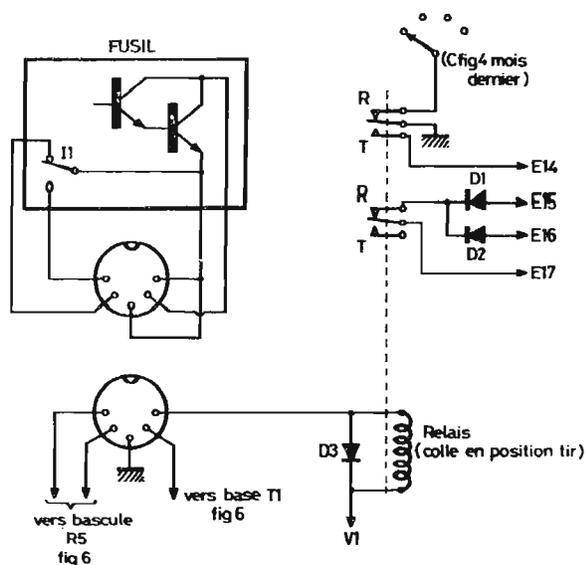


Fig. 7. - Schéma du commutateur automatique de tir.

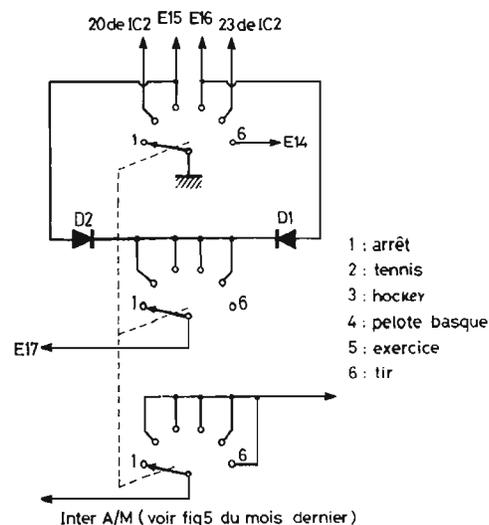


Fig. 8. - Nouveau câblage du sélecteur de jeux dans le cas d'une commutation manuelle pour le tir.

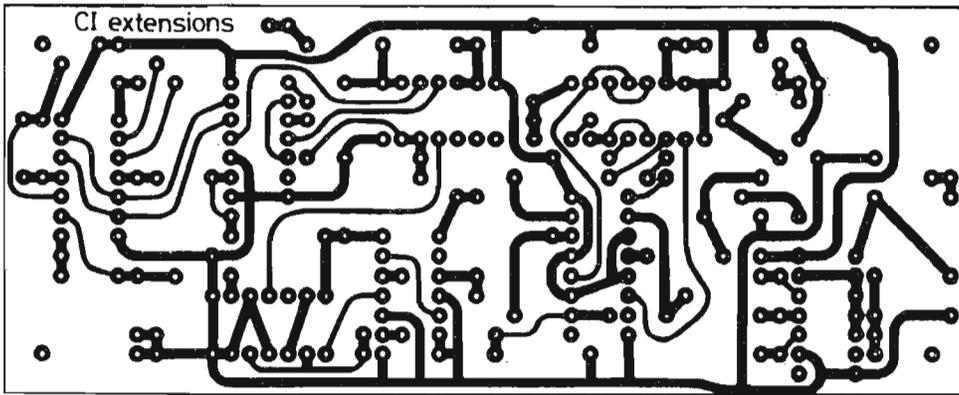


Fig. 9. - Circuit imprimé des extensions (échelle 1).

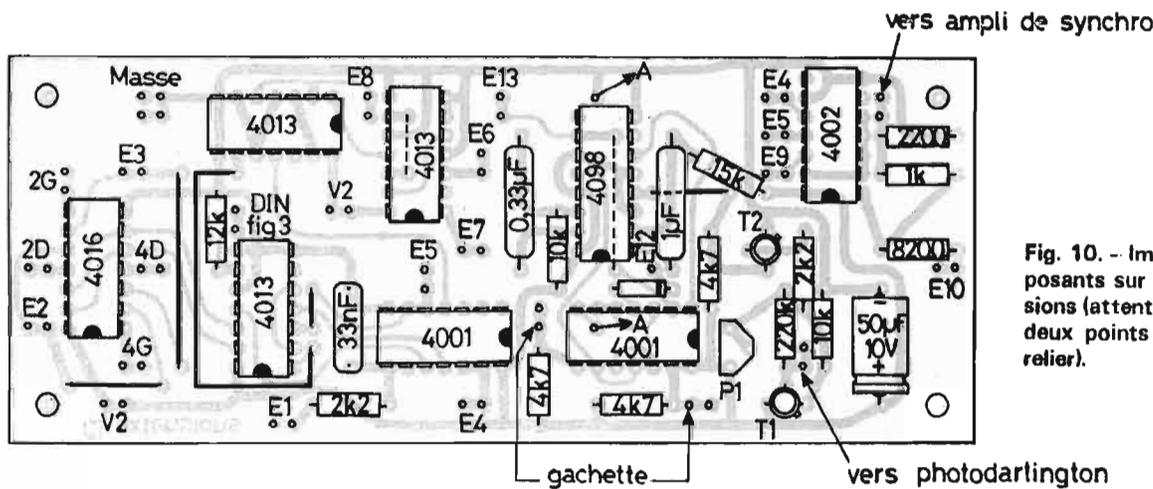


Fig. 10. - Implantation des composants sur le circuit des extensions (attention aux strapps; les deux points marqués A sont à relier).

serait valable que pour un type bien déterminé de fusil; votre ingéniosité et un peu de colle viendront facilement à bout d'une telle installation. Précisons seulement que le fusil est relié au jeu par 2 fils isolés (mais non blindés) pour la gachette, et par un fil blindé pour la masse (reliée au blindage) et pour le photodarlington; fil qui se branche sur le jeu par une prise DIN 5 broches, montée de façon à assurer la commutation en position « tir » automatiquement comme le montre le schéma de la figure 7.

Un relais à 2 repos travail ayant une résistance de bobine de l'ordre de 300 Ω, collant sous 9-10 V environ a une extrémité reliée à V₁ (et non à V₂ pour ne pas faire débiter exagérément le régulateur 6,5 V) et l'autre mise à la masse (donc provoquant son

collage) lors de l'introduction de la prise DIN au fusil. Comme le montre le schéma la commutation sur « tir » (mise à la masse de la broche 18 du AY-3-8500) se fait quelle que soit la position du commutateur de sélection C.

D'autre part, et pour répondre à d'éventuelles questions par anticipation, nous précisons que :

- la déconnexion des diodes D₁ et D₂ de E₁₇ est une nécessité prévue par le fabricant du CI pour le fonctionnement du tir;

- il existe en fait deux jeux de tir sélectionnés par mise à la masse de 18 ou 19 du AY-3-8500; dans l'un d'eux la cible se déplace de façon uniforme de gauche à droite de l'écran; dans l'autre la cible se déplace aléatoirement sur l'écran; pour simplifier les problèmes de

commutations nous n'avons prévu que ce dernier.

Enfin, pour les lecteurs désireux d'économiser un relais; nous indiquons figure 8 comment câbler le commutateur de sélection de jeux pour réaliser une commutation manuelle; il faut cependant, dans ce cas, choisir un commutateur de très petite taille afin qu'il ne vienne pas buter dans les circuits imprimés placés derrière lui.

Retour sur le modulateur UHF

Pour pouvoir apprécier parfaitement la différenciation des joueurs il faut un réglage du modulateur très bien fait; d'autre part le modulateur UHF va se retrouver identique à lui-même dans tous les jeux

de la série que nous allons décrire; pour cette raison nous avons décidé de sortir ce dernier du boîtier du jeu pour le placer dans une petite boîte individuelle; ce sera donc un seul et même modulateur réglé une fois pour toutes qui servira pour tous nos jeux; la liaison modulateur TV est réalisée en câble coaxial TV tandis que la liaison modulateur-jeu a lieu par un fil blindé BF à deux conducteurs:

- le blindage du fil effectue la liaison des masses;
- un des fils alimente le modulateur à partir du jeu;
- l'autre fil véhicule le signal vidéofréquence.

Cette solution rationnelle peut être appliquée sans achat de nouveaux composants si vous avez effectué la réalisation décrite le mois dernier comme nous allons le voir par la suite.

Réalisation pratique des extensions

Tous les circuits étudiés précédemment (à l'exclusion de l'ampli de synchro) sont regroupés sur un seul circuit imprimé de la taille de celui de la figure 7 du mois dernier. Le dessin de ce circuit est visible figure 9 à l'échelle 1; nous

l'avons réalisé en verre époxy bien que de la bakélite puisse faire l'affaire. L'implantation des composants est visible figure 10 et l'on procédera dans l'ordre habituel pour mettre ceux-ci en place; attention aux straps qui se trouvent sous les circuits intégrés; l'oubli de l'un d'entre eux est très ennuyeux si vous n'utilisez pas de supports.

Après avoir câblé les com-

posants sur ce CI; il vous faut réaliser celui qui supporte l'ampli de synchro et le relais de commutation du tir dont le dessin et l'implantation sont visibles figures 11 et 12.

Le modulateur UHF est enlevé de son emplacement et est monté dans une boîte en alu de 10/10° dont nous indiquons le plan figure 13; d'autre part le transfo UHF est démonté et est remplacé par

un atténuateur en T dont le schéma est donné figure 14; selon la sensibilité du récepteur TV on montera les résistances dont la valeur est indiquée par le tableau afin d'obtenir une image exempte de fourmillement mais également afin de ne pas saturer l'étage d'entrée du téléviseur (à titre indicatif nous avons monté l'atténuateur 20 dB pour vérifier ces conditions sur un télé-

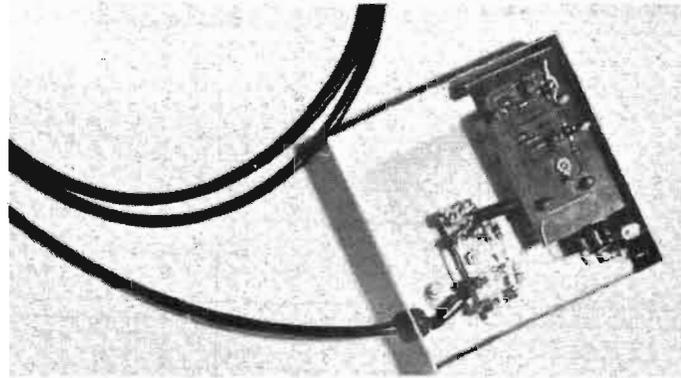


Photo C. - Le modulateur UHF dans son boîtier; l'atténuateur en T est câblé sur la plaquette à 4 cosses visibles au centre de la photo.

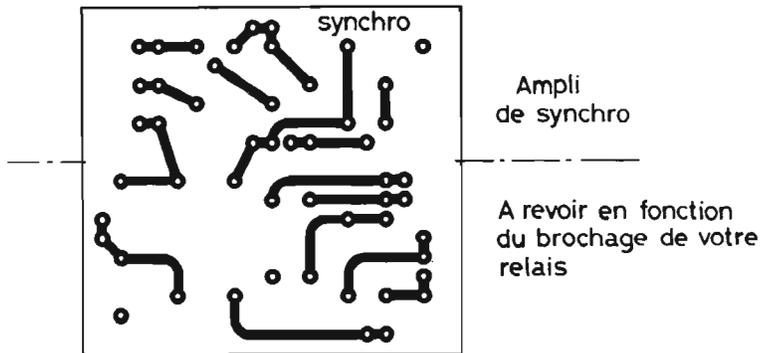


Fig. 11. - Circuit imprimé de l'ampli de synchro et du relais de tir.

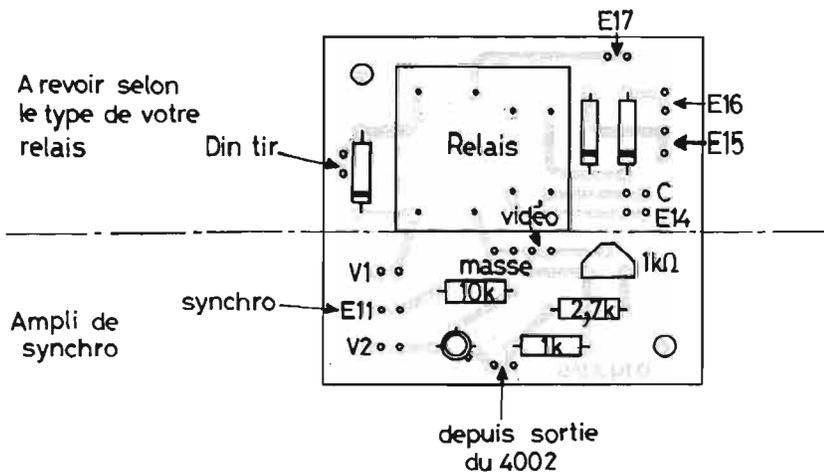


Fig. 12. 12. - Implantation des composants sur le circuit ampli de synchro et relais de tir.

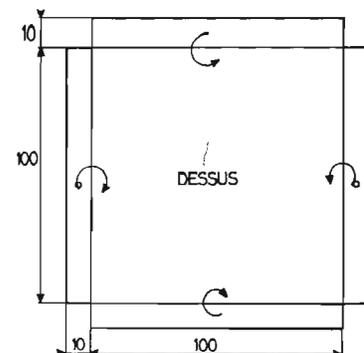
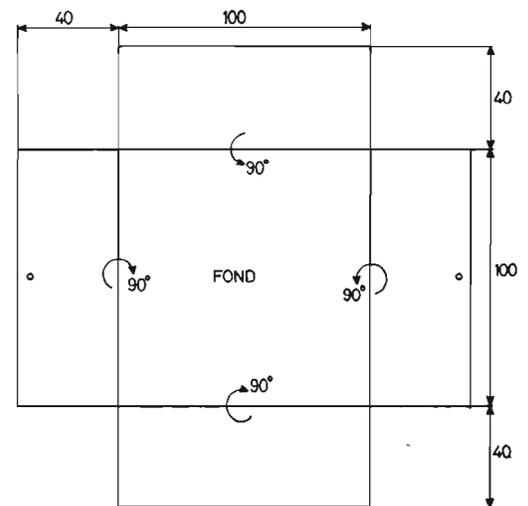
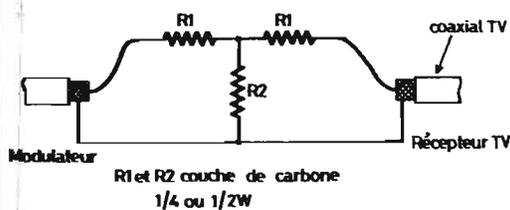


Fig. 13. - Plan du boîtier du modulateur (cote en mm).



Atténuation	R1	R2
0 dB	0Ω	infinie
5 dB	15Ω	82Ω
10 dB	27Ω	33Ω
15 dB	33Ω	18Ω
20 dB	47Ω	10Ω

Fig. 14. - Schéma de l'atténuateur en T.

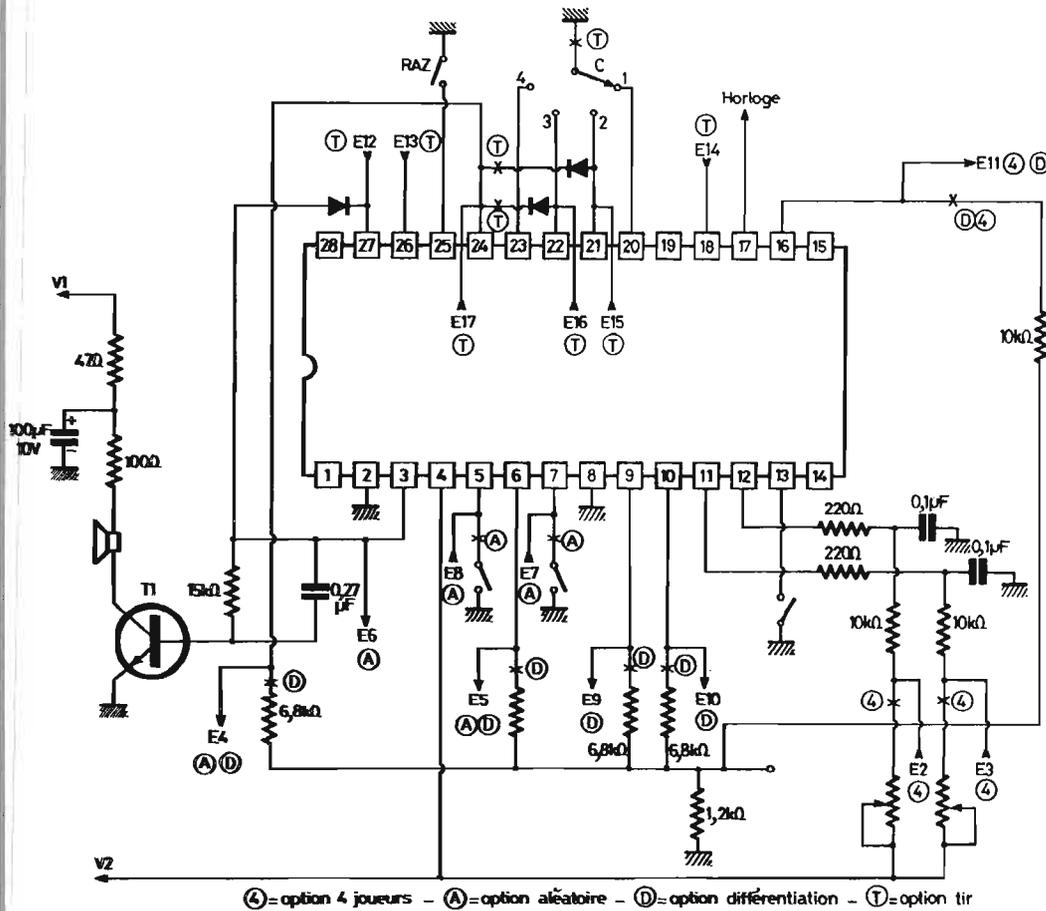


Fig. 15. - Connexions supplémentaires et modifications à apporter au schéma de base pour réaliser les extensions (une X représente la coupure d'une liaison).

Repère	Type et équivalents	Remarques
IC ₁ fig. 2	CD 4016 AE, MC 1406 P, SFF 24016, F 4016..	4016 C/MOS
P ₁ fig.2	1/4 de CD 4011 AE, MC 14011 P, MBF 4011...	4011 C/MOS
B ₀ fig. 2 à B ₅ fig.4	1/2 de CD 4013 AE, MC 14013 P, SFF 24013 AEV...	4013 C/MOS
P ₂ et P ₃ fig.4	voir P ₁ ci-dessus	
IC ₁ fig.5	CD 4002, HBF 4002, F 4002, SFF 24002...	4002 C/MOS
IC ₂ fig.5	voir P ₁ ci-dessus	
Transistors	2N2222 A, 2N2219 A, BC 107, 108, 109...	NPN usage général
Diodes	1N914, 1N4148, 1N4448...	Diode Si usage général
Photodarlington	Tout type de photodarlington convient ; par exemple 2N5777, 5778, 5779, 5780, FPT 100, etc.	
Résistances	1/2 W ou 1/4 W 5 % couche de carbone	
Condensateurs	Polyester, céramique, chimique selon valeur et symbole (chimiques = représentation polarisée)	
Divers	Fils, prises DIN, supports de CI selon versions	
Relais	Voir texte	

Tableau 1 : Liste des composants utilisés.

viser à transistors noir et blanc récent ; tandis que pour un vieux récepteur équipé d'un tuner UHF à lampes il a fallu enlever complètement l'atténuateur).

La boîte du modulateur est équipée d'un passe-fil pour le coaxial de liaison avec le téléviseur et d'une prise DIN 3 broches (femelle) pour le raccordement au jeu.

La face arrière interne du jeu est équipée d'une plaquette à cosses d'où part le fil blindé de liaison au modulateur ; fil équipé bien entendu d'une fiche mâle 3 broches. Un condensateur de 0,1 µF est branché entre alimentation (V₂) et masse sur la plaquette à cosses, ainsi que sur la fiche DIN femelle du modulateur (découplage HF de l'alimentation).

Pour des raisons de facilité de réglage ; le condensateur C (figure 12 du mois précédent) peut être remplacé par un ajustable piston de 5 pF récupéré sur un vieux tuner UHF à la casse (réglage à l'aide d'un tournevis).

Enfin la figure 15 récapitule les modifications à effectuer sur le circuit décrit le mois dernier afin de pouvoir y brancher les extensions ; bien entendu si une seule des extensions est choisie il ne faut modifier que le câblage s'y rapportant. Les repères E suivis d'un chiffre sont les mêmes sur cette figure et sur les schémas des extensions afin de faciliter le câblage.

Le circuit des extensions est monté en-dessous du circuit supportant le AY-3 tandis que l'ampli de synchro trouve largement sa place à l'emplacement occupé précédemment par le modulateur UHF.

On peut alors effectuer le câblage conformément aux figures 2,4,5,6 et 15 en tenant cependant compte des remarques ci-dessous :

- si vous ne réalisez pas toutes les extensions il faut faire attention au fait que B₁ est commune avec B₀ (même boîtier) et que les portes P₁, P₂ et P₃ sont dans le même boîtier et qu'il ne faut jamais laisser en l'air l'entrée d'un circuit MOS ; donc si, par exemple, vous réalisez l'extension 4 joueurs sans

faire l'extension aléatoire ; il vous faudra relier à la masse les entrées de P₂ et de P₃ ainsi que l'entrée horloge de B₁. Si vous faites le contraire, il vous faudra relier à la masse la 2,2 kΩ se trouvant à l'entrée de P₁.

— souvenez vous également qu'il ne faut jamais mettre un circuit C/MOS dans son support quand l'alimentation y est appliquée ;

— attention aussi, au dessin du circuit imprimé et particulièrement aux liaisons alimentation et masse des circuits C/MOS ; en effet il ne faut pas appliquer des signaux à l'entrée de ces circuits s'ils ne sont pas alimentés.

Les raquettes supplémentaires ont été réalisées dans les mêmes boîtiers que ceux décrits le mois dernier, nous n'y reviendrons donc pas.

Mise en service des extensions

Il faut avant toute autre chose refaire le réglage du modulateur comme il a été exposé ; pour cela on se placera dans l'option 2 joueurs et

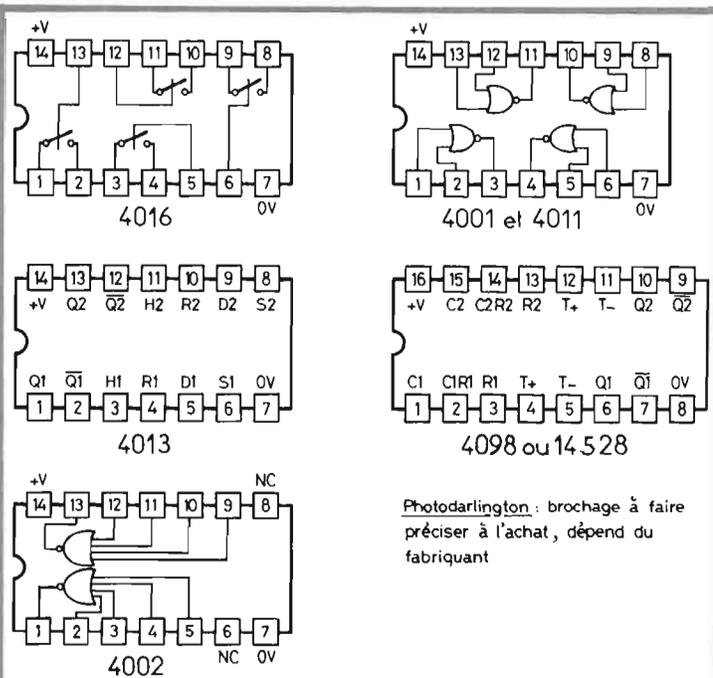


Fig. 16. - Brochage des circuits C/MOS utilisés ; circuits vus de dessus.

sur la position sélection manuelle des angles et vitesses ; le jeu fonctionnera ainsi comme par le passé (sauf erreur de câblage) ; il faudra mettre le potentiomètre de dosage de la vidéo (fig. 5) à mi-course et ajuster C pour avoir la meilleure image possible ; éventuellement changer les

valeurs des résistances de l'atténuateur en T et retoucher en plus ou en moins la position du potentiomètre ; on doit obtenir une image exempte de fourmillement et d'échos en quelques minutes de réglages soigneux. Si l'option différenciation des joueurs a été réalisée ; le joueur gauche doit

apparaître en gris, si le gris est trop foncé et ne se différencie pas du fond ; diminuer un peu la résistance R₁ (fig. 5).

Une fois ce réglage effectué, mettre en service les options (les unes après les autres) qui doivent immédiatement fonctionner si les composants sont bons et correctement câblés.

Pour l'option tir il faut régler P₁ (fig. 6) de la façon suivante : placez vous à environ 2 mètres du récepteur TV et visez le score ; ajustez alors P₁ afin d'avoir le maximum de tension possible sur le collecteur de T₂ ; mais ne dépassez pas la position qui ne fait plus augmenter cette tension ; obstruer alors le canon du fusil et vérifier que vous avez à peu près 0V sur le collecteur de T₂. En fait pour un fonctionnement satisfaisant il faut que la tension collecteur de T₂ soit en dessous de V₂/2 quand le fusil ne vise pas la cible (ou le score) et passe au-dessus de V₂/2 quand le fusil est sur la cible (ou sur le score) ; cette double condition est aisée à obtenir en ajustant P₁ ; sinon revoyez votre photo-darlington ou sa position par rapport à la lentille.

Conclusion

Avec ces quelques extensions nous tirons le maximum de possibilités du circuit AY-3-8500 et il n'est pas possible de faire autre chose avec ce circuit (ce qui n'est déjà pas mal eu égard au faible nombre de composants nécessaires). Comme nous l'avons annoncé dans l'introduction générale nous étudierons le mois prochain un jeu réalisé avec un autre circuit qui autorisera un déplacement des joueurs sur tout l'écran : l'AY-3-8550 qui commence à être aisément disponible en France.

En attendant nous vous souhaitons de joyeux moments de distraction assortis de la satisfaction d'avoir réalisé vous-même votre propre jeu.

C. TAVERNIER
(à suivre)

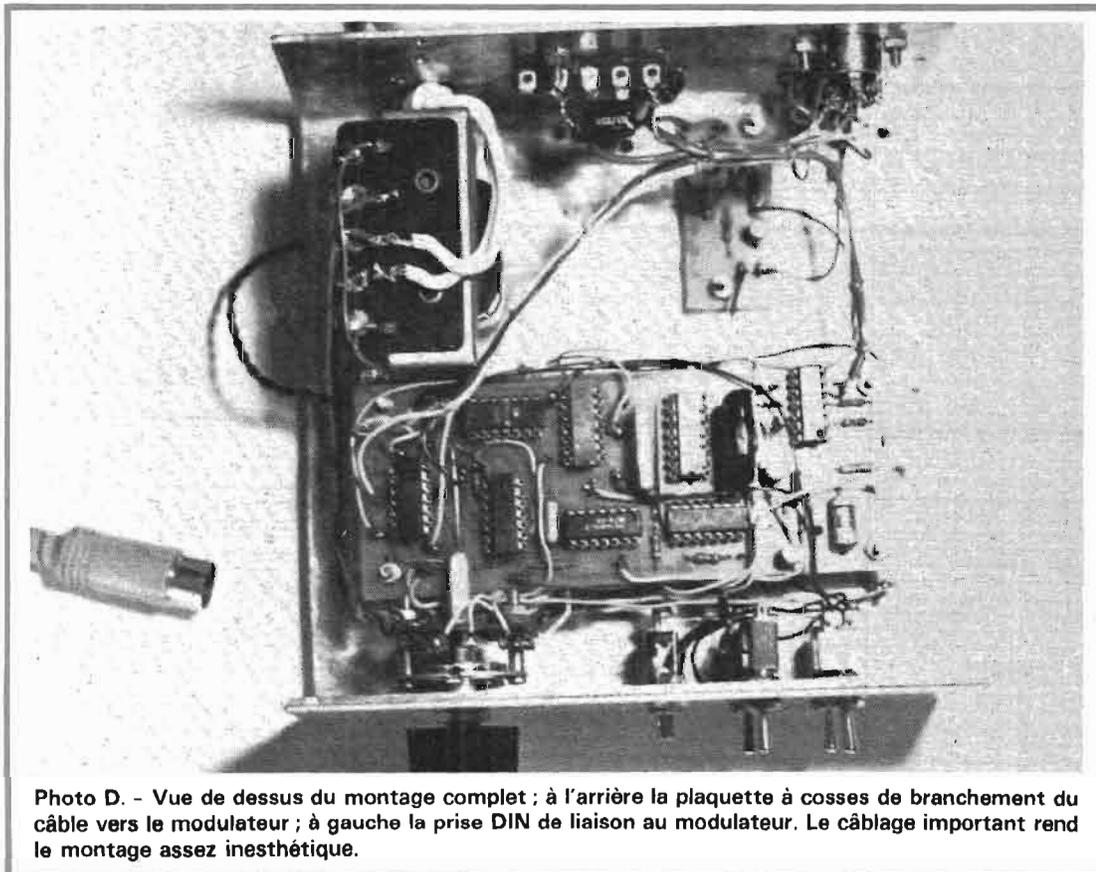


Photo D. - Vue de dessus du montage complet ; à l'arrière la plaquette à cosses de branchement du câble vers le modulateur ; à gauche la prise DIN de liaison au modulateur. Le câblage important rend le montage assez inesthétique.

Régulateur de température pour résistance chauffante

A PRES le temps des cerises ou celui de la plage, voici, enfin, venu le temps des rhumatismes. Certains préféreraient s'en passer mais, au-delà de la trentaine, personne n'est épargné, et les médecins n'y peuvent généralement rien. Chacun s'invente des remèdes. Telle cette dame, qui s'occupe de la maison de l'auteur, qui préfère payer 40 F un bracelet de cuivre en pharmacie, ou tel autre, chercheur physicien renommé, qui s'enveloppe de bouillottes chaudes, ou tel autre encore préférant se faire piquer par

deux ou trois guêpes prisonnières dans un verre, etc, etc.

L'idéal contre les rhumatismes est, certes, le soleil et la plage ou, tout au moins, un été chaud et sec. Ce n'a pas été le cas cette année et les rhumatologues vont prospérer.

Les couvertures chauffantes ne sont peut-être pas le remède miracle, mais elles apaisent quelque peu les douleurs. D'ordinaire, la régulation en température se fait par un bi-lame, de sorte que tout le monde, dans la maison, en profite : les parasites, vers la radio ou le téléviseur, remplacent

bien souvent le tic-tac d'une pendule...

La source de ces parasites réside dans l'asynchronisme, entre les moments de commutations du bi-lame et l'amplitude de la tension réseau. Comme le montre la figure 1, où l'on voit le principe de régulation à triac, le bi-lame peut s'enclencher en plein maximum de la sinusoïde du réseau. Il en résulte un front montant très raide, d'environ 100 ou 200 V, qui, multiplié par le courant instantané dans la couverture, donne une puissance commutée très rayonnante :

à ce front raide de commutation, correspondent des harmoniques à des fréquences très élevées, celles des ondes radio. Même si, de temps à autre, le dispositif s'enclenche au passage par zéro du réseau, les rebondissements de tout contact mécanique produiront une même commutation raide sur les quelques sinusoïdes suivantes. Avec ces considérations, on a inventé des régulateurs thermiques à triac. Afin de faire varier la puissance dissipée dans la couverture, en fonction des besoins, il suffirait de choisir, soit une régulation

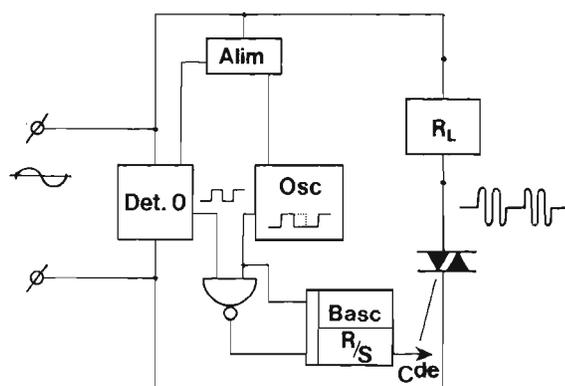


Fig. - Les deux principes de régulation à triac. En phase (en haut) et en ondes entières.

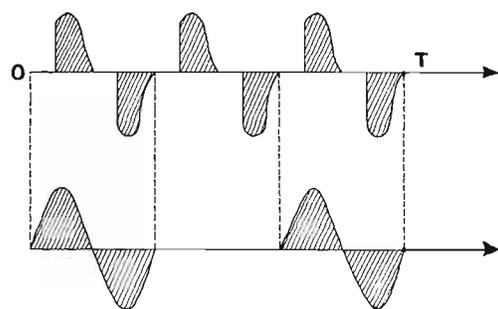


Fig. 2. - Schéma bloc de fonctionnement du réglage par modulation du facteur de forme d'un oscillateur et commutation au passage par zéro de la tension réseau.

en phase comme l'indique la courbe du haut de la figure 1, soit une régulation par ondes entières, comme sur la courbe du bas.

Si les aires hachurées sont égales pour un temps d'intégration « T », la chaleur produite, dans les deux cas, sera la même. En revanche, si la commutation à phase variable ne souffre plus des rebondissements et de l'usure mécanique, une commutation en ondes entières a l'avantage d'éliminer complètement les parasites engendrés par la première méthode.

L'utilisation d'un triac et de ses circuits de commande, à la place d'un simple bi-lame, demande déjà un sacrifice financier que seuls les vétérans des rhumatismes consentiront. La régulation en ondes entières est quelquefois, à son tour, plus onéreuse que celle en phase. L'intérêt de ce dispositif est qu'il intègre, de façon la plus économique, le nécessaire à la régulation par commutation au passage par zéro de la tension-réseau. Au lieu d'une « usine », nous nous en tirons avec uniquement deux boîtiers de portes Nand, très couramment utilisées. Notre bravade n'aurait pas connu de limite, s'il existait un assemblage de cinq nands dans un seul boîtier car le montage n'en utilise que cinq, au total. Comme elles sont assemblées par groupe de quatre, trois portes resteront inutilisées.

Principe

La figure 2 montre que, pour réaliser une telle régulation, nous sommes partis d'un détecteur de passage par zéro du réseau (à porte Nand !), qui valide le passage de la commande venant d'un oscillateur à facteur de forme modifiable à volonté, lequel module la puissance en charge. Une bascule R/S commande l'ouverture d'un triac, au moment décidé par le détecteur de zéro, et sa fermeture, au moment décidé par l'oscillateur. L'ouverture s'effectue toujours en sinusoïde montante car le détecteur de zéro transforme la sinusoïde du réseau en une onde carrée ayant les mêmes passages par zéro et la même polarité que le réseau 220 V.

L'oscillateur de modulation a une période relativement longue, elle est de l'ordre de la seconde. Il peut valider, en conséquence, le passage d'une cinquantaine de périodes de 50 Hz. Le démarrage est retardé d'au maximum 10 ms. Ce retard est pris en compte entre le moment du front montant de l'oscillateur, qui commanderait l'ouverture de la « vanne thermique », et celui où le détecteur de zéro valide la commande. Au balbutiement du démarrage, on perd donc, tout au plus, une onde entière parmi les 50. Le facteur de forme de l'oscillateur fait le

reste. Il peut, par exemple, laisser passer 25 % des ondes à chaque période, ou 99 %, en fonction du rapport entre les temps d'ouverture et de fermeture, correspondant respectivement aux paliers haut et bas.

Une « alimentation stabilisée » couronne le tout, car le facteur de forme est influencé par la tension.

Description et fonctionnement

Le schéma de fonctionnement est celui de la figure 3. On distingue un redressement mono-alternance, par D₁ et D₂, en série, qui alimentent, à travers une résistance de dissipation R₁, la diode zéner DZ. Le condensateur Cf sert au filtrage de la tension car l'alimentation de la diode zéner se fait en onde pulsée, aucun condensateur haute-tension n'ayant été prévu. La tension réseau est prélevée par le diviseur R₅-R₆ qui attaque la porte Nand-N₃. Cette porte reçoit, par ailleurs, la sortie signal carré de l'oscillateur constitué par N₁ et N₂, unique en son genre : cet oscillateur, en logique CMOS - comme l'ensemble des portes, voit son facteur de forme se modifier de 0 à 100 %, par l'action du potentiomètre P₁. Au minimum, ce potentiomètre

bloque l'oscillateur en une position qui n'ouvrira jamais le triac. Au maximum, l'oscillateur restera figé sur l'ouverture permanente du triac. Il y a une infinité de positions intermédiaires qui se trouveront échantillonnées en un nombre quelconque d'ondes 50 Hz, passantes et bloquées. La résistance R₂ est critique. Une trop faible valeur empêche le fonctionnement correct de l'oscillateur, tandis qu'une valeur trop importante produit un trop faible taux de modification du facteur de forme par P₁.

L'onde carrée de synchronisme avec le réseau est obtenue à l'entrée de la porte N₃, correspondant au diviseur R₅-R₆, grâce au circuit de protection d'entrée propre à la logique CMOS. En effet, le diviseur R₅-R₆ est, en lui-même, très dangereux. Comme l'indique la liste des composants, R₅ = 470 kΩ et R₆ = 620 kΩ. Le rapport de division est, d'environ, 1/2. Cela signifie qu'en absence de circuit de protection, la tension crête du réseau aurait pu monter à 307 x [470 / (470 + 620)] volts. Elle s'arrête pourtant à la tension DZ, grâce à une diode de protection allant de l'entrée de la porte Nand, au « + » de l'alimentation. Cette limitation se fait à travers une résistance de protection qui limite le courant par la diode.

Nous n'avons pas donné de

Liste des composants

- D₁, D₂ : 1 N 4007
- D₂ : 12 V Zener, 1/2 W
- 2 boîtiers CD 4011 (quadruples portes NAND)
- P₁ : 1 MΩ
- R₁ : 2,4 kΩ / 10 W
- R₂ : 3,3 MΩ 1/4 W 10 %
- R₃, R₄ : 10 MΩ 1/4 W 10 %
- R₅ : 470 kΩ 1/4 W 10 %
- R₆ : 620 kΩ 1/4 W 10 %
- R₇ : 15 kΩ 1/4 W 10 %
- T₁ : 2 N 2222 (NPN, faible puissance)
- Triac : SC 141 D General Electric (6 A - 400 V)
- C₇ : 1000 μF / 25 V électrolytique
- C : 0,1 μF / 25 V papier

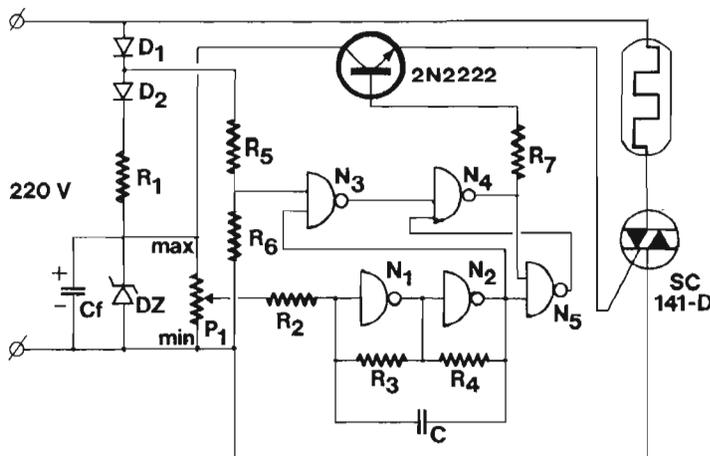


Fig. 3. - Schéma général de fonctionnement.

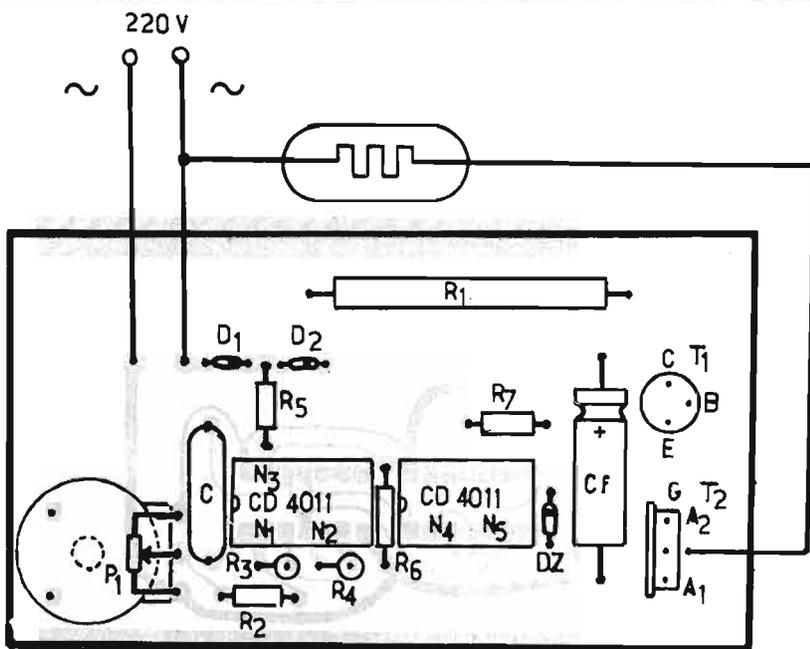


Fig. 4. - Circuit imprimé.

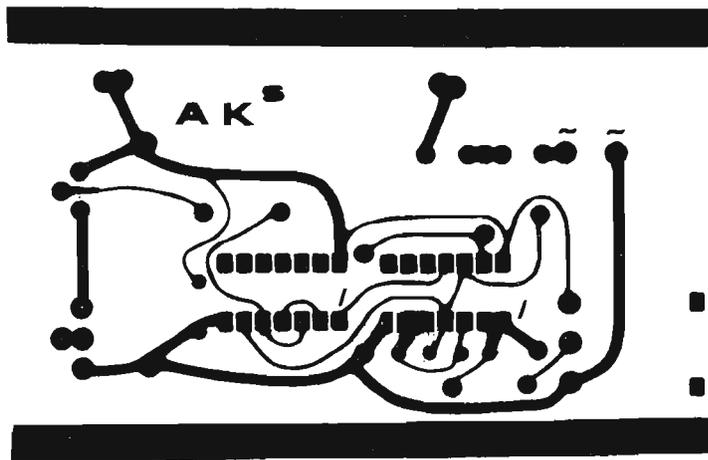


Fig. 5. - Implantation des composants.

schéma pour le circuit de protection car chaque constructeur de circuits intégrés présente son propre circuit de protection, différent de celui des autres. Quelle que soit la marque utilisée du boîtier du circuit intégré, la limitation fonctionnera car elle respecte la philosophie de la protection de l'entrée: ces circuits, en transistors MOS complémentaires, à grille isolée par une très mince pellicule d'oxyde, souffrent du claquage de la grille par la simple charge statique qui pourrait s'accumuler en entrée. Les circuits de protection fonctionnent, en conséquence, pour un courant

de décharge ne dépassant pas 1 ou 2 mA. La seule résistance de 470 k Ω , sur le réseau, suffisait pour détecter, d'une part, le passage de celui-ci par un point situé à 1/2 DZ et, d'autre part, à la limitation à DZ de la tension d'entrée, pour une tension à l'autre bout de la résistance de 470 k Ω avoisinant les 500 Vcr.

Comme vous pouvez le constater, le détecteur de zéro est, en réalité, un détecteur de niveau à 1/2 dZ.

Exemple: pour un réseau à 220 V et une diode zéner de 12 V, la détection s'établira, précisément, à 6 V. C'est néglig-

geable. Sur les bons régulateurs, on trouve 2 V et, sur certains autres, 0,6 V (une tension U_{BE} de transistor). Les parasites, engendrés à l'amorçage du triac, si bas en tension, sont négligeables.

La bascule R_5 est formée par N_4 et N_5 . Elle commande, par un transistor NPN - basse fréquence et bon marché - en connexion collecteur commun, le triac qui demande, généralement, un courant de gachette de l'ordre de 50 mA max. Ce courant ne peut, en aucun cas, être fourni par la sortie des circuits en logique CMOS qui débitent, au mieux, 1 à 2 mA.

Réalisation

Nous trouvons, sur la figure 4, le circuit imprimé du dispositif, sur lequel se monte, verticalement, le potentiomètre P. La résistance R dissipe jusqu'à 8 W et il faudra prévoir des fentes de fixation, plutôt que des trous, car les sorties des résistances de telle puissance sont généralement plates. C'est l'explication des doubles trous se trouvant sur le circuit imprimé. On obtient la fente en perçant deux ou trois trous, côte à côte.

La figure 5 montre l'implantation des composants. Ne pas se tromper de sens, lors de la fixation des boîtiers intégrés sur le circuit. Deux résistances, R_3 et R_4 , y trouvent leur place debout. L'une d'elles, R_4 , est d'ailleurs inutile ou, tout au plus, utile au démarrage de l'oscillateur. Certains circuits fonctionnent parfaitement bien sans elle. Cette même figure montre le câblage final de la résistance chauffante avec le régulateur électronique.

Conclusion

Les résultats obtenus, avec un circuit si modique, surprenent. Ils ne sont pas du niveau des régulations professionnelles, la détection ne se faisant pas à zéro absolu mais au voisinage, par exemple. Mais le principal but est atteint: on n'entend pas de parasites dans une radio branchée sur la même prise que la couverture chauffante!

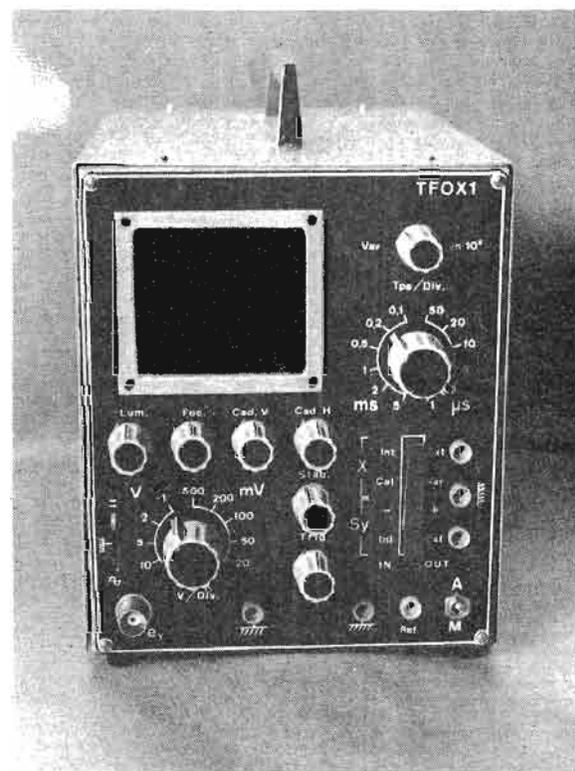
Malheureusement, malgré la belle électronique, les rhumatismes ne se sont qu'un peu atténués. La chaleur n'est qu'un sédatif.

Encore une remarque, avant de clore: l'appareil ne convient pas aux régulations de vitesse de mixers ou perceuses mais, uniquement, aux dispositifs à grande constante de temps d'intégration (un mixer avec un volant inertiel d'une tonne, par exemple !..).

André DORIS

CONSTRUISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN PETIT OSCILLOSCOPE PERFORMANT LE TFOX 1



(Suite voir N° 1618 et N° 1623)

NOUS voici arrivés à la phase finale de la réalisation du TFOX 1. Nous espérons que vous avez soigneusement fabriqué toutes les parties mécaniques : tous les circuits imprimés sont gravés, percés et étamés. Le boîtier est terminé, percé et peint. Le transformateur d'alimentation est bobiné. Nous vous conseillons de faire un montage mécanique complet « à blanc » pour vérifier qu'aucun éhnuï ne risque de survenir sur ce plan. Il est beaucoup plus facile de repercer un trou ou de refaire une découpe quand les compo-

sants toujours assez fragiles ne sont pas montés. Les 12 boulons de 3 x 20 mm resteront bloqués sur la cloison B, prêts à recevoir les platines H, S et V. Nous recommandons d'utiliser deux ou trois de ces boulons pour serrer quelques coses de masse. La piste de masse de chaque platine pourra ainsi s'y connecter, doublant le retour déjà assuré par les entretoises : deux précautions valent mieux qu'une !

Le montage va maintenant se faire très progressivement, avec vérification systématique, mise en service et premiers réglages. Dans ces conditions,

une anomalie éventuelle sera immédiatement dépitée... et corrigée avant de poursuivre le montage.

1. L'alimentation

a) Poser les composants sur le circuit « S » en se référant à la figure 44. Rien de très difficile et des composants peu fragiles. Attention cependant au sens des condensateurs polarisés et à celui des diodes. Les résistances 330 Ω /5 W sont debout, leurs fils supérieurs soudés l'un sur l'autre. Il serait utile de placer des picots

relais (DM 92) aux points + 180 V, + 27 V et LED. Un petit radiateur est nécessaire pour le BD 135. Le tailler dans du laiton de 2 à 3/10 : L = 30 mm et l = 22 mm. Ce radiateur est soudé sur la piste collecteur, au verso, par un petit rabat de 3 mm. Le BD 135 est maintenu par un boulon de 3 x 10 mm, côté cuivre contre le radiateur (attention, en fonctionnement le radiateur est porté à 27 V).

b) Au verso souder les arrivées du transformateur : le 30 V, le 165 V et le 425 V alternatifs. Utiliser pour tout ce câblage du petit fil rigide de

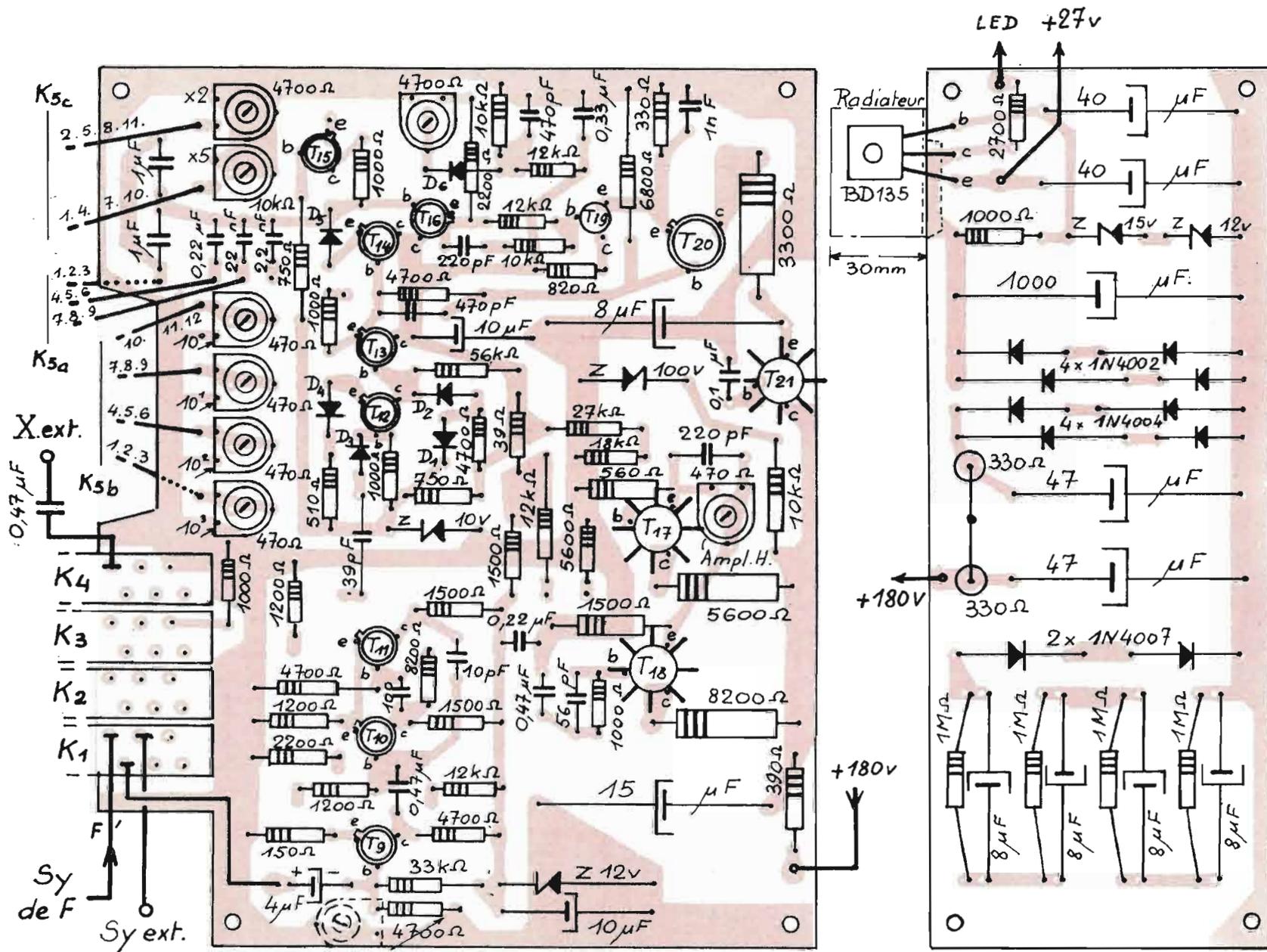


Fig. 44. - Pose des composants sur H et S.

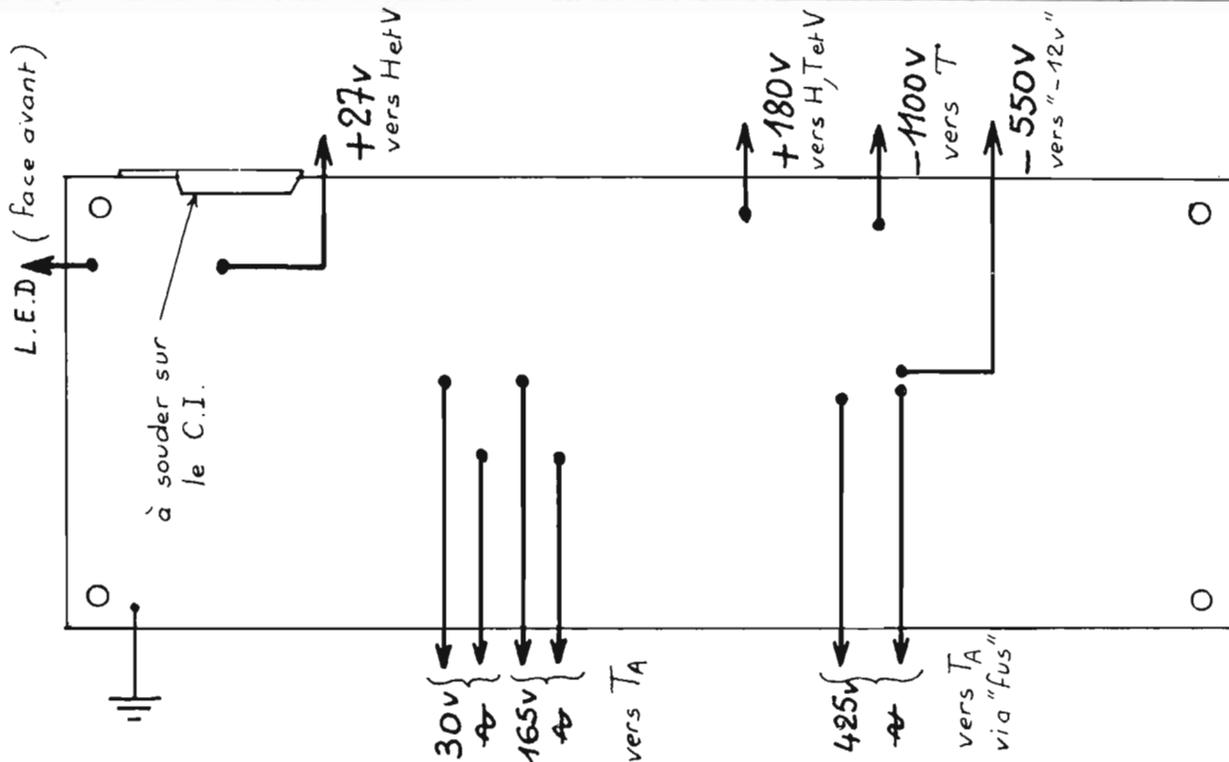


Fig. 45. - Liaisons « S ».

plusieurs couleurs (le fil de câblage téléphonique est parfait pour un tel travail). Les six fils traverseront la cloison B par le passe-fil pf_1 (voir fig. 31). Ils rejoindront ultérieurement T_A . Utiliser du fil mieux isolé pour les liaisons - 1 100 V et - 550 V. La première traverse B par pf_7 et la seconde, par pf_2 . Le fil LED longe la cloison B pour rejoindre la diode « voyant » de la face avant. Cette diode est simplement collée par un point d'araldite ou emmanchée dur.

Le fusible THT, type tubulaire sous verre 50 mA rapide, est à monter sur un support bien isolé, fixé sur la cloison B, entre le circuit T et le panneau arrière C, juste au-dessus et du même côté que le transformateur d'alimentation. Ce fusible est indispensable. Le cordon secteur traverse C par pf_8 . Il est soudé sur un relais à cosses fixé sur le fond du boîtier, juste au pied du circuit S. De ce relais, partir avec deux liaisons torsadées, d'une part vers l'interrupteur tumbler, (Plaque

cette liaison dans l'angle du rebord de A) et d'autre part vers T_A , à travers pf_1 .

c) Mise en service

- Ne souder sur T_A que le 30 V. Mettre sous tension, voltmètre entre + 27 V et masse. Vérifier l'apparition de cette tension. En branchant entre le + 27 V et la masse, une résistance de 270 Ω /2 W, la tension ne doit pas chuter de plus de 0,5 V. Le débit est alors de 100 mA, ce qui correspond à peu près au débit normal.
- Brancher maintenant le

165 V. Remettre sous tension. A vide, la tension de sortie de cette section atteint + 225 V environ. Le débit demandé sera de 57 mA env. Ce débit peut être simulé par le branchement d'une résistance de 3 000 Ω /10 W (utiliser deux 1500 Ω /5 W, en série). Dans ces conditions, résistance entre + HT et masse, la tension de sortie se fixe à + 170 V environ.

- Tout allant bien, brancher maintenant le 425 V. Vérifier l'existence de la THT. A

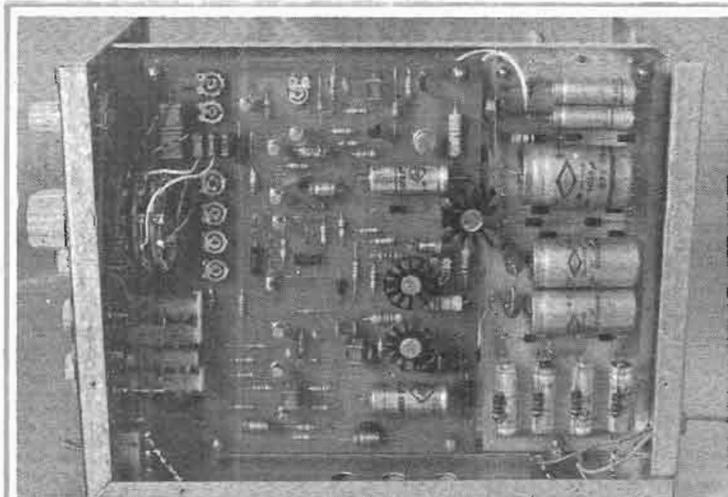


Photo 11. - Vue sur les circuits imprimés d'alimentation S et de balayage horizontal H. Remarquer la grande clarté obtenue par une étude convenable des dispositions.

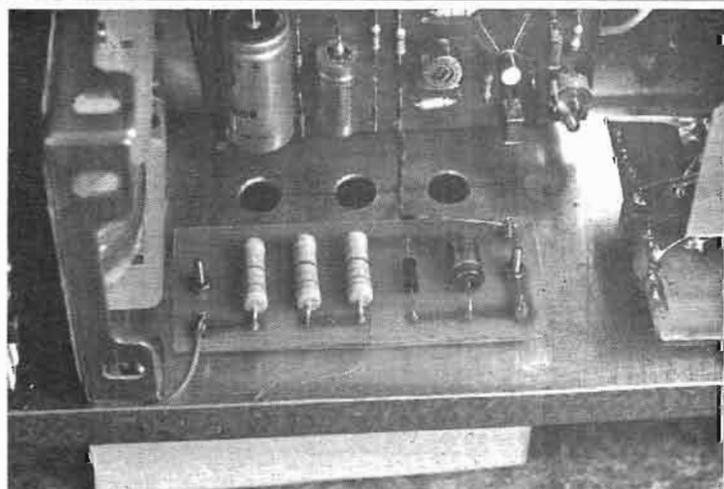


Photo 12. - Le circuit « - 12 V ».

vide on doit avoir $-1\ 200\text{ V}$. En charge, la tension descendra à $-1\ 100\text{ V}$ environ. Vérifier le -550 V , pour mémoire.

Le bon fonctionnement des trois parties de l'alimentation étant assuré, fixer la platine S définitivement sur B. Souder la liaison de masse et bloquer sérieusement les quatre écrous. Fixer en place, le transfo T_A . Après un dernier essai, ne pas oublier de décharger le condensateur de sortie HT, à l'aide de la résistance de $3\ 000\ \Omega$.

2. Le « -12 V » (voir fig. 46) (photo 12)

Monter les cinq composants sur le petit circuit imprimé. Prévoir si possible des picots Dm 92 pour faciliter les liaisons. Fixer le circuit sur le fond de A, à l'emplacement prévu (voir fig. 31). Utiliser deux boulons de $2 \times 10\text{ mm}$ avec entretoises de 5 mm pour l'écartement. Bien serrer pour assurer la masse. Brancher le -550 V mettre sous tension et vérifier l'existence de la tension de -12 V .

3. L'amplificateur V (voir fig. 47) (photo 13)

a) L'affaire se complique un peu, les composants étant plus nombreux.

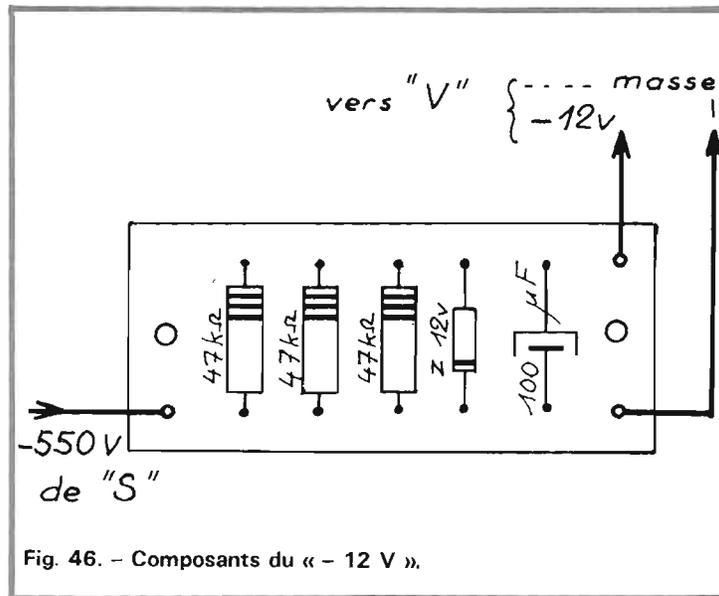


Fig. 46. - Composants du « -12 V ».

- Poser tout d'abord toutes les résistances. Elles sont en général plaquées contre le CI, sauf les deux $5\ 600\ \Omega$ maintenues à quelques millimètres à cause de leur échauffement. Les deux $680\ \Omega$ doivent aussi passer au-dessus du fil de la $1\ 000\ \Omega$ sans le toucher.

- Les résistances ajustables peuvent être des EO 86 debout ou couchées. Préférer cependant ces dernières, permettant des réglages bien plus faciles. Les modèles professionnels P 8 SY de Sfernice, que l'on peut voir sur la photo, sont parfaits mais plus chers.

- Souder maintenant les condensateurs, peu nombreux d'ailleurs dans ce montage à liaisons continues. Les deux styroflex dont la valeur est à ajuster à la mise au point doi-

vent être soudés sur picots DM 92. Ils pourront ainsi être posés ou déposés, le CI étant en place (les soudures se font côté composants). Notez les valeurs finalement montées sur la maquette : 200 pF entre T_3 et T_4 et 39 pF entre T_7 et T_8 , valeurs un peu différentes de celles portées sur le schéma de principe. Prévoir aussi un picot à connecteur rapide (genre faston), pour le point e_V .

- Terminer par la pose des semi-conducteurs : transistors et diodes. Pour T_7 et T_8 , placer d'abord les radiateurs et souder en place, en veillant à ce que ces cerniers ne se touchent pas et ne touchent pas les autres composants. Attention au brochage des transistors et au sens des diodes. Souder en dernier le double

FET en déconnectant le fer du secteur et en allant rapidement.

c) Mise en service

- Placer tous les réglages à mi-course. Ne relier que le -12 V , le $+27\text{ V}$ et la masse (pas la HT). Relier e_V à la masse, ainsi que le gate g_2 du double FET. Pour cela si le $0,22\ \mu\text{F}$ est un modèle MKM, il suffit de le court-circuiter à l'aide d'une pince crocodile ordinaire.

- Mettre sous tension. Mesurer les potentiels apparaissant sur les drains d_1 et d_2 (points A et B). Régler l'ajustable de $4\ 700\ \Omega$ (point de fonctionnement) pour amener cette tension à $+8\text{ V}$ environ (voir aussi le schéma de la fig. 12). Si le double FET est correct, ces tensions doivent être pratiquement égales.

- Mesurer maintenant les tensions aux points C et D (collecteurs de T_3 et T_4). Il faut obtenir $+8\text{ V}$ environ. Corriger la dissymétrie éventuelle en retouchant la $100\ \Omega$ (symétrie). Vérifier maintenant que les tensions sur les émetteurs de T_5 et T_6 (points E et F), sont inférieures de $0,5\text{ V}$ environ.

- Supprimer le court-circuit du $0,22\ \mu\text{F}$. La manœuvre de P_1 provoque un déséquilibre des tensions E et F. Sur la maquette, E et F descendent ainsi à $+5\text{ V}$ et montent à $+9,5\text{ V}$, pour une rotation complète (lorsque $E = +5\text{ V}$, $F = +9,5\text{ V}$ et inversement).

- Couper l'alimentation. Souder entre la borne $+180\text{ V}$ de

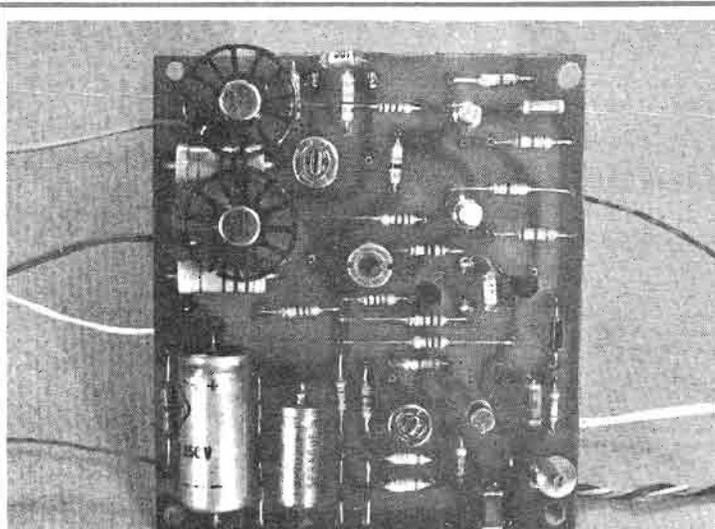


Photo 13. - La platine d'amplification verticale « V ».

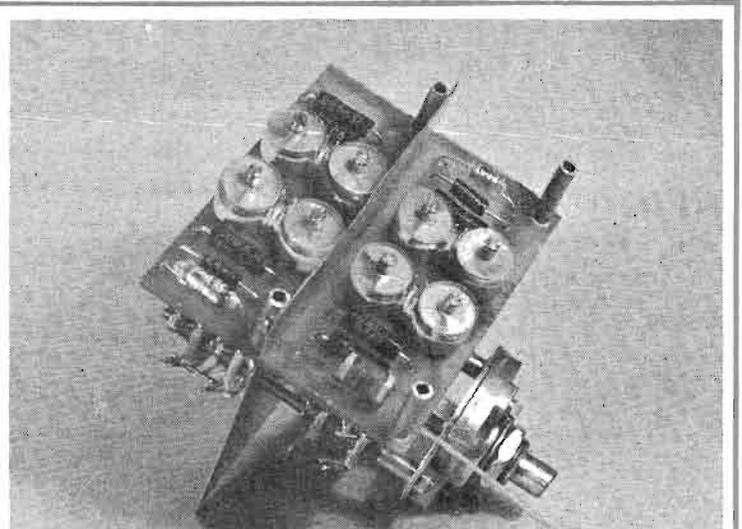


Photo 14. - Bloc atténuateur vertical monté avec un commutateur EMK. Le modèle ESK, plus petit, permet la même disposition.

dages ne simplifie pas les choses.

Comme nous l'avons déjà signalé, le choix du commutateur conditionne tout à la fois la qualité des résultats, la facilité du travail et... le prix de revient. Nous conseillons vivement de choisir le commutateur miniature ESK de Jeanrenaud. Encliquetage : réf. 12 2 D 53, 5 A 25 (à positionnement variable), axe de 4 mm. Galettes : 1 c 12 p en résine moulée (pas de bakélite découlée).

On peut aussi utiliser le type EMK, de la même marque et plus volumineux. Le montage ne pose aucune difficulté (voir photos 1 et 16).

Encliquetage : réf. EMK 12.2 (à positionnement variable). Axe de 6 mm. Galettes : 1 c 12 p en résine moulée.

Enfin, le modèle SUYN de la même marque (voir aussi RAM) est possible. Voir photo 15. Ce modèle est livré monté, contrairement aux deux autres. Il faut alors prendre un « 5 circuits, 12 positions ». L'encliquetage peut aussi se prépositionner au gré de l'utilisateur. Nous déconseillons toutefois ce type de commutateur, que nous avons pourtant monté en définitive

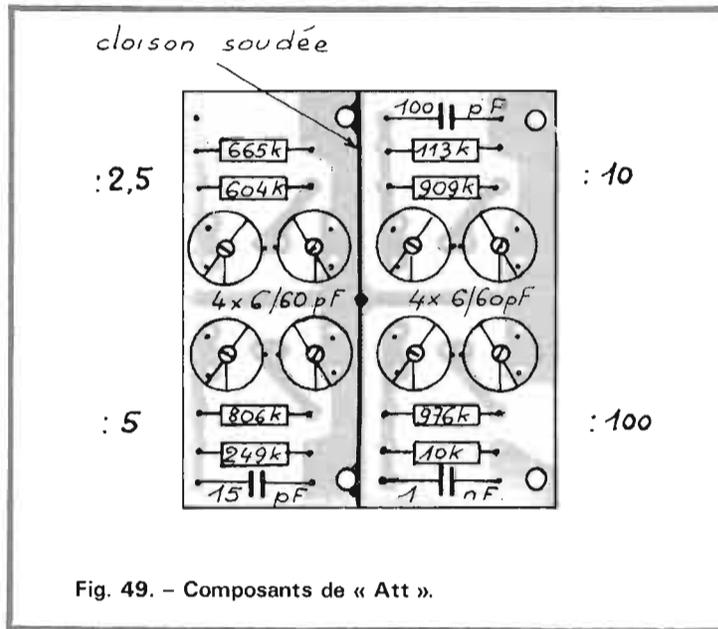


Fig. 49. - Composants de « Att ».

sur la maquette (voir photo 17) car le blindage est bien plus délicat à réaliser (il est moins cher que le ESK).

De toutes manières, il faudra en premier lieu, régler l'encliquetage pour avoir les 9 positions nécessaires. Cette opération se fait en décalant une rondelle spéciale graduée et concentrique du canon fileté.

a) Prendre le CI « AT » et le munir de quatre pieds pris dans du tube laiton de modélisme (3/2 mm). Ces pieds doivent

amener la platine à quelque 12 mm du fond du boîtier (voir fig. 31). Vérifier qu'ainsi le circuit se place facilement, les picots centraux de la BNC et de la douille de masse passant juste au-dessus et ne touchant pas. Rappelons que la fixation de ce CI se fait par le dessous du coffret, à l'aide de vis à tôle assez longues.

b) Poser les composants en suivant la figure 49. Eviter de « cuire » les résistances à 1%. Souder une cloison de tôle

mince (laiton ou fer blanc) contre les pieds centraux et de même hauteur. Un petit bout de fil nu est utilisé pour immobiliser le centre de cette cloison.

c) Déterminer maintenant, avec précision, la hauteur de l'axe du commutateur par rapport au-dessus du CI. En même temps, étudier la meilleure orientation possible à donner aux galettes pour un câblage aussi direct que possible (fig. 50)

Se servir de ces renseignements pour la préparation de la tôle de séparation. Avec le ESK conseillé (ou le EMK), c'est un simple rectangle de largeur égale à celle du CI et de hauteur suffisante pour masquer complètement les galettes. (45 mm avec le ESK, 50 mm avec le EMK). Cette tôle est à percer d'un trou central pour le passage du sabre et de deux trous pour celui des tiges filetées supportant les galettes. Prévoir aussi un trou pour la liaison K₆b/K₆c, juste en face des cosses « commun ». Monter alors le commutateur. La figure 50 indique l'écartements à obtenir entre les galettes, avec les entretoises à utiliser (dans le sachet encliquetage) pour un positionnement

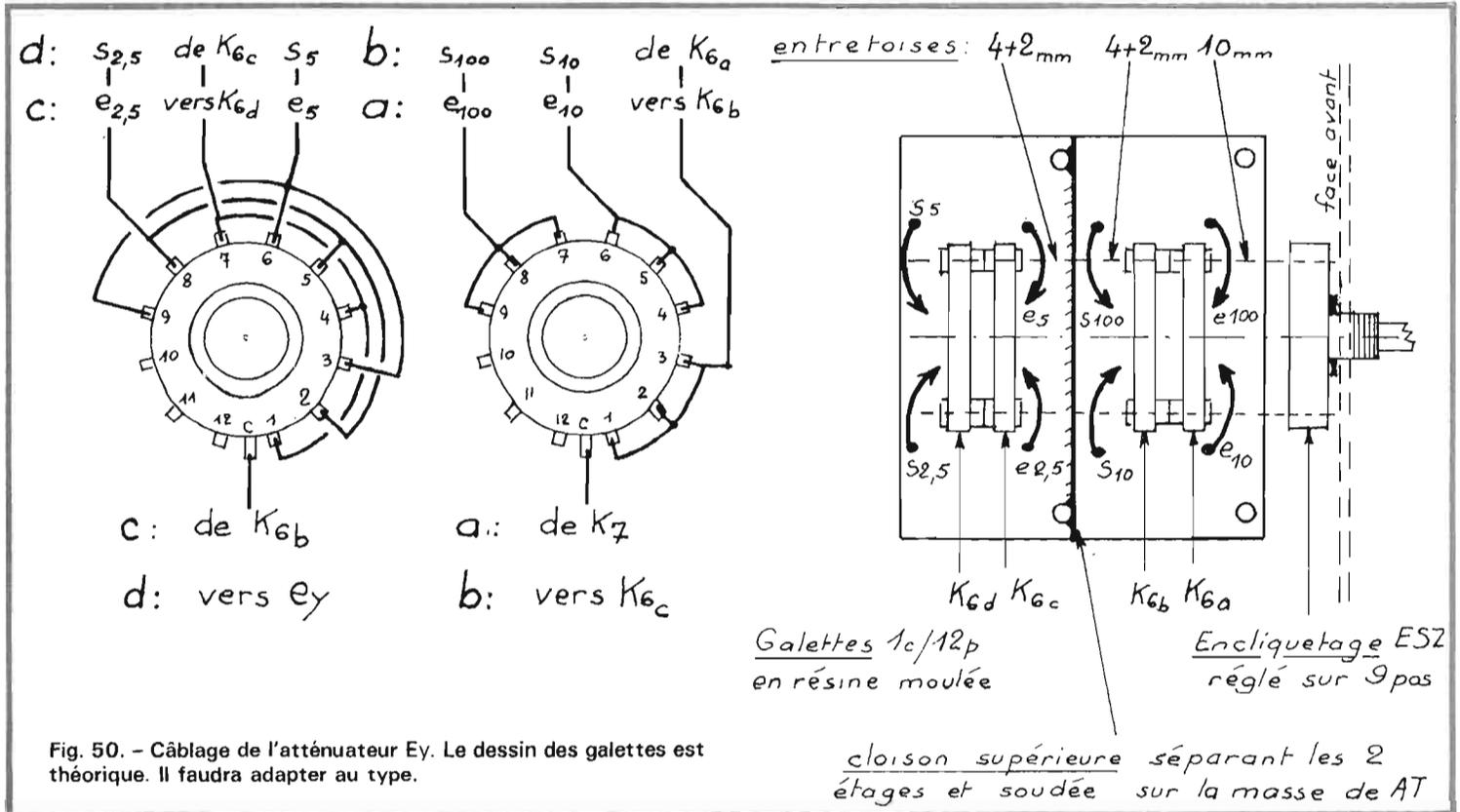


Fig. 50. - Câblage de l'atténuateur Ey. Le dessin des galettes est théorique. Il faudra adapter au type.

correct au-dessus du CI. Ne pas oublier de placer la tôle de séparation:

d) Câbler les galettes en suivant la figure 50. Attention, le dessin a été stylisé et doit être adapté au montage réel. En particulier toutes les liaisons doivent se faire vers le bas. Utiliser du fil nu de 7/10.

e) Monter le CI dans le boîtier, puis le commutateur. Si le travail a été bien fait la tôle de séparation doit poser sans forcer, sur la piste de masse du CI. Rendre les deux parties solidaires en soudant le bord inférieur de la tôle sur cette piste de masse.

f) Déposer le tout et terminer les liaisons entre les deux parties.

Cela terminé, l'atténuateur se présente sous une forme « claire et nette » ! Une vérification à l'ohmmètre peut être faite. Il faut encore prévoir le fil d'entrée, vers K_7 et celui de sortie, vers e_y de V. Munir ce dernier d'un connecteur Faston.

Dans le cas du ESK (ou même du EMK) la simple tôle de séparation suffit à la fois à séparer les deux groupes de galettes et à séparer le commutateur K_7 des cellules de sortie. Rappelons que ce dernier, à fabriquer soi-même, est simplement réuni à la BNC d'entrée et à K_6 a. La masse est assurée par les pattes de fixation.

Par contre, avec le modèle SUYN, le travail est plus délicat : d'une part, la tôle de séparation doit être découpée au diamètre des galettes, pour le passage du commutateur, non démontable facilement, d'autre part il faut la plier à 45° dans la partie inférieure, pour rejoindre la piste de masse, enfin il faut prévoir un retour vertical, côté K_7 , pour séparer celui-ci de la sortie. Les photos 15 et 17 montrent le travail terminé. La galette centrale (donc la 3^e) est inutilisée : elle est soudée entièrement sur le pourtour du trou découpé dans la tôle de séparation. Elle sert ainsi elle-même de blindage.

Ne montez pas encore l'atténuateur terminé dans le boîtier. Attendez pour cela la fin du travail, lequel sera bien plus facile : en particulier la pose des potentiomètres. Par contre ne pas oublier de réunir dès à présent à la masse, les différentes douilles correspondantes.

5. Partie horizontale (voir fig. 44) (photos 11 et 18)

C'est le plus gros morceau !

a) En tout premier lieu fixer par deux points de soudure

légers chacune des quatre cellules K_1 à K_4 . Présenter le CI à son emplacement définitif et vérifier que les touches apparaissent bien cadrées dans leur fenêtre. Au besoin faire les retouches nécessaires. Ce réglage mécanique fait, déposer et souder complètement.

b) Poser toutes les résistances. Elles seront plaquées sur le CI, sauf les 2 W à éloigner un peu pour la dissipation thermique. Prévoir un picot DM₉₂ pour le + 180.

c) Souder les résistances ajustables. Modèle EO 86 couché ou P₈SY.

La résistance de base de T_9 peut être fixe (3 300 Ω) ou ajustable (4700 Ω). Placer tous tous les réglages à mi-course.

d) Souder maintenant tous les condensateurs. A noter une petite erreur dans le schéma de la figure 17 : Le 470 pF dessiné entre cathode de D_6 et masse, est en fait entre anode et masse, donc aux bornes de la 10 k Ω . Le condensateur de 220 pF, entre T_{17} et T_{18} , peut être monté sur picots DM₉₂, bien que sa valeur ne soit pas critique.

e) Souder enfin les semi-conducteurs avec les précautions d'usage. Veiller à ce que les radiateurs de T_{17} , T_{18} et T_{20} ne touchent à rien.

f) Du côté des composants,

souder les fils de liaison à K_5 , en suivant la figure 44. Utiliser du petit fil rigide. Relier aussi K_1 au + du 4 μ F de T_9 .

g) Retourner la platine et souder toutes les liaisons visibles en figure 51.

- fil rigide de 7/10 pour K_5 ,
- petit fil souple pour les potentiomètres,
- fil souple plus fort pour X_1 , X_2 et Q.

Avant la soudure des liaisons sur les potentiomètres, on assurera celle de H avec K_5 .- Préparer le câblage de chaque galette (fig. 51).

- Les fils de liaison recto et verso ont été soudés sur H.
- Fixer K_5 sur le panneau avant.
- Fixer H à son emplacement définitif.
- Souder au plus court, toutes les liaisons recto sur les galettes (7 fils).

- Déposer le tout : les fils rigides maintiennent très bien le commutateur. Terminer les liaisons au verso, toujours au plus court.

Procéder à une vérification minutieuse à la fin du câblage, potentiomètres soudés. Monter alors la platine définitivement dans le boîtier. Pour cela :

- Passer les potentiomètres par la découpe de B, spécialement prévue (les axes coupés au préalable à la bonne longueur).

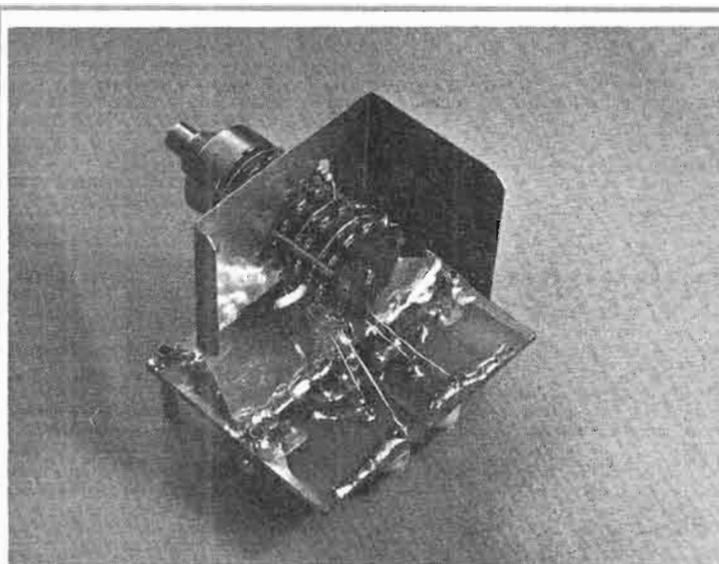


Photo 15. - Cette fois, l'atténuateur E_y est monté avec un commutateur SUYN, mais le blindage des sections est beaucoup plus difficile à réaliser.

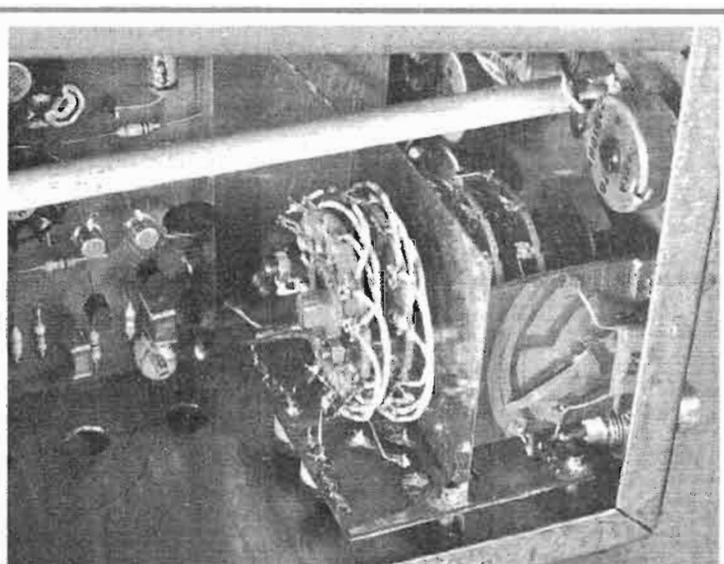
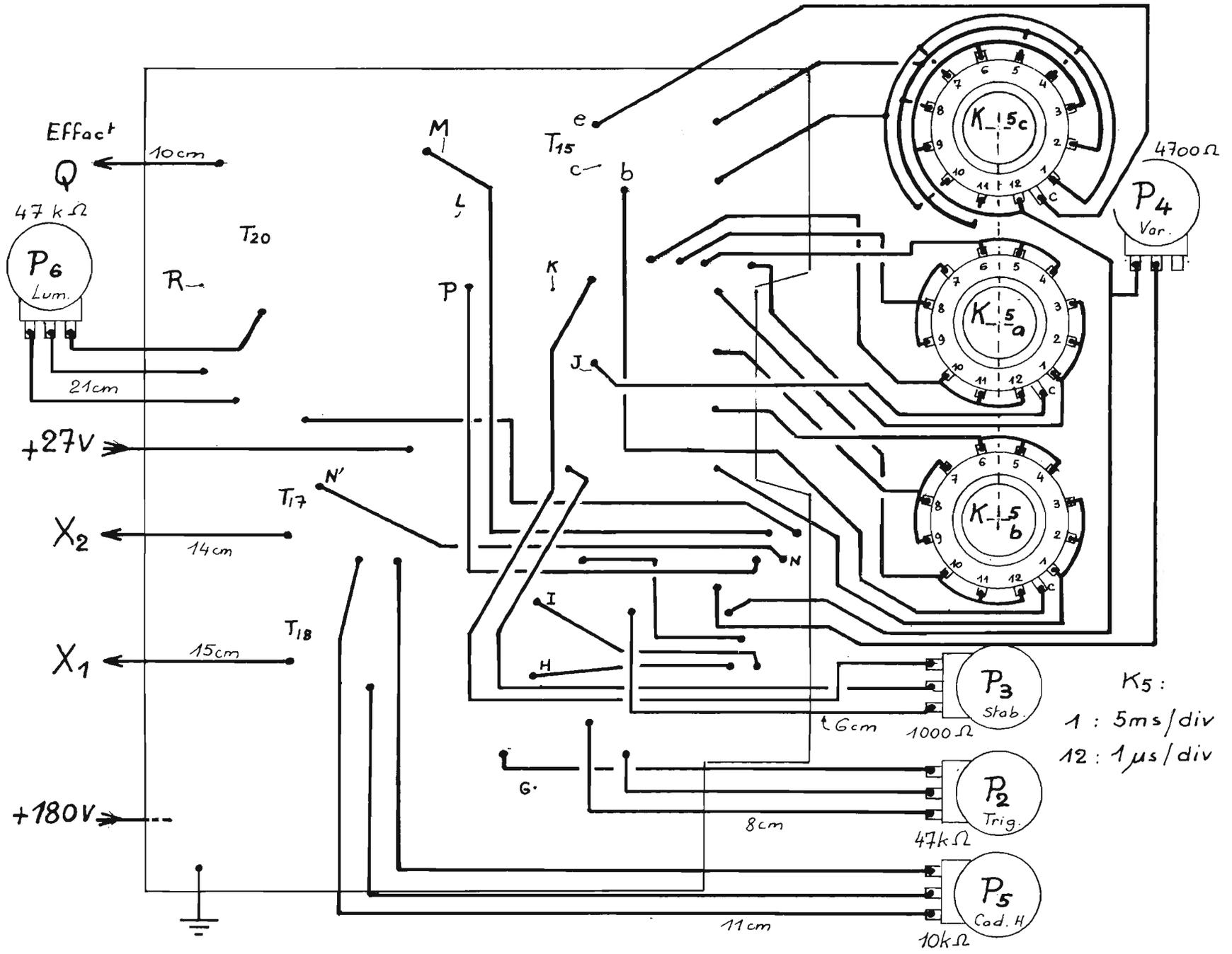


Photo 16. - L'atténuateur avec EMK, monté dans l'oscillo. On constate que la tôle de séparation isole bien K_7 de la sortie atténuée. Les galettes découpées nous ont donné bien des déboires et sont à remplacer par des modèles en régime moulé.

Fig. 5.1. - Pose des interconnexions de la platine H.



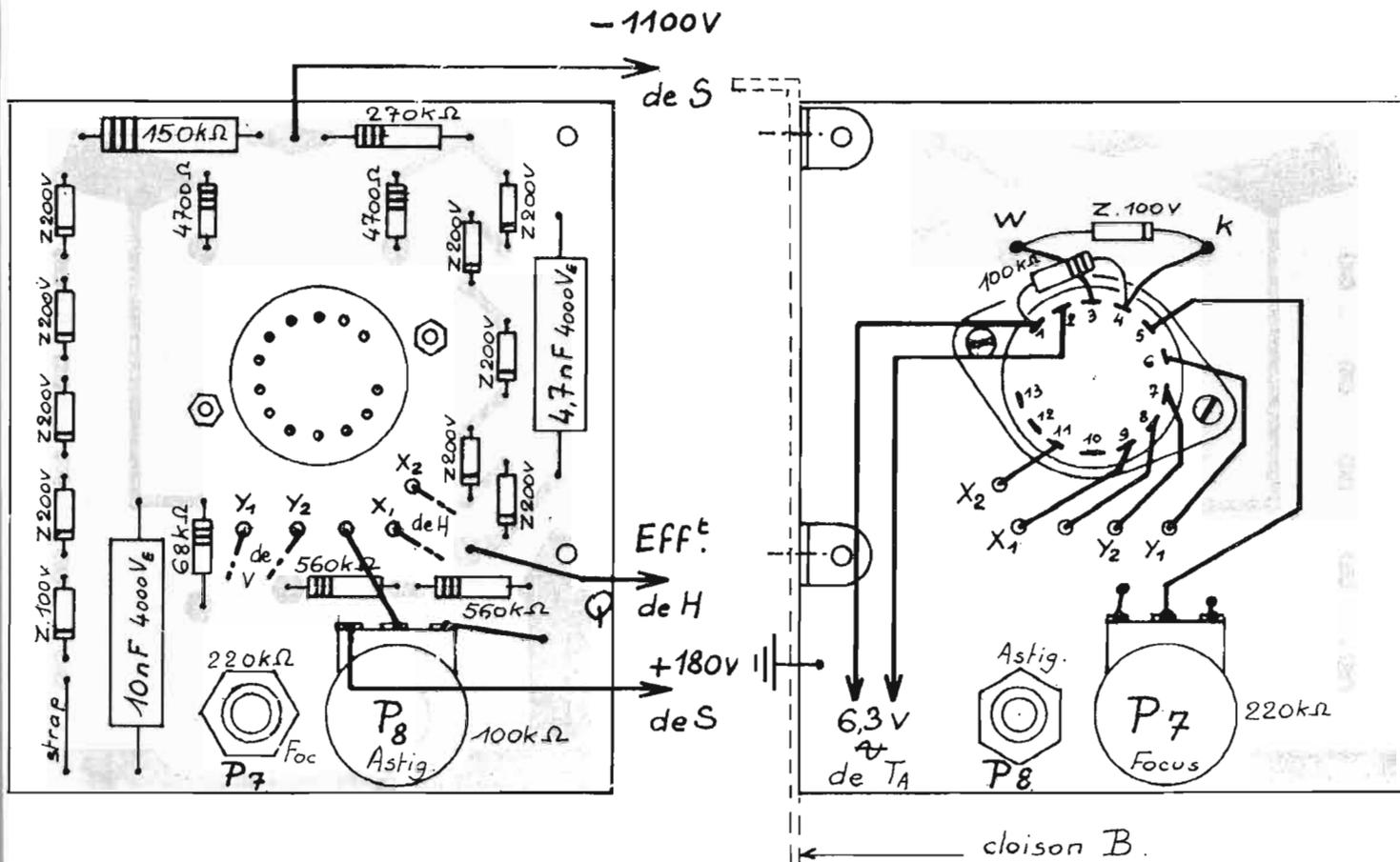


Fig. 52. - Composants « T ».

Fig. 53. - Vue arrière du câblage de « T ».

- Engager les touches dans leur fenêtre (c'est plus facile si elles sont rentrées) et l'axe de K_5 dans son trou. Placer la platine H sur ses entretoises tout en faisant passer les fils Q dans pf_4 , X_1 dans pf_5 et X_2 dans pf_6 .
- Fixer les potentiomètres P_2 , P_3 , P_5 et P_6 , tous cosses vers H.

Il reste à souder le fil FF' sur K_1 , à relier K_4 à la borne Xext à travers un $0,47 \mu F$ et K_1 à la borne SY ext. Souder un retour de masse pour H. Bloquer les écrous.

h) Mise en service

Vérifier que tous les réglages sont à mi-course. Ne relier que le +27 V, pas la HT. Laisser par conséquent la $4700 \Omega / 5 W$, en place sur S.

Régler à 0 (à gauche) les potentiomètres P_2 , P_3 et P_6 . P_5 sera à mi-course. Mettre sous tension et vérifier rapidement que les tensions aux divers points du montage sont voisines de celles indiquées en figures 17 et 14.

Placer K_5 sur une gamme basse. A défaut d'oscilloscope de contrôle, connecter un casque ou un écouteur à forte impédance ($Z \geq 2000 \Omega$) à travers un condensateur d'isolement de $0,1 \mu F$, entre le point L et la masse. Tourner lentement le potentiomètre P_3 de stabilité, vers la droite. Constaté qu'à partir d'un certain point un son assez puissant se fait entendre dans l'écouteur. En continuant la rotation, le son devient plus aigu, en revenant en-deçà du point critique, il disparaît.

Si le montage réagit bien dans ces conditions, la base de temps fonctionne. Dans le cas contraire, reprendre les vérifications et les mesures pour détecter l'erreur ou le composant défectueux.

Régler la 4700Ω de base de T_9 , pour mesurer +5 à 6 V en G.

En mesurant la tension en I (collecteur de T_{11}) vérifier que la manœuvre de P_2 (Trig) fait

bien basculer le trigger de +7 V à +12 V environ.

Passer en mode X ext. par K_4 . Mesurer la tension de base de T_{17} : 8,5 V environ. Mesurer celle de T_{18} déterminée par P_5 (Cad H). L'amener à la valeur précédente. N'y plus toucher. Couper l'alimentation. Supprimer la 4700Ω de S. Brancher la liaison +180 V de la platine H

Remettre sous tension et vérifier immédiatement que les potentiels de X_1 et X_2 se fixent à +85 V environ. Vérifier l'efficacité de P_5 , créant la dissymétrie nécessaire à l'action du cadrage horizontal. Ajuster en fin P_5 pour l'égalité des deux tensions.

Passer maintenant sur le collecteur de T_{20} . Avec P_6 à 0 (Lum), la tension en Q doit être à peu près nulle. Tourner ce potentiomètre et constater que la tension Q « suit » fidèlement et atteint +100 V, au maximum de rotation. Rame-ner la tension à +60 V et laisser ainsi.

6. Le tube et ses circuits (photos 19 et 20)

Préparer la platine T. Souder les composants en suivant la figure 52. Placer le support du tube sans le bloquer. Fixer les potentiomètres P_7 et P_8 sans couper les axes. Remarquer les 5 trous de 2,5 mm percés dans T pour le passage des liaisons recto-verso. Prévoir un fil de retour à la masse.

Prendre le blindage MS 33. Ajouter quelques morceaux de bande de mousse plastique adhésive (joints d'étanchéité pour portes et fenêtres) pour avoir un bon centrage du tube cathodique, vers l'avant. Enfiler le D 7 201 GH dans le blindage. Embrocher sur le support et fixer dans le boîtier :
- à l'avant par les trois boulons de 2 mm déjà collés sur ce panneau,
- à l'arrière par T, elle-même fixée sur la cloison B par deux petites équerres.

Les trous oblongs du support de tube autoriseront une légère rotation de celui-ci pour alignement de la trace horizontale de balayage, avec les lignes du graticule.

Terminer le câblage en soudant Q de H, le $-1\ 100\ V$, le $+180\ V$, côté composants. En filer les fils X_1 , X_2 , Y_1 et Y_2 dans les trous de passage et les souder sur le support de tube (voir fig. 53). Souder enfin le $6,3\ V$ sur le transfo. Utiliser pour cela du fil souple torsadé, bien isolé.

Mise en service

Vérifier minutieusement le câblage de la platine T. Régler P_7 et P_8 à mi-course. Rappelons que P_1 a été réglé pour avoir $Y_1 = Y_2$, que P_5 l'a été pour avoir $X_1 = X_2$, que P_6 l'a été pour avoir $Q = +60\ V$. Mettre P_3 (Stab) à 0 et K_4 sur X ext.

Mettre sous tension lorsque l'on est certain de ne pas avoir commis une grosse erreur au niveau de T. Laisser chauffer 1 à 2 mn, en observant l'écran. Avec les précalages des cadrages et de la luminosité, un point lumineux devrait normalement apparaître au centre de l'écran. Au besoin, pousser un peu la lumière et manœuvrer le potentiomètre de concentration (Foc).

Dès que ce spot est obtenu, le rendre aussi ponctuel que possible par le réglage de ce dernier potentiomètre. Vérifier l'efficacité de la commande de luminosité (il ne faut surtout pas laisser le spot, très brillant, immobile trop longtemps sous peine de brûlure de l'écran). Manœuvrer les commandes de cadrage pour vérifier leur efficacité. Si tout cela répond bien, tous les étages à BF 179 fonctionnent ainsi que le tube et ses annexes.

Passer en X int., par K_4 . Tourner P_3 (stab) pour dépasser le point critique et arriver en mode relaxé: une trace horizontale apparaît sur l'écran, alors qu'avant ce point, le spot est invisible. Retoucher rapidement la $470\ \Omega$ entre T_{17} et T_{18} pour balayer le tube complètement. Aligner la trace et le graticule. Bloquer les deux boulons du support.

7. Mise en service finale

Monter l'atténuateur vertical ainsi que le commutateur K_7 .

Si l'on ne dispose d'aucun générateur de signaux, se placer sur $5\ ms/div$ en X int. SY int. + ou -. Cal. L'atténuateur sur $5\ V/div$, = ou ∞ . Régler P_3 (Stab) juste avant l'entrée en relaxé. Toucher maintenant le picot central de la prise BNC avec une pointe métallique nue, tenue à la main: vous devez voir apparaître 2 ou 3 sinusoïdes déformées, mais cela suffit pour montrer que le TFOX₁ fonctionne bien.

Une autre solution: prendre un petit transformateur donnant du $6,3\ V_{AC}$, ce qui correspond à $17,8\ V_{CC}$. Injecter cette tension en E_Y , tous réglages identiques et constater de même l'apparition des sinusoïdes, cette fois de bien meilleure qualité.

Ces contrôles s'étant révélés positifs, le TFOX₁ peut être considéré comme terminé dès que l'astigmatisme est corrigé. Pour cela, en observant la sinusoïde du transformateur auxiliaire, retoucher successivement P_7 et P_8 , pour avoir la meilleure finesse du tracé possible, en même temps sur les montées et les descentes, ainsi que sur la trace horizontale.

Il reste maintenant à procéder à l'étalonnage final. Nous verrons cela le mois prochain. Pour ce travail, nous décrivons quelques petits montages très simples, mais indispensables, si vous ne possédez pas générateur BF performant et fréquence-mètre numérique. D'ici là, vous pourrez déjà faire quelques essais et vous habituer aux différents réglages. Si quelque chose ne marche pas, compte tenu de la mise en service très progressive que nous vous avons fait faire, le défaut sera forcément très circonscrit et normalement assez facile à détecter. Dans un tel cas, bien malheureux, une reprise de l'étude théorique et une vérification très fine des diverses tensions sont nécessaires. Dans le numéro du mois prochain, nous donnerons quelques photos d'oscillogrammes permettant, si l'on dispose d'un

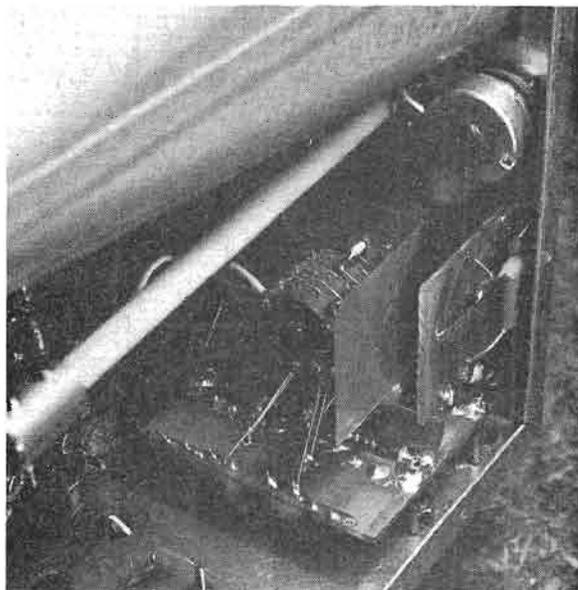


Photo 17. - Montage de l'atténuateur avec commutateur SUYN. Un repli important de la tôle de séparation est indispensable pour isoler K_7 . Remarquer le prolongateur d'axe de P_7 : une tige de plastique de 6 mm.

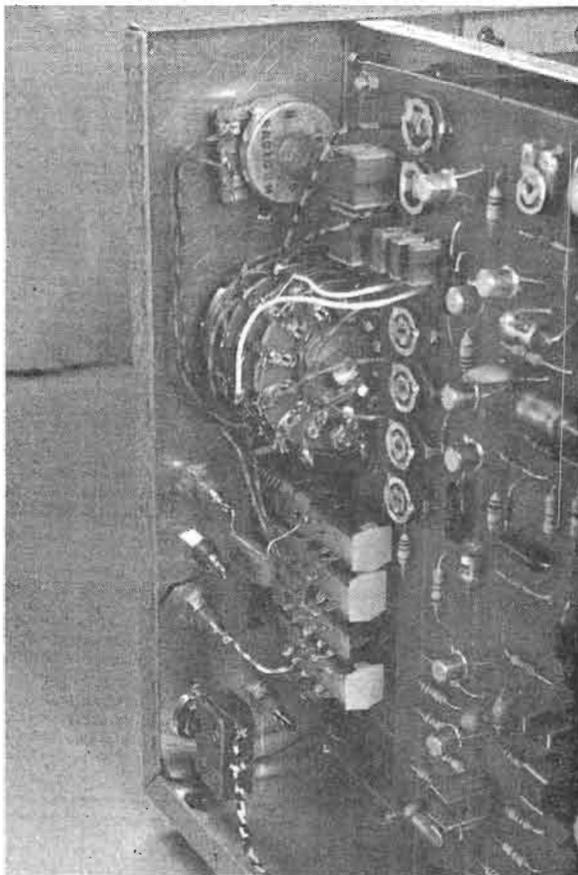


Photo 18. - Détail des liaisons entre la platine H et le commutateur de temps.

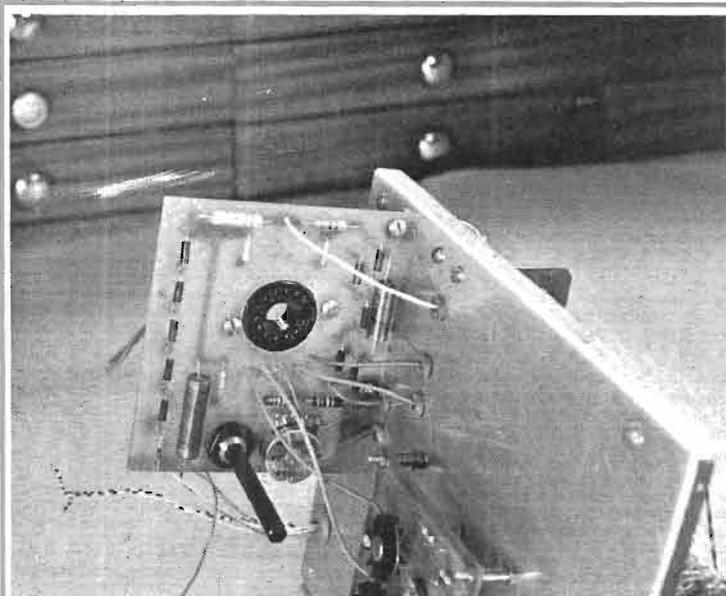


Photo 19. – Le circuit T et ses composants.

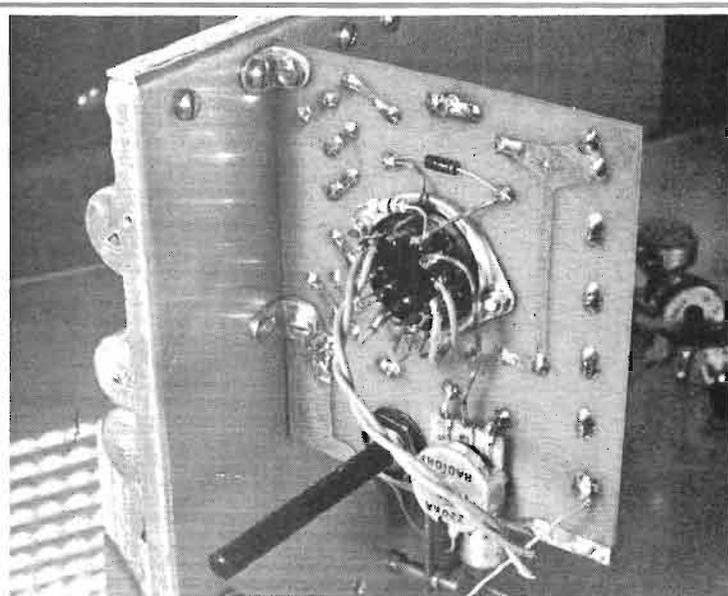


Photo 20. – Vue arrière de T.

oscillo de contrôle, de traquer plus facilement une anomalie. Mais, en fait tout cela ressort d'un certain pessimisme et nous sommes persuadés que si vos composants sont conformes et de bonne qualité, que si votre travail est soigné, rien de tel ne surviendra et que votre

TFOX₁ sera prêt à vous rendre de bons et loyaux services, le dernier fil posé !

A toutes fins utiles, on trouvera ci-dessous, les consommations des différentes parties du montage :

– Du + 27 V : 65 mA pour H ; 40 mA pour V.

– Du + 180 V : 35 mA pour H ; 20 mA pour V ; 1,5 mA pour T.

– Du – 1100 V : 1,6 à 1,8 mA selon la luminosité.

– Du – 550 V : 3,7 mA.

(à suivre)

F. THOBOIS

N.B. – Les lecteurs, désireux de réaliser le TFOX 1 et qui auraient des difficultés pour obtenir les pièces essentielles et en particulier le tube et ses accessoires sont invités à prendre contact avec la rédaction ou avec l'auteur.

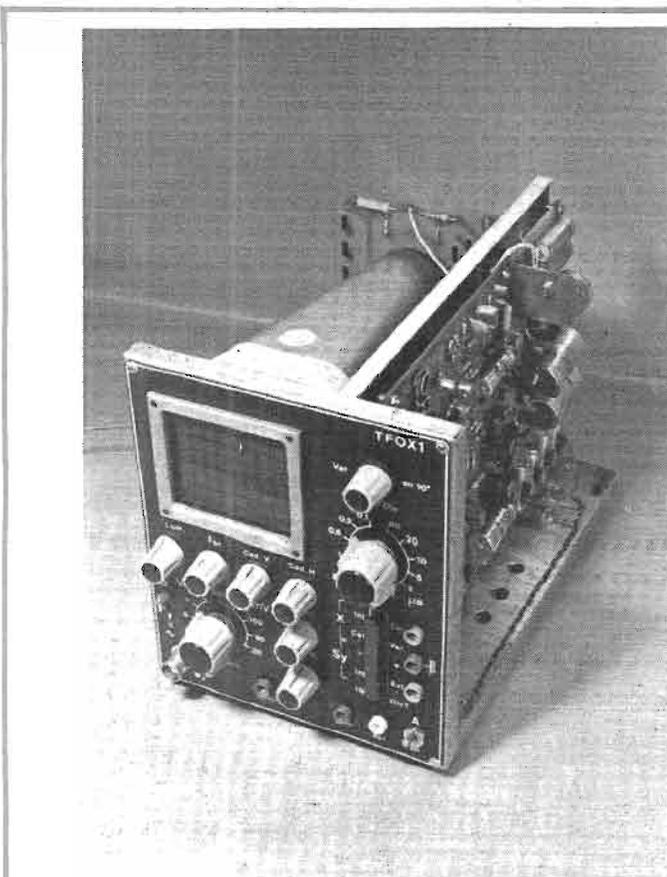


Photo 21. – Le TFOX1 est quasi terminé !



Photo 22. – Pose du panneau arrière accès au réglage d'astigmatisme.

REVERBERATEUR

STEREOPHONIQUE

A CIRCUITS INTEGRES

L'ETUDE que nous allons vous proposer sort des sentiers battus puisque les éléments actifs qui équipent ce montage sont des circuits intégrés. Il a déjà été publié plusieurs études de modules de réverbération (également des réalisations commerciales), celles-ci jusqu'alors ne comportaient que des transistors silicium et même parfois des ancêtres au germanium, comme composants actifs !!

Cette fois-ci, rien de tel. Puisque les circuits intégrés envahissent peu à peu le marché amateur, sachons les utiliser. Le réverbérateur (ou module de réverbération) pro-

posé dans ces colonnes est équipé de trois circuits intégrés National Semiconductor : 1 x LM377 et 2 x LM387.

Synoptique du réverbérateur

Le synoptique a été dessiné à la figure 1. L'unité de réverbération (système à ressorts) est intercalée entre un amplificateur de commande placé en amont et un préamplificateur placé en aval. Le préamplificateur voit sa bande passante bridée entre 100 Hz et 7 kHz par un filtre passe-bande. Il est nécessaire de limiter cette bande passante afin de suppri-

mer une distorsion importante qu'introduisait l'unité de réverbération (bruits métalliques, accrochages à basse fréquence).

A la suite de ce préamplificateur passe-bande, nous trouvons un préamplificateur-mixeur dont le rôle est de mélanger le signal de réverbération au signal direct transmis de l'entrée.

Les circuits intégrés LM 377 et LM 387

Il s'agit de circuits intégrés encapsulés dans des boîtiers Dual in Line 14 broches pour le

LM377 et 8 broches pour le LM387.

Ces boîtiers dessinés à la figure 2 permettent de voir qu'il s'agit de composants « stéréophoniques ». Chaque boîtier enferme deux amplis OP identiques.

Le LM377 est un double amplificateur de faible puissance, puisque celui-ci est capable de fournir une puissance de 2,5 W dans une charge de 8Ω (pour chaque ampli OP) avec une tension d'alimentation de 17 V. Pour 1 W de puissance à 1 kHz, le taux de distorsion harmonique est de 0,07 %.

Nous n'allons pas entrer dans les détails de la structure

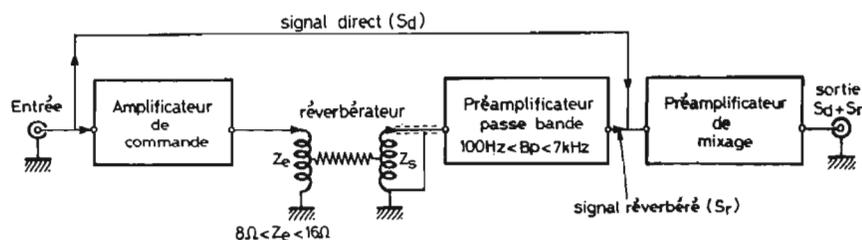


Fig. 1

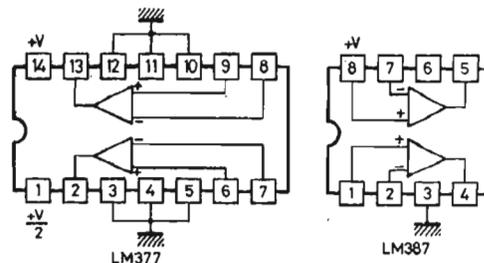


Fig. 2

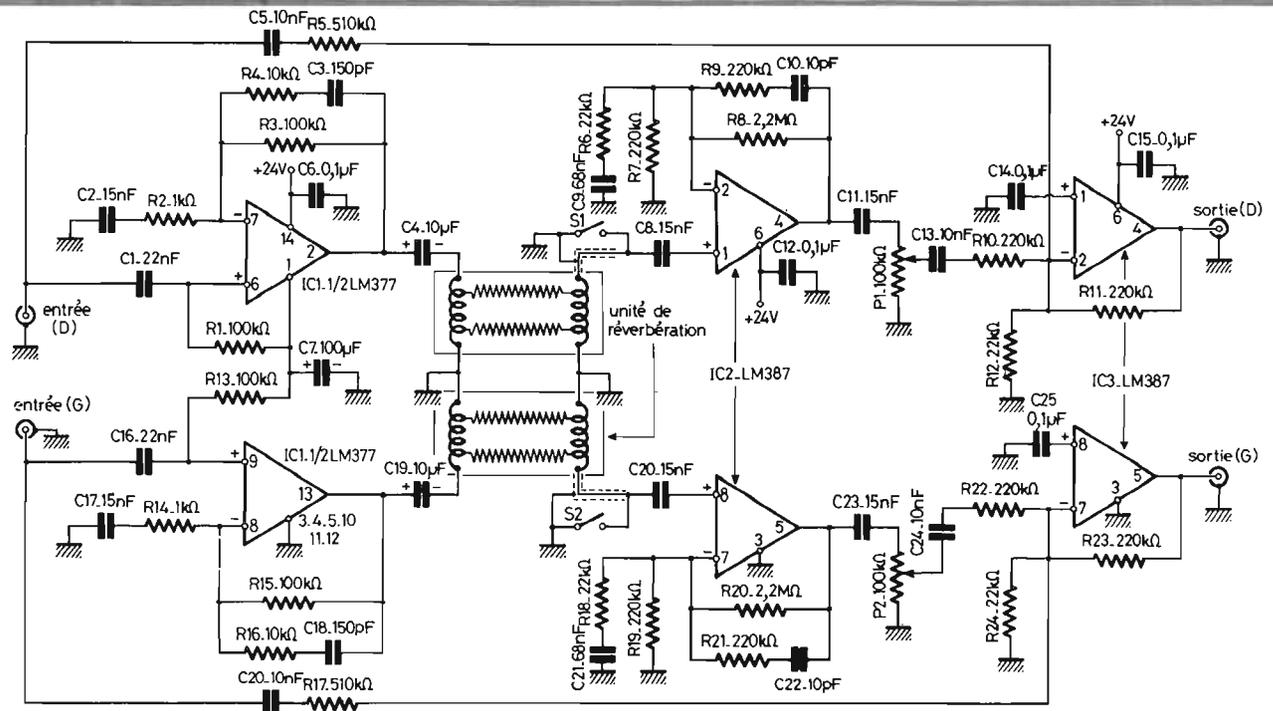


Fig. 3

interne de ce LM377, disons simplement que l'étage d'entrée est un différentiel comportant quatre transistors PNP.

Pour un gain unitaire, la bande passante s'étend jusqu'à 10 MHz.

Celui-ci contient une limitation en courant, courant de limitation fixé à environ 1,3 A par deux transistors.

La sortie peut être mise en court-circuit sans destruction.

Le LM387 est un double préamplificateur faible bruit très intéressant pour des applications basse fréquence. Gain de place (8 broches), fonctionnement avec une seule tension d'alimentation.

Le schéma du réverbérateur

Celui-ci fait l'objet, comme on s'en doute, de la figure 3. Les deux voies sont dessinées (canal gauche + canal droit). Nous ne nous occuperons que de la voie (D) pour expliquer rapidement le fonctionnement de ce réverbérateur. On y retrouve un demi LM377 en entrée. Un condensateur C_1 - 22 μ F applique la modulation sur l'entrée non inverseuse (+), broche 6. Le LM377 a été choisi car il est capable de fournir un courant important dans une charge inductive.

La résistance R_1 - 100 k Ω permet de polariser la broche 1 à $V_{CC}/2$, soit 12 V. Le condensateur C_7 - 100 μ F sert bien entendu de découplage.

Le gain en tension de cet amplificateur non inverseur est déterminé par les éléments R_3 et R_2

$$G = 1 + \frac{R_3}{R_2} \text{ soit } G = 100$$

Cependant ce gain n'est pas fixe, car en parallèle sur la résistance de contre-réaction R_3 , nous avons les éléments R_4 - 10 k Ω et C_3 - 150 pF.

La figure 4 permet de connaître la courbe de réponse théorique à obtenir avec ce LM377. Nous avons quatre paliers :

- 10 Hz à 80 Hz
- 80 Hz à 100 Hz
- 100 Hz à 10 kHz
- 10 kHz à 100 kHz

La fréquence f_1 (80 Hz) est déterminée par les éléments R_1 . C_1 et ce par la relation :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}}$$

$$= \frac{1}{13\,816 \cdot 10^{-6}}$$

$f_1 = 72,3$ Hz (valeur fonction de la tolérance des composants R . C).

A 80 Hz, la pente d'atténuation vers les basses fréquences est de 6 dB/octave.

De 80 Hz à 100 Hz, le gain doit être nul et ceci est obtenu grâce aux éléments R_3 . R_2 et C_2 .

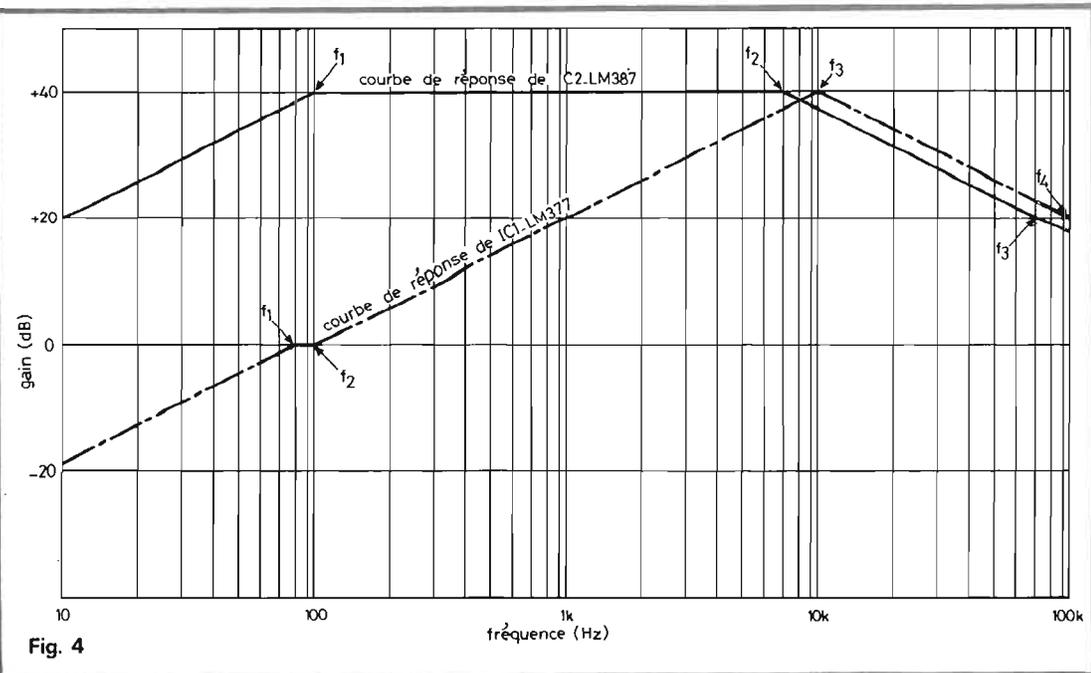


Fig. 4

La relation est la suivante :

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi \cdot C_2 (R_3 + R_2)}$$

d'où $f_2 = 105$ Hz.

De même la fréquence f_3 se calcule de la relation :

$$f_3 = \frac{1}{2 \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

ce qui donne $f_3 = 10,6$ kHz.

Le gain maximum est déterminé par le rapport de R_3 et de R_2 :

$$G = 1 + \frac{100}{1} = 101$$

(gain à la fréquence f_3).

L'atténuation aux fréquences élevées est réalisée par les éléments R_4 et C_3 , atténuation commençant à $f_3 = 10$ kHz et se terminant à $f_4 = 100$ kHz.

La fréquence f_3 nous la connaissons, reste à voir f_4 .

f_4 est déterminée par la relation suivante :

$$f_4 = \frac{1}{2 \pi \cdot R_4 \cdot C_3}$$

d'où nous tirons $f_4 = 106$ kHz.

La chute aux fréquences élevées $f_4 = 106$ kHz doit nécessairement s'effectuer avec un gain minimum de +20 dB pour maintenir la stabilité du LM377 car le LM377 n'est pas stable avec un gain unitaire.

Un condensateur $C_4 - 10 \mu F$ prélève la modulation en sortie du LM377 sur la broche 2 pour l'appliquer à l'unité de réverbération. Cette sortie est bien entendu à basse impédance, ce qui implique que l'impédance Z_e de l'unité doit se situer entre 8Ω et 16Ω .

Le signal traverse le ou les ressorts et après avoir été « bousculé » d'avant en arrière se retrouve aux bornes de l'inductance de sortie Z_s . De basse impédance, le signal se transforme en haute impédance et deux cas se présentent suivant la position de S_1 . Ou bien le signal termine sa course en étant envoyé à la masse (S_1 fermé) ou bien il est transmis au circuit intégré IC2 par le condensateur $C_8 - 15$ nF (S_1 ouvert). IC2-LM387 est un préamplificateur non inverseur.

Le gain de celui-ci est déter-

miné par le rapport des résistances R_8 et R_6 comme suit :

$$G = 1 + \frac{R_8}{R_6}$$

$$= 1 + \frac{2200}{22} = 101$$

(R_8 étant exprimé en $k\Omega$).

Cependant ce gain ne sera pas fixe en fonction de la fréquence car en parallèle sur R_8 il y a un réseau série $R_9 - C_{10}$ qui va brider ce préamplificateur aux fréquences élevées.

A la figure 4 nous voyons la courbe de réponse théorique de ce préamplificateur IC2-LM387.

La chute aux basses fréquences au point f_1 est déterminée par les composants $R_6 - C_9$. Cette fréquence f_1 se calcule par la relation :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_6 \cdot C_9} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{1}{9395 \cdot 10^{-6}} \text{ soit } f_1 = 106 \text{ Hz}$$

Aux hautes fréquences, la contre-réaction $R_9 - C_{10}$ intervient et modifie la valeur initiale de R_8 .

La fréquence f_3 se calcule par la relation :

$$f_3 = \frac{1}{2 \pi \cdot R_9 \cdot C_{10}}$$

soit $f_3 = 72,4$ kHz, ce qui donne un gain de +20 dB à cette fréquence (ou une atténuation de 20 dB si on se base sur le gain initial de +40 dB).

La fréquence de coupure f_2 qui marque la limite de la bande passante de IC2 aux fréquences élevées est fonction des éléments R_8 et C_{10} .

Cette fréquence de coupure f_2 suit la relation :

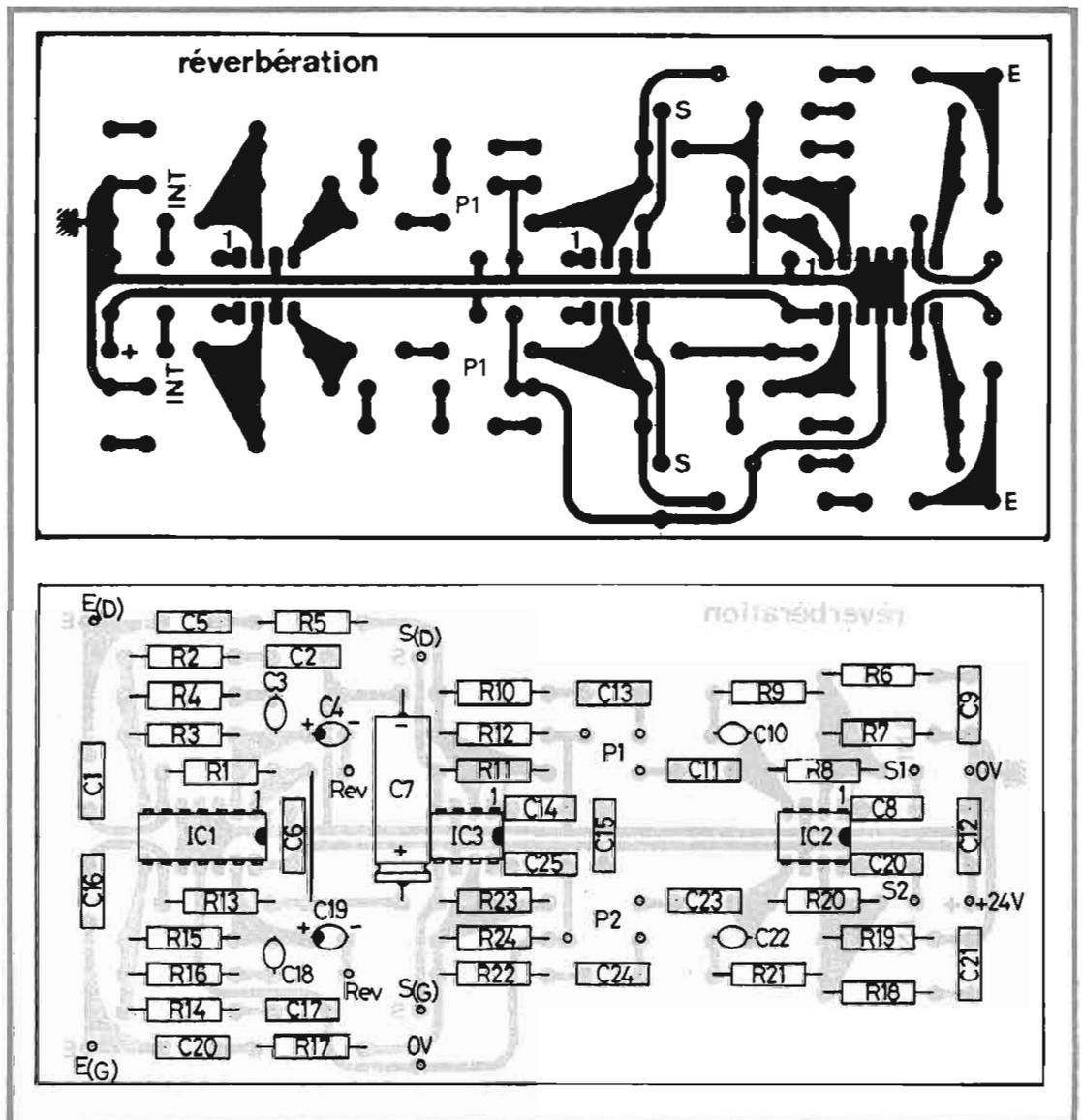
$$f_2 = \frac{1}{2 \pi \cdot R_8 \cdot C_{10}}$$

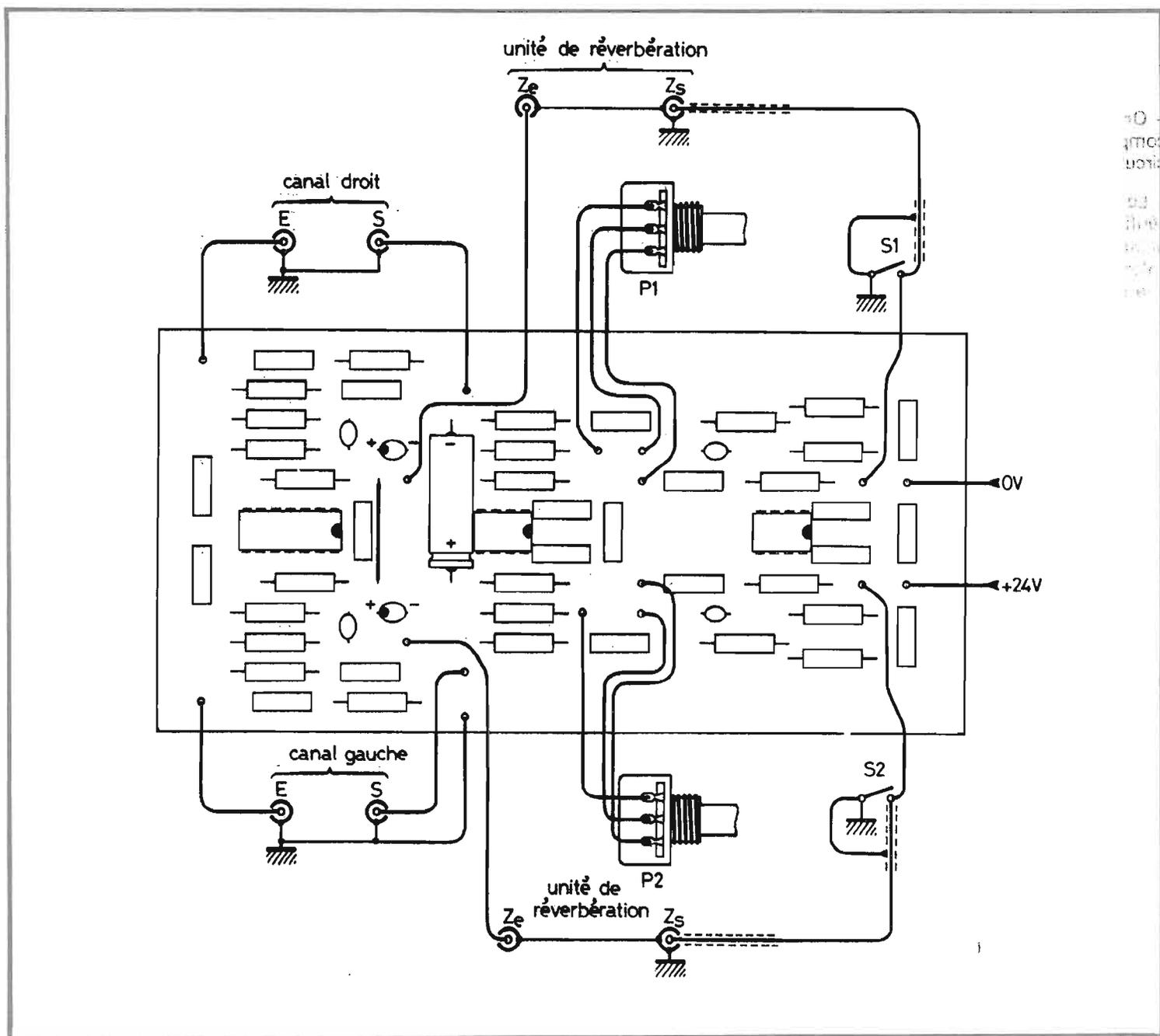
soit $f_2 = 7,24$ kHz.

Le signal amplifié et limité au gabarit 100 Hz-7 kHz est prélevé par le condensateur $C_{11} - 15$ nF sur la broche 4 de IC2.

Ce signal va subir un dosage en amplitude par le potentiomètre $P_1 - 100$ $k\Omega$. Plus ou moins atténué, réverbéré et limité en fréquence, il sera recueilli par le condensateur $C_{13} - 10$ nF pour être expédié sur l'entrée inverseuse de IC3. Là il va faire connaissance avec l'image de ce qu'il était avant d'être trituré par IC1, par les ressorts, par IC2, mais sans rancune il va se mélanger avec le signal direct pour entrer par la porte 2 de IC3-LM387.

La dernière opération provo-





quée par IC3, amplificateur inverseur est un déphasage de 180°.

Le gain de ce troisième et dernier étage est fonction des résistances R_{11} et R_{10} , c'est-à-dire rien du tout !

$$G = - \frac{R_{11}}{R_{10}} = \frac{220}{220} = -1$$

Le signe moins indiquant l'inversion de phase.

Si IC3 n'amplifie pas, il a au moins la tâche de mixer et de permettre de disposer de ce nouveau signal comme à basse impédance.

Comme l'indique le schéma de cette figure 3, la tension d'alimentation est unique et égale à + 24 V.

Le circuit imprimé

Le dessin des pistes cuivrées établissant les liaisons entre les pastilles est fourni aux lecteurs à l'échelle 1 à la figure 5. Ces liaisons ne sont pas trop délicates à réaliser et le lecteur pourra graver facilement son circuit surtout s'il utilise de l'époxy photosensibilisé pour positif. C'est le meilleur procédé pour un amateur, il permet en effet de graver une plaquette avec autant de définition que dans l'industrie.

Nous avons personnellement utilisé des pastilles de \varnothing 2,54 mm, de la bande d'une

largeur de 1,27 mm et des boîtiers Dual in Line autocollants.

La plaquette gravée, on perce tous les trous avec un foret de 8/10 mm.

Avant de commencer le câblage, ne pas oublier de désoxyder les pistes cuivrées, il serait dommage de surchauffer un circuit intégré et de le « cramer ».

Câblage du module réverbérateur

Le plan de câblage de ce module fait l'objet de la figure 6. Comme d'habitude tous les

composants sont repérés par leur symbole électrique et il suffit de se reporter à la nomenclature pour connaître les valeurs nominales de chacun d'eux, ainsi que les tolérances.

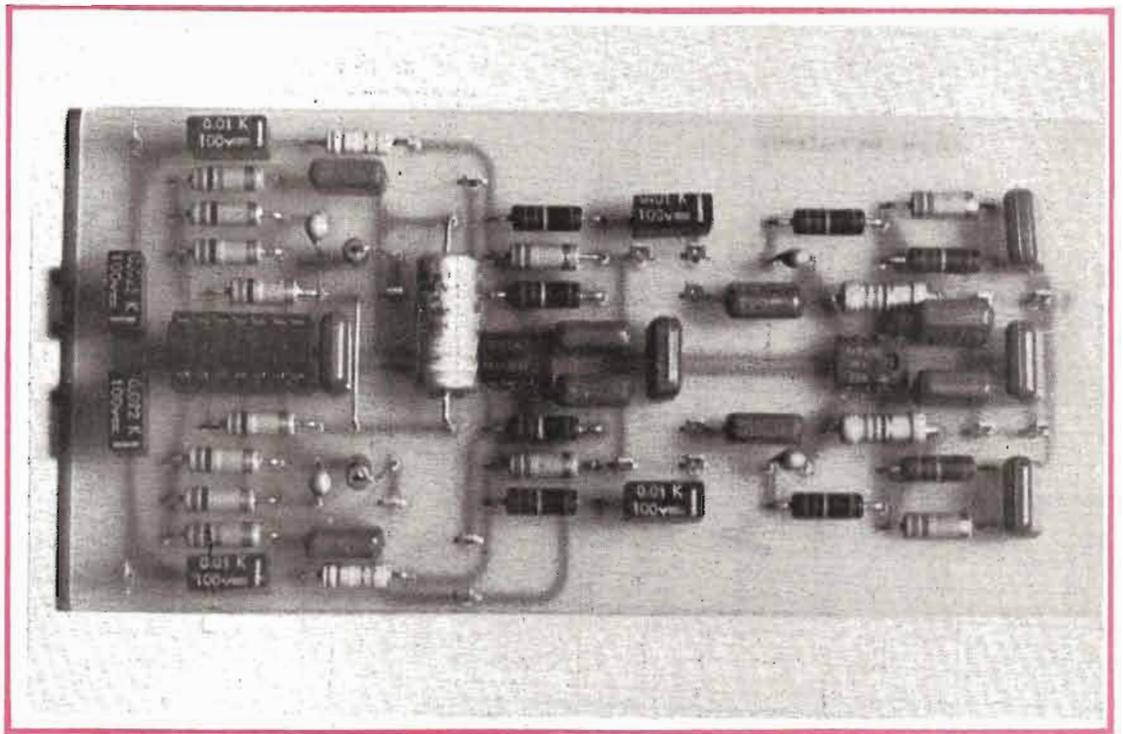
Les opérations de câblage succéderont dans l'ordre suivant :

- Souder toutes les résistances
- Souder les condensateurs céramique et les boules tantales
- Souder les condensateurs non polarisés
- Souder l'électrochimique C_7
- Souder les circuits intégrés
- Souder des picots au niveau des interconnexions avec les

composants extérieurs au module

- Ne pas oublier de mettre en place le strap
- On veillera à l'orientation des composants polarisés et des circuits intégrés.

Le module soigneusement vérifié, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène et on pulvérise une couche de vernis protecteur.



Nomenclature des composants du module réverbérateur

* Résistances à couche $\pm 5\%$ - 1/2 W

R_1, R_3, R_{13}, R_{15} : 100 k Ω
 R_2, R_{14} : 1 k Ω
 R_4, R_{16} : 10 k Ω
 R_5, R_{17} : 510 k Ω
 $R_6, R_{12}, R_{18}, R_{24}$: 22 k Ω
 $R_7, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{19}, R_{21}, R_{22}, R_{23}$: 220 k Ω
 R_8, R_{20} : 2,2 M Ω

* Semiconducteurs

IC1 - LM 377
 IC2 - IC3 - LM387

* Condensateurs polarisés

C_7 : 100 μ F / 25 V
 C_4, C_{19} : 10 μ F / 16 V tantale goutte

* Condensateurs non polarisés (pas de 7,5)

C_1, C_{16} : 22 nF
 $C_2, C_8, C_{11}, C_{17}, C_{20}, C_{23}$: 15 nF
 C_5, C_{13}, C_{24} : 10 nF

$C_6, C_{12}, C_{14}, C_{15}, C_{25}$: 0,1 μ F
 C_9, C_{21} : 68 nF
 C_3, C_{18} : 150 pF céramique
 C_{10}, C_{22} : 10 pF céramique

* Divers

Picots à souder
 1 support Dual in Line 14 broches
 2 supports Dual in Line 8 broches

Interconnexions du module aux composants extérieurs

Il suffit de se conformer au plan de câblage de la figure 7. L'impédance étant faible au niveau des potentiomètres, on pourra utiliser du fil de câblage ordinaire.

Par contre on veillera à employer du câble blindé pour le câblage de la prise de raccordement Z_6 et le module (haute impédance de l'unité de réverbération). Il en est de même pour les liaisons (E) du module aux prises.

Nomenclature des composants extérieurs au module

P_1, P_2 : potentiomètres 100 k Ω linéaire
 $S1, S2$: interrupteur unipolaire 8 prises femelles RCA pour châssis
 Fils de câblage de couleurs
 Câble blindé 1 conducteur

L'unité de réverbération

Cet élément est à choisir en fonction bien sûr de ses caractéristiques mais également en fonction des fonds que l'on veut engager.

On peut signaler l'unité 4 F Hammond qui se rapproche de l'unité RE16.

A noter également les lignes de réverbération RE4, RE6 et RE21.

Le tableau I donne les principales caractéristiques de ces unités.

Personnellement nous avons essayé la maquette avec l'unité RE4 dont la réponse en fréquence s'étend de 100 Hz à 3 kHz. L'impédance d'entrée est de 16 Ω et celle de sortie de 10 k Ω .

Nota

Le mois prochain nous proposerons aux lecteurs la mise en coffret de ce module et son utilisation avec quelques relevés.

Pour les lecteurs peu familiarisés avec la gravure des circuits imprimés, la plaquette prête au câblage pourra leur être fournie en en faisant la demande à la rédaction.

D.B.

TABLEAU I

TYPE	RE4	RE6	RE16	RE21
Entrée max	350 mA	350 mA	350 mA	350 mA
Impédance d'entrée Z_6	16 Ω	16 Ω	16 Ω	3 Ω
Impédance de sortie Z_s	10 k Ω	10 k Ω	10 k Ω	3 k Ω
Réponse en fréquence	100 Hz à 3 kHz	100 Hz à 3 kHz	50 Hz à 5 kHz	100 Hz à 3 kHz
Réverbération	2,5 s	2,5 s	2,4 s	1,4 s
Retard	25/30 ms	25/30 ms	35/40 ms	15 ms

PRESSE TECHNIQUE ETRANGERE

Régulateur pour 2 tensions de sortie

Le montage représenté par le schéma de la figure 1 est proposé par S.K. Wong dans Electronics du 21 juillet 1977.

Il peut fournir des tensions

continues de 8 à 20 V sous 1 A. La régulation des deux tensions est d'environ 100 mV. Ce montage présente l'avantage de fournir 1 A alors que des montages similaires ne donnent que 100 mA ou bien leurs tensions de sortie ne sont pas ajustables.

Des courants plus élevés, plus de 3 A, sont fournis par d'autres alimentations régulées mais les tensions sont fixes. A la figure 1 on a représenté, à gauche, le transformateur d'alimentation TA qui, dans le montage original proposé par son auteur, est un

STANCOR P 6872 donnant 36 à 40 V au secondaire muni d'une prise médiane. Un modèle équivalent peut convenir aussi bien. La prise médiane est reliée à la ligne de masse qui est : le négatif de l'alimentation positive V_P et le positif de l'alimentation négative V_N .

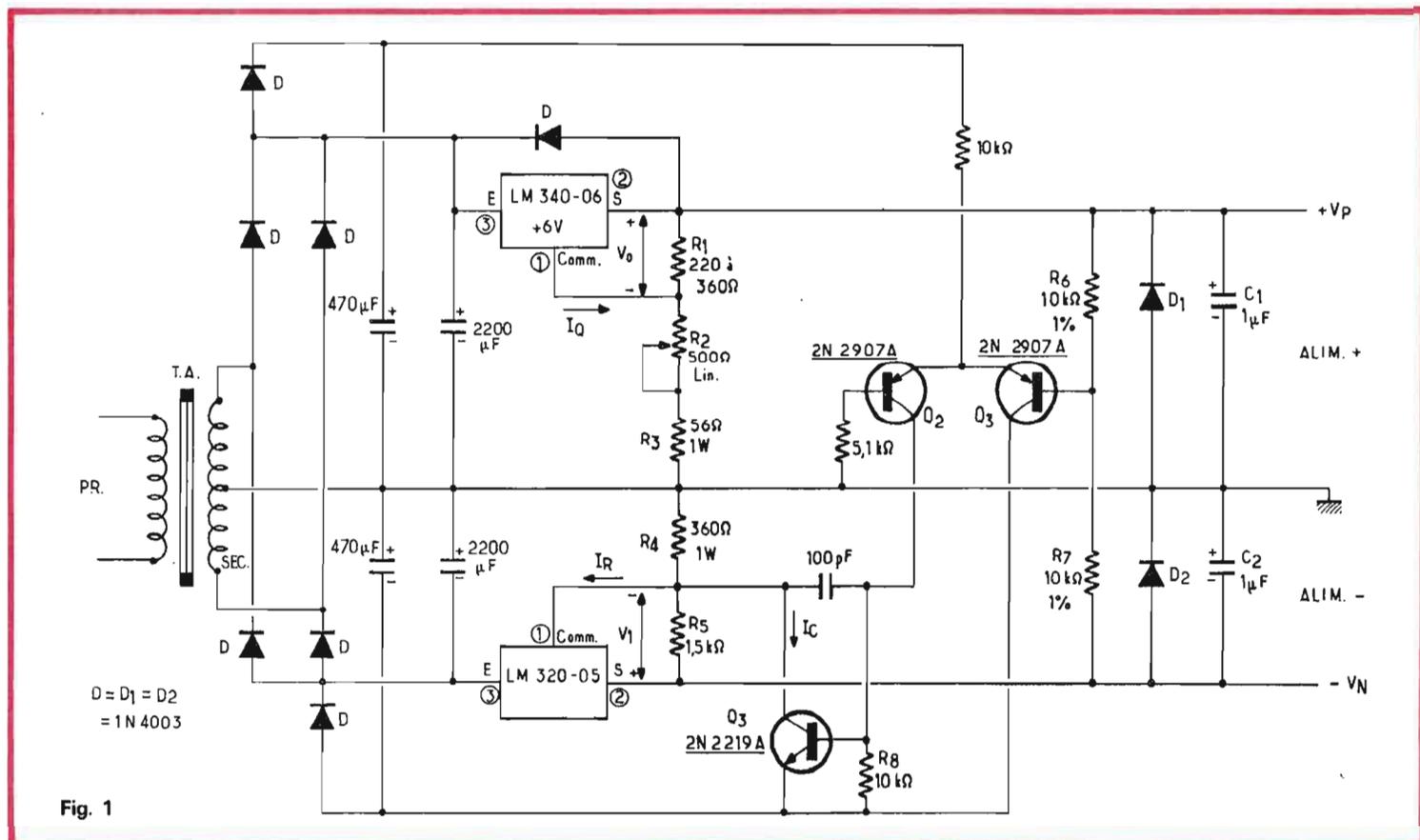


Fig. 1

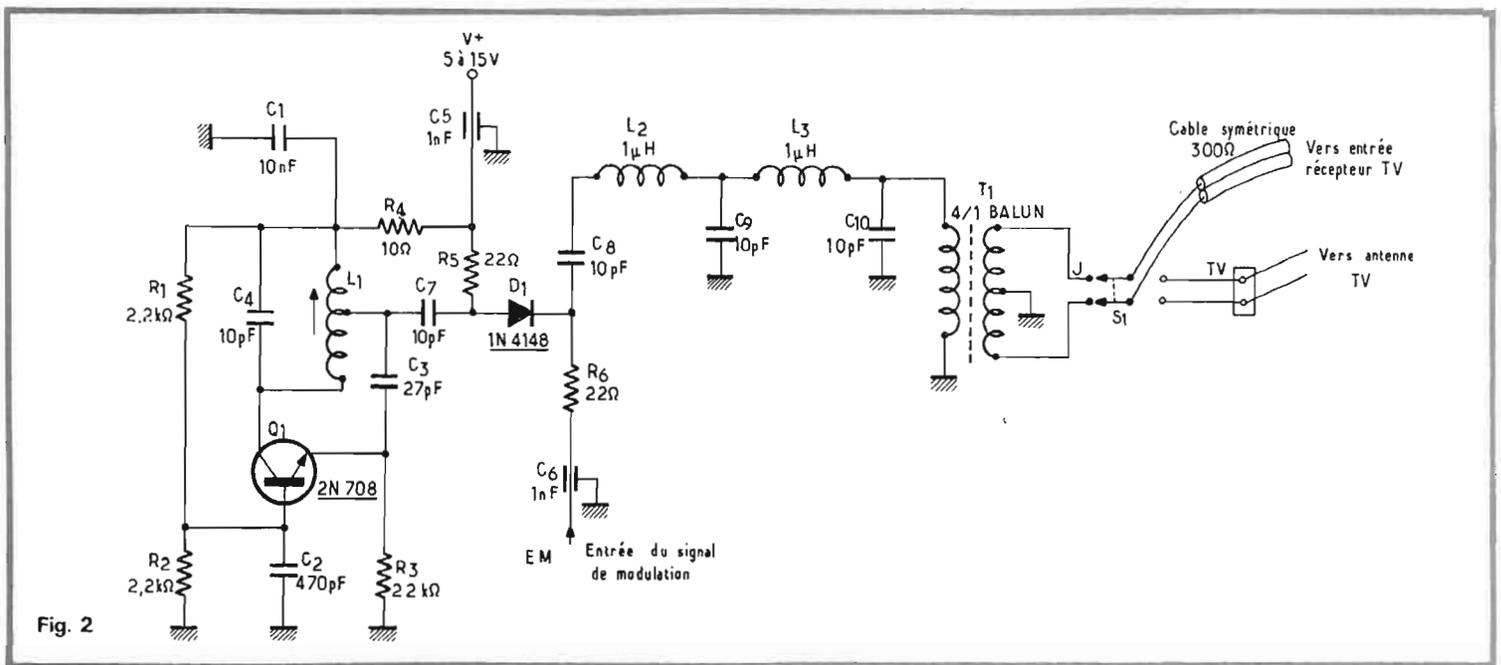


Fig. 2

Un pont de quatre diodes fournit les tensions positive et négative non régulées.

Le filtrage est assuré par des condensateurs de 2200 μ F; on trouve ensuite les régulateurs réalisés avec des CI « tri-poles » LM 340-06 + 6 V pour l'alimentation positive et LM 320-05 - 5 V pour l'alimentation négative, associés à des transistors de réaction, $Q_1 = Q_2 = 2N2907$ A (PNP) et $Q_3 = 2N2219$ A (NPN).

Si la tension alternative, appliquée au primaire du transformateur, est la tension nominale prévue pour le primaire, le secondaire donne 40 V sur sa totalité et les tensions redressées et filtrées sont de + 27 V et - 27 V pour les deux voies.

La tension positive, est égale à :

$$V_P = 1 + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) V_0 + (R_2 + R_3) I_Q \quad (1)$$

dans laquelle R_2 et R_3 sont indiquées sur le schéma

$R_2 = 500 \Omega$, réglable, linéaire, $R_3 = 56 \Omega$, 1 W fixe,

et $V_0 =$ tension comprise entre 5,75 et 6,25 V du régulateur LM 340-06 et I_0 est le courant de repos du régulateur. Ce courant est égal à 10 mA maximum et il est presque indépendant de la tension d'entrée et du courant de sortie.

En réglant R_2 , on modifiera la tension positive de sortie et en même temps la tension

négative de sortie. Cette dernière est :

$$V_N = \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) V_1 + R_4 (I_c + I_R)$$

dans laquelle R_4 et R_5 ont les valeurs indiquées sur le schéma,

$R_4 = 360 \Omega$ 1 W

$R_5 = 1,5 \text{ k}\Omega$

I_R est le courant de repos du régulateur LM 320-05. I_c est le courant de collecteur du transistor Q_3 et V_1 est la tension de sortie du régulateur. Ces grandeurs sont indiquées sur le schéma.

Le LM 320-05 est un régulateur de - 5 V et les transistors Q_1 et Q_3 constituent un circuit asservi.

Un amplificateur différentiel

composé des transistors Q_1 et Q_2 commande la différence entre V_P et V_N qui est transmise au diviseur de tension, de précision, constitué par R_6 et R_7 . Cette différence est comparée à une référence zéro. Normalement la tension à cette jonction est nulle car $V_P = -V_N$.

Toute tension d'erreur est amplifiée et donne lieu à une modification du courant de collecteur de Q_3 , qui, à son tour, change la valeur de la tension aux bornes de R_4 et par conséquent V_N .

En raison du courant élevé pouvant être produit par cette alimentation, il y aura aux divers endroits du montage, une dissipation importante de puissance. De ce fait, on devra sélectionner les composants en vue de satisfaire à ces conditions thermiques.

Le courant maximum passant par Q_3 est de 78 mA et le maximum de puissance consommée est de 500 mW. Pour cette application on a choisi le 2N2219 A. D'autre part, des régulateurs adoptés dans ce montage devront être montés avec radiateurs.

R_3 évite un courant excessif dans R_2 si la valeur de cette dernière est faible.

Pour éviter des difficultés lors de la mise en marche, on a monté les diodes D_1 et D_2 , en shunt sur C_1 et C_2 .

C_1 et C_2 sont des condensateurs au tantale qui améliorent la réponse transitoire.

Remarquons le réglage par R_2 , potentiomètre linéaire de 500 Ω . Toutes les diodes sont du type 1N4000.

Modulateur VF pour appareils TV (Vidéocube)

Analyse du schéma

Les jeux adaptables aux récepteurs de télévision sont actuellement à la mode.

Un moyen commode de transmettre un signal de modulation de forme particulière à un téléviseur est de substituer au signal d'émetteur, celui d'un oscillateur VHF modulé, branché à l'entrée antenne, à la place du câble provenant de l'antenne normale.

Il est également intéressant de séparer en continu le modulateur de l'installation existante de réception.

Le vidéocube dont le schéma est donné à la figure 2, est proposé par Glen Dash dans Radio Electronics d'août 1977. Il est assez facile d'analyser ce schéma.

Q_1 est l'oscillateur HF monté en base commune, la base étant polarisée par le diviseur de tension $R_1 - R_2$ de 2,2 + 2,2 k Ω et découplée par C_2 de 470 pF, valeur suffisante aux fréquences de la bande I de TV, où f est de l'ordre de 45 à 80 MHz. Ainsi, à 60 MHz, la réactance de C_2 est $X_c = 5,64 \Omega$.

La tension de la base est positive par rapport à la masse et dépend de la tension d'alimentation choisie, pouvant être comprise entre 5 et 15 V.

On obtient l'oscillation par couplage entre le collecteur et l'émetteur, réalisé avec C_3 de 27 pF. L'émetteur est polarisé par R_3 non découplée.

L'accord de l'oscillateur est déterminé par les valeurs de L_1

et C_4 . Ce condensateur est fixe, 10 pF, et la bobine L_1 est ajustable. On pourra déterminer sa valeur à l'aide de la formule de Thomson, écrite sous la forme

$$L = \frac{10^6}{4 \pi^2 f^2 C}$$

avec L en μH , f en MHz et C en pF.

Par exemple, si $f = 60$ MHz, on trouve

$$L = 0,7 \mu\text{H}$$

La bobine L doit pouvoir se régler sur $0,7 \mu\text{H}$ ou sur des valeurs voisines si f est différente de 60 MHz.

Il doit être également possible de prévoir C_4 ajustable et L_1 fixe. A noter que la prise sur L_1 est une prise médiane. Le collecteur est polarisé positivement à partir du $V+$ et par l'intermédiaire de la cellule de découplage $R_4 - C_1$.

Remarquons le condensateur C_1 de 1 nF du type « traversée ». Le signal de modulation est transmis par R_6 de 22Ω à D_1 . On obtient le signal HF modulé sur la cathode de D_1 . Ce signal est transmis par C_8 et le filtre passe-bas $L_2 - L_3 - C_9 - C_{10}$ ($1 \mu\text{H}$ et 10 pF) au primaire du « BALUN ».

Ce « balun » est tout simplement un transformateur de rapport 4/1 (primaire à secondaire) permettant d'adapter l'impédance moyenne de l'oscillateur à une impédance de 300Ω , cette dernière valeur étant adoptée aux USA par les installations de TV.

Dans ces conditions, l'impédance vue par le primaire est donnée par

$$\frac{Z_p}{300} = 4^2 = 16$$

donc

$$Z_p = 4800 \Omega$$

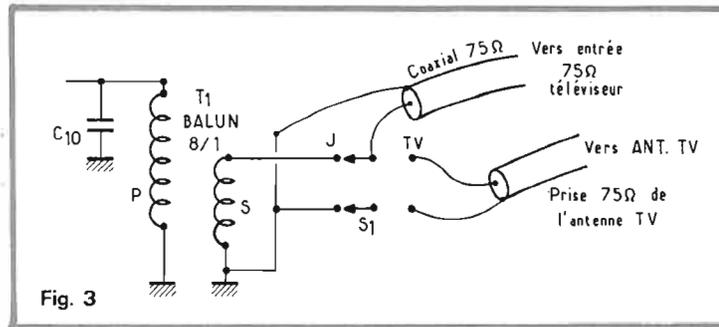


Fig. 3

Le secondaire pourra par conséquent s'adapter à une entrée de téléviseur de 300Ω . Si cette entrée est de 75Ω , le rapport de transformation sera 8 au lieu de 4.

Le secondaire est connecté aux deux points d'un commutateur S_1 , bipolaire à deux positions.

En position J , S_1 transmet le signal du modulateur VF, à l'entrée du téléviseur.

En position TV , S_1 transmet le signal de l'antenne normale, à l'entrée du téléviseur. Le filtre $L_2 L_3 C_9 C_{10}$ permet d'éliminer les harmoniques du signal HF engendrés par l'oscillateur.

Voici quelques détails sur la conception de cet appareil.

La capacité C_7 et la résistance R_5 de 22Ω , forment un diviseur de tension qui fournit à l'anode de la diode, un signal de 25 mV environ.

D'autre part, C_6 de 1 nF est à impédance relativement faible à 60 MHz, $2,6 \Omega$ environ. De ce fait, C_6 est pratiquement un court-circuit pour un signal à cette fréquence. Toutefois D_1 et R_6 constituent également un diviseur de tension. La résistance de D_1 dans le sens direct est une fonction du courant (direct) de cette diode. Elle diminue ou augmente en même temps que ce courant augmente ou diminue, respectivement.

Pour cette raison la résistance existant entre le point EM (l'entrée du signal de modu-

lation) et la masse, diminue lorsque le courant de D_1 augmente et le niveau de la tension sur la cathode de D_1 augmente.

Au cas d'un emploi sur installation de 75Ω , le vidéocube pourrait être modifié vers sa sortie comme indiqué à la figure 3. Le rapport de transformation est de 8 fois. En effet on a bien

$$\frac{4800}{75} = 64 = 8^2$$

Les composants

Les valeurs sont indiquées sur le schéma. Comme il s'agit d'un appareil fonctionnant à fréquence élevée, le choix de certains composants présente une importance capitale. Les condensateurs sont des types suivants.

$$C_1 = 10 \text{ nF } 20 \% 25 \text{ V}$$

$$C_2 = 470 \text{ pF } 20 \% \text{ disques céramique}$$

$$C_3 = 27 \text{ pF } 5 \% \text{ disque céramique}$$

$$C_4, C_7, C_{10} = 10 \text{ pF } 5 \% \text{ disques céramique}$$

$$C_5, C_6 = 1 \text{ nF } 20 \% \text{ « traversée »}$$

Le commutateur S_1 doit être à faibles pertes et convenir dans un montage VHF. Il n'y a rien de spécifié en ce qui concerne les résistances. Des modèles de $0,25 \text{ W}$ à tolérance de $\pm 10 \%$ doivent

convenir. En ce qui concerne les bobines, on peut trouver dans le commerce des modèles répondant aux caractéristiques données. Le BALUN peut être réalisé à partir d'un transformateur adaptateur $300/75 \Omega$ destiné aux VHF bande 1.

A cet effet, on comptera le nombre de spires prévu pour l'enroulement 300Ω et on remplacera cet enroulement par un autre ayant quatre fois plus de spires, ce qui permettra d'obtenir un rapport abaisseur de huit fois.

Emploi du vidéocube

Cet appareil consomme environ 10 mA aux tensions d'alimentation comprises entre 5 et 12 V. Il est possible d'utiliser le vidéocube de nombreuses manières. Ainsi, à la figure 4 on indique le montage permettant d'introduire à l'entrée EM de modulation, un signal provenant d'un jeu ou d'un microordinateur. Dans ce montage $V+ = 10 \text{ V}$. Indiquons toutefois que cet appareil peut être utilisé comme un microordinateur en association avec un système basé sur le 2650 Signetics (Radio Electronics, avril 1977).

Indicateur de tension du secteur à deux LED

A la figure 5 on représente un montage de vérification de l'existence d'une tension de 220 V du secteur alternatif. Ce montage est proposé par Viktor Sauer dans Funkschau, N° 12, 1977.

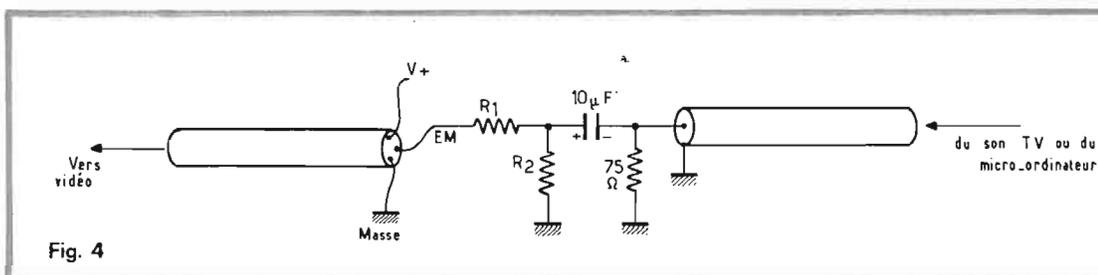


Fig. 4

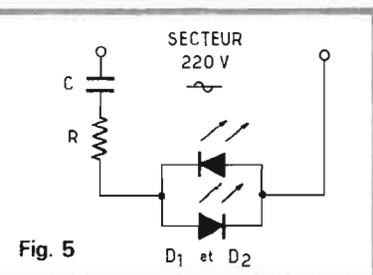


Fig. 5

Généralement, on « teste » une prise de courant du secteur à l'aide d'une lampe à incandescence convenant à la tension du secteur. Ce dispositif est encombrant et nécessite une douille de lampe, un fil et une fiche de prise de courant.

Le dispositif de V. Saver ne consomme qu'un courant négligeable et peut se monter dans un boîtier de très faible dimension. Il est également possible de monter cet indicateur dans un appareil quelconque pour servir de témoin de la présence du courant ou du branchement au courant. On peut voir sur le schéma que tout le montage est effectué en série. Le condensateur C de 0,22 μ F, 250 V laisse passer, avec une chute appréciable de tension, le courant du secteur. La résistance R de 1,8 k Ω 0,5 W contribue à réduire la tension à la valeur supportable par les deux LEDS montées en opposition.

Il en résulte l'allumage d'une diode sur deux, qui se produira lorsque la diode LED considérée sera à anode positive par rapport à la cathode.

On pourra d'ailleurs remplacer une des LED par une diode au silicium ordinaire. Dans ce cas, la LED restante ne s'allume que pendant une demi-période du courant du secteur. La réactance d'un condensateur de 0,22 μ F à 50 Hz est $X_c = 14\,475 \Omega$. De ce fait, la contribution du condensateur est prépondérante à la chute de tension. Il faut que C soit bien isolé et à une tension de service supé-

rieure à 250 V alternatif. En utilisant deux LED, on pourra réaliser des indicateurs lumineux de panneaux se distinguant entre eux par les deux couleurs des lumières. En effet, on dispose de trois couleurs, jaune, rouge, vert. En associant ces couleurs on obtient : trois combinaisons avec la même couleur et six combinaisons avec deux couleurs différentes.

Montage réducteur de souffle

Généralités

Dans la même revue, Funkschau N° 12, 1977, nous avons relevé un montage « DNL » (limiteur dynamique de parasites) proposé par H. Feichtinger, permettant de réduire le souffle lorsque cette réduction s'avère indispensable ou utile. En effet, soit un signal BF à large bande, donc à fréquences basses, moyennes et élevées, par exemple de 20 Hz à 10 000 Hz et plus.

L'ensemble des signaux peut comporter le signal utile et le signal de souffle, ce dernier dû à diverses causes. Si le signal utile est puissant, le signal de souffle sera négligeable par rapport à celui-ci et ne sera pas perçu. Par contre, si le signal utile est faible, le souffle sera perceptible et même parfois prépondérant.

Or, le signal de souffle se situe à des fréquences égales et supérieures à 4 kHz. La solution classique consiste dans

l'emploi d'un filtre passe-bas qui éliminera toute composante de fréquence supérieure à la limite fixée, 4 à 5 kHz.

Un moyen plus rationnel consiste à remplacer le filtre classique par un dispositif dynamique dont l'effet dépend de l'amplitude du signal d'entrée.

Dans l'appareil de Feichtinger, l'effet d'élimination des signaux de fréquence supérieure à 4 kHz, est d'autant plus prononcé que le signal d'entrée est faible. Si le signal total est puissant, on n'éliminera pas les signaux à fréquences élevées et la courbe de réponse restera excellente jusqu'aux fréquences les plus élevées.

Analyse du schéma

L'appareil est un amplificateur à courbe de réponse variable avec l'amplitude du signal d'entrée.

Celui-ci, quel que soit son niveau, est appliqué aux bornes du potentiomètre P₁ de 100 k Ω . Du curseur de P₁ le signal est transmis par un condensateur de 1 μ F, à la base du transistor Q₁, un BC 109 C NPN. Le signal étant amplifié par Q₁, on le retrouve aux bornes de R₀, reliée au + alimentation. Il est transmis par C₃, R₄ et C₄ à la base de Q₂, un NPN du type BC 108 B monté en émetteur à la masse.

On retrouve ensuite le signal amplifié sur R₆, tandis que C₅ le transmet au potentiomètre P₂ de 100 k Ω , dont le curseur est relié à la base de Q₃, un NPN du même type que Q₂. Le

transistor Q₃ est monté en collecteur commun, relié au + alimentation.

Q₃ est un adaptateur d'impédance, son entrée est à haute impédance comparativement à celle de sortie qui est basse, inférieure à R₇, disposée entre l'émetteur et la masse.

Le signal est transmis par C₆ de 1 μ F vers la sortie. Grâce à la faible impédance de sortie, l'appareil pourra être connecté à la plupart des entrées des montages BF. Revenons maintenant au collecteur de Q₁.

On a vu plus haut que le signal passe par Q₂ pour aboutir à une extrémité y du potentiomètre P₂.

Le même signal, sans subir la moindre modification passe directement, du collecteur de Q₁ à l'extrémité restante, x, de P₂.

Il est clair que P₂ est un doseur ou équilibreur, entre les signaux, direct (par la voie a) et indirect par Q₂).

La base de Q₃ recevra par conséquent un mélange des deux signaux, la proportion dépendant de la position du curseur.

Examinons la voie passant par Q₂ qui est destinée à l'amplification des fréquences élevées. Etant donné que Q₂ est monté en émetteur commun, ce transistor est déphaseur de 180°, c'est-à-dire inverseur.

Il en résulte que les signaux en x et en y, extrémités du potentiomètre d'équilibre, P₂, sont en opposition, ce qui élimine dans une certaine mesure, dépendant du réglage de ce potentiomètre, les composantes à fréquence élevée, et bien entendu, en même temps le souffle.

Les composantes à fréquence basse ne sont pas éliminées car elles n'existent pas au point y, n'étant pas transmises par Q₂ et les composants qui lui sont associés.

Lorsque le signal d'entrée du montage est de faible amplitude, le transistor Q₂ amplifie au maximum ce qui permet, pour un bon réglage de P₂, d'obtenir l'opposition des tensions aux fréquences élevées. Si le signal est fort, Q₂ amplifie très peu et P₂ ne peut annuler les aigus.

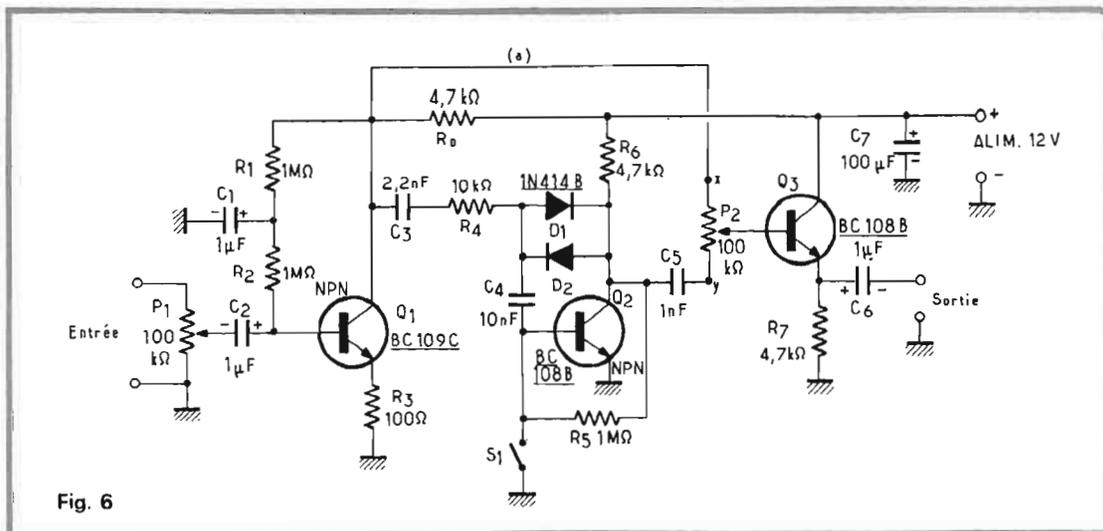


Fig. 6

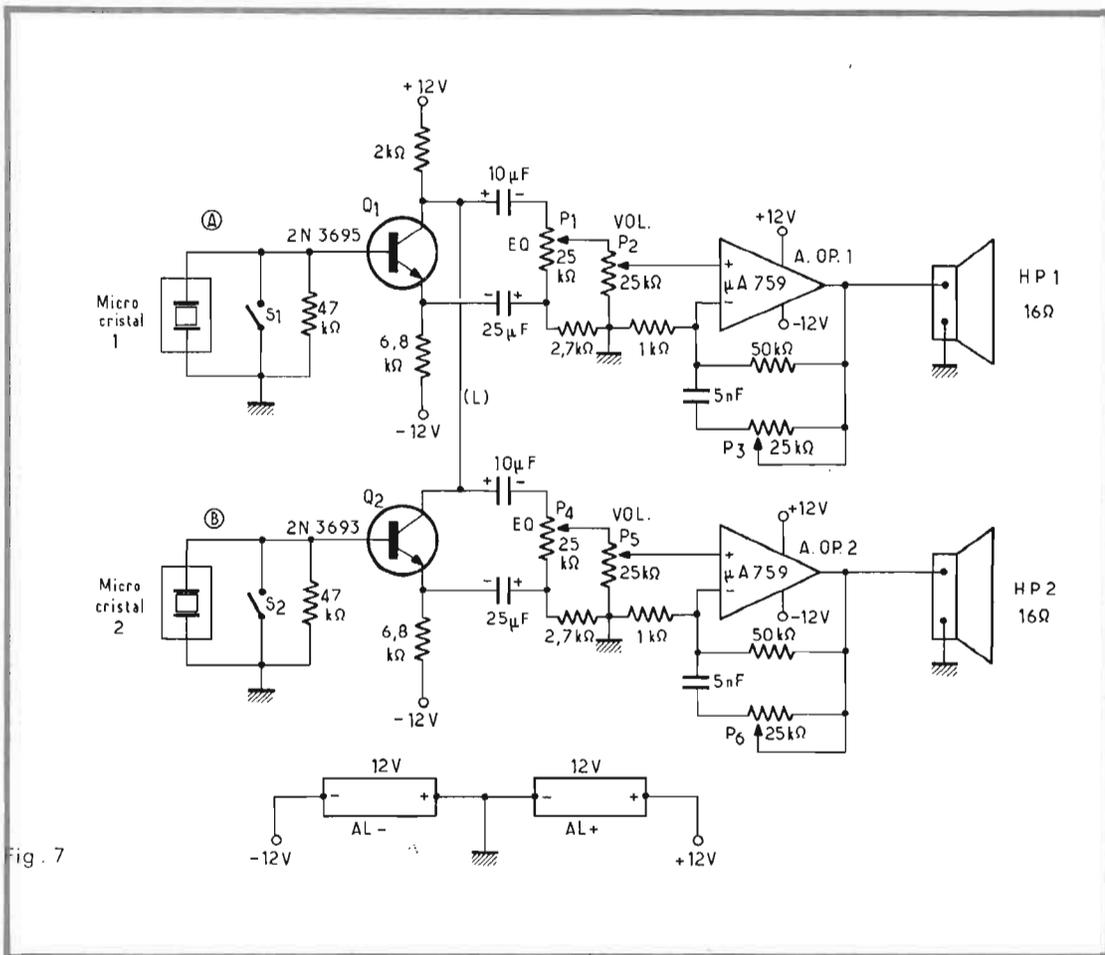


Fig. 7

Mise au point

Ce petit montage est assez facile à régler. En premier lieu, on appliquera à l'entrée un signal de souffle, pris par exemple sur une bande magnétique non enregistrée. Le potentiomètre P_1 d'entrée sera réglé de manière à ce que ce souffle reste entendu. Ensuite on règlera P_2 pour obtenir une bonne écoute du souffle. On revient à P_1 en recherchant la position pour laquelle on entendra à peine le souffle.

Utiliser ensuite un signal enregistré et constater que le souffle est réduit par rapport à une reproduction normale. L'appareil proposé convient particulièrement pour l'écoute de signaux perturbés tels que ceux des bandes magnétiques, des disques anciens ou usés et des émissions FM parasites.

A noter également les polarisations des bases. Celle de Q_1 est polarisée par R_1 et R_3 de $1\text{ M}\Omega$ chacune; Q_2 est polarisé par R_5 reliée à son autre extrémité au collecteur. L'interrupteur S_1 permet de débrancher

la base de la résistance R_5 de $1\text{ M}\Omega$. Le transistor est alors bloqué et le dispositif ne fonctionne que sur la voie directe (a), donc sans anti-souffle.

La base de Q_3 est polarisée par l'intermédiaire de P_2 à partir du collecteur de Q_1 . Remarquons que les harmoniques des signaux aux fréquences supérieures à 4000 Hz , engendrés pour ce montage sont inaudibles ou presque.

Interphone à deux voies, sans commutation

Dans Popular Electronics d'août 1977, nous relevons un schéma d'interphone proposé par Lou Garner.

Il s'agit d'un montage Fairchild à deux voies identiques permettant la conversation libre (comme au téléphone) sans qu'il soit nécessaire de commuter le microphone et le haut-parleur, chaque voie disposant d'un montage amplifi-

cateur autonome, sauf une connexion entre les collecteurs des transistors d'entrée Q_1 et Q_2 , alimentés ensemble par l'intermédiaire d'une résistance de $2\text{ k}\Omega$ reliée au $+12\text{ V}$.

A remarquer que cet interphone nécessite deux alimentations de 12 V , avec point commun, la masse qui est au $-$ de l'alimentation « positive » et au $+$ de l'alimentation « négative ».

Analyse du montage

Désignons par (A) la voie supérieure (sur le schéma) et par (B) l'autre voie (voir fig. 7). En raison de la liaison entre collecteurs de Q_1 et Q_2 , les deux appareils pourront être disposés ensemble chez l'un des correspondants par exemple chez celui qui parle dans le microphone (A) ou chacun chez son correspondant. Le fonctionnement est basé sur la connexion entre les deux collecteurs.

Considérons le cas du correspondant A qui parle et par conséquent, le correspondant B qui écoute. Le correspondant A utilise le microphone 1. Le signal est transmis si S_1 est ouvert à la base du transistor Q_1 , monté en déphaseur à deux sorties, l'une sur le collecteur et l'autre sur l'émetteur. Ces deux sorties donnent des signaux en opposition. Du collecteur de Q_1 , le signal inversé est transmis par le condensateur de $10\text{ }\mu\text{F}$ au potentiomètre P_1 d'équilibrage qui reçoit à son autre extrémité le signal non inversé provenant de l'émetteur de Q_1 par l'intermédiaire du condensateur de $25\text{ }\mu\text{F}$.

Le signal du collecteur de Q_1 , en raison de la liaison L, passe aussi au potentiomètre équilibreur EQ, P_4 de la voie (B).

On constate que les haut-parleurs reçoivent les deux signaux des correspondants, mais les réglages des potentiomètres d'équilibrage seront effectués de manière à ce que les signaux proviennent des émetteurs, donc non inversés, soient favorisés et par conséquent, transmis à la suite du montage.

De ce fait, si le correspondant A parle dans le microphone 1, le correspondant B devra entendre le message dans le haut-parleur 1. Celui-ci sera donc placé à l'endroit où se trouve le correspondant B.

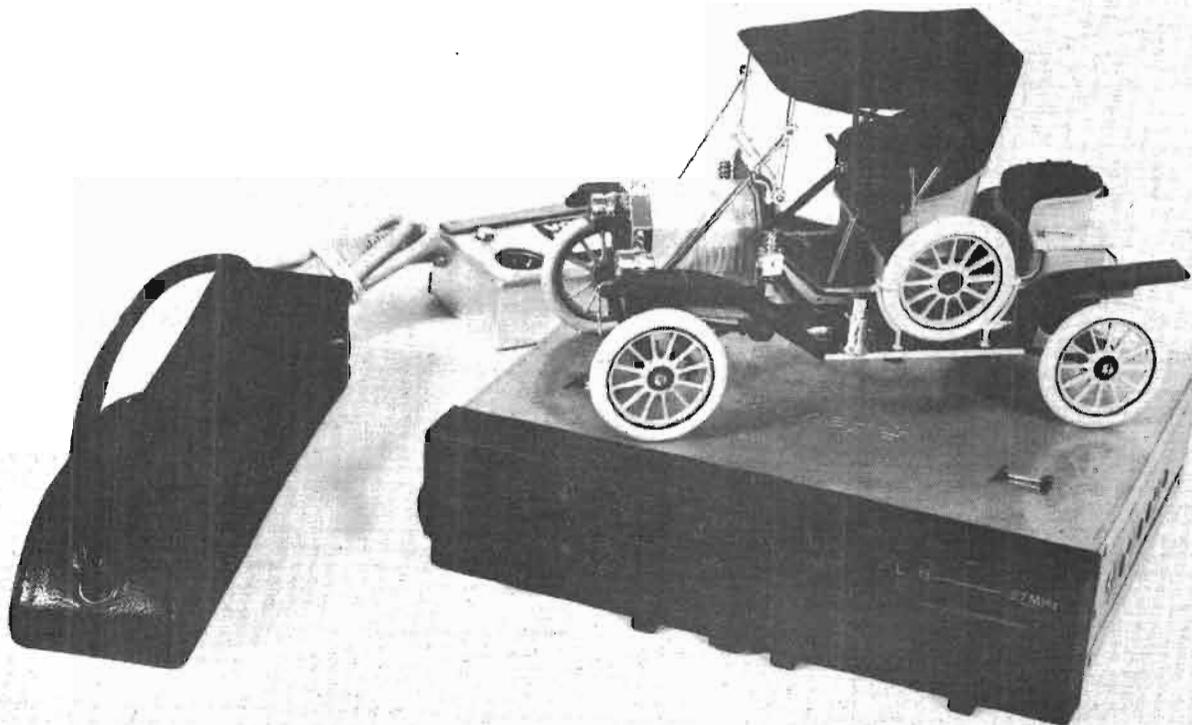
Chaque voie possède un réglage de volume, P_2 ou P_5 et un réglage de tonalité, P_3 ou P_6 agissant par contre-réaction sélective. Les circuits intégrés $\mu\text{A } 759$ sont des amplificateurs de puissance modérée convenant à l'application proposée. Les deux transistors sont: $Q_1 = 2\text{N}3695$ et $Q_2 = 2\text{N}3693$, donc de deux types non identiques.

On adoptera des haut-parleurs de petite puissance et de $16\text{ }\Omega$.

De bons réglages des potentiomètres, permettront d'éviter tout couplage acoustique et la conversation sera aussi aisée qu'avec un téléphone.

Les alimentations pourront être à piles ou sur secteur, mais stabilisées.

L'AUTO-RADIO



VOXSON MOSTRO

UN pas en avant pour le constructeur italien Voxson. Celui de la digitalisation. Nous savions que les systèmes de mise en mémoire par systèmes statiques étaient utilisés depuis quelque temps par les constructeurs de téléviseurs. Avec le Mostro, nous découvrons que cette technique peut également être employée, avec intérêt dans une automobile. Voxson a franchi le pas et propose donc cette facilité dans son dernier-né. La sélection électronique remplace la sélection mécanique. Il fallait s'y attendre.

Présentation

Elle est normalisée, c'est-à-dire que nous retrouvons le traditionnel coffret de tôle zinguée sans personnalité. Par contre, la façade est sensiblement différente de celle des autres. Un clavier de dix touches. L'une d'elle sort un peu plus que les autres, elle sert à la mise sous tension. Sur la droite de ce clavier se présentent les trois échelles des gammes, ondes longues au cadran jaune, moyennes au cadran vert et courtes au cadran rouge. L'aiguille est remplacée par une échelle de diodes électroluminescentes. Trois petits curseurs dans le bas du cadran. Et, sur la gauche un bouton rotatif et lisse qui, sur la pres-

sion du doigt s'enfonce à la manière d'une touche-pousse/pousse.

Lorsque l'appareil est relié à la batterie, et que la touche de mise en service a commandé l'allumage, un point rouge se déplace sur l'échelle des fréquences, les touches sélectionnées s'illuminent.

Fonctions

Huit touches de sélection de gamme, deux en MF et deux pour la modulation d'amplitude. Quatre chiffres, le compte y est, nous avons huit stations pré-réglées en MF et quatre pour chaque gamme d'onde soit seize stations. De

quoi satisfaire les plus exigeants.

La sélection manuelle est très possible, nous ne la recommandons pas. Le balayage du cadran est très long.

Le bouton sera utilisé pour la recherche des stations au moment du pré-réglage. La manipulation est simple. Une fois que la station est trouvée, ce qui se constate à l'écoute, il faut choisir la mémoire, par deux touches, celle de la gamme d'ondes et celle du numéro de la station. Ensuite, une pression sur la touche repérée d'un astérisque met ces informations en mémoire. Chaque fois que l'on appellera les touches en question, on retrouvera la fréquence mise en mémoire. Il n'y a pas de

positionnement mécanique à faire ni de pré-réglage de potentiomètre. Une sorte de « cerveau électronique » s'en charge pour vous.

La seule précaution à prendre pour la conservation de la mémoire est que le récepteur reste en permanence alimenté ce qui est évidemment très simple dans une voiture, il faut que le poste soit branché avant la clé de contact.

Les trois potentiomètres du bas commandent le volume sonore, la balance et le timbre. Pas de repérage pour ces fonctions, il est vrai que l'automobiliste n'a pas le loisir de lire des indications pendant la conduite. De même nous pouvons justifier la présence d'un aussi petit cadran. Nous reprocherons simplement à ce dernier de ne pas être aussi progressif qu'il aurait pu l'être, l'aiguille passant directement d'une diode à l'autre sans la progression que nous avons dans le Berlin de Blaupunkt, le premier à avoir adopté l'échelle de diodes.

Les italiens seraient-ils plus voleurs que les allemands. Nous nous garderons bien de répondre. Le constructeur l'admet en tout cas car il propose un auto-radio en deux pièces. Toute la face avant s'enlève et peut s'emmener dans une petite pochette de cuir véritable. L'amateur convoitant votre appareil se retrouvera le nez devant un connecteur et deux tampons à ressort...

Un détail d'importance pour le fonctionnement, il faut mettre en place la face avant en ayant préalablement coupé l'alimentation. C'est à notre avis une erreur car il est difficile de prévoir quelle sera la position de l'interrupteur, une fois que la façade sera sortie de la pochette (le bouton M/A) est celui qui dépasse, on aura donc tendance à le rentrer avant la mise en pochette. Un point de détail qui, nous l'espérons n'entraîne pas la mort de l'appareil en cas de non respect.

Avec le Mostro, nous avons trouvé un boîtier auxiliaire qui est un éliminateur de parasites MF agissant sur le signal audio en le coupant le temps néces-

saire au passage de la perturbation.

Le raccordement des enceintes se fait par des cosse Faston, le codage de la polarité se fait par la taille des cosse. Un cordon à fusible sert à l'alimentation, pôle positif. Le négatif étant à la masse.

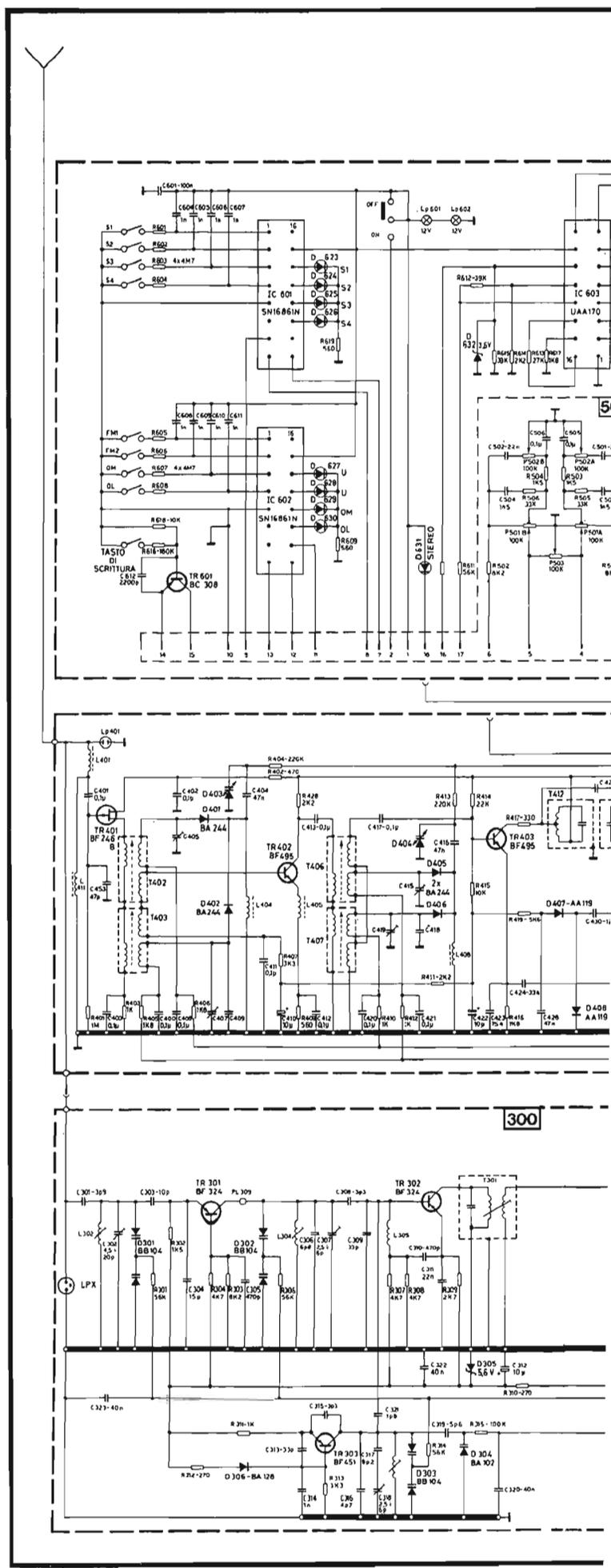
L'appareil est livré avec une notice dont une partie est en français, des instructions de montage et particulièrement d'antiparasitage sont jointes, elles sont en italien.

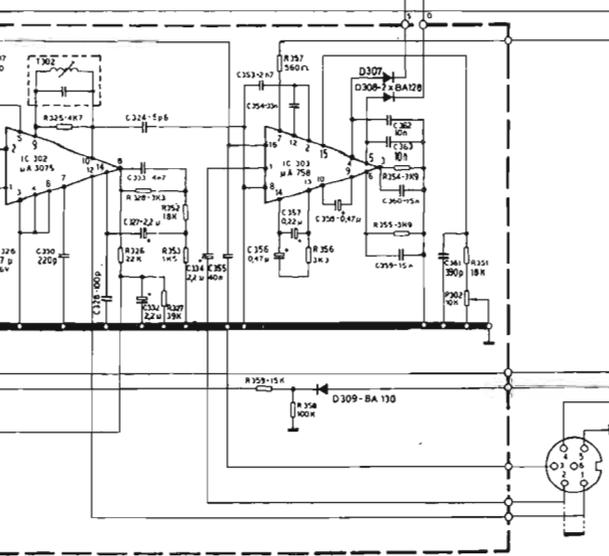
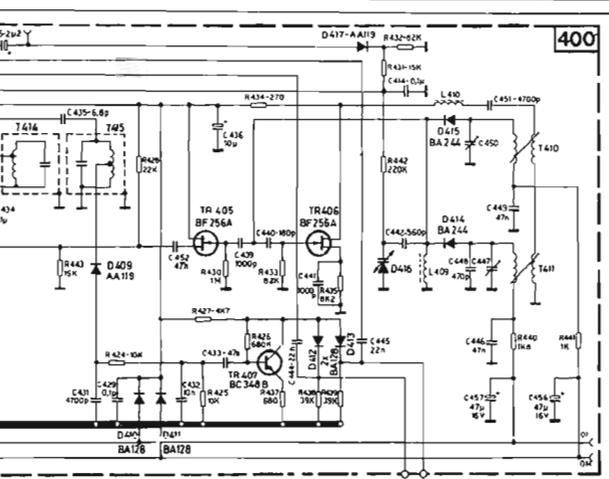
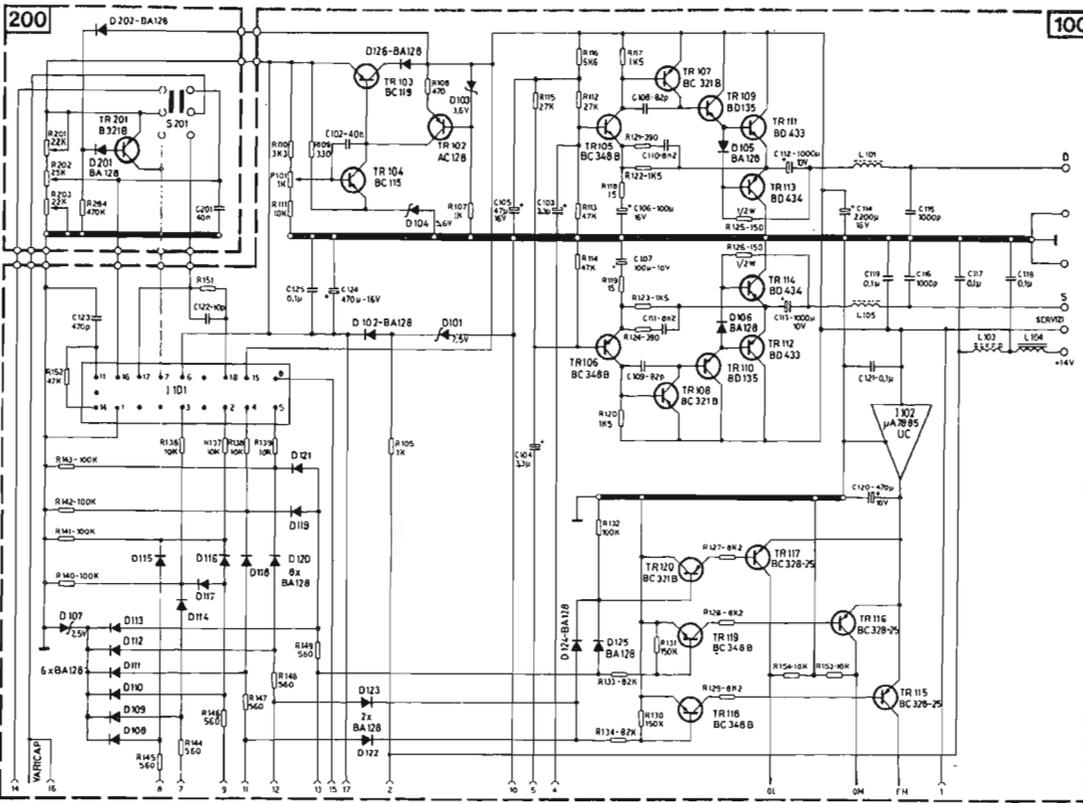
Étude technique

Nous commencerons par un point plus technologique de technique. Il s'agit du module mémoire. La réalisation d'une mémoire électronique pour la recherche de stations, nécessite une conversion analogique digitale pour la transformation de la tension d'accord en une information digitale, susceptible d'être conservée pendant un certain temps (infini si l'alimentation est maintenue). Une fois l'information en mémoire, il faut la sortir et la transformer en une tension qui sera dirigée vers les diodes d'accord de la tête HF.

Il faut donc plusieurs circuits intégrés pour réaliser cette fonction. Plusieurs boîtiers beaucoup de soudures, et il n'y a pas tellement de place ici. La solution trouvée par Voxson est la réalisation d'un module hybride comportant plusieurs pastilles de circuits intégrés reliées entre elles par les connexions indispensables à l'exécution des fonctions. Au lieu d'avoir sept ou huit boîtiers comme nous pouvons le constater sur la photo du constructeur (pas très nette) et une trentaine de résistances, nous aurons simplement une plaque à 19 broches nettement plus facile à câbler. Ce circuit hybride comporte également quelques composants comme des condensateurs. Le tout est monté sous une résine epoxy qui garantit le module contre les agressions externes.

La fiabilité de cette solution est nettement supérieure à celle d'une construction classi-





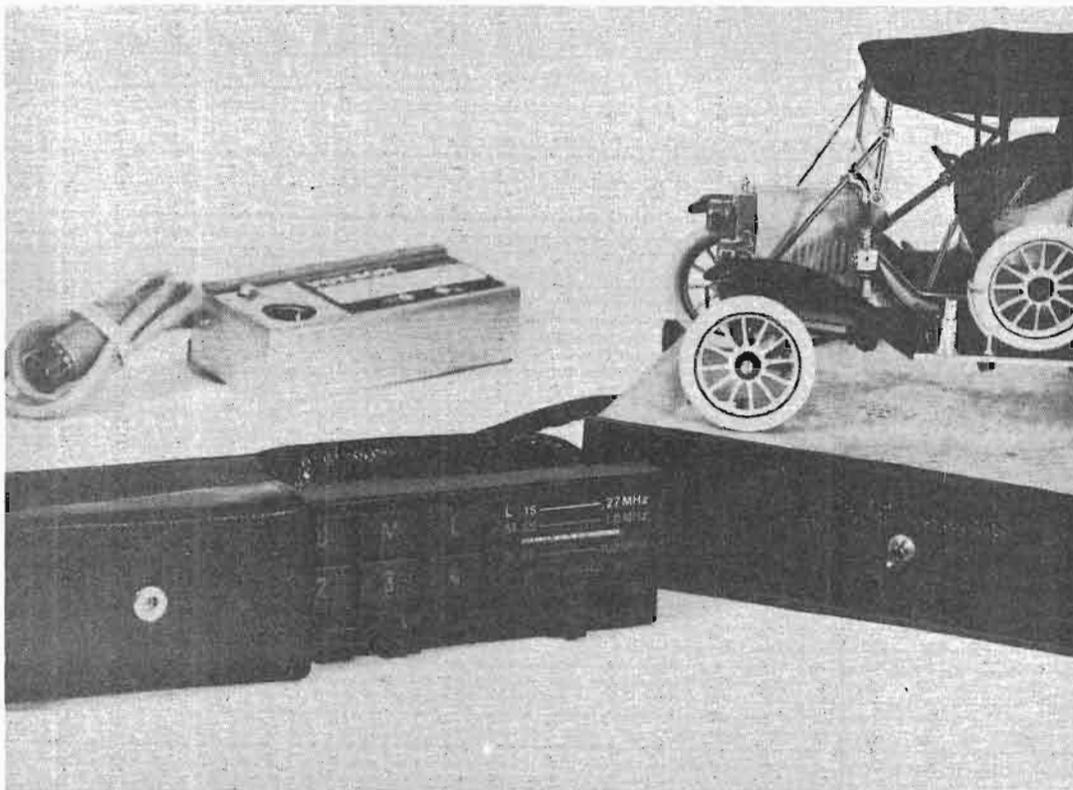


Photo 2. - La pochette de rangement d'une façade démontable.

que exigeant de nombreuses soudures. Or, les calculs de fiabilité montrent que la soudure est un des points délicats. Si on peut les supprimer, tous les espoirs sont permis.

Schéma électronique

Nous ne disposons pas ici du schéma de principe de la section mémoire, nous n'en parlerons donc pas. Nous pouvons simplement dire qu'elle possède un codeur analogique digital un décodeur effectuant l'opération inverse.

Le module 600 assure la sélection des gammes et des entrées. Les circuits 601 et 602 sont des circuits pour touches électroniques. Ils sont associés ici à des touches classiques, le système à effleurement est inefficace pour la simple raison que le conducteur porte parfois des gants.

Un circuit pour les gammes, un pour la station. L'allumage, nous avons une priorité sur la modulation de fréquence et le canal I. La signalisation est

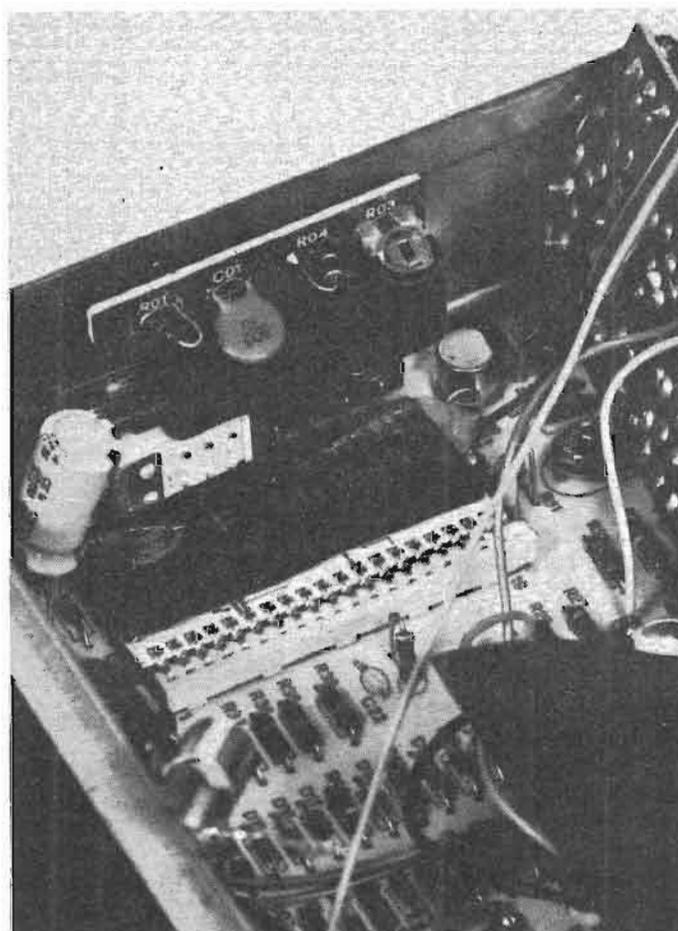


Photo 3. - Le module de mémoire signé Voxson.

assurée par des diodes électroluminescentes placées derrière les touches. L'échelle de diodes est attaquée par un circuit bien connu puisqu'il s'agit d'un UAA 170.

La modulation de fréquence arrive sur le transistor TR 301 monté en base commune. Le circuit d'entrée est accordé, comme d'ailleurs les autres circuits par double diode à capacité variable. L'étage oscillateur local possède une diode auxiliaire qui reçoit le signal de commande automatique de fréquence. Le transistor BF 324 travaille en convertisseur, la tension de l'oscillateur local arrive par C 321 et se mélange à la tension venue de l'amplificateur HF de tête.

La sortie est chargée par un bobinage accordé à large bande. Ce transfo attaque un filtre céramique, nous trouvons ensuite un étage amplificateur aperiodique attaquant un second filtre céramique. La configuration est classique.

Nous avons ensuite deux circuits intégrés, le premier est un amplificateur démodulateur, le second un décodeur stéréophonique.

Entre les deux circuits, le signal passe au travers d'une prise DIN dont deux des broches sont court-circuitées. Cette prise peut recevoir soit un suppresseur de bruits parasites, soit un décodeur pour informations routières.

Le signal modulation d'amplitude arrive sur un transistor à effet de champ. Le choix de ce type de composants montre le soin que le constructeur a apporté à la réception de gammes, fort utiles en voiture car moins sujettes aux aléas de propagation que la modulation de fréquence. L'accord est obtenu par diodes à capacité variable. Les autres diodes servent à assurer la commutation des bobines lors du changement de gamme. Nous avons en effet une sélection électronique des gammes, il faut donc une solution électronique à cette commutation. Suivant la tension appliquée à la diode, elle sera soit conductrice soit isolante. Nous retrouverons d'ailleurs ce type de commutation pour les signaux audio. Cette fois, la commutation se faisant directement par l'établissement de la tension d'alimentation des étages concernés.

La commande automatique de gain se fait sur la base de TR 403 et sur celle de TR 402. L'oscillateur local est à transistor à effet de champ, TR 406 est monté en oscillateur, TR 405 et 408 véhiculent la tension HF sur l'émetteur de TR 403.

La détection audio est assurée par D 409, une petite amplification en tension est assurée par TR 407.

Les sorties des tensions audio attaquent l'ensemble de potentiomètres monté dans la partie antérieure et démontable de l'auto radio.

La mémoire est représentée par I 101. Les ordres sont envoyés par des diodes. Le commutateur SX 201 permet d'envoyer sur les diodes Vari-caps soit la tension de la mémoire soit celle du potentiomètre d'accord. La série de diodes aiguille les tensions des circuits intégrés de sélection de station. La sélection de gamme commande les transistors TR 120 à TR 118 qui iront

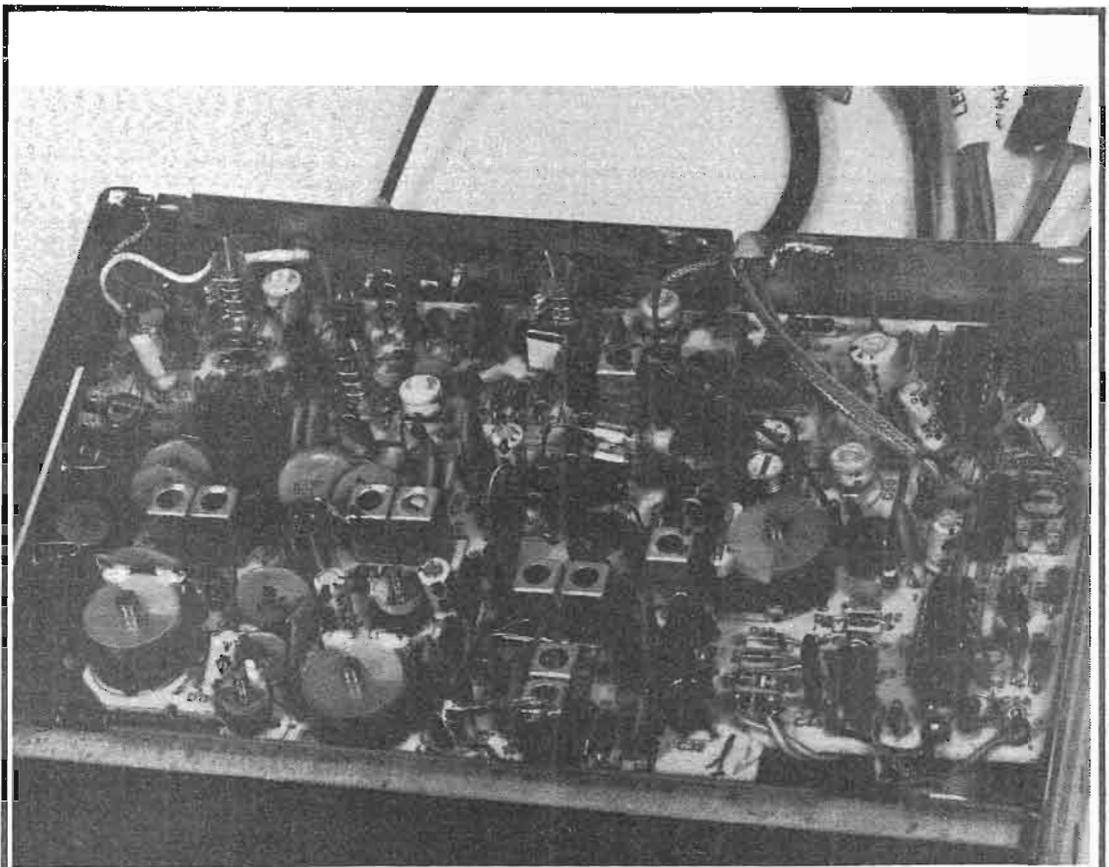
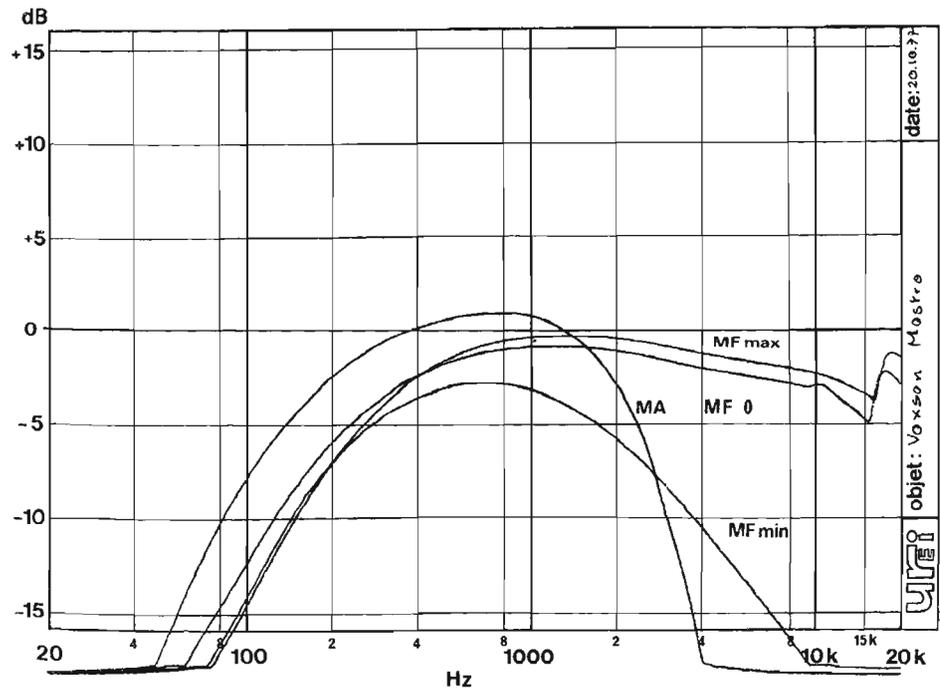


Photo 4. - L'étage HF du Mostro.



Courbe A. - Courbe de réponse en sortie de l'amplificateur de puissance.

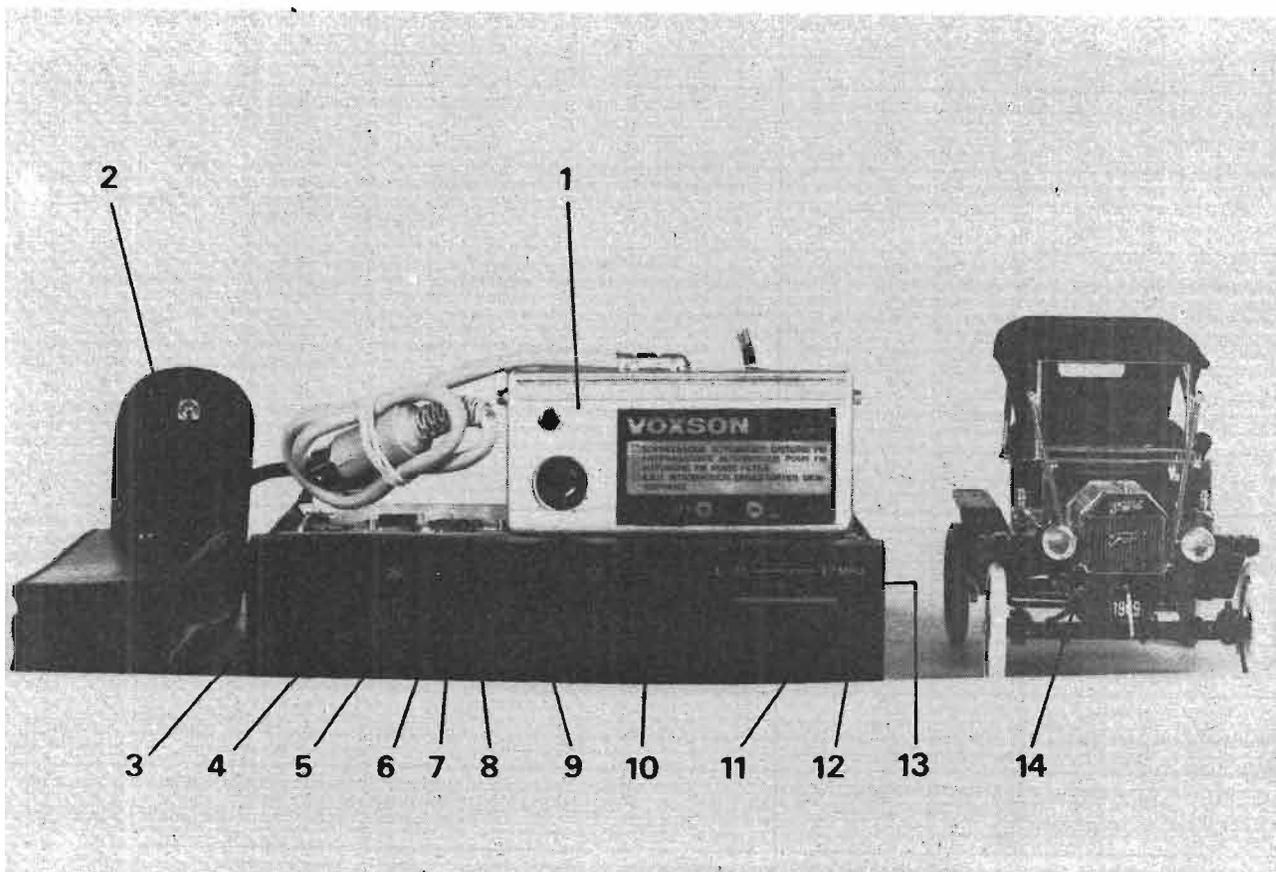


Photo A :

1 module de suppression de parasites MF
 2 pochette de cuir pour conserver sur soi la façade
 3 bouton de recherche des stations

4 touche de mise en mémoire
 5 touche marche arrêt
 6 touches de sélection de gamme
 7 touches de sélection des stations.

8 potentiomètre de volume
 9 bouton de déverrouillage de la façade
 10 balance
 11 commande de timbre
 12 voyant stéréo

13 cadran
 14 la traditionnelle Ford T (Arbois Modélisme)

alimenter les circuits ondes longues, moyennes ou ultra-courtes.

Les amplificateurs de puissance sont très classiques pour un auto-radio, nous retrouvons les célèbres couples complémentaires BD 433 et 434.

Fabrication

Le montage se fait sur deux circuits imprimés montés l'un par-dessus l'autre. Leur fixation est confiée à des ergots de matière plastique assurant à la fois une fixation énergique et une certaine souplesse de montage. Le repérage des composants est correct et clair, l'accessibilité au « rez-de-chaussée » bonne, une connexion de masse devant toutefois être notée.

L'enlèvement des deux plaques supérieure et inférieure n'est pas des plus facile, il y a peut-être un truc pour faciliter la manipulation, nous ne l'avons pas trouvé. Densité des composants correcte et qualité des soudures honorable.

Mesures

Nous les avons limitées à la mesure de la puissance, celle de la sensibilité en haute fréquence et nous avons relevé des courbes de réponse. Pour la puissance, nous trouvons la puissance nominale de 5 W lorsque le taux de distorsion harmonique est de 10 %. Valeur classique mesurée sur 4 Ω avec une tension d'alimentation de 14 V. Avec une distorsion réduite, nous avons

trouvé 3 W pour un taux de moins de 0,8 % section radio comprise. La sensibilité MF est de 1,5 μV pour le rapport S/B de 26 dB, la suppression du souffle en mono est assurée avec 5,5 μV.

En modulation d'amplitude nous avons une sensibilité de l'ordre de 10 μV. La bande passante est donnée sur la courbe, on notera une action dissymétrique du correcteur de timbre, ce dernier se contentant d'abaisser le niveau des aigus. Les courbes sont limitées, dans le haut à 2 kHz. C'est suffisant pour la compréhension de la parole, on préférera la modulation de fréquence, et de loin. Les graves ne risquent pas de faire talonner les haut-parleurs. Une limitation évitant une redondance dans le grave.

Conclusion

La technique utilisée par Voxson est des plus récentes. La section audio reste classique. On appréciera le côté un peu futuriste de cette réalisation la facilité d'emploi et du réglage des stations pré-réglées, sans oublier que le fait de pouvoir démonter facilement la façade sera un élément de dissuasion pour les amateurs de radio indéli-cats...

E.L.

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE



TEAC 303

LE 303 de Teac fait partie de la dernière fournée de nouveautés, la fournée ayant fait sa sortie à la rentrée. Quoi de neuf dans le domaine du magnétophone à cassette ? A priori, nous sommes en présence d'un appareil classique.

La présentation sacrifiée à la mode actuelle, nous avons un appareil frontal avec une mécanique conçue pour cet usage. Le magnétophone est sur la gauche, l'électronique sur la droite. Si, un détail attire l'attention ! Nous avons une sorte d'écran d'oscilloscope quadrillé, un accessoire que nous ne connaissions pas sur ce genre d'appareils.

Présentation

Nous venons de la faire. Quelques précisions : le bois a battu en retraite, pas de cette matière ici. Pas non plus de matière plastique voulant l'imiter. Par contre, le capot métallique est en tôle plastifiée. La couleur choisie est un gris sombre, une couleur neutre très technique.

Pour la façade, une petite fantaisie du constructeur sous la forme d'un décrochement au tiers inférieur. L'anodisation de l'aluminium a été conservée pour cette partie. Les commandes classiques sont là, des potentiomètres rotatifs comme la présentation frontale l'impose, des Vumètres, au fond, de couleur crème, aux aiguilles fines et aux graduations bien lisibles. Un éclairage pour ces indicateurs au cadran

de Vumètres mais qui sont en fait des indicateurs de crête.

Une rangée de touches beiges pour les fonctions électroniques, des touches noires pour la partie magnétophone. Au dessus de cette dernière, s'ouvre la porte du tiroir à cassette.

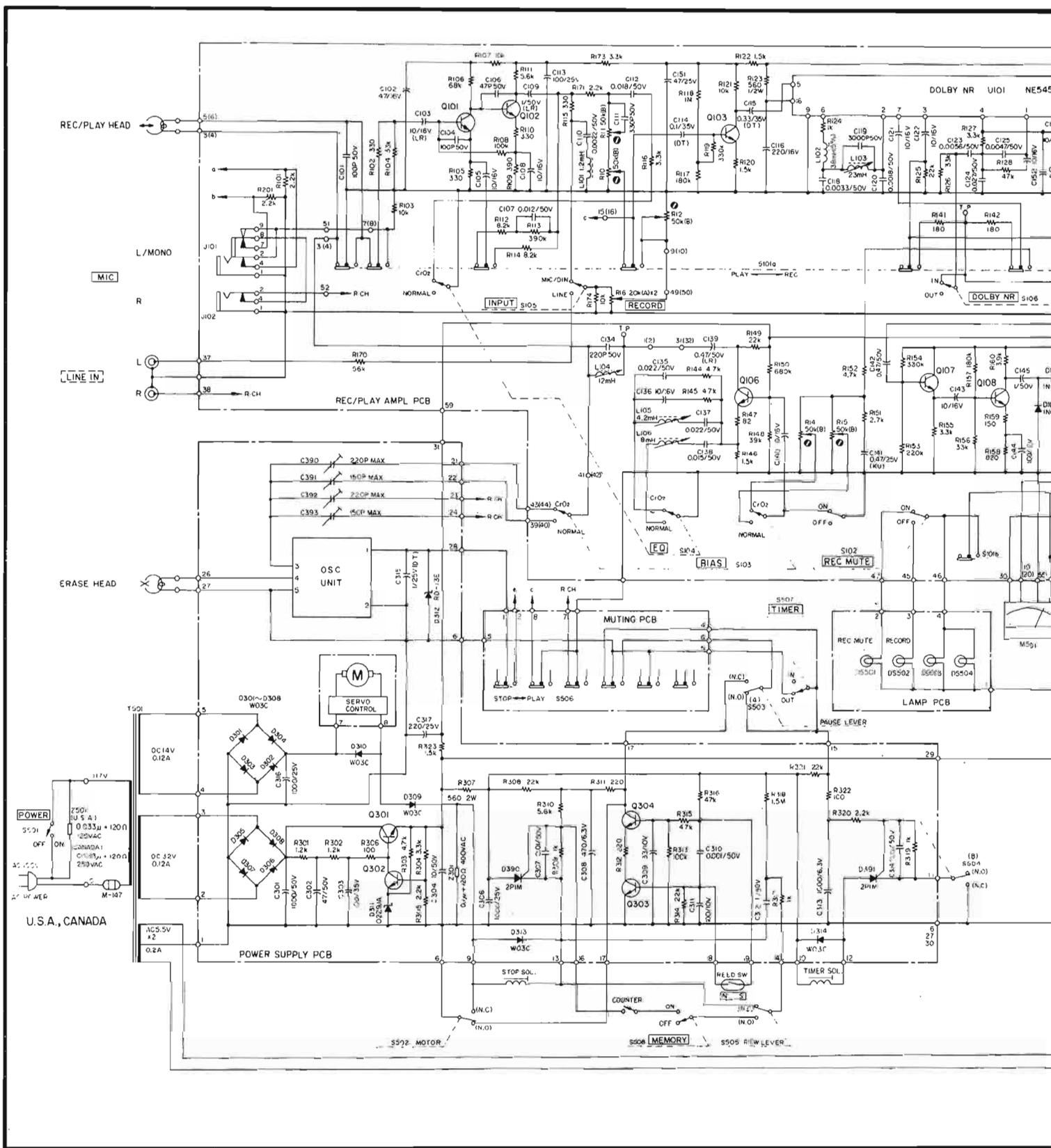
Fonction

Commençons par les particularités de cet appareil. Le fameux écran qui répond au doux nom d'illuminateur graphique ! c'est un témoin d'enregistrement nouveau style. C'est, un système qui permet de contrôler les sons désirables et indésirables, non seulement à l'oreille mais aussi, visuellement. En fait, il s'agit d'une fenêtre sur laquelle le mot « record » s'accompagne

d'un dessin reproduisant un oscillogramme. La fenêtre s'illumine lorsque l'enregistrement est en cours. Une seconde fonction est assurée par le magnétophone en cours d'enregistrement. Il s'agit d'une touche de silence d'enregistrement. La touche des fanatiques de prise de son à la radio.

Comme vous le savez certainement tous, les passages musicaux sont entrecoupés de paroles que vous avez parfois du mal à accepter. Ici, lorsque l'on appuie sur l'une des touches du clavier repérée Rec Mute (silencieux d'enregistrement), le signal, au lieu d'aller s'imprimer sur la bande s'arrête en cours de route et, à la lecture, il ne restera que la musique, les paroles auront été remplacées par des blancs.

L'illuminateur graphique montre alors un oscillogramme

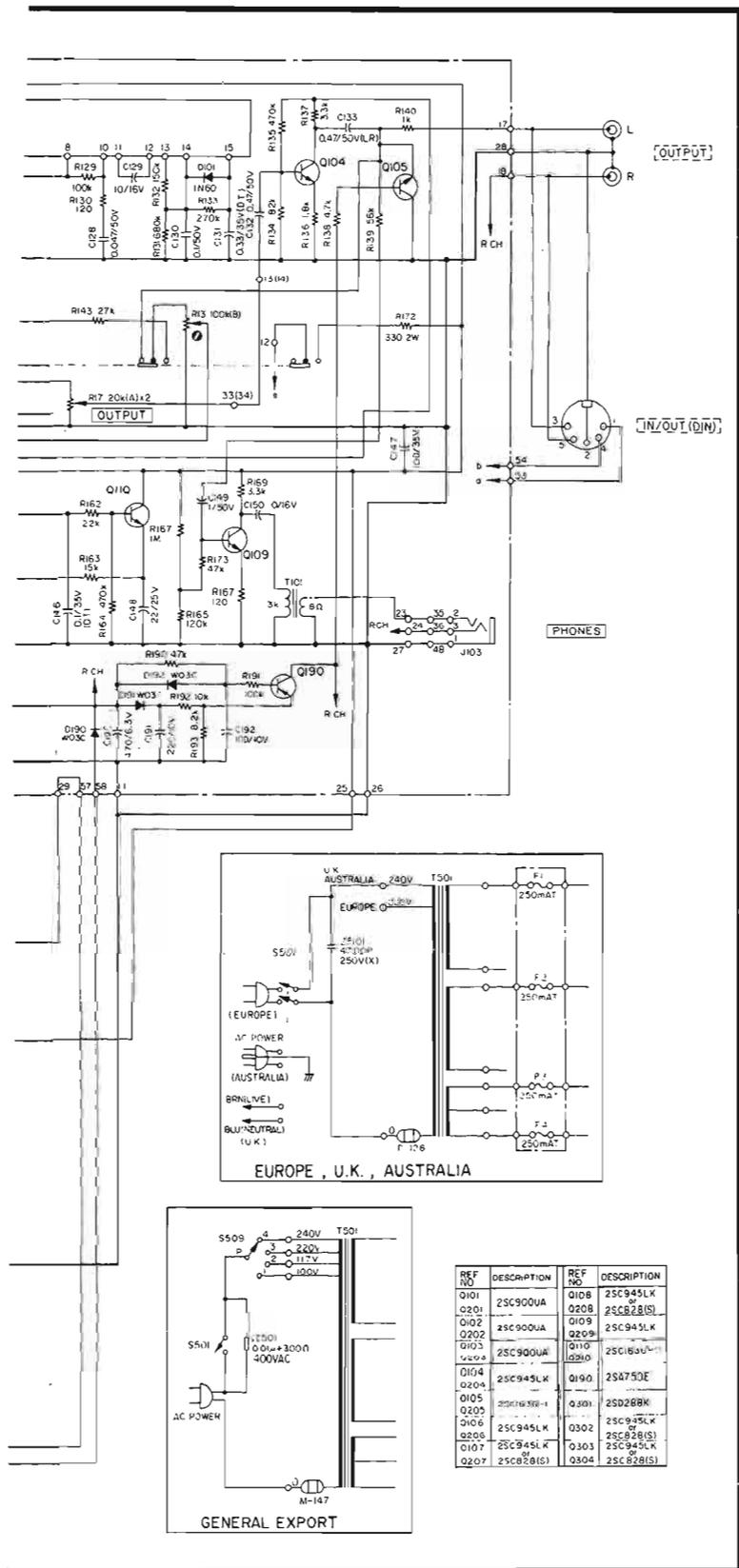


amputé d'une partie de ses pseudos sinusoïdes. L'inscription REC Mute remplace REC (lorsque la fenêtre est éteinte, tout a disparu). Joli et mystérieux, très bien pour épater les copains, c'est dommage que cela ne bouge pas, le constructeur aurait pu combiner ce

voyant avec un indicateur de défilement...
 La fonction « timer » minuterie est maintenant offerte sur beaucoup de magnétophones à cassette. Il s'agit d'un dispositif qui permet de raccorder le magnétophone à une minuterie pour le faire démarrer auto-

matiquement, en enregistrement ou en lecture, à une heure qui aura été choisie à l'avance.
 Une solution simple vient immédiatement à l'esprit, on pourrait enclencher tout simplement les touches d'enregistrement et de lecture, ici elles sont mécaniques. En mettant

le magnétophone sous tension, le départ aurait bien lieu. Seulement pour une durée d'attente importante, le galet presseur resterait enclenché et risquerait, à la longue une déformation. Autre inconvénient, pour l'enregistrement, l'électronique démarre plus



vite que la mécanique si bien que les premiers instants d'un enregistrement seraient entachés d'un pleurage non négligeable.

Ici, la touche « timer » assure une commande temporisée de la touche de pause. Avant de mettre en service la minuterie,

on enfonce les touches de pause, et de lecture pour un réveil en musique; ou celle de pause, celle d'enregistrement et celle de lecture, pour le démarrage automatique d'un enregistrement. La touche marche arrêt du magnétophone doit bien entendu être

enfouée, dès que la tension arrive de la minuterie, l'électronique est alimentée, ainsi que le moteur, qui fait prendre de la vitesse au cabestan, trois secondes plus tard, la touche de pause revient automatiquement en position de repos.

Le 303 de Teac peut traiter tous les types de bandes magnétiques actuels.

Trois combinaisons sont offertes pour les deux touches de réglage de prémagnétisation et d'égalisation. Lorsque les deux touches sont enfoncées, nous avons la position pour cassettes au chrome et pour cassettes exigeant les paramètres du chrome. Lorsque la touche de polarisation est sortie et celle de correction enfoncée, nous sommes en position fer-chrome, pour les cassettes normales, nous devons avoir les deux touches sorties.

Il n'y a pas sur cet appareil de sélection automatique des paramètres pour la cassette au chrome.

Deux séries d'entrées sont disponibles, à l'arrière, nous avons des prises Cinch et DIN pour les entrées et sortie à niveau ligne, sur l'avant, deux jacks permettent de brancher deux micros. Lorsqu'une seule fiche est installée, en l'occurrence sur la prise de gauche, le signal est aiguillé vers les deux voies. La sélection des entrées se fait par une touche.

Le réducteur de bruit est un Dolby, la touche est une pousse pousse, aucun voyant n'est là, pour signaler la mise en service du Dolby.

Ce magnétophone est donc destiné à être mis entre des mains relativement expertes, en particulier si on tient compte du principe adopté pour le réglage, en fonction du type d'oxyde.

Le compteur est à trois chiffres, il dispose d'une touche de mémoire pour un arrêt automatique au passage à zéro.

L'éjection de la cassette est ralentie, le tiroir sort lentement de l'alignement de la façade. La cassette est très facile à instal-

ler, aucun tatonnement à avoir.

Une prise casque permet de brancher un casque de contrôle de 8 Ω d'impédance, le niveau casque est suffisant pour un contrôle efficace.

Les potentiomètres d'entrée et de sortie sont des modèles coaxiaux, le bouton extérieur commande la voie gauche. Celui intérieur, l'autre voie. Le repère de la voie de droite est un index rouge sur disque de matière plastique transparente. Le bouton avant porte un repère noir. Les deux boutons sont commandés simultanément, un effort particulier est à accomplir pour différencier l'action sur les deux voies.

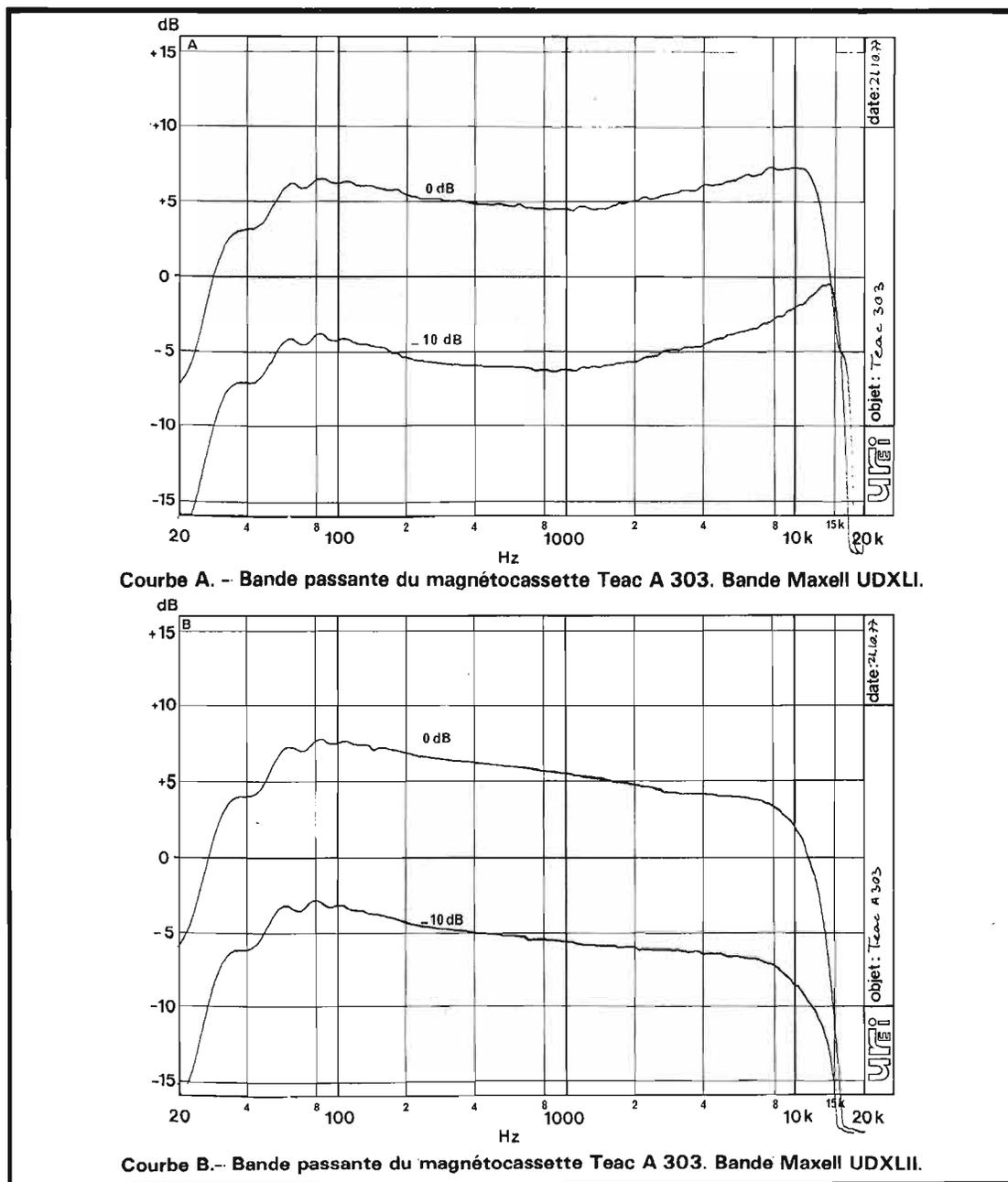
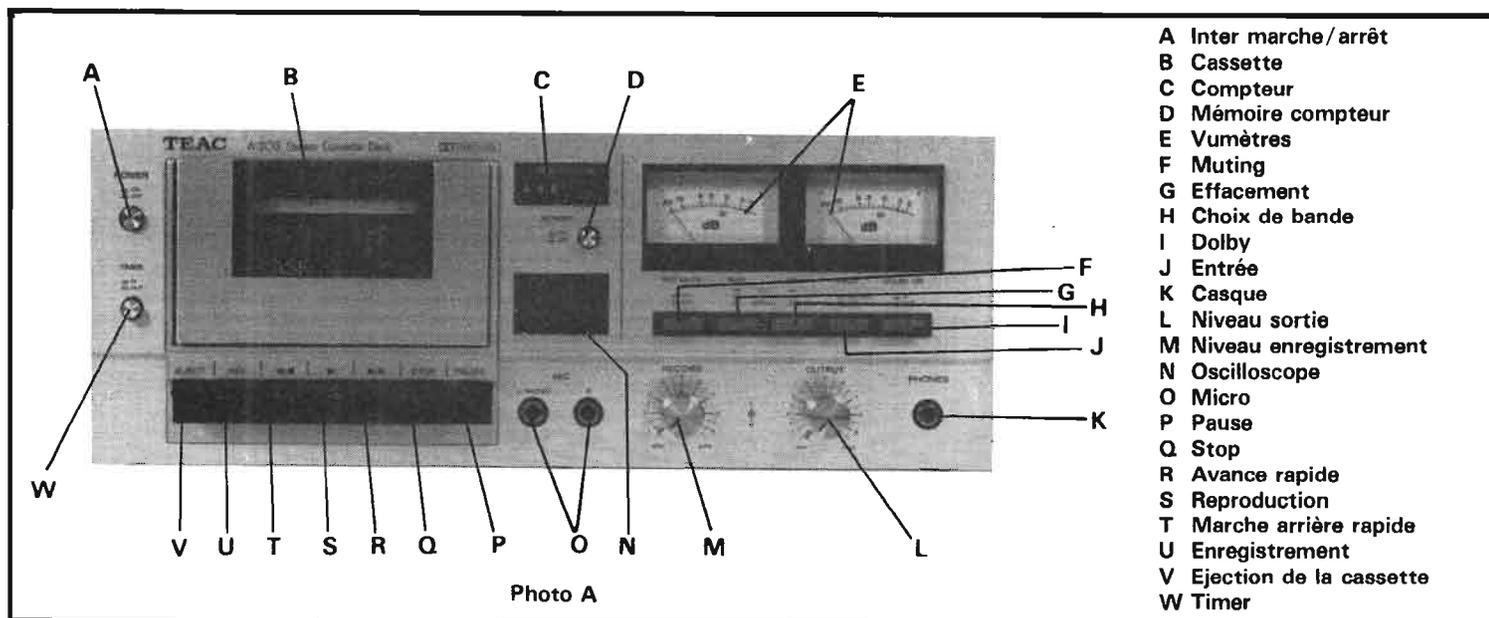
Etude technique

La mécanique est entraînée par un moteur à courant continu asservi. Deux fils arrivent sur ce moteur, l'électronique est entièrement cachée par le blindage du moteur. Un trou permet de faire passer le tournevis de réglage de la vitesse.

Ce moteur porte une poulie à jante bombée, la courroie est plate. Le cabestan est solidaire d'un volant d'une taille et d'une masse confortables. C'est ce volant qui assure le relais en servant de poulie d'entraînement pour la bobine débitrice lorsque le retour rapide est commandé. Le mouvement de la bobine réceptrice est assuré par une poulie venant en contact avec la courroie au voisinage du moteur. La souplesse de la courroie assure un certain découplage entre le volant et l'axe récepteur.

La platine mécanique est réalisée en tôle d'acier emboutie.

Pour le ralentissement de l'éjection de la cassette, le constructeur a fait appel à un système inertiel. Le tiroir, en sortant, tire sur un câble qui entraîne la rotation d'un petit volant d'inertie. Ce volant ralentit ainsi la descente dès son départ, l'arrivée se fait à une vitesse plus importante. Le volant, en bout de course



tourne pratiquement en roue libre, cette liberté étant due au trajet choisi pour le câble.

L'arrêt automatique est confié à un électroaimant commandé par un interrupteur à lames souples placé immédiatement au dessus d'un aimant tournant, solidaire du compteur. Lorsque le compteur s'arrête, il n'y a plus la succession d'ouverture et de fermeture, un électro-aimant rappelle la touche d'arrêt et dégage le galet presseur. La touche de pause dispose également de son électro-aimant utilisé pour la commande par minuterie.

L'électronique fait presque exclusivement appel à des transistors discrets, une exception cependant, celle des réducteurs de bruit Dolby qui utilisent les circuits intégrés de Signetics.

Comme ce magnétophone ne possède que deux têtes, effacement et enregistrement/lecture, l'électronique joue un double rôle, celui d'enregistrement puis celui de lecture. Cela se traduit par la présence d'un grand nombre de commutations.

Sur le schéma de principe, les circuits sont représentés en position de lecture.

Les transistors Q 101 et Q 102 sont utilisés en préamplificateur micro pour l'enre-

gistrement et en préamplificateur de lecture.

En enregistrement, la courbe de réponse de ce préamplificateur est linéaire. En lecture, l'application d'une contre-réaction assure l'égalisation suivant les normes en vigueur. Le circuit accordé L 101 C 110 l'est sur la fréquence de l'oscillateur local d'effacement, il élimine les parasites HF.

Lorsque l'entrée ligne est en service, nous avons une entrée directe sur le potentiomètre de niveau d'enregistrement, ce qui explique qu'il ne soit pratiquement pas possible de saturer cette entrée.

Pour la lecture, nous avons une contre-réaction sélective assurée par R 112, C 107 et R 113. R 11 permet un réglage de la courbe de correction de lecture (préaccentuation HF). Le potentiomètre R10 ajuste le niveau du signal qui va être envoyé pour le décodage Dolby, C112, R116 assurent une correction en choisissant la constante de temps 70 ou 120 microsecondes.

Le circuit Dolby gardera son mystère, nous avons déjà en l'occasion de voir comment il était réalisé dans des bancs d'essais précédents.

Une série de commutations permet de faire soit un codage soit un décodage, suivant que l'on est en enregistrement ou en lecture. A la sortie du décodeur, nous trouvons le potentiomètre de réglage de niveau suivi d'un étage de sortie et d'un transistor silencieux, un transistor qui vient court-circuiter la sortie et la masse. Le circuit de commande de ce silencieux est alimenté par un circuit pris aux bornes de la lampe d'éclairage des indicateurs de niveau d'enregistrement, ce sont ces lampes qui servent en fait de voyant secteur.

La résistance R190 et le condensateur C 192 servent de temporisateur. L'oscillateur d'effacement est un module qui alimente directement la tête d'effacement. plusieurs bornes permettent de délivrer les courants de polarisation dont l'amplitude est réglée par l'intermédiaire d'un condensa-

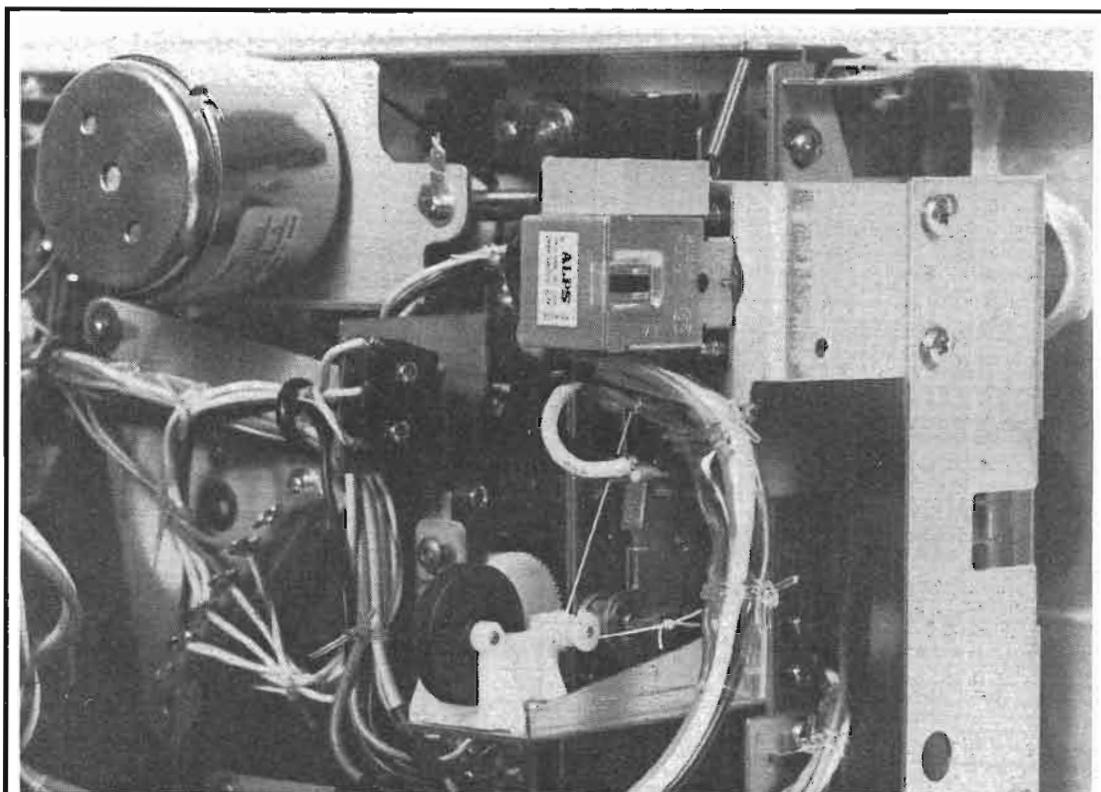


Photo 1. - Le moteur à régulation intégré. Dans le bas, le volant d'inertie d'amortissement de la descente de tiroir.

teur ajustable. L'effacement proprement dit se fait à une intensité constante, nous n'avons pas ici de tension d'alimentation variable pour l'oscillateur.

Les indicateurs de niveau sont du type crête. Ce sont des indicateurs très peu amortis répondant très rapidement aux sollicitations de l'électronique. Les transistors Q 107 et Q 108 amplifient le signal, les diodes D 102 et D 103 sont montées en doubleur, Q110 sert pour la mise en mémoire de la crête, la diode D 103 charge un condensateur de faible valeur, le courant d'émetteur de Q 110 charge un condensateur de $22 \mu F$.

Le transistor Q 109 sert de préamplificateur de casque. Un transformateur adaptateur permet d'utiliser un casque de faible impédance.

Le temporisateur de la fonction minuterie utilise un thyristor qui décharge le condensateur C 306 de $1000 \mu F$ au travers du solénoïde actionnant le levier de pause. Nous retrouvons également un déclenchement par thyristor à partir du système d'arrêt automatique.

Réalisation

L'électronique est répartie sur deux circuits imprimés, un grand possède toute l'électronique d'enregistrement et de lecture, alors qu'un plus petit comporte les éléments des alimentations et de l'automatisme.

Pour les deux circuits intégrés, le constructeur a utilisé des supports.

Tous les éléments sont disposés verticalement, les liaisons entre les prises et les circuits auxiliaires sont assurées par torons, malgré le rassemblement de l'électronique, il reste encore un nombre important de câbles.

Le repérage des composants est assuré par sérigraphie, le plan est joint à la notice d'utilisation, ce qui est rare. N'importe qui pourra retrouver les éléments permettant de régler le magnétophone en fonction d'un type de bande magnétique donné.

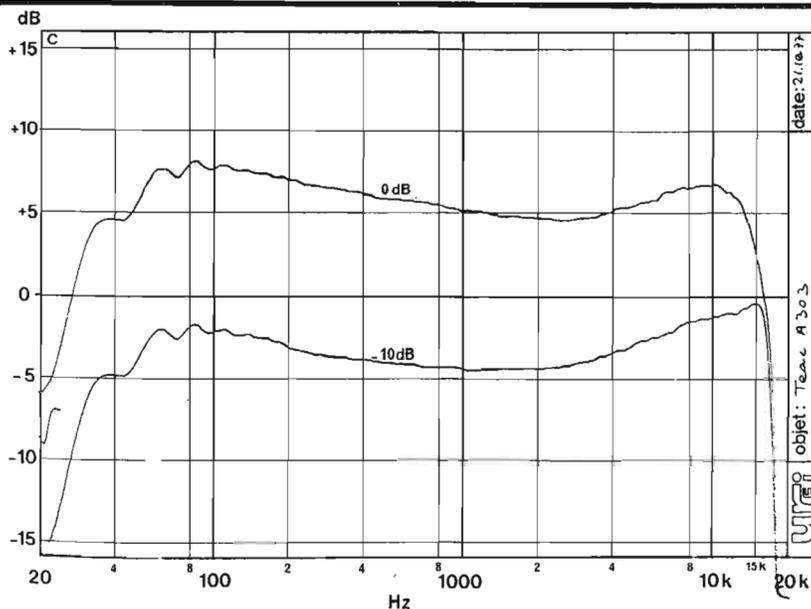
La qualité générale de la fabrication est très satisfaisante. Les extrémités des câbles sont bien protégées,

l'accès au câblage est simplifié par la présence d'une trappe située à la base de l'appareil et qui évite d'avoir à démonter le circuit imprimé pour une intervention. les têtes magnétiques sont toutes deux du type ferrite, donc des têtes dures résistant à l'abrasion.

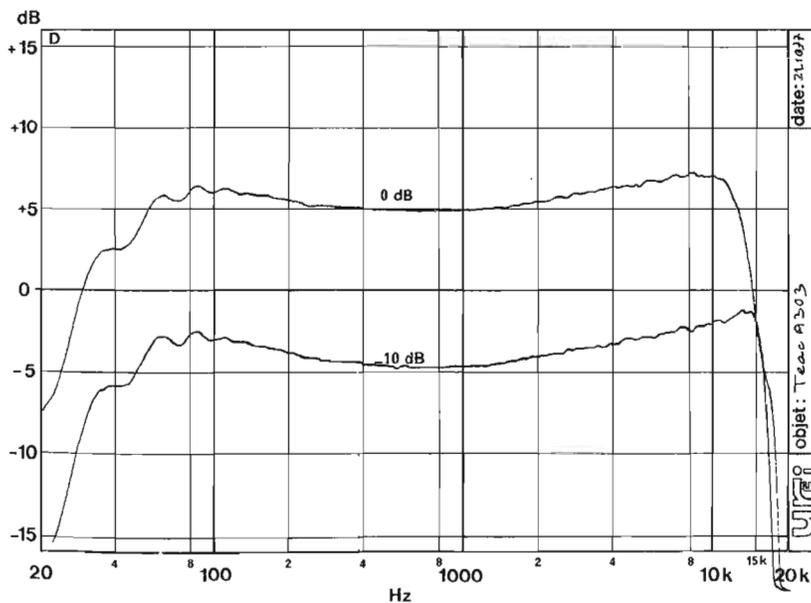
Mesures

Les essais ont été menés avec plusieurs types de bande. Nous avons une position ferrochrome, nous avons une position chrome, nous avons pris une bande au fer mais, prévue pour une polarisation chrome. Pour les cassettes normales, nous avons pris plusieurs cassettes de qualité qui ont donné des résultats proches les uns des autres. Nous avons également pris une nouvelle bande de bas de gamme d'Agfa, une bande qui montre qu'il est préférable, lorsque la classe du magnétophone le permet de choisir des cassettes adaptées à la qualité du magnétophone.

La première mesure est une mesure de confort, la durée de rembobinage. nous avons



Courbe C. - Bande passante du magnétocassette Teac A 303. Bande ferrochrome.



Courbe D. - Bande passante du magnétocassette Teac A 303. Bande ferrocolor.

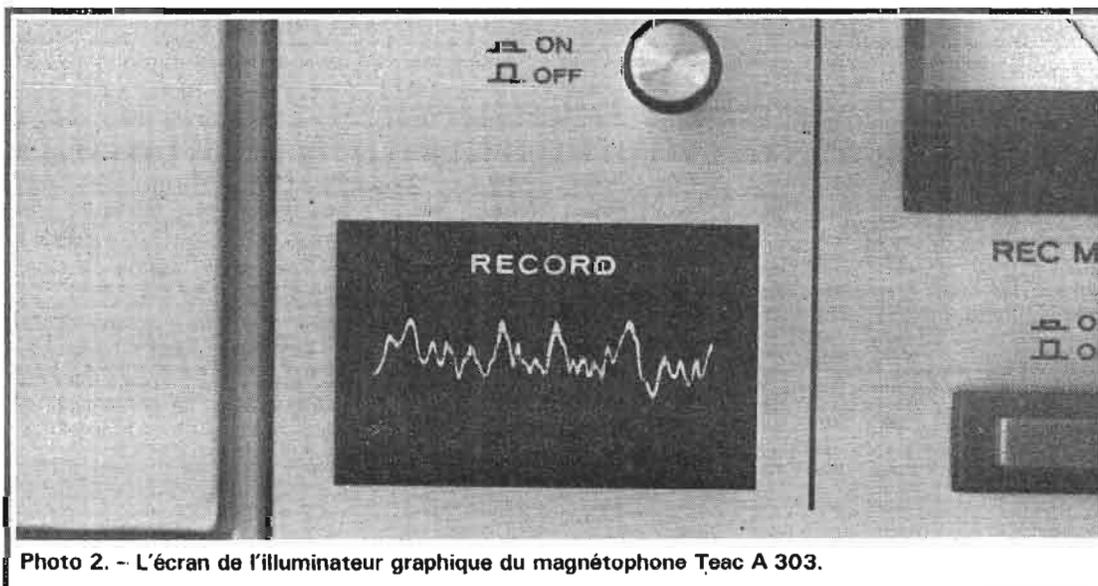


Photo 2. - L'écran de l'illuminateur graphique du magnétophone Teac A 303.

mesuré 91 secondes pour une cassette C 60, un temps moyen. Le compteur est d'une rare précision, sans doute doit on aussi tenir compte de la tolérance sur la longueur du ruban magnétique. Le compteur indiquait 499 pour une C 60, une C 120 doit sans doute pouvoir utiliser la totalité du compteur. la vitesse nominale est légèrement supérieure à la vitesse théorique 0,6 % au dessus, c'est très satisfaisant.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,14 % en mesure pondérée et de 0,24 % sans pondération, c'est correct.

La sensibilité d'entrée micro est de 0,3 mV, la tension de saturation est très élevée, on peut injecter 100 mV sans saturer le préamplificateur.

La sensibilité d'entrée ligne est de 88 mV, là encore c'est bon, cette entrée n'est pas saturable.

La première bande essayée est la Maxell UD XLI, une bande de haut de gamme. La tension de sortie pour un enregistrement effectué à 0 dB est, potentiomètre de sortie au maximum, de 1,1 V soit + 2 dBm.

Le taux de distorsion harmonique pour un même niveau d'enregistrement est de 1,6 %. La surmodulation admissible est de + 2,5 dB. Avec cette bande, une surveillance des aiguilles s'impose, nous avons ici des aiguilles qui sont autorisées à se promener près de zéro (indication de crête).

Le bruit de fond est de 52 dB au dessous du niveau de saturation (3 % de distorsion), valeur pondérée mesurée sans Dolby. Avec le Dolby, nous atteignons un rapport signal sur bruit de 61 dB.

Seconde cassette testée, la Maxelle UD XL II. Cette fois, les commutateurs sont en position chrome. La tension de sortie est de 1,2 V soit + 2,8 dB.

Le taux de distorsion harmonique est de 1,9 % la surmodulation admise est de 2,6 dB. Le rapport signal sur bruit est de 56,3 dB sans Dolby, avec pon-

dération DIN, il passe à 65,3 dB avec le Dolby.

La cassette suivante est à double couche. Niveau de sortie : 0 dB, 780 mV Le taux de distorsion est important : 3,5%, il ne faut pas, avec ce type de bande, enregistrer au dessus de -4 dB. Le rapport signal sur bruit est de 49 dB sans Dolby, 58 avec. Les essais ont été faits avec une Agfa Carat C 60, les autres cassettes, Ferrochrome de BASF, Classic de Scotch donnent les mêmes résultats. La bande Ferro Coloragfa sort un niveau de 0 dBm soit 0,78 V pour un taux de distorsion harmonique de 2,6% à 1 kHz.

Le bruit de fond pondéré sans Dolby est de 48,5 dB, il passe à 57,5 dB avec Dolby.

Nous avons essayé d'autres cassettes au fer catégorie « Luxe » les résultats sont très proches de ceux trouvés pour la Maxell UD XL I.

Les courbes de réponse

Ces courbes, nous les avons relevées à deux niveaux. Le premier à 0 dB à 400 Hz, la seconde courbe 10 dB au dessous. Nous constatons, pour la plupart des bandes, une saturation aux fréquences hautes. Nous avons ici un magnétophone que l'on fait travailler très près de la saturation, comme nous avons pu le voir au niveau de la surmodulation possible.

La courbe A, est celle de la Maxell UD XL I. Nous avons une remontée dans l'aigu indiquant un excès de polarisation. Un réglage s'imposerait donc. La bande passante tient tout de même dans la fourchette ± 3 dB de 60 Hz à 15500 Hz.

La courbe B est celle de la Maxell UD XL II. Nous avons cette fois une courbe de

réponse montrant une baisse de niveau aux fréquences élevées là encore un réglage de prémagnétisation permettrait de tirer de meilleures performances de cette cassette.

La courbe C est celle d'une cassette ferrochrome, nous retrouvons la remontée de la courbe dans l'aigu. La bande passante est ici très étendue.

Plus de 16 000 Hz. La chute aux fréquences hautes est due en partie à la présence du filtre réjecteur à 19 kHz servant à éliminer les interférences dues à la présence du filtre réjecteur à 19 kHz servant à éliminer les interférences dues à la présence de résidus multiplex.

La dernière courbe est celle de la bande Agfa Ferrocolor, nous avons une bande passante supérieure à 15 kHz. Nous constatons une saturation aux fréquences hautes (normale pour le fer).

Donc, pour résumer, des

performances qui pourraient encore être meilleures moyennant une adaptation plus précise du magnétophone à la bande.

Conclusions

Un modèle de magnétophone de plus, il s'agit là d'un des modèles de milieu de gamme capable de satisfaire la majorité des exigences des amateurs de cassette. Le choix d'une bonne cassette sera déterminant dans la qualité finale, aussi bien pour la bande passante que pour le recul du bruit de fond. L'enregistrement automatique, la possibilité de supprimer temporairement le signal sans arrêter l'appareil, seront des critères de choix que l'on ne trouve pas partout.

E.L.

L'ONDE MARITIME

28, bd du Midi, 06150 Cannes-La Bocca
Téléphone : 47.44.30

Succursale : Port de Plaisance, 06310 Beaulieu - Téléphone : 01.11.83

vous propose une gamme complète de récepteurs de trafic : AM-BLU-FM RTTY-FACSIMILE particulièrement choisie pour répondre à l'écoute des fréquences HF-VHF et UHF. Nous disposons d'un grand choix d'antennes.

YAESU MUSEU

FRG 7

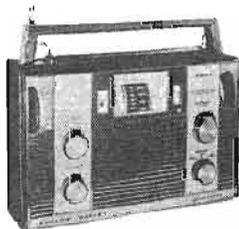
500 KHz
à 30 Mhz



BARLOW WADLEY

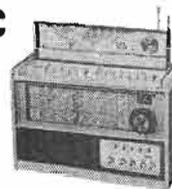
XCR 30

500 KHz
à 30 Mhz



MARC

145 KHz
à 30 Mhz
66 à
470 Mhz



MICS RADIO

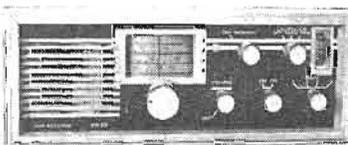
FR 101

1,6 KHz
à 30 Mhz



VR 35

31 Mhz
à
175 Mhz



Demande de documentation sur récepteur de trafic.
Adresser 2 F timbres poste.
M. _____
adresse : _____

LE COMBINE RADIOCASSETTE



SHARP GF 9090 H

LE récepteur radio que nous vous présentons aujourd'hui est le dernier né de la firme japonaise SHARP. C'est un appareil stéréo, portable et compact, comportant également un enregistreur-lecteur de cassettes stéréo.

Ce récepteur est un appareil de grande classe, d'une musicalité et d'une sensibilité excellentes. Dans un appartement, connecté à deux enceintes acoustiques, il constitue une chaîne haute fidélité de qualité. Des prises de raccordement sont également prévues pour le branchement d'une platine tourne-disque stéréo et d'un magnétophone. L'écoute individuelle est possible grâce à la

prise casque. Ce récepteur stéréo peut donc être utilisé partout : Débranché du secteur et des deux enceintes, muni de ses piles, il devient un récepteur portable d'une grande maniabilité, aussi bien du point de vue poids, que du point de vue encombrement. On sait que pour obtenir une bonne écoute stéréo, il est nécessaire que les haut-parleurs des deux voies soient assez éloignés l'un de l'autre. Ici la largeur du récepteur n'est que de 48,5 cm ce qui n'empêche pas que l'effet stéréo est excellent.

Le lecteur-enregistreur de cassettes apporte encore un intérêt supplémentaire à cet appareil.

Un dispositif, appelé

« APSS », initiales de la traduction anglaise de « Système automatique de recherche de programme » a été ajouté à l'appareil. A première vue, ce dispositif pourrait sembler n'être qu'un gadget, mais cette innovation a son intérêt comme le verrons plus loin.

Présentation

Ce récepteur se présente sous une forme très en vogue actuellement : boîtier métal et plastique, de teinte argentée et noire. Le « tableau de bord » se trouve sur le dessus de l'appareil. Six potentiomètres à glissière (volume, tonalité séparée des graves et des aigues,

balance, niveau d'enregistrement droite et gauche) sont situés à gauche. Les commandes de l'enregistreur de cassettes sont placées au centre, tandis qu'à droite se trouvent sept touches (arrêt/marche, AFC, gammes d'onde) et six clés à bascule pour des réglages auxiliaires (mono/stéréo, cassettes C_rO₂, loudness, contrôle de batterie...).

Sur la face avant du récepteur, on remarque tout d'abord les deux haut-parleurs « woofer » de 16 cm, au-dessus d'eux les deux « tweeter » à cornet, et les deux micros d'enregistrement. Entre les deux « woofer » est placé le porte cassette et le compteur de défilement de bande.

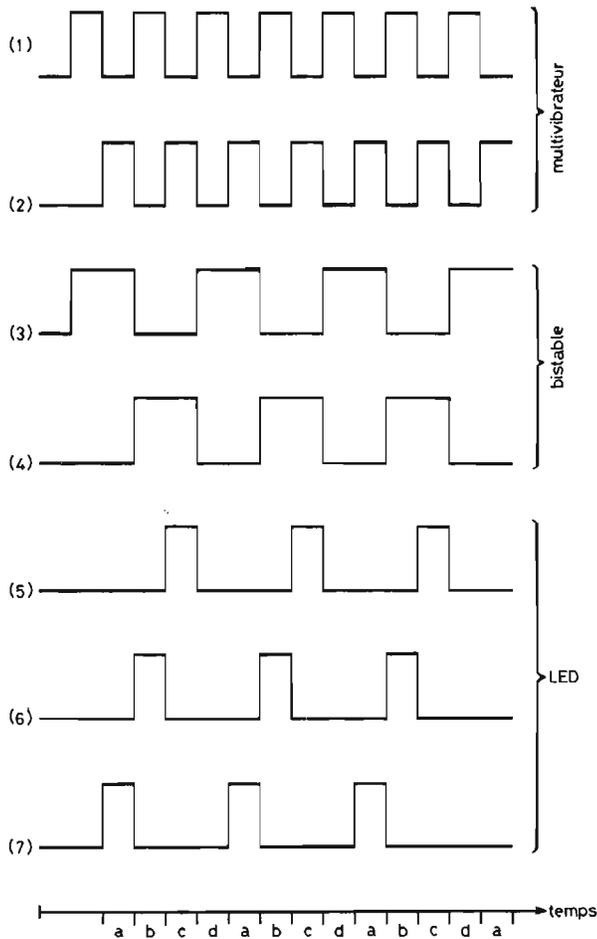


Fig. 1. - Signaux de l'indicateur APSS (défilement rapide).

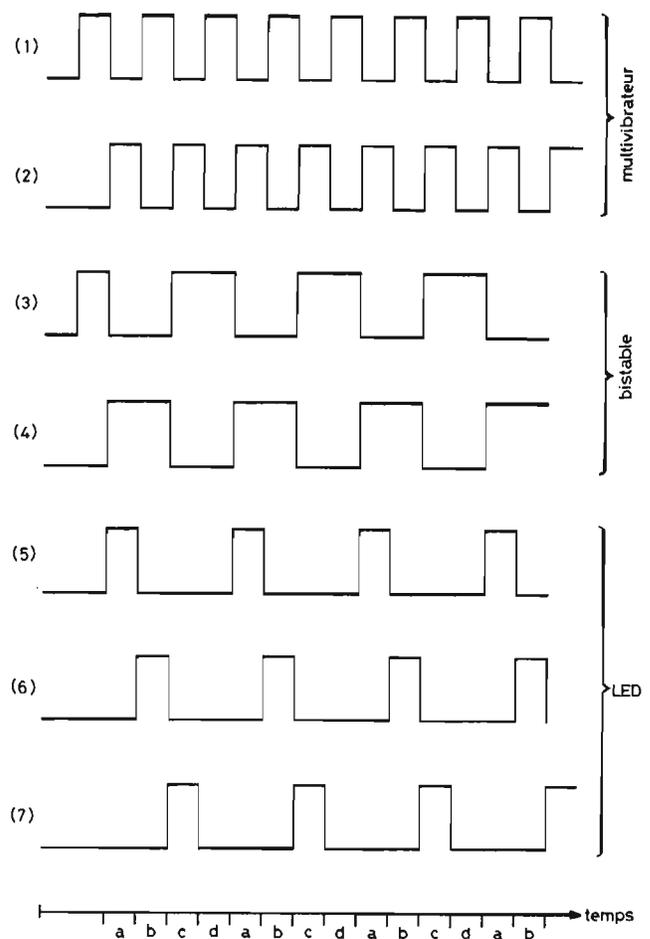


Fig. 2. - Signaux de l'indicateur APSS (retour en arrière rapide).

En haut de la face avant, nous avons deux galvanomètres indicateurs de niveau d'enregistrement (vu-mètre) des voies gauche et droite, utilisables également pour le contrôle de l'état des piles et de l'accord.

Les prises sont situées soit au dos de l'appareil (antenne FM extérieure, HP extérieur, magnétophone et lecteur de disque) ou sur le côté gauche (commande à distance et micros extérieurs) ou encore sur la face avant pour la prise « casque ». Notons que toutes ces prises sont normalisées.

Le bouton de recherche des stations est placé sur le côté droit de l'appareil. Les deux antennes télescopiques orientables (FM et OC) se trouvent sur le dessus du récepteur.

L'alimentation secteur est incorporée dans le récepteur. Cette alimentation se réduit en fait à un simple montage en pont. Les piles sont connectées automatiquement en retirant la prise secteur de l'appareil.

Récepteur radio

Le récepteur est prévu pour la réception des gammes FM (mono et stéréo), GO, PO et OC (16 à 50 mètres).

Le cadre incorporé est utilisé pour les gammes GO, PO et OC, tandis que l'antenne télescopique est utilisée en modulation de fréquence et en OC.

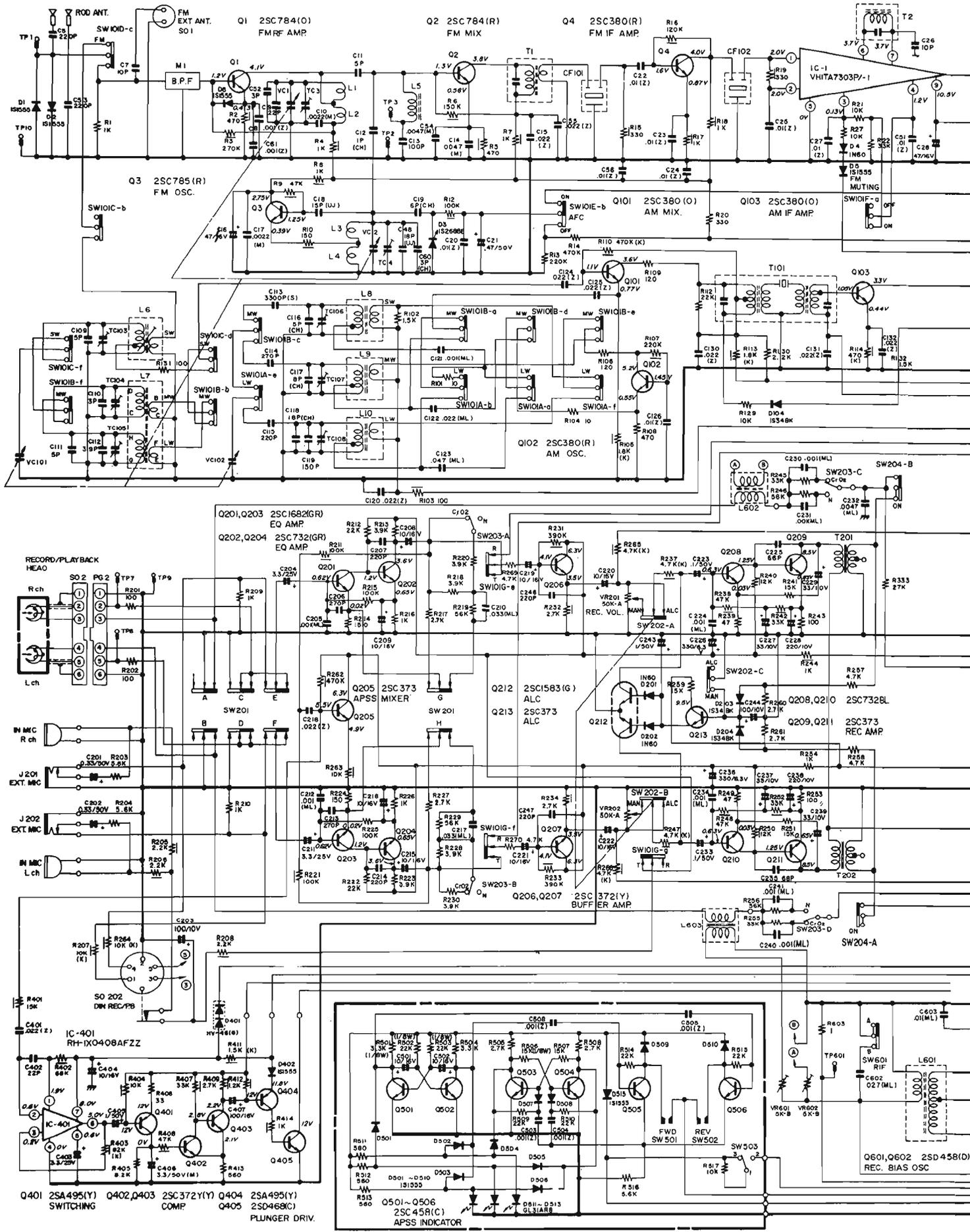
En modulation d'amplitude,

le signal provenant du cadre est envoyé sur la base du transistor mélangeur Q_{101} , dont l'émetteur reçoit la tension venant du transistor oscillateur Q_{102} . L'amplificateur FI est composé de deux transistors (Q_{103} et Q_{104}) dont l'amplification est soumise au CAG (diode D_{104}). La détection est effectuée de façon classique avec une diode (D_{101}).

La partie HF et FI de la modulation de fréquence se compose de quatre transistors et de deux circuits intégrés. Le signal provenant de l'antenne est d'abord amplifié par un étage HF (transistor bipolaire Q_1) dont la sortie est reliée à la base du transistor mélangeur Q_2 . L'émetteur de ce dernier reçoit le signal de l'oscillateur (Q_3) dont la dérive est corrigée

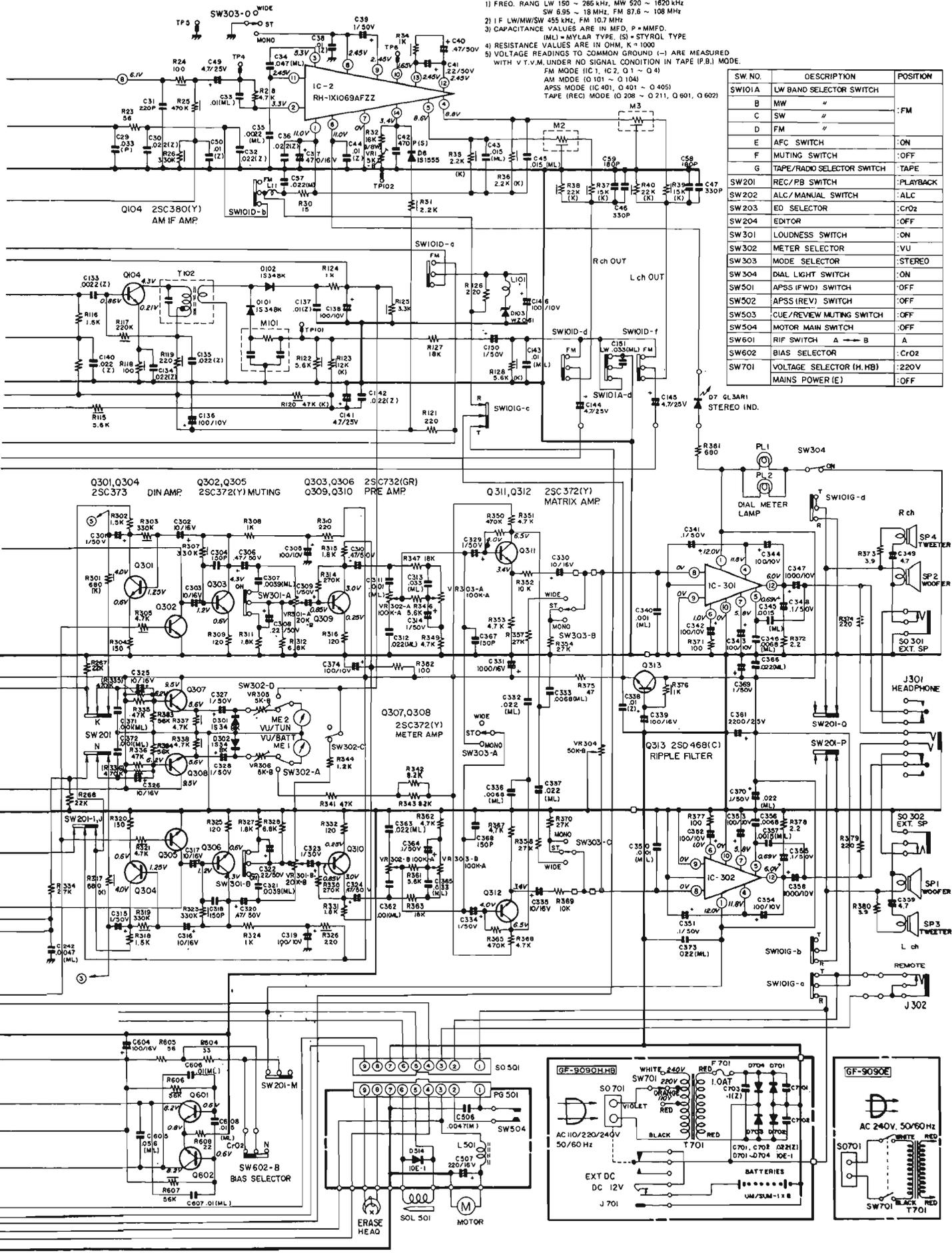
par la diode varicap (D_3). L'amplificateur FI est composé d'abord par un transistor (Q_4) inséré entre deux filtres céramique, puis de deux circuits intégrés. Le premier est un circuit classique d'amplification FI, relié à un circuit oscillant extérieur (T_2) réglé sur 10,7 MHz. Le deuxième circuit intégré est un multiplexeur type PLL pour la démodulation et le traitement des signaux stéréo. Le réglage de ce circuit est des plus simples, il est réalisé par une résistance variable unique. Une sortie est reliée à la diode électroluminescente indicatrice d'émission stéréo. Deux autres sorties sont reliées aux voies droite et gauche de l'amplificateur BF.

Les deux voies BF sont identiques : amplificateur dit « buf-



NOTES
 1) FREQ. RANG LW 150 ~ 285 kHz, MW 520 ~ 1620 kHz
 SW 6.95 ~ 18 MHz, FM 87.6 ~ 108 MHz
 2) 1 F LW/MW/SW 455 kHz, FM 10.7 MHz
 (ML) = MYLAR TYPE (S) = STYROL TYPE
 3) CAPACITANCE VALUES ARE IN MFD, P = MPFD.
 4) RESISTANCE VALUES ARE IN OHM, K = 1000
 5) VOLTAGE READINGS TO COMMON GROUND (—) ARE MEASURED
 WITH V.T.V.M. UNDER NO SIGNAL CONDITION IN TAPE (P.B.) MODE.
 FM MODE (IC 1, IC 2, Q 1 ~ Q 4)
 AM MODE (IC 101 ~ Q 104)
 APSS MODE (IC 401, Q 401 ~ Q 405)
 TAPE (REC) MODE (Q 208 ~ Q 211, Q 601, Q 602)

SW. NO.	DESCRIPTION	POSITION
SW101A	LW BAND SELECTOR SWITCH	
B	MW	: FM
C	SW	"
D	FM	"
E	AFC SWITCH	: ON
F	MUTING SWITCH	: OFF
G	TAPE/RADIO SELECTOR SWITCH	: TAPE
SW201	REC/PB SWITCH	: PLAYBACK
SW202	ALC/MANUAL SWITCH	: ALC
SW203	EO SELECTOR	: CrO2
SW204	EDITOR	: OFF
SW301	LOUDNESS SWITCH	: ON
SW302	METER SELECTOR	: VU
SW303	MODE SELECTOR	: STEREO
SW304	DIAL LIGHT SWITCH	: ON
SW501	APSS (FWD) SWITCH	: OFF
SW502	APSS (REV) SWITCH	: OFF
SW503	CUE/REVIEW MUTING SWITCH	: OFF
SW504	MOTOR MAIN SWITCH	: OFF
SW601	RIF SWITCH A → B	: A
SW602	BIAS SELECTOR	: CrO2
SW701	VOLTAGE SELECTOR (H.HB)	: 220V
	MAINS POWER (E)	: OFF



fer » monté en collecteur commun, un pré-amplificateur suivi du réglage de volume. Les deux potentiomètres de volume sonore droit et gauche sont couplés mécaniquement. Les signaux, réglés en niveau, sont ensuite amplifiés par un étage, suivi par les réglages graves et aigus, également couplés mécaniquement. Viennent ensuite un montage collecteur commun, le réglage « balance » d'équilibrage des deux voies, puis l'amplificateur de puissance. Chaque voie est terminée par un circuit intégré à ailettes de refroidissement. La sortie de chaque circuit intégré est couplée aux haut-parleurs à travers un condensateur de couplage de 1 000 microfarads. Un circuit série composé d'un condensateur de $47 \mu\text{F}$ et d'une résistance de 3,9 ohms fait office de filtre passe-bas pour le « tweeter ». Le signal de sortie de l'étage final est directement envoyé au « woofers ».

Sur le schéma général du récepteur, les valeurs des capacités sont données en microfarads, sauf si cette valeur est suivie par la lettre P, où il s'agit alors de picofarads. Les lettres ML et S indiquent respectivement condensateur au mylar ou au polystyrol. Les valeurs des résistances sont données en ohms ou en kilo-ohms, si il apparaît la lettre K.

Lecteur-enregistreur de cassette

Cette partie magnétophone utilise l'ensemble BF commun, plus six transistors dont deux (Q_{601} et Q_{602}) qui constituent l'oscillateur de pré-magnétisation. L'effacement se fait en continu. L'appareil peut utiliser des cassettes aussi bien du type courant que celles à l'oxyde de chrome. Le niveau d'enregistrement des voies peut être réglé séparément à l'aide de potentiomètres linéaires.

Automatic Program Search System

Le système, dont les initiales sont APSS, est utilisé lors de l'écoute d'une cassette enre-

gistrée. Il permet de faire défiler rapidement la bande de façon à sauter une séquence indésirable, et cela automatiquement après avoir appuyé brièvement sur la touche APSS de gauche. Ce système permet également de revenir en sens inverse. Une simple pression sur une seconde touche APSS placée à droite, fait revenir rapidement au début de la séquence que l'on souhaite réentendre.

L'APSS permet donc, par exemple, de sauter la séquence parlée d'une émission enregistrée à la radio. L'APSS est composé principalement d'un détecteur de modulation dont la tension de sortie commande le défilement rapide de la bande. Lors d'un silence (modulation très faible), la tension détectée tombe à une valeur telle que l'action de l'APSS s'arrête. Le magnétophone reprend alors son fonctionnement normal. L'ensemble comporte également un circuit indicateur composé de trois diodes LED indiquant le sens de défilement. Un troisième circuit dit de « muting » (silencieux) abaisse le niveau sonore lors du fonctionnement du dispositif.

Lorsque la touche APSS de gauche est enclenchée, le lecteur étant en marche, le mécanisme se met en défilement rapide et au même moment, grâce à la fermeture de l'interrupteur SW 501, la tension d'alimentation de 12 volts est appliquée, à travers une diode (D_{509}) au circuit de « muting » et au circuit détecteur APSS.

Circuit indicateur APSS

Ce circuit est représenté en bas et à gauche sur le schéma général. Il se compose d'un multivibrateur de très basse fréquence, d'une bascule à transistors de quelques diodes, dont trois LED et de deux transistors de commutation Q_{505} et Q_{506} . Dès que la tension d'alimentation est appliquée, le multivibrateur (Q_{501} et Q_{502}) commence à osciller à une fréquence de l'ordre de 2 Hz. La sortie de ce montage astable est reliée à une bascule

bistable (Q_{503} et Q_{504}) divisant pas deux cette très basse fréquence. Les tensions collecteur de ces deux montages commandent l'allumage des diodes électroluminescentes (D_{511} , D_{512} , D_{513}) à travers des circuits logiques composés de diodes (D_{501} et D_{506}).

La figure 1 représente la forme des signaux de cette partie de l'appareil. Sur cette figure (1) et (2) sont les formes d'ondes engendrées par le multivibrateur (Q_{501} et Q_{503}), et (3) et (4) sont celles de la bascule (Q_{503} et Q_{504}). En utilisant ces quatre signaux, les circuits logiques fournissent les signaux représentés en (5), (6) et (7) allumant les diodes LED. L'axe horizontal de la même figure 1 se rapporte aux temps. Les diodes LED s'allument l'une après l'autre dans l'ordre a, b et c. A la période suivante (d) toutes les diodes sont éteintes. Le cycle complet se répète, et les allumages successifs donnent une impression de mouvement de droite à gauche.

Les transistors Q_{505} et Q_{506} sont du type « commutation », ils commandent le sens d'allumage des LED. Lorsque la touche APSS de gauche est enclenchée (retour en arrière). Dans ce deuxième cas, l'allumage des diodes est inversé, donnant l'impression d'un mouvement de gauche à droite (fig. 2).

Circuit de silencieux (Muting)

Alimentés par 12 volts, les transistors Q_{302} et Q_{305} deviennent passant et atténuent le signal BF provenant de la tête de lecture.

Circuit de détection APSS

Ce circuit est représenté en bas et à l'extrême gauche du schéma général. Cette détection étant alimentée, le signal provenant de la tête (enregistrement/lecture) est amplifié par les étages pré-amplificateurs Q_{201} , Q_{202} pour la

voie droite, et Q_{203} , Q_{204} pour la voie gauche. Il est envoyé, à travers deux résistances aux circuit mélangeur APSS (Q_{205}), puis au circuit intégré IC 401. Le transistor Q_{401} est alors rendu passant. Le niveau du signal amplifié dépasse la tension base-émetteur (V_{BE}) de ce transistor et permet la charge du condensateur C_{406} jusqu'à + 12 volts. Le transistor Q_{404} est bloqué, de même que le transistor Q_{405} . Il en résulte que le mécanisme d'arrêt n'est pas actionné. Autrement dit, tant que la bande est modulée par un signal, le mécanisme d'arrêt n'est pas commandé et la bande avance rapidement.

Cependant, dès que l'enregistrement comporte un silence (niveau de modulation très faible) la tension BF appliquée au transistor Q_{401} a une amplitude inférieure au V_{BE} de ce transistor qui devient alors bloqué. La tension aux bornes de C_{406} se décharge suivant la constante de temps des composants R_{406} et C_{406} . Lorsque le potentiel aux bornes de cet ensemble est inférieur au V_{BE} du transistor Q_{402} , celui-ci se bloque et le transistor Q_{403} devient passant, son collecteur est proche de zéro volt. Le condensateur de liaison C_{407} se charge à travers la résistance + 12. Grâce à ce courant, le potentiel de base du transistor Q_{404} chute momentanément à zéro volt, et ce dernier transistor devient passant. Le potentiel de C_{407} passe donc de 0 à + 12 volts. La base du transistor Q_{405} est alimentée à travers la résistance R_{414} et ce transistor, devenant passant, commande le mécanisme d'arrêt. La plaque de verrouillage de l'APSS est extirpée, libérant la touche de commande de l'APSS. En conséquence, le commutateur SW 501 s'ouvre. Le mécanisme se remet en fonctionnement normal.

Puisque le commutateur SW 501 est ouvert, les LED s'arrêtent de clignoter et le circuit limiteur APSS n'agit plus. Le circuit de « muting » s'arrête également de fonctionner.

Si c'est la touche APSS de droite qui est enclenchée, c'est

le commutateur SW 502 qui se ferme, le fonctionnement est le même, sauf que la bande se rembobine rapidement (sens inverse) et que les diodes clignotent donnant l'impression d'un mouvement de gauche à droite.

Conclusion

Nous avons été très favorablement intéressés par les performances musicales de ce récepteur. L'examen de l'intérieur du récepteur nous a donné une impression de fiabilité élevée.

Mais nous pensons que la partie enregistrement-lecture n'est pas à la hauteur de la partie purement électronique, et nous avons remarqué que certains points, mineurs peut-être, avaient été négligés.

J.-B. PATTE

Caractéristiques données par le constructeur du récepteur Sharp, modèle GF 9090 H

Type d'appareil : récepteur radio, enregistreur-lecteur de cassettes stéréophoniques

Alimentation : a) secteur 110/220 volts 50/60 Hz ; 2) huit piles de 1,5 volts type R 20 ; 3) alimentation 12 volts continu extérieure.

Consommation : 24 VA

Haut-parleurs : deux HP de 16 cm et deux HP à cornet
Puissance de sortie : 8 W (DIN 45 324)

Semi-conducteurs : 5 circuits intégrés, 47 transistors et 37 diodes (4 LED)

Dimensions : 48,5 cm (largeur) x 11,5 cm (profondeur) x 24 cm (hauteur)

Poids : 5,8 kg (sans les piles)
Prises : 1) deux micros extérieurs ; 2) télécommande ; 3) alimentation 12 volts continu ; 4) alimentation secteur ; 5) enregistrement-lecture (DIN) 2,5 mV/10 k Ω (entrée) ; 1 V/50 k Ω (sortie) ; 6) antenne FM extérieure ; 7) deux H.P. extérieurs (4-8 Ω) ; 8) écouteurs (4-8 Ω)

Enregistreur lecteur de cassettes

Type : stéréo à 4 pistes.
Cassettes : type compact
Vitesse de défilement : 4,75 cm/sec
Système d'enregistrement : polarisation BF
Système d'effacement : courant continu
Temps d'enregistrement : 60 minutes (avec cassette C 60)
Durée de réembobinage : 120 secondes (avec C 60)
Bande passante : 40 à 15 000 Hz (C, O₂) ; 40 à 12 000 Hz (normal)
Pleurage et scintillement : 0,3 % (DIN 45511)
Rapport signal/bruit : 50 dB

Récepteur de radiodiffusion

Gammes reçues : GO 150-285 Hz ; PO 520-1 620 kHz ; OC 5,95-18 MHz ; FM 87,6-108 MHz
Fréquence intermédiaire : 455 kHz (GO, PO, OC) ; 10,7 MHz (FM).



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)



Filtre de bruit dynamique



BURWEN 1201 A

DOLBY, DBX, DNL, ANRS, DNF, beaucoup de systèmes servant à améliorer le rapport signal sur bruit d'une chaîne de reproduction sonore. Sans parler des supprimeurs de bruits transitoires, de bruit de surface de disques. Tous ces réducteurs de bruits se classent dans deux catégories.

Dans la première, nous trouvons le Dolby, A ou B, l'ANRS et le DBX. Ces trois systèmes proposent de traiter les informations au moment de l'enregistrement pour les modifier, en sens inverse au moment de la lecture. Ces procédés n'agissent qu'avec des sources sonores préalablement codées.

Les autres réducteurs de bruit sont des systèmes qui n'agissent qu'à la lecture. Le DNL est un filtre qui agit au-dessus de 4 kHz et qui élimine les fréquences hautes lorsqu'elles ne sont pas présentes dans un message musical. Le DNF, filtre de bruit dynamique agit dans le même sens en réduisant la bande

passante lorsque cette dernière n'est pas indispensable. Le DNL est un filtre à fréquence de coupure fixe et d'efficacité variable alors que le DNF est un filtre à fréquence variable.

Le réducteur de bruit DNF est proposé par la société Burwen, cette société produit des filtres dynamiques depuis plu-

sieurs années déjà, des filtres adaptés à des utilisations professionnelles de filtrage en radiodiffusion ou en transmission en bande plus étroite. Un filtre DNF, model 1100 à large bande passante figurait également dans la gamme professionnelle.

L'entrée de la firme Burwen dans le groupe KLH devait

modifier quelque peu la vocation de la firme et entraîner la sortie d'un modèle adapté au public des amateurs de haute fidélité, sans cesse à la recherche d'un moyen destiné à améliorer la qualité de reproduction. Dans un même ordre d'idée, Burwen doit sortir d'ici peu, après SAE et Garrard, un supprimeur de bruits impul-

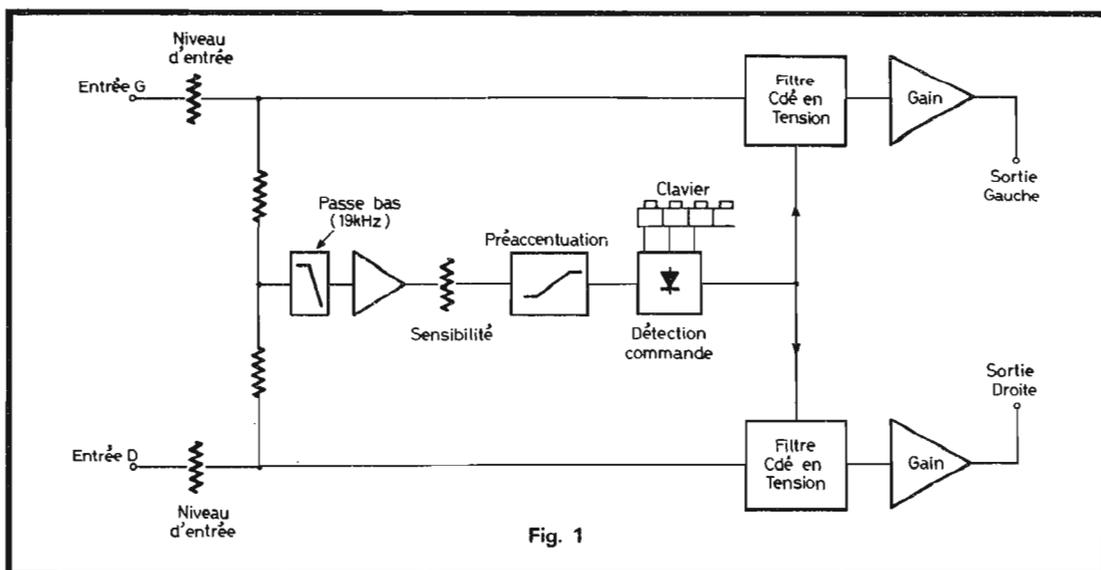
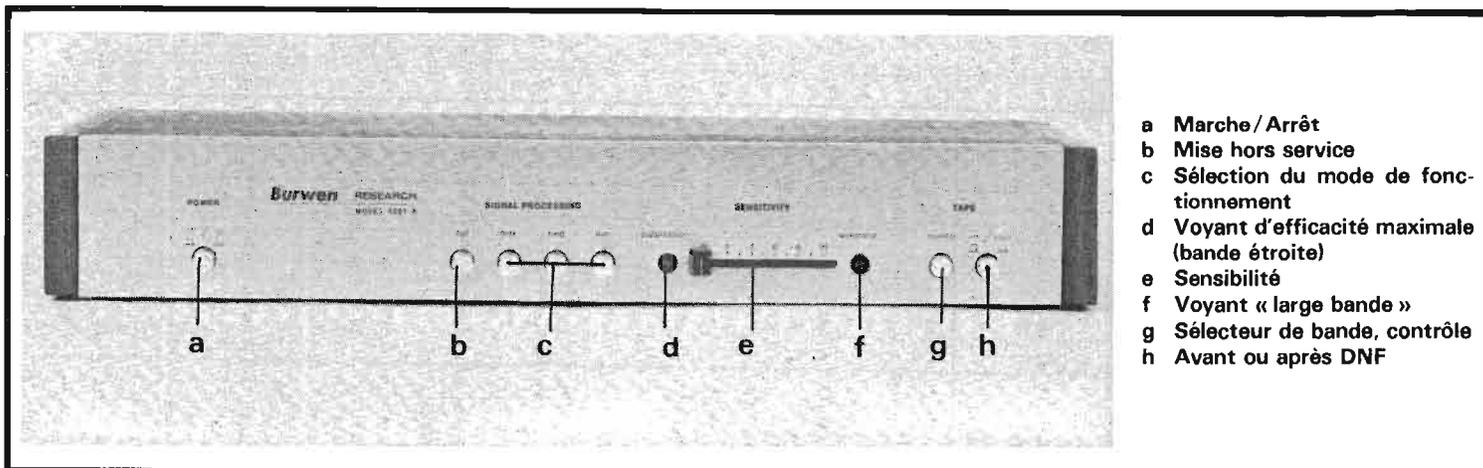


Fig. 1



- a Marche/Arrêt
- b Mise hors service
- c Sélection du mode de fonctionnement
- d Voyant d'efficacité maximale (bande étroite)
- e Sensibilité
- f Voyant « large bande »
- g Sélecteur de bande, contrôle
- h Avant ou après DNF

sionnels pour lecteurs de disques.

Le réducteur de bruit Burwen 1201A se présente comme une boîte très allongée. Le coffret est plaqué de bois, la face avant est faite d'un aluminium brossé, anodisé, de faible épaisseur, donnant un aspect contrastant avec celui, professionnel, que l'on découvre en ôtant le capot de bois. Une face avant plus consistante d'aspect serait souhaitée. Pour quelques dollars de plus... Une goutte d'eau si on considère que le prix de vente de l'appareil est de l'ordre de 4200 F ttc.

Fonctions

Le filtre Burwen 1201A s'installe sur la prise de contrôle d'enregistrement d'un

magnétophone, autrement dit la prise « monitoring ». Comme il utilise cette prise, on retrouvera sur le 1201A une paire de prises RCA assurant le remplacement. Sur la façade, deux touches assurent le contrôle et le traitement ou non du signal par le filtre dynamique.

Un second clavier à quatre touches commande l'efficacité du système. Une d'entre elles permet de mettre le filtre hors-service. Les trois autres modifient les conditions dynamiques de fonctionnement et la fréquence de coupure du filtre. Trois efficacités : maximale, moyenne et minimale. Un potentiomètre à course linéaire règle la sensibilité du réducteur. Deux diodes électroluminescentes le bordent, une verte et une rouge. La rouge indique que le filtre est à sa bande pas-

sante minimale, la verte indique l'état « large bande du filtre ».

Pendant l'utilisation, on verra clignoter les deux lampes en fonction du contenu harmonique du signal.

Enfin, un interrupteur assure la mise sous tension.

Fonctionnement du filtre

Nous n'avons pas eu entre les mains de schéma de principe du DNF. La figure 1 donne un synoptique très simplifié et extrapolé du principe de fonctionnement, des résultats des mesures et des relevés de bande passante.

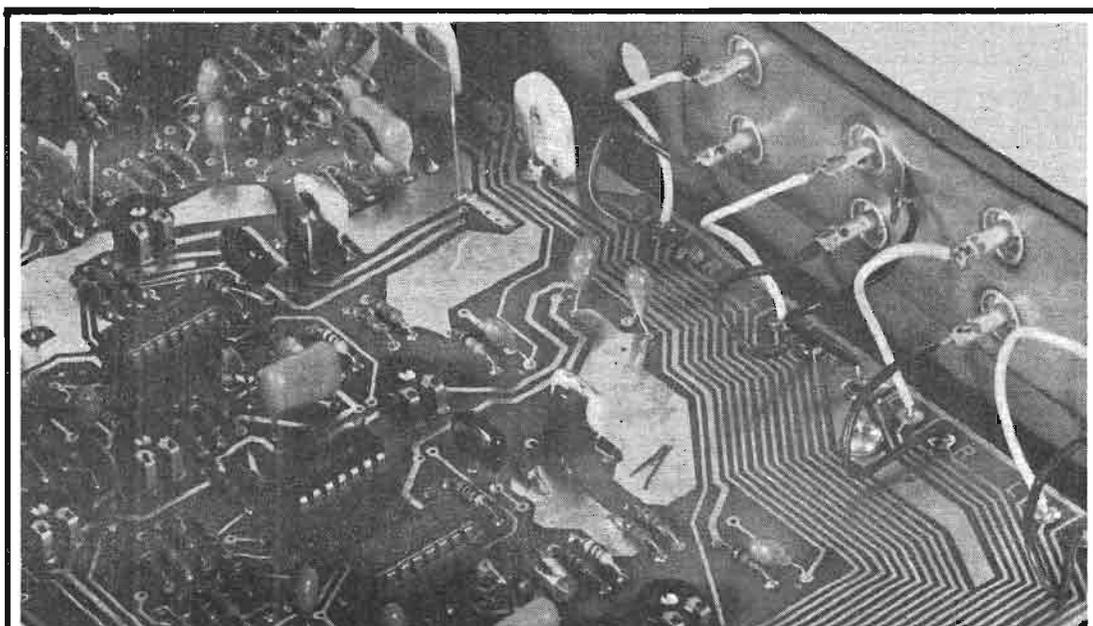
Pour des raisons de respect de la phase indispensable pour

une bonne réponse en stéréophonie, les deux filtres sont commandés à partir de la même unité. Cette unité reçoit les signaux des deux voies, le signal résultant est traité dans un circuit commun.

Le potentiomètre de sensibilité règle le niveau de la tension qui va être soumise au système de commande. Ce dernier tient compte de la présence de fréquences hautes dans le signal, nous avons représenté cette réaction par la présence d'un filtre de préaccentuation. Comme ce filtre est censé supprimer les fréquences hautes inutiles, il doit donc détecter celles qui sont utiles et par conséquent analyser le signal. Comme les fréquences hautes sont présentes avec un spectre d'amplitude décroissante avec la fréquence, un circuit présentant une caractéristique de préaccentuation permettra de pondérer une appréciation de niveau. Pour éviter de tenir compte des résidus MF à 19 kHz, un filtre passe-bas est associé à la chaîne de traitement.

Le circuit commande alors les filtres. Le clavier agit sur la fréquence de coupure du filtre, pour la touche maxi et sur les temps d'attaque et de chute du signal de commande des filtres pour les touches « mini » et « moyenne ».

Le gain total de la chaîne de traitement du signal audio est de 12 dB. Le potentiomètre d'entrée permet d'ajuster le gain en fonction de la chaîne. La position préférentielle du réglage de gain sera le gain unité, le signal d'entrée se retrouvant, à la sortie, avec une même amplitude.



Aspect professionnel du circuit imprimé.

Mesures

L'exploitation des courbes amplitude fréquence en fonction du niveau sont pleines d'enseignements. Certaines formes de courbes, qui n'ont rien à voir avec la courbe de réponse d'un filtre font apparaître des particularités du fonctionnement. L'absence de schéma nous a interdit de pousser les investigations, la technique de mesure étant de mesurer la bande passante d'une voie en utilisant un signal de commande dosable séparément sur l'autre voie.

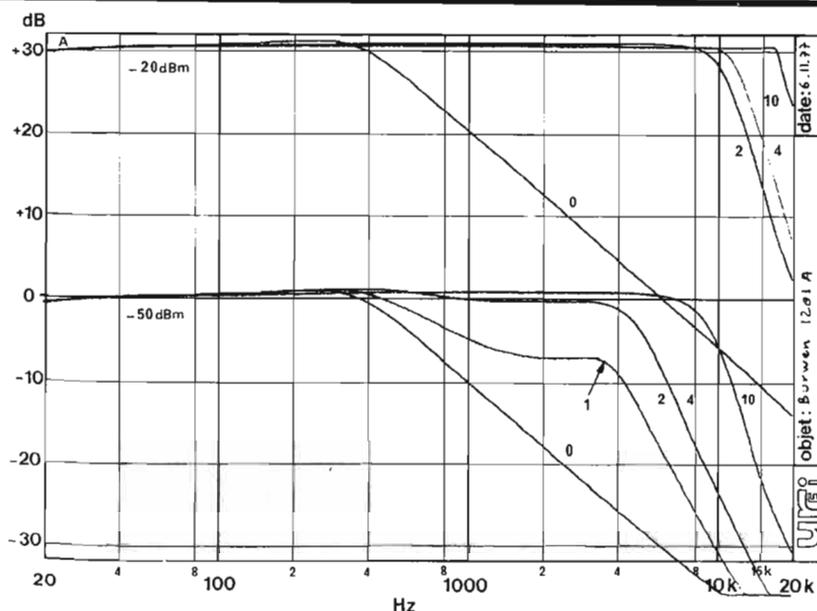
Nous avons en effet ici une interaction entre le fonctionnement normal du filtre et le signal de commande passant par un filtre d'analyse. Ce problème, nous l'avions déjà abordé lors d'une étude parue sur le DBX, système faisant également appel à des circuits commandés par des organes non linéaires en fréquence.

Les « incidents » se traduisent par des courbes qui n'ont pas l'allure régulière d'une bande passante de filtre.

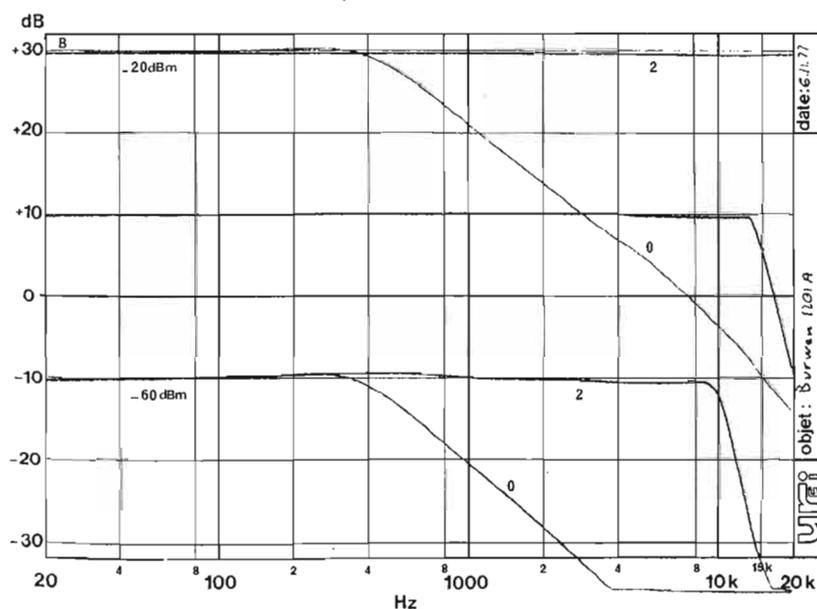
La courbe A comporte deux réseaux mesurés à deux niveaux d'entrée différents. Le réseau du haut est mesuré en régime sinusoïdal, niveau -20 dBm. Le réseau du bas est mesuré avec une tension de -50 dBm. Les chiffres donnent les positions du potentiomètre de sensibilité. Sur 0, le filtre fonctionne pratiquement sans arrêt, il faut remonter fortement le niveau d'entrée pour voir la courbe se modifier. Une variation très rapide de bande passante est constatée dès que le bouton quitte le zéro.

Pour ces courbes, le clavier était en position maximale. La courbe 2 inférieure montre la forme particulière due à l'influence du circuit de pondération de commande du filtre.

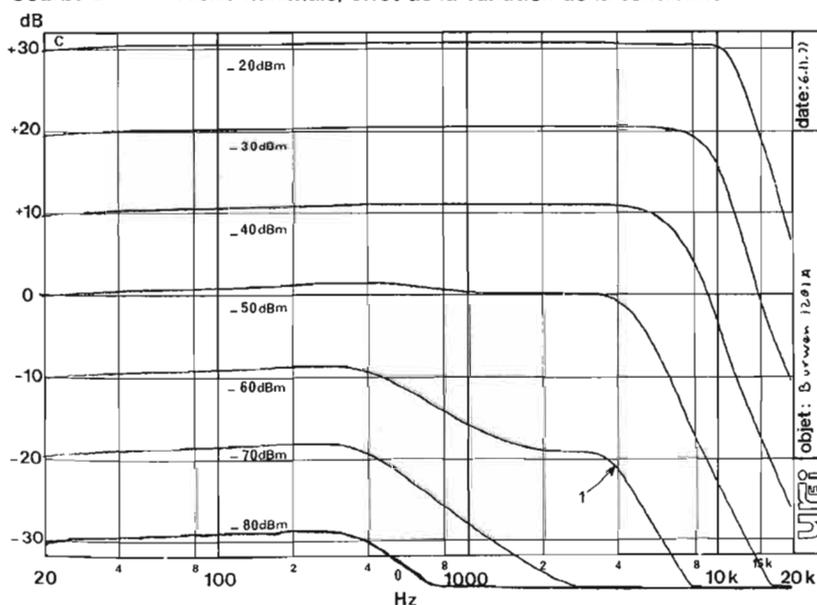
Le réseau B donne des indications identiques, cette fois, la commande par clavier est en position minimale. Pour la position 2 du filtre, on note que la bande passante est de 10 kHz environ alors que lorsque le clavier est sur Max, la bande passante pour un niveau semblable serait 4 kHz environ (extrapolé de la courbe A).



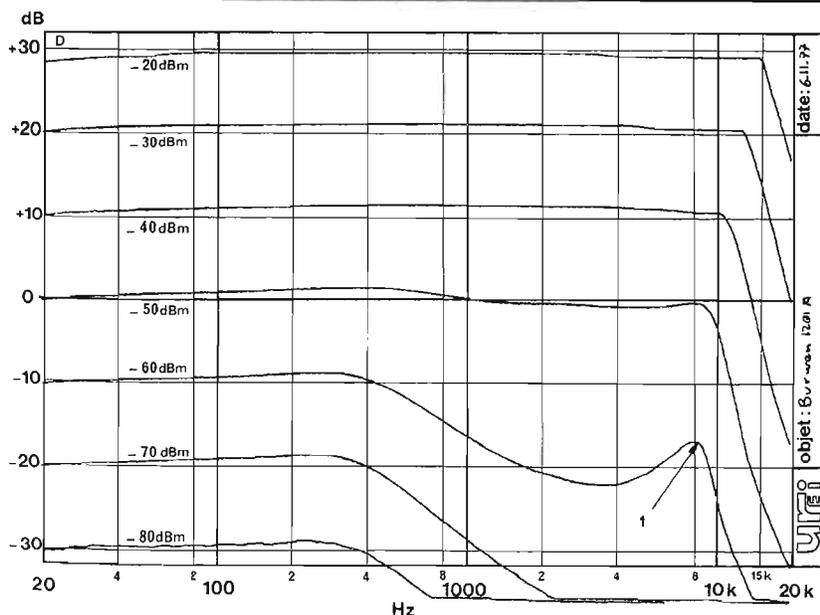
Courbe A. - Efficacité maximale, effet de la commande de sensibilité.



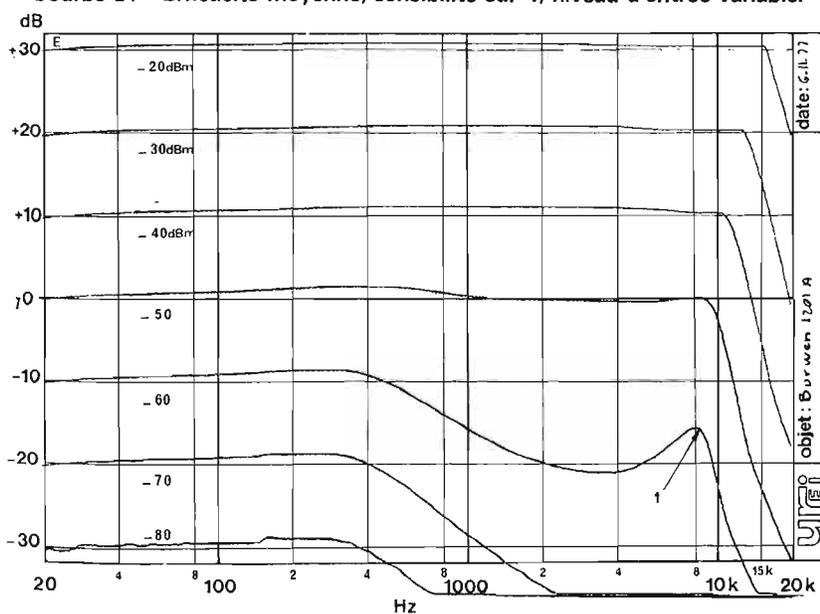
Courbe B. - Efficacité minimale, effet de la variation de la sensibilité.



Courbe C. - Efficacité maximale, sensibilité sur 4, variation du niveau d'entrée.



Courbe D. - Efficacité moyenne, sensibilité sur 4, niveau d'entrée variable.



Courbe E. - Efficacité minimale, sensibilité sur 4. Niveau d'entrée variable.

Pour le niveau - 20 dB, la bande passante, potentiomètre de sensibilité sur 2 est supérieure à 20 kHz. Dans le cas précédent, elle était de 10 kHz.

La courbe C et les suivantes donnent la variation de la bande passante en fonction du niveau d'entrée. On constate ici la réduction progressive de la bande passante. Pour les faibles niveaux, - 50 à - 60 dB, la bande passante se réduit rapidement, on constate l'intervention des circuits de préaccentuation.

En position max, on constate que la bande passante à - 20 dBm est de 10 kHz, en position min. et moyenne, nous avons la même bande pas-

sante, 15 kHz. Pour ces courbes, le potentiomètre de sensibilité était en position 4.

En l'absence de signal, l'efficacité du dispositif est celle d'un filtre coupant à 400 Hz, si vous avez analysé l'efficacité d'un filtre passe-bas comme ceux que l'on trouve sur des amplificateurs HiFi, vous aurez une idée de l'efficacité du Burwen 1201 A.

La tension de sortie maximale du Burwen 1201 A est de + 20 dBm, soit 7,75 V.

A ce niveau, le taux de distorsion à 1 000 Hz est inférieure à 0,04 %. Filtre en service, nous avons mesuré, avec un niveau de sortie de 0 dBm un taux de distorsion de 0,7 %, le filtre assurant une baisse de

niveau de l'ordre de 3 dB. Le premier taux de distorsion est donné potentiomètre de sensibilité réglé pour un fonctionnement en large bande.

Le bruit de fond propre est de - 77 dBm sans pondération, ce qui assure une dynamique possible de 97 dB. Filtre en service, le bruit de fond passe à - 85 dBm.

Réalisation

Si nous avons quelque peu maltraité la légèreté de la façade, nous avons été très agréablement surpris par la haute qualité de la fabrication et des composants internes. Circuit imprimé double face, et

trous métallisés circuits intégrés quadruples à faible bruit montés sur supports, condensateurs au mica, résistances de haute précision, parfois à couche métallique. Alimentation à circuits intégrés de stabilisation, une réalisation intéressante, ne laissant aucun doute planer sur l'origine américaine du produit.

Ecoute

Le test d'un tel appareil serait inutile sans expérience d'écoute. Potentiomètre de sensibilité au maximum, le bruit est fortement réduit, la bande passante également, le timbre est appauvri dans de grandes proportions. Les aigus ont disparus. Le potentiomètre a à peine quitté sa position que les aigus reviennent. Le voyant vert indiquant un fonctionnement à large bande se met à clignoter en alternance avec celui, rouge de l'entrée en fonction. Une fois le réglage effectué, on constate, lorsque la touche de mise hors-service est actionnée une variation importante du niveau de souffle (nous avons effectué des essais avec une cassette) alors que le timbre n'est que très faiblement affecté. Ayant été averti d'une possibilité de pompage du bruit propre à certains dispositifs, nous avons prêté l'oreille sans constater de défaut de ce genre. L'effet de masque joue parfaitement, il y a sans doute une modification du niveau du bruit, elle reste masquée par la musique.

Si ce type d'appareil peut beaucoup apporter à ceux qui écoutent des disques ayant subi les outrages du temps et d'utilisateurs peu scrupuleux, la touche de mise hors-circuit sera appréciée de ceux qui gardent précieusement leurs disques. Le prix d'acquisition d'un appareil de ce type nous semble élevé, mais l'efficacité est nettement supérieure à celle de tous les filtres passe-bas des amplificateurs du commerce. Attendons les nouveaux appareils de la série. Burwen prend un nouveau départ et devrait, avec KLH, démocratiser sa production.

E. LEMERY

L'ENSEIGNEMENT

Audio et télévisuel

(Suite voir N° 1623)

L'ENSEIGNEMENT audio-visuel des langues fait largement appel aux méthodes audio-actives puisque le professeur dispose d'un magnétophone relié à des cabines destinées aux élèves. Dans les versions les plus simples, ces cabines sont équipées d'un module de réception qui permet à l'élève de brancher son microcasque, et de régler le volume sonore; le professeur communique avec lui par un système d'interphonie.

Les modules peuvent éventuellement être fixés sur des tables normales de classes traditionnelles, et leur implantation ne demande donc aucune installation spéciale. Certains matériels possèdent un sélecteur de programme pouvant se brancher sur un second magnétophone: il est dès lors possible, à partir du poste professeur, de diffuser deux programmes, ce qui permet de pallier, tout au moins en partie, les inconvénients de l'enseignement audio-actif; si le professeur a pré-enregistré deux

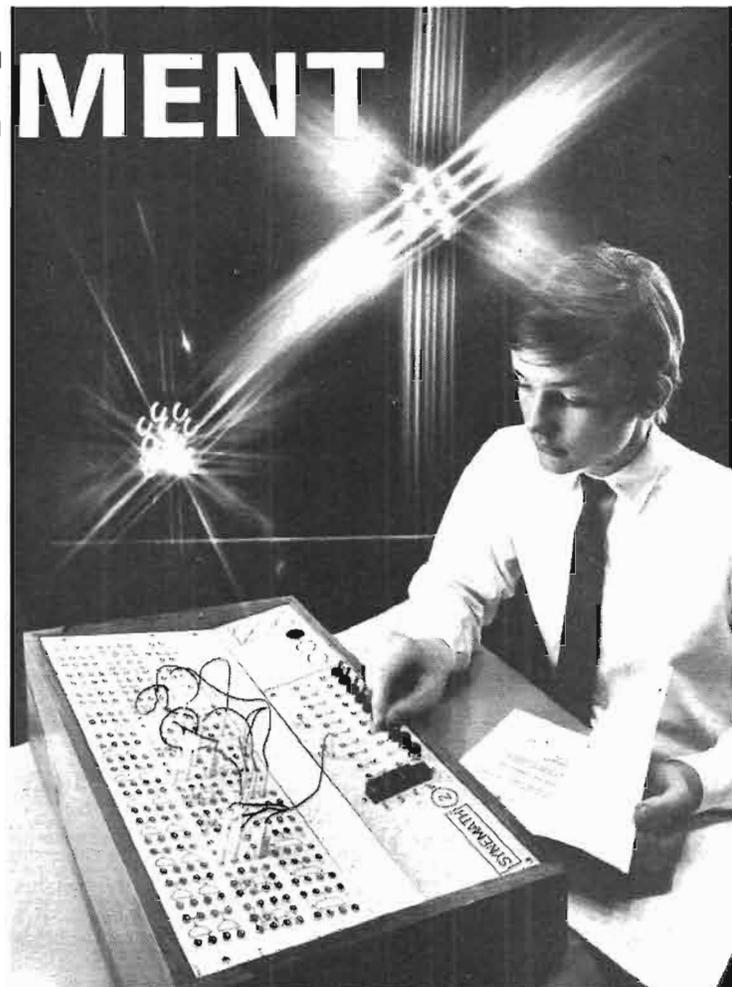
programmes de cours différents, il peut les passer en même temps à deux séries d'élèves, compte tenu de leur niveau, sans imposer à toute la classe le même rythme de travail.

Une version spéciale de ce matériel, conçue par Cedamel,

consiste à réaliser des salles audio-actives avec un sélecteur de programmes allant jusqu'à six positions. Ainsi un élève peut-il s'installer dans n'importe laquelle des six salles audio-actives pour entendre le programme de son choix en self-service.

L'audio-actif correctif

La méthode auto-active comparative est une extension de la précédente méthode. L'élève possède aussi un magnétophone, ce qui lui permet de faire tous les exercices



(Cliché Synelec / Yan)



Fig. 3. - Les laboratoires à enseigner audio-comparatifs sont utilisés essentiellement pour l'enseignement des langues. D'autres disciplines peuvent également y faire appel: latin, français, musique.

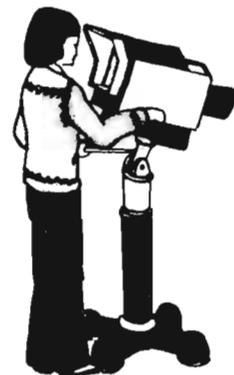


Fig. 4. - Un circuit fermé de télévision, placé en milieu scolaire, doit être un outil de communication de l'information et un moyen de production de messages d'enseignement. Son utilisation, si elle est suffisamment souple, peut s'intégrer dans l'enseignement quotidien.



Photo 6. - La télé au C.E.S. : voici la régie de diffusion au C.E.S. de Marly-le-Roi (cliché Thomson-CSF).

de répétition qu'il souhaite en s'enregistrant et en s'écoutant. Il peut donc travailler de manière autonome, avec ou sans professeur, et surtout, à un rythme propre qui est spécifique de chacun dans une classe.

Dans un laboratoire audio-comparatif, le poste professeur dispose d'un tableau de bord qui reproduit exactement la disposition des élèves dans la classe ; cette même console permet de diffuser un cours à un certain groupe d'élèves d'un même niveau, et de laisser les autres travailler individuellement sur des leçons, à des niveaux différents.

Le professeur peut aussi « visualiser » le clavier de n'importe quel magnétophone d'élève et vérifier, à tout moment, le travail de chacun de ses élèves. Ce processus de visualisation, extrêmement rapide, permet à tout moment d'avoir une vue d'ensemble sur la qualité du travail de la classe, ce qui est très important lors-

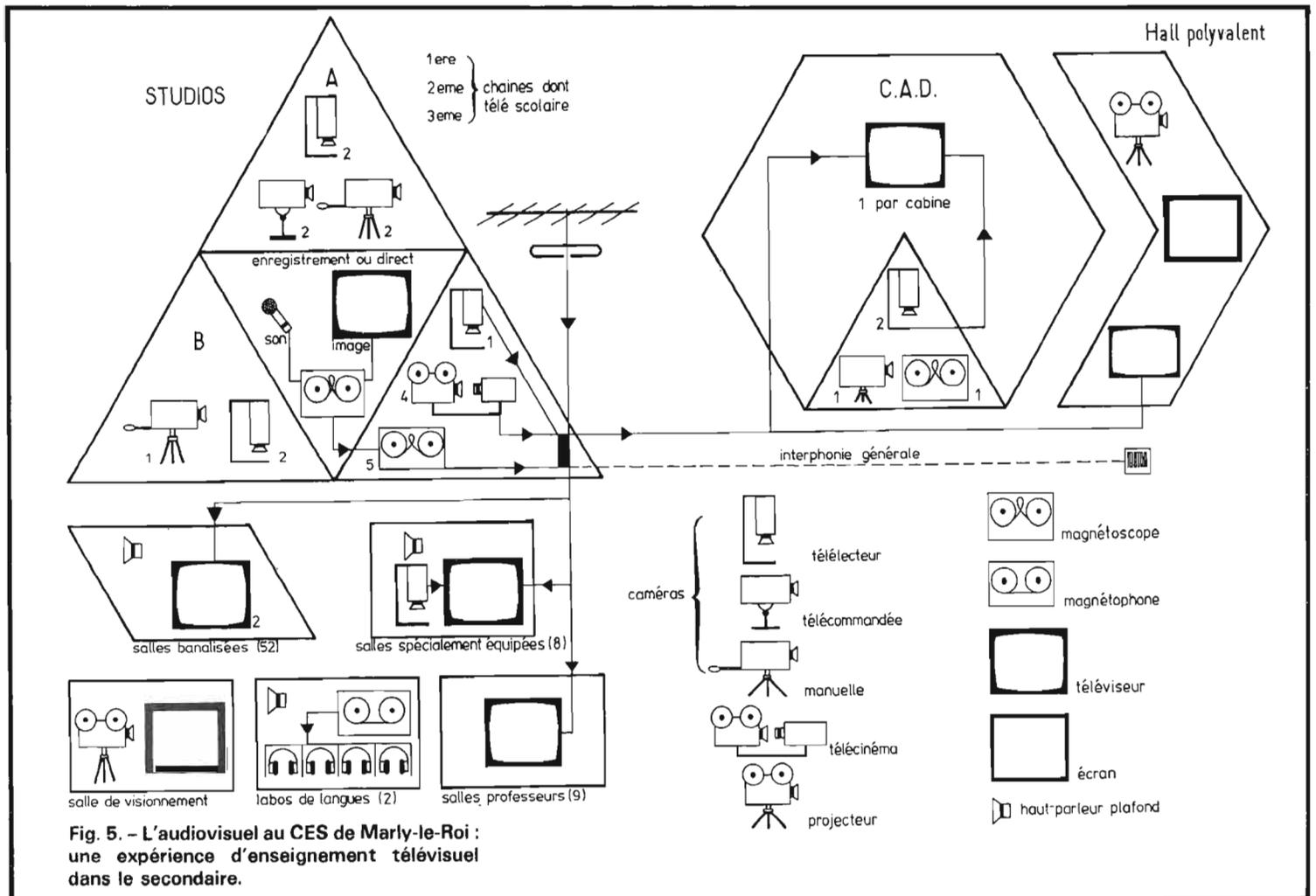


Fig. 5. - L'audiovisuel au CES de Marly-le-Roi : une expérience d'enseignement télévisuel dans le secondaire.

que celle-ci comporte un grand nombre d'élèves.

Le professeur a, en outre, toutes possibilités d'intercommunication avec les élèves : écoute discrète, interphonie, intercommunication entre plusieurs élèves avec participation du maître, prise en compte de toutes les fonctions du magnétophone élève lorsque le professeur décide de revenir en arrière ou de lui faire répéter telle ou telle phrase du cours.

Par ailleurs, le professeur peut obliger un élève à changer de rythme, en télécommandant complètement le magnétophone de celui-ci depuis le poste maître ; les commandes de l'élève sont alors bloquées : dès lors, l'élève doit se conformer aux indications du professeur et au rythme que celui-ci souhaite lui imposer ; le professeur peut ainsi se consacrer complètement à son vrai rôle de pédagogue en donnant à l'élève toutes les explications possibles, et ceci quasiment en cours particulier.

Le poste de travail de l'élève comporte une table de travail en forme de pupitre dans lequel est enfermé un magnétophone ; une tablette se rabat sur ce magnétophone et permet à l'élève de disposer d'un plan de travail pour écrire ou suivre la leçon étudiée sur le livre qu'accompagne la bande magnétique. Le module élève groupe toutes les commandes que l'élève doit effectuer ; dans certains cas, un asservissement rebobine la totalité de la bande dès que la fin de celle-ci est atteinte et provoque la

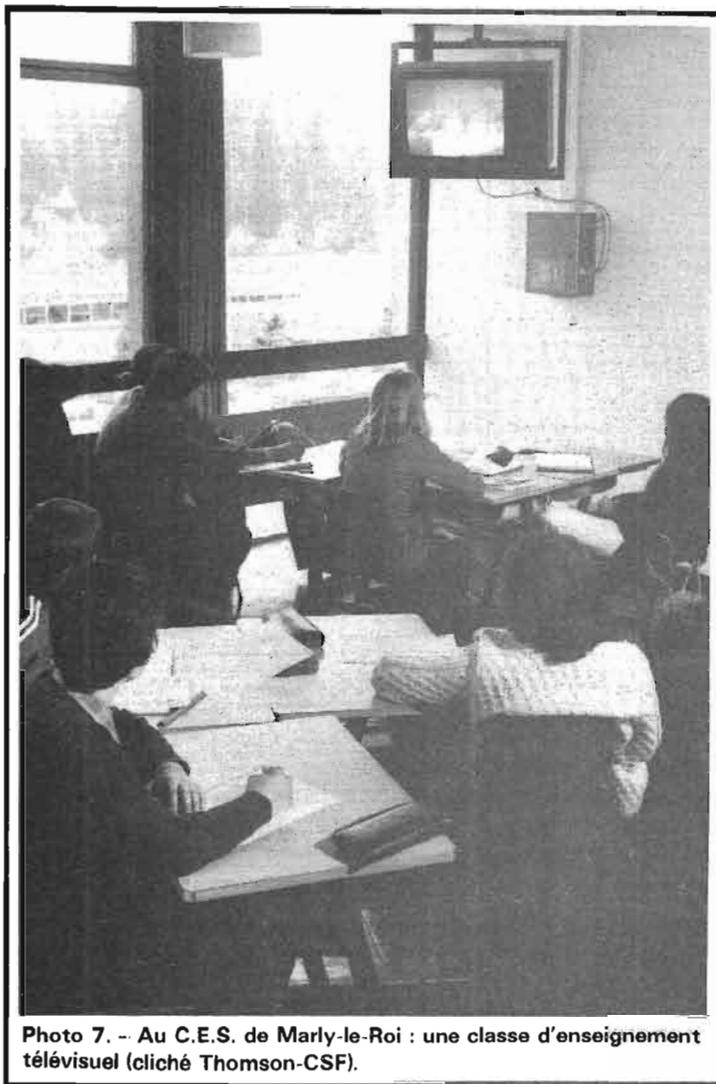


Photo 7. - Au C.E.S. de Marly-le-Roi : une classe d'enseignement télévisuel (cliché Thomson-CSF).

mise en marche avant rapide et l'arrêt en début de bande dès que la bande amorce est entièrement passée : l'appareil est ainsi prêt pour le cours suivant.

Plusieurs firmes commercialisent ce type de matériel : Cedamel, Audio-Marchand, Lara...

De l'audiovisuel au télévisuel

La console professeur d'un système audio-actif d'enseignement peut être équipée d'une télécommande de projecteur de diapositives qui

apporte ainsi une autre forme visuelle de l'enseignement des langues, plus facilement évolutive que le livre individuel.

L'utilisation d'un circuit fermé de télévision apporte des possibilités nouvelles dans l'audiovisuel.

Tout d'abord, par épiscopie électronique, la télévision peut servir de « grosse loupe ». Ce moyen permet devant toute une classe, la présentation collective d'un document écrit ou d'un objet, la construction ou l'interprétation d'un graphique ou d'une carte, le guidage d'une expérience de sciences naturelles ou de physique, la correction d'un exercice de contrôle, la présentation d'un compte-rendu.

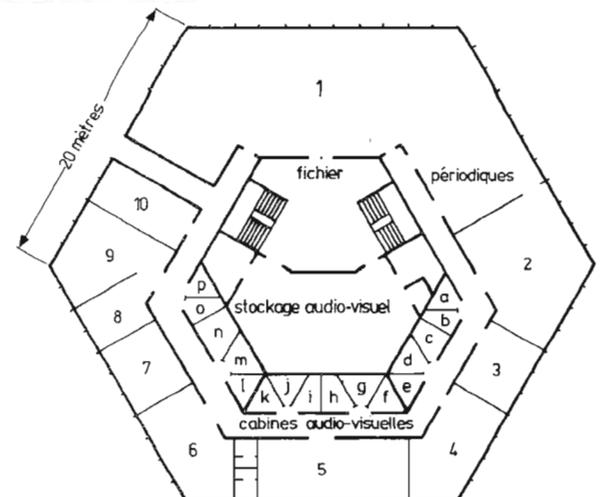
Le circuit fermé de télévision est aussi l'outil idéal pour la communication rapide. On peut transmettre des documents simples accompagnés éventuellement d'un court commentaire, mettre en communication le studio et les salles de classe pour un exercice rapide, mettre en communication plusieurs classes entre elles.

La régie de diffusion permet la diffusion en direct, ou en différé, de messages originaux liés à la vie de l'établissement scolaire, de films 16 mm (télécinéma), d'émissions des chaînes de télévision. Le message peut être reçu par une ou plusieurs salles, ou encore par le réseau complet de réception.

La production de messages d'enseignement est l'activité la plus importante du studio de réalisation. Ces émissions peu-

Fig. 6. - Au Centre d'Auto-Documentation de Marly un important matériel audiovisuel mis à la disposition des élèves permet l'utilisation par ceux-ci des documents audiovisuels disponibles ainsi que la réalisation de productions variées.

Fig. 7. - C'est dans la grande salle de lecture du CAD que se font la recherche et la consultation des documents. Seize cabines insonorisées, baptisées « frigos » par les élèves en raison de l'aspect de leur porte d'entrée, permettent à deux ou trois d'entre eux l'écoute et l'enregistrement de bandes magnétiques, la confection de montages de diapositives, la diffusion d'émissions télévisées... Des salles, de taille intermédiaire, permettent les travaux de groupe. Le temps passé par les élèves dans le centre est pris sur le temps scolaire officiel.



vent être légères ou élaborées, avec visualisation très étudiée, décor, commentaire, sonorisation (musique ou bruitage), recherche d'un rythme de déroulement (mais une émission très élaborée demande une longue préparation tant de la part des enseignants que de l'ensemble du personnel technique); elles peuvent être muettes ou sonorisées.

Au C.E.S. de Marly-le-Roi a été mis en place un important matériel de moyens audiovisuels; il est constitué de deux laboratoires à enseigner audio-comparatifs, et d'un circuit « intégré » de télévision comprenant un grand studio et deux mini-studios. Le studio principal est équipé de sept caméras électroniques à vidi-con et d'une régie de production équipée de moyens de commande et de contrôle de toutes les sources image et son; cette régie comprend le pupitre vidéo avec possibilité de mélange en fondu enchaîné et truquages, le pupitre son à dix entrées doubles dont 10 haut niveau et 10 bas niveau (tourne-disques, magnétophones, magnétoscopes, télécinémas...) une platine technique de liaison et de contrôle permanent de la qualité des signaux, un ensemble de douze moniteurs professionnels, un meuble support avec table de lecture et magnétophone, enfin un magnéscope de montage.

Deux mini-studios équipés de trois caméras dont deux sur télé-lecteurs, sont utilisés pour les émissions légères, les recherches sur la visualisation et les émissions d'élèves.

Le studio de diffusion comprend: une baie technique vidéo et son avec présélection de treize sources synchrones, permettant la diffusion simultanée de sept programmes directs ou différés; un télé-lecteur de documents qui diffuse directement des documents (panneaux d'informations, maquettes...) sans passer par la régie du studio principal; un convertisseur de standard 819/625 pour diffusion en direct ou enregistrement des émissions des chaînes de la télévision nationale; cinq magnétoscopes assurent au

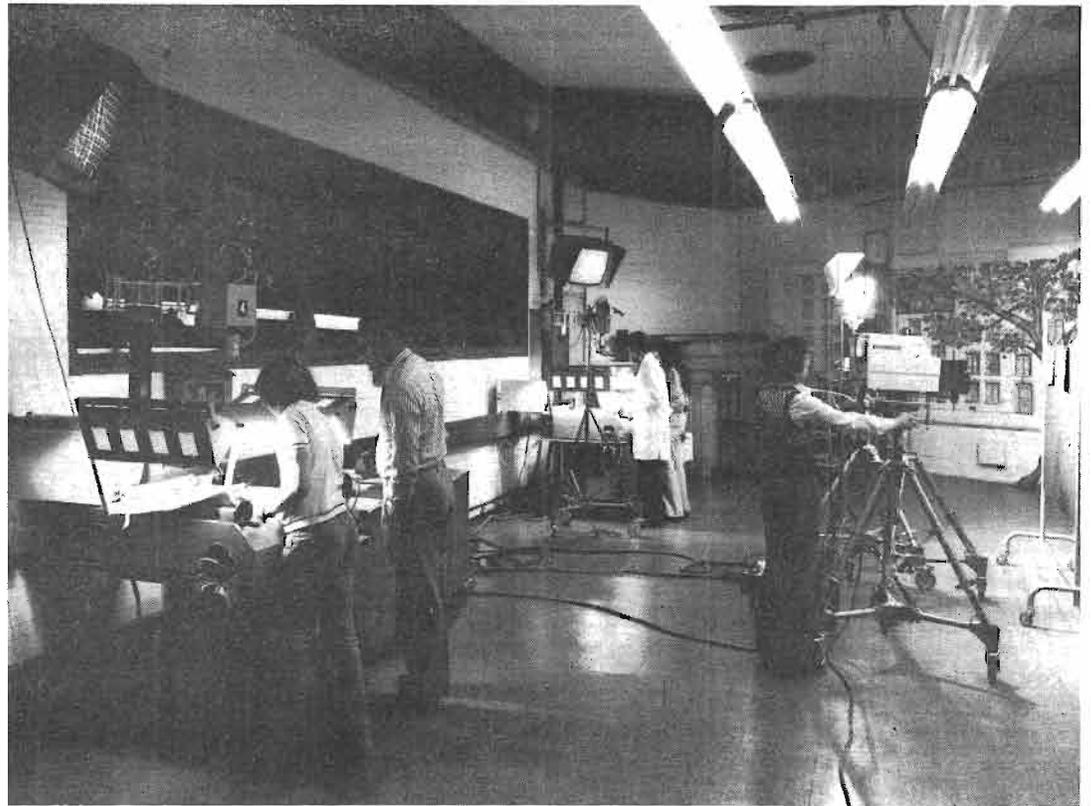


Photo 8. - Le studio de production du C.E.S. de Marly-le-Roi (cliché Thomson-CSF).

collège une grande souplesse de diffusion; un pupitre de commande centralise les claviers d'enchaînement des sources sur les voies de diffusions présélectionnées, ainsi que la télécommande des télécinémas; enfin un réseau complet d'interphonie relie tous les lieux de production et de réception du C.E.S.

Dans chaque classe se trouvent deux récepteurs de télévision, un amplificateur et une sonorisation par haut-parleurs.

A Marly, l'installation d'enseignement télévisuel sert à la production de plusieurs genres d'émissions.

Les émissions d'apprentissage et d'enseignement apportent aux élèves la « matière première » sur laquelle ils auront à orienter leurs réflexions.

Les émissions de synthèse arrivent en fin de travail sur un thème ou sur une enquête. Presque toutes les émissions de ce type sont préparées par les élèves seuls.

Les émissions de motivation ont pour objectif de provoquer

l'intérêt de l'élève sur un sujet. Elles peuvent être subjectives, orientées ou même provocantes afin de déclencher un réflexe de critique.

Dans les émissions-enquête, les élèves doivent rechercher, hors du CES, des informations qui seront enregistrées au moyen d'appareils portatifs (magnétophones, appareils photo, caméras de cinéma, ensembles vidéo); des débats peuvent également être organisés en studio entre enseignants, élèves et personnes de l'extérieur.

Le Centre d'Auto-Documentation (C.A.D.) occupe l'un des bâtiments de la partie haute du CES de Marly-le-Roi. Le terme CAD sert tout autant à qualifier ce lieu qu'à désigner l'organisation pédagogique correspondante: c'est ainsi que l'on « va au CAD », ou que les élèves exécutent un « travail CAD ».

Les ressources documentaires du CAD comprennent des documents audiovisuels (diapositives, films fixes, films courts, émissions télévisées,

des livres, dictionnaires, encyclopédies, revues, sans parler de brochures diverses, affiches ou dépliants. Si, parmi ces ressources, on en compte un grand nombre qui ont été achetées dans le commerce, la production sur place par les enseignants et les documentalistes joue un rôle important soit pour réaliser des dossiers documentaires, soit pour créer des instruments de travail qui font défaut.

L'autonomie de l'élève est l'un des objectifs essentiels du CAD; la mise en place de ce centre a eu en effet pour objectif de développer le sens de l'initiative et les possibilités de création des enfants, de leur apprendre à consulter des documents sur différents supports imprimés et audiovisuels, enfin de situer l'autonomie des élèves non pas dans un contexte d'individualisme, mais plutôt par rapport à des relations d'équipes.

Marc FERRETTI

APRES LE 32^e SALON DE LA PHOTO

POUR être plus complet, il conviendrait de retenir l'appellation exhaustive « Salon de la photographie, du cinéma, et de l'audiovisuel » : trois aspects d'une activité fondée sur l'image, et où l'électronique, arrivant en force, accélère les évolutions jusqu'à les hausser au rang de révolutions.

Cette année, d'ailleurs, les progrès les plus décisifs se circonscrivent au domaine de la prise de vue photographique : faisant école, le CANON AE1, dont on a pu lire un essai dans nos colonnes (le Haut-Parleur numéro 1594), apparaît comme le père d'une lignée où l'automatisme doit toute son efficacité à une électronisation hautement intégrée. La concurrence aidant, les enfants inscrivent, à leurs palmarès, des capacités nouvelles : automatisme à double priorité chez Minolta, mise au point automatique du Konica C35 AF, etc.

A tout seigneur, tout honneur : nous commencerons donc par les appareils de prise de vues photographiques.

Les appareils photographiques

Avec le format 110, qui semble d'ailleurs suivre une bien curieuse évolution si on en juge par la taille respectable de

certains boîtiers récemment nés, deux catégories d'appareils semblent se partager la faveur du public, et les efforts des constructeurs. Ce sont, d'une part, les boîtiers 24 x 36 compacts, parfois automatisés, souvent munis d'un flash électronique incorporé ; d'autre part, les réflex 24 x 36 de haut de gamme, à automatisation poussée, et qu'accompagnent des moteurs de réarmement.

Dans la première classe, le clou de ce 32^e Salon, est incontestablement le KONICA 35 AF. Cet appareil, au boîtier compact équipé d'une optique de 38 mm de focale, comporte un flash électronique incorporé. Mais la grande nouveauté, vient de son dispositif de mise au point automatique. Un dispositif télémétrique, associé à un détecteur de coïncidence formé de deux éléments pho-

tosensibles en mosaïques, et à des circuits électroniques à haute intégration, transmet les informations de distance au bloc optique, qui prend ainsi automatiquement le tirage de mise au point optimal. Les démonstrations qui nous ont été présentées, dans les conditions de prise de vue les plus difficiles (sujets en mouvement, lumière faible) attestent de la maîtrise à laquelle sont parvenus les ingénieurs de la

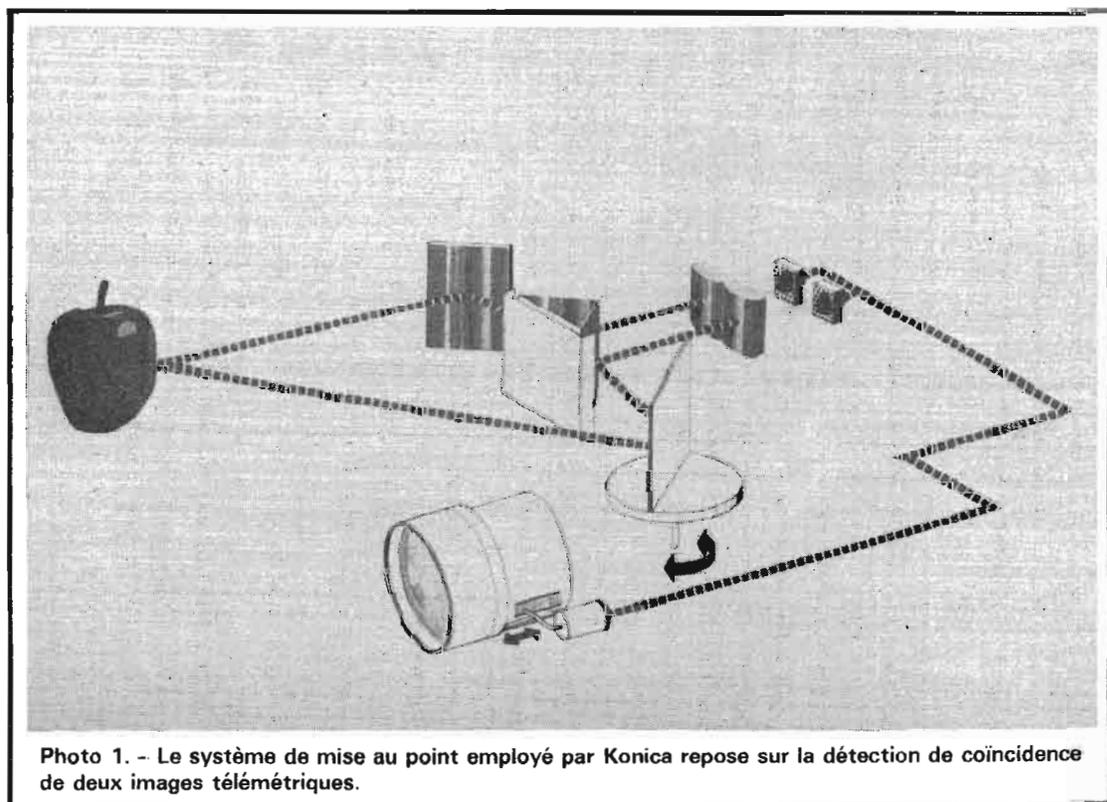


Photo 1. - Le système de mise au point employé par Konica repose sur la détection de coïncidence de deux images télémétriques.



Photo 2. - Le C 35 AF, appareil compact à flash électronique incorporé, apporte à ses concepteurs la primeur, dans le domaine photographique, de la mise au point automatique.

maison. Naturellement, cet appareil fera l'objet d'un de nos très prochains bancs d'essai.

Une nouveauté très remarquable, également, chez Minolta : avec le type XD 7, le problème ne se pose plus, du choix entre la priorité au diaphragme, et la priorité à la vitesse. Le XD 7 offre le choix entre ces deux modes de fonctionnement, et ceci en automatisme intégral. Il est accompagné d'un moteur de réarmement pouvant déclencher jusqu'à deux images par seconde, et d'un flash à calculateur, synchronisé avec le moteur.

Toujours chez Minolta, la naissance du XD 7 s'accompagne de celle d'un petit frère, le XG 2. Celui-ci, également automatique, motorisé et recevant le flash à calculateur synchronisé, est un modèle à priorité au diaphragme.

Fujica, qui avait déjà franchi plusieurs étapes vers la voie de l'automatisation, sort le modèle AZ-1, où l'obturateur est commandé électroniquement par la cellule. Le constructeur reste fidèle à l'affichage, dans le viseur, par une série de diodes électroluminescentes. Comme ses concurrents, l'AZ-1 est motorisable, et peut être équipé d'un flash synchronisé avec son moteur. L'originalité réside dans

l'option sur le plan optique : en effet, l'objectif qui équipe l'appareil, en série, est un zoom compact, dont la focale, réglable de 43 à 75 mm, encadre les 50 mm d'un objectif standard.

Ces nouveautés ne doivent pas nous faire oublier les précurseurs. Du CANON AE-1, nous avons déjà beaucoup parlé (voir plus haut). Reste olympus : premier fabricant s'étant efficacement penché sur le problème de la miniaturisation des boîtiers et des objectifs, cette maison conserve, jusqu'à présent, l'exclusivité de la mesure en temps réel, effectuée par deux cellules qui visent, pendant la pose, le rideau de l'obturateur, ou la surface sensible. Mais surtout, le boîtier automatique OM2, comme d'ailleurs le semi-automatique OM 1, constitue le cœur d'un extraordinaire système photographique, sur lequel nous espérons nous pencher bientôt, à l'occasion d'un banc d'essai.

Dans la classe des réflex 24 x 36 automatiques, nous aurions aimé nous pencher également sur le cas de l'Asahi Pentax ME. Nous n'en regrettons que plus l'apparente désinvolture de l'importateur, qui semble peu enclin aux contacts avec la presse spécialisée. Aurons-nous l'occasion de revenir sur cette impression ?

Le cinéma

Ici, pas de révolution, mais une progression constante, et semble-t-il efficace. Les caméras sonores conquièrent du terrain, ainsi que les projecteurs. Parmi ces derniers, le modèle 777 EL, de Beaulieu, paraît tenir une place de choix. Recevant des bobines jusqu'à 700 mètres, il est réglé électroniquement en vitesse, et équipé d'un compteur digital. Il accepte le son optique (pour la lecture) ou magnétique, et comporte un amplificateur de 25 watts assez élaboré.

Chez Eumig, le projecteur 814, en super 8, paraît approcher les sommets de ce que la technique actuelle permet, dans ce format, en matière de qualité sonore.

Nous rangerons dans cette rubrique du cinéma, bien qu'il s'agisse d'un matériel utilisable aussi en photographie, la torche halogène PSG 017 de Philips. Offrant une puissance de 1 000 watts sous 220 volts, cette unité d'éclairage a surtout séduit l'auteur de ce compte-rendu, par sa protection contre les risques d'explosion de la lampe. Peut-être faut-il voir, dans cet intérêt, les

réminiscences d'une récente et cruelle expérience en la matière !

L'audio-visuel

Vaste domaine, qui s'étend du plus modeste projecteur de diapositives accompagné d'un magnétophone à cassettes, jusqu'aux dernières réalisations en matière de caméras de télévision ou d'enregistreurs vidéo couleurs, l'audio-visuel mériterait à lui seul un ou plusieurs articles.

La limitation de place nous imposant un choix, nous nous cantonnerons dans ce qui reste à la portée de l'amateur moyennement fortuné. Le domaine de l'image fixe ouvre, là, et grâce encore à l'électronique, bien des horizons peut-être méconnus. Projecteurs à défilement automatisé ou télécommandé, dispositifs de fondus enchaînés, synchronisateurs pour le son, se disputent les rêves des photographes désireux d'animer la présentation de leurs clichés. Citons quelques uns des appareils qui ont retenu notre attention.

Chez Simda, le Simdamatic constitue un ensemble audio-



Photo 3. - Le Minolta XD7, intégralement automatique, permet le choix entre la priorité au diaphragme, ou la priorité à la vitesse.

visuel compact, réunissant, en un même boîtier, un magnétophone à cassettes, et un synchronisateur pour la commande de fondus enchaînés sur deux projecteurs. La table de mixage incorporée, permet les montages sonores, avec superposition de parole et de musique, par exemple. Plus simple, le Simda F101 n'assure que la fonction de synchronisation, pour les fondus.

Cette même maison propose un système de codage par clavier, qui permet la recherche très rapide, sur carrousel, de n'importe quelle diapositive, quelle que soit sa place par rapport à celle qui se trouve dans la fenêtre de projection. Le dispositif peut être associé à un émetteur radio, pour la commande à longue distance.

Pour le cinéma super 8, les établissements VAAST proposent le SC 2000, utilisable d'ailleurs en 16 mm. Il s'agit d'un ensemble permettant la synchronisation image-son, soit sur bande lisse, soit sur bande perforée, en liaison avec

un magnétophone.

L'amateur et le laboratoire couleurs

Pour les photographes des générations futures, qui se pencheront sur l'histoire des techniques, les années que nous vivons marqueront une étape non seulement dans le domaine de la prise de vue, mais aussi dans l'accession de l'amateurisme aux procédés de développement et d'agrandissement des clichés en couleurs.

L'effort des constructions vus les matériels de laboratoire, en porte témoignage. Il concerne essentiellement les agrandisseurs à tête couleur par filtres dichroïques, et les analyseurs pour la détermination des composantes de correction chromatique.

Vivitar s'intéresse maintenant à l'agrandissement, et vient de sortir le Vivitar VI. Il s'agit, pour autant que nous ayons pu en juger sur le stand, d'un appareil de fabrication sérieuse. La tête dichroïque,

classique depuis la lampe halogène jusqu'aux filtres cyan, magenta et jaune, devient original dans le procédé d'intégration des couleurs. Au lieu de l'habituelle sphère, on trouve en effet un réflecteur suivi d'un « tube optique », composé d'un faisceau de matériau acrylique servant de guide de lumière. Aux dires du constructeur, il en résulterait une élimination quasi-parfaite des radiations ultraviolettes (donc une meilleure saturation des couleurs), et surtout un accroissement considérable du facteur de transmission.

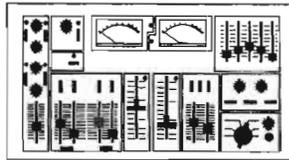
L'agrandisseur Rolléi, multi-format, séduit par sa qualité mécanique, et par sa conception modulaire. Cette dernière facilite les changements de formats, ainsi que le passage du noir et blanc à la couleur.

Au stand JOBO, nous avons également remarqué un bel agrandisseur à tête couleur (par filtres dichroïques, bien sûr). Ce même constructeur, spécialisé dans le matériel de laboratoire, propose, entre autres, deux analyseurs de couleurs. Le Jobomatic, déjà

connu, se caractérise par sa précision nous avons pu vérifier que la recherche des filtres s'effectuait au point près, dans les normes Kodak. Un analyseur nouveau, le Minimatic, effectue des mesures ponctuelles, sur le plateau de l'agrandisseur. Il nous sera donné, dans les semaines qui viennent, de tester ces matériels, donc d'en reparler à nos lecteurs.

Signalons au passage, bien qu'il ne s'agisse plus de travaux de laboratoire, mais des problèmes de prise de vue, le spectro-colorimètre fabriqué par Photo Research (importateur pour la France : François Bogard). Dépassant le simple thermocolorimètre, cet appareil effectue l'analyse des composantes spectrales à travers trois filtres, et affiche les résultats sur un double galvanomètre. Il permet de sélectionner les filtres utilisables à la prise de vue, pour éliminer les dominantes obturées dans certaines conditions d'éclairage. Son prix, malheureusement, ne le met guère qu'à la portée des professionnels. ■

L'AVANCE TECHNOLOGIQUE DE POWER ACOUSTICS



En 1973, nous proposons déjà l'Electrostart en option sur les mélangeurs Power Acoustics pour discothèque ou audiovisuel.

En 1977, nous équipons, de série, le mélangeur PMP 402 avec le système Electrostart*.

Nous avons de bonnes raisons de penser que nos concurrents le proposeront quand Power Acoustics équipera la première discothèque sur la Lune!

* L'Electrostart n'est pas, bien sûr, le seul point de supériorité technique du PMP 402 sur ses concurrents



PMP 503
Mélangeur stéréo
audio ou disco
5 entrées, 3 sorties



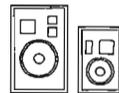
TAP 210
Equalizer stéréo
2 x 10 fréquences



SAP 270
Ampli 2 x 80 watts
à double
alimentation



SAP 2250
Ampli 2 x 250 watts
à double
alimentation



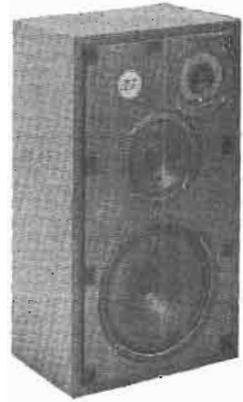
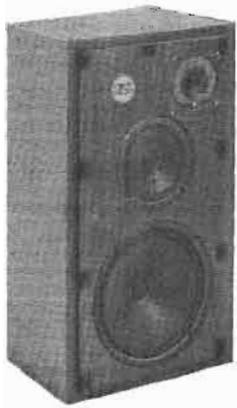
Enceintes Disco
Control 12 et 15,
Control 15
équipée J.B.L.



**Enceintes Disco
pour plafond**
HBR 12, 15 et 215

COMEL - 6, rue R. Dubost - 92230 Gennevilliers - Tél. 793.65.12
Pour la Belgique : DELTA EQUIPMENT - Rue de Calevoët 112 - 1180 Bruxelles - Tél. 376.60.35

SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE TECHNICS 8080

Cette chaîne comprend :
 - un amplificateur **TECHNICS 8080**
 - une table de lecture **THORENS TD166 MKII**
 - deux enceintes acoustiques **PHONIA BR450**

L'amplificateur **TECHNICS 8080**

Puissance : 2 x 72 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : 0,02 (à P nom.)
 Bande passante : 20 à 20 000 Hz (+ 0 ; - 0,1 dB)
 Rapport signal/bruit : 115 dB.
 Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/27 kΩ
 Tuner, Aux., Magnéto : 200 mV/35 kΩ
 Rapport signal bruit Phono : 88 dB
 Alim. 110/220 V

Dimensions : 450 x 140 x 371 mm

La table de lecture **THORENS TD166 MKII**

Platine à entraînement par courroie
 Moteur 18 pôles synchrone
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
 Réglage vitesse : ± 6 %
 Pleurage et scintillement : < 0,04 %
 Niveau de bruit : - 50 dB (non pondéré) ; - 70 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique **PHONIA BR 450**

Enceinte 3 voies
 Bande passante : 45 à 20 000 Hz ± 4 dB
 Puissance : 50 W
 Impédance : 8 Ω
 Fréquence de coupure : 700 - 4 000 Hz
 Dimensions : 610 x 320 x 320 mm.

CHAINE SANSUI 551

Cette chaîne comprend :
 - un ampli-tuner **SANSUI 551**
 - une table de lecture **AKAI AP001C**
 - deux enceintes acoustiques **BST XL300**

Le tuner amplificateur **SANSUI 551**

Partie amplificateur :
 Puissance : 2 x 17 W/8 Ω
 Bande passante : 25 à 30 000 Hz
 Distorsion harmonique : < 0,7 %

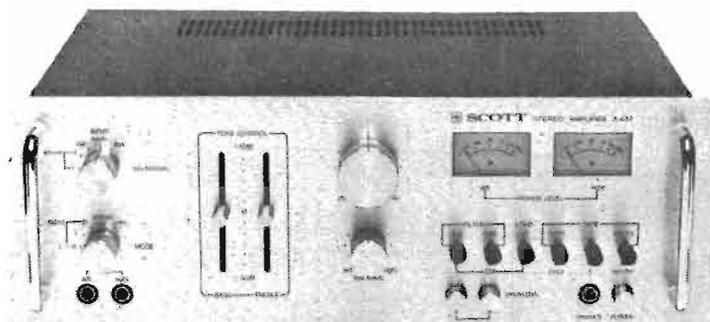
Partie tuner :
 Gammes d'ondes : PO-FM
 Sensibilité FM : 2,5 μV
 Rapport signal/bruit : 80 dB
 Dimensions : 425 x 125 x 285 mm

La table de lecture **AKAI AP001C**

Table de lecture de lecture à entraînement par courroie
 Moteur synchrone 4 pôles
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %
 Rapport signal/bruit : > 47 dB
 Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

L'enceinte acoustique **BST XL300**

Enceinte 3 voies
 Puissance : 23 W
 Impédance : 8 Ω
 Dimensions : 500 x 280 x 210 mm.



CHAINES SCOTT

CHAINE SCOTT A437

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **SCOTT A437**
- une table de lecture **TECHNICS SL22**
- une enceinte acoustique **3A APOGEE**

L'amplificateur **SCOTT A437**

Puissance : 2 x 42 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,2 %
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %
Bande passante : 20 à 20 000 Hz
Sensibilité des entrées :
phono : 2,5 mV - aux., tuner :
160 mV - magnéto : 160 mV
Rapport signal/bruit : phono :
80 dB - aux. : 85 dB
Dimensions : 400 x 325 x
142 mm

La table de lecture **TECHNICS SL22**

Platine à entraînement par courroie
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Réglage de la vitesse : $\pm 6\%$
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Ronronnement : - 65 dB
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm

L'enceinte acoustique **3A APOGEE**

(voir chaîne Harman-Kardon 430)

CHAINE SCOTT A457

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **SCOTT A457**
- une table de lecture **TECHNICS SL23**
- deux enceintes acoustique **PHONIA BR450**

L'amplificateur **SCOTT A457**

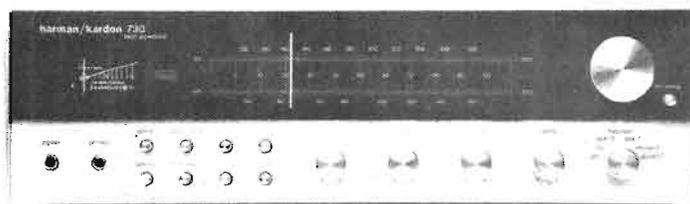
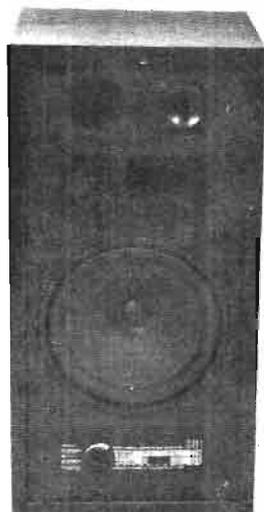
Puissance : 2 x 60 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,2 %
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %
Bande passante : 20 à 20 000 Hz
Sensibilité des entrées :
phono : 2,5 mV - aux., tuner :
160 mV, magnéto : 160 mV
Rapport signal/bruit : phono :
80 dB, aux. : 87 dB
Dimensions : 400 x 325 x
150 mm

La table de lecture **TECHNICS SL23**

Table de lecture à entraînement par courroie
Retour du bras et arrêt automatique
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Réglage de vitesse : $\pm 6\%$
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Ronronnement : - 65 dB
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm

L'enceinte acoustique **PHONIA BR450**

Enceinte à 3 voies
Bande passante : 45 à 20 000 Hz ± 4 dB
Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω
Fréquences de coupure : 700 4 000 Hz
Dimensions : 610 x 320 mm.



CHAINES HARMAN-KARDON

CHAINE HARMAN-KARDON 730

Cette chaîne comprend :
 - un tuner amplificateur
HARMAN-KARDON 730
 - une table de lecture
PIONEER PL112D
 - deux enceintes acoustiques
3A ALLEGRETTO

**Le tuner amplificateur
 HARMAN-KARDON 730**

Partie Tuner :

Gammes d'onde : PO-FM
 Sensibilité FM : $1,9 \mu V$
 Rapport signal/bruit : - 70 dB
 Sélectivité : 80 dB

Séparation stéréo : 40 dB

Sensibilité AM : $150 \mu V$

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 50 W/8 \Omega$
 Bande passante : 10 Hz à
 40 000 Hz

Distorsion harmonique :
 $< 0,1 \%$

Distorsion d'intermodulation
 $< 0,12 \%$

Sensibilité et impédance des
 entrées

Phono : $2,5 mV/47 k\Omega$ -
 Aux. : $150 mV/30 k\Omega$
 Magnéto : $150 mV/20 k\Omega$
 Rapport signal/bruit : pho-
 no : - 67 dB
 Dimensions : 432 x 368 x
 140 mm

La table de lecture PL112D

Platine à entraînement par
 courroie

Moteur synchrone 4 pôles

Vitesses : $33 \frac{1}{3}$ et
 45 tours/mn

Pleurage et scintillement :
 $< 0,07 \%$

Rapport signal/bruit :
 $> 63 dB$

Dimensions : 440 x 150 x
 362 mm

L'enceinte acoustique 3A ALLEGRETTO

Enceinte 3 voies

Puissance nominale : 40 W

Bande passante : 30 à
 20 000 Hz

Distorsion $< 1,5 \%$

Fréquences de coupure :
 2 000 et 10 000 Hz

Dimensions : 630 x 315 x
 260 mm.

CHAINE HARMAN-KARDON 430

Cette chaîne comprend :
 - un tuner amplificateur
HARMAN-KARDON 430
 - une table de lecture
THORENS TD166 MKII
 - deux enceintes acoustiques
3 A Apogée

Le tuner amplificateur HARMAN-KARDON 430

Partie tuner :

Gamme d'onde : PO-FM

Sensibilité FM : $1,9 \mu V$

Rapport signal/bruit : 68 dB

Sélectivité : 50 dB

Séparation des canaux : 39 dB

Distorsion harmonique : $0,7 \%$
 (stéréo)

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 28 W/8 \Omega$

Bande passante : 10 à
 40 000 Hz

Distorsion harmonique :
 $< 0,5 \%$

Distorsion d'intermodulation :
 $< 0,12 \%$

Rapport signal/bruit : - 65 dB
 Dimensions : 432 x 368 mm x
 140 mm

La table de lecture THORENS TD 166MKII

(voir chaîne TECHNICS 8080)

L'enceinte acoustique 3A Apogée

Enceinte 2 voies

Puissance nominale : 40 W

Bande passante : 30 à
 25 000 Hz

Distorsion : $< 2 \%$

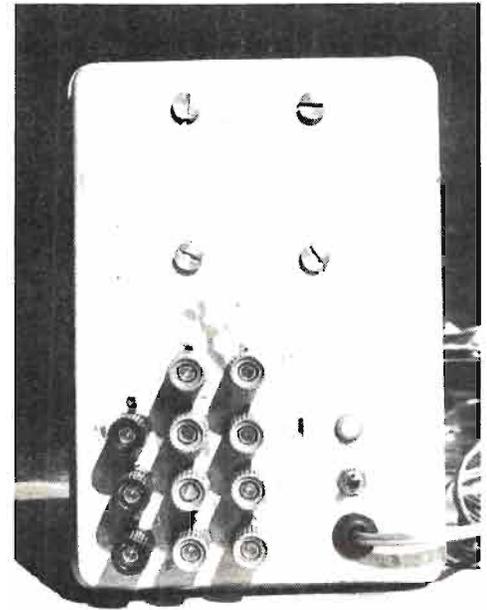
Dimensions : 630 x 315 x
 260 mm

SEPTUPTLE

ALIMENTATION

STABILISEE

POUR LE LABORATOIRE



LES amateurs d'alimentations stabilisées vont enfin pouvoir trouver leur compte. Voici la réalisation, la plus économique possible, de sept alimentations stabilisées, délivrant ± 32 V ; ± 18 V ; ± 15 V et $+ 5$ V, par rapport à une masse commune. Elles sont entrelacées : la source « maîtresse » est le $+ 5$ V, servant à fabriquer une « adjointe » à $- 32$ V qui pilote, à son tour, trois alimentations « subordonnées » de $+ 32$ V, $+ 18$ V et $+ 15$ V lesquelles ont également sous leurs ordres, deux sources, à $- 15$ V et $- 18$ V.

C'est un appareil qui fonctionne depuis bientôt deux ans dans notre laboratoire, nous rendant

d'immenses services par sa compacité. Il fournit environ $1,5$ A pour l'alimentation $+ 5$ V qui dessert la T.T.L et un peu moins de 100 mA, par double alimentation, pour le reste.

Principe

La figure 1 montre l'une des six alimentations commandées par une tension de commande « - E ». Etant donné que toute alimentation peut être assimilée à un amplificateur continu,

statique, d'une tension de référence, on peut parler, comme pour les amplificateurs opérationnels, d'un gain en boucle ouverte et d'un gain, en tension, en boucle fermée. Le rapport des deux gains, donnera une idée des capacités de réjection des signaux parasites de l'amplificateur.

Les deux transistors, de la figure 1, n'ont pas un gain en tension, en boucle ouverte, énorme. Il dépasse rarement la centaine, pour des transistors ordinaires. C'est le gain qu'aurait un amplificateur ou préamplificateur Hi-Fi conventionnel. Le gain en boucle fermée est le rapport entre la tension de sortie de l'alimentation stabilisée et la tension de commande « E ».

Pour la plupart de nos alimentations, il est subunitaire. Il résulte un facteur de stabilisation très satisfaisant, car, même avec un gain en boucle

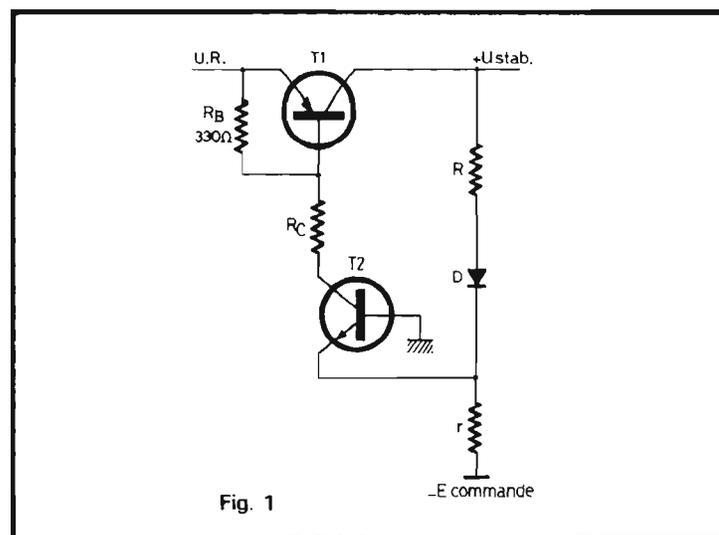


Fig. 1

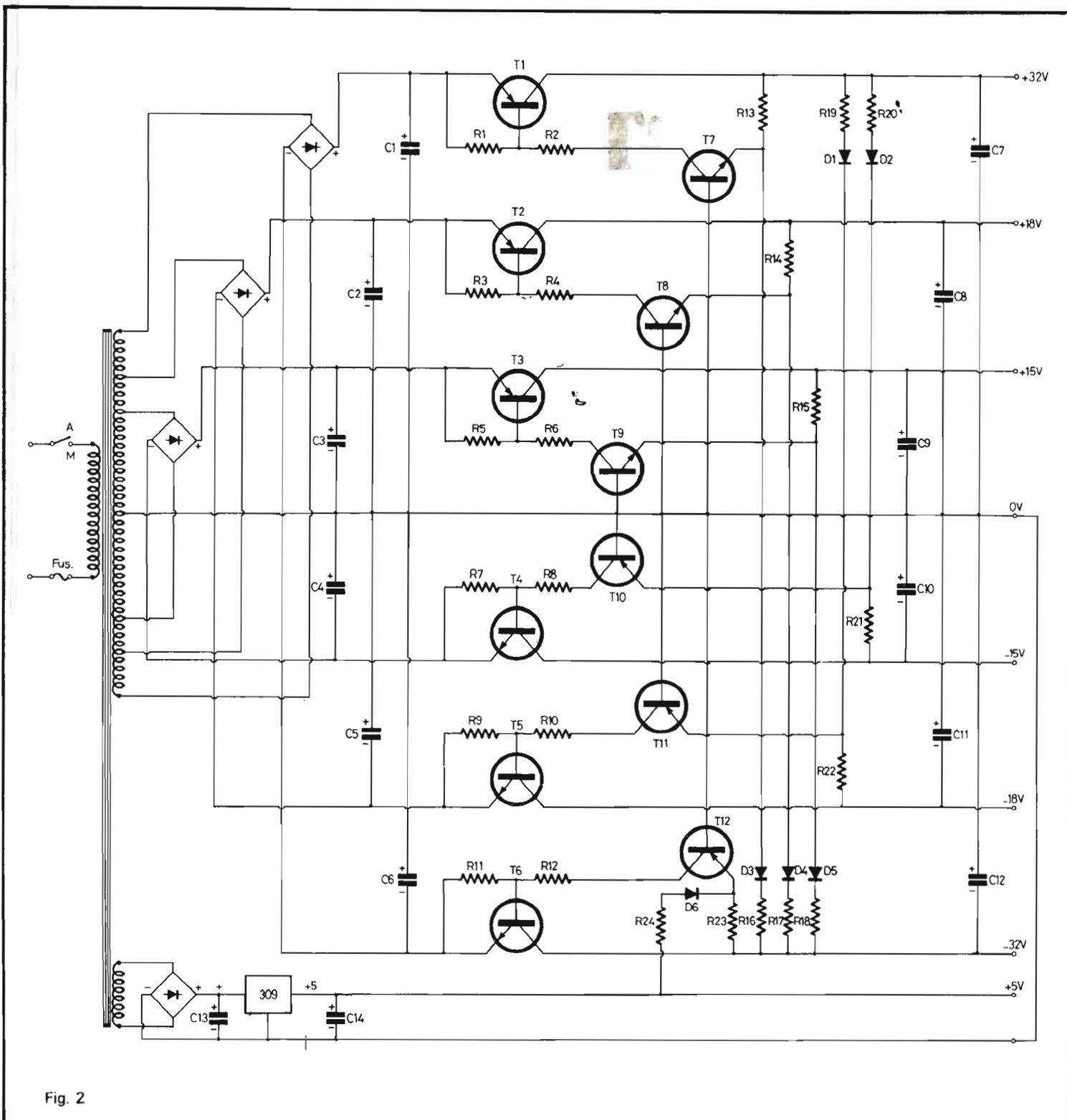


Fig. 2

ouverte modéré, on obtient une réjection meilleure que 10^{-2} de l'ondulation résiduelle de la tension non-réglée, par exemple.

La diode D, sert à linéariser la commande, afin d'éviter un éventuel pompage non linéaire. Elle compense, également, les variations thermiques de la tension U_{BE} de T_2 .

La résistance R_c représente la plus simple des protections

aux courts-circuits possibles. Elle diminue, bien entendu, le gain en boucle ouverte, augmentant un peu l'ondulation résiduelle en sortie.

Description et fonctionnement

A partir de ce modèle, nous avons entrelacé sept alimentations, utiles à notre laboratoire,

comme nous le voyons sur la figure 2.

Un transformateur unique, possédant deux secondaires, fournit les six tensions positives et négatives non réglées, d'une part, et par un enroulement séparé, alimente le régulateur donnant la tension pilote de + 5 V.

Le couplage des masses peut paraître maléfique. En réalité, le système n'oscille pas

et ne présente pas d'interaction entre les alimentations, grâce à la masse commune, à condition, toutefois, de relier le « zéro » de la tension pilote au point de sortie 0V des six alimentations. Par ce branchement correct de la tension pilote, les éventuelles variations de zéro « de puissance » sont compensées, entrant dans la boucle d'asservissement de chaque alimentation.

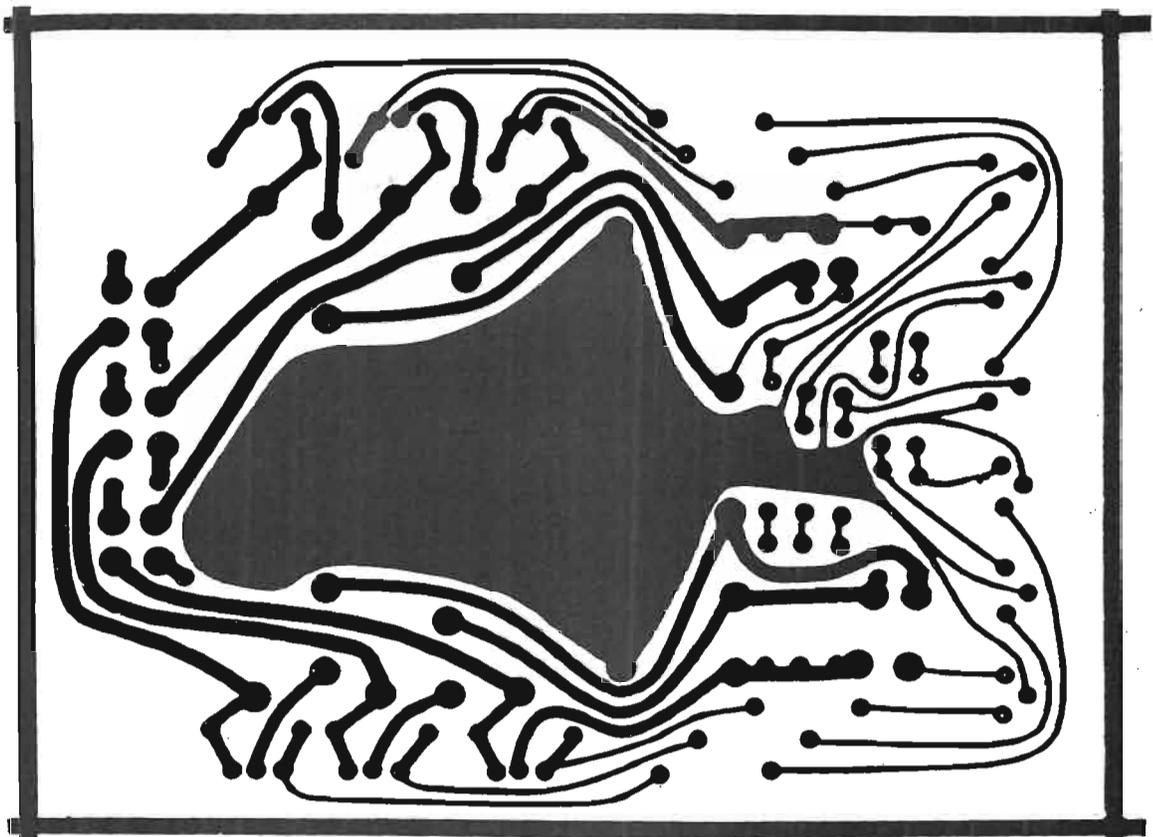


Fig. 3

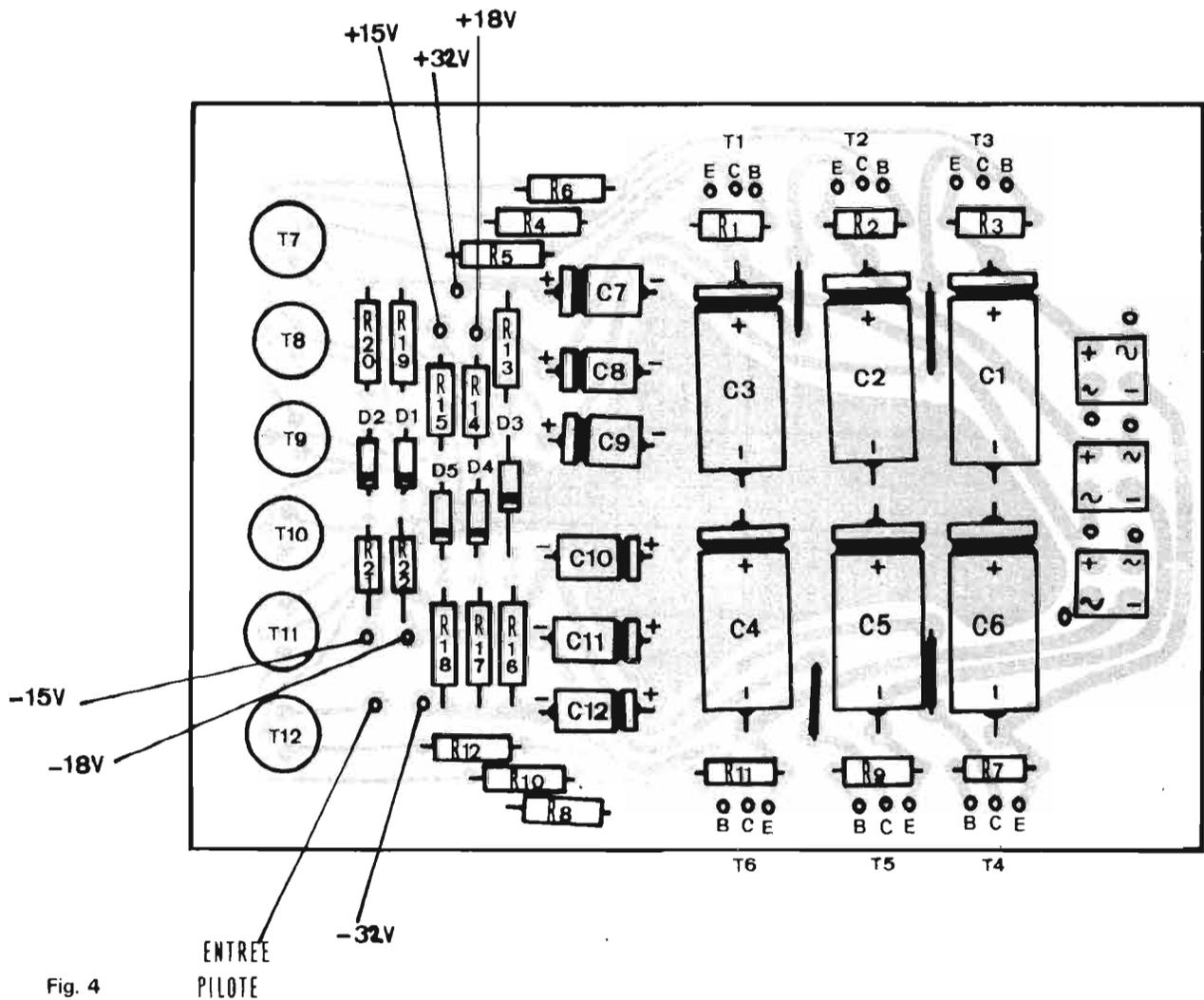


Fig. 4

La stabilisation, pour une variation de $\pm 10\%$, -20% du réseau, est de l'ordre de 10^{-2} . Elle est plus mauvaise pour les variations de charge.

La hiérarchie de l'entrelacement est la suivante :

L'alimentation $+5\text{ V}$ commande la tension de sortie de -32 V . Le gain en boucle fermée est $A_v = -32/5 = -6,4$, supra unitaire. Par chance, le $+5\text{ V}$ est très bien stabilisé et filtré, de sorte que la dégradation en rapport tension résiduelle/tension continue, sur le -32 V , reste acceptable. La tension de -32 V devient, à son tour, maîtresse des trois tensions positives, $+32\text{ V}$ ($A_u = -1$), $+18\text{ V}$ ($A_u = -0_1$), $+15\text{ V}$ ($A_u = -0_1$).

Pour piloter les deux tensions négatives restantes, nous avons choisi, pour un gain minimum, le plus grande des tensions positives, $+32\text{ V}$.

Réalisation

Les figures suivantes, 3 et 4, donnent le circuit imprimé et, respectivement, la disposition des composants. A remarquer - quatre conducteurs à rajouter - inutiles si l'on utilise un circuit imprimé double face. Les straps, en question, sont d'ailleurs complètement masqués par les condensateurs primaires de filtrage.

Les transistors peuvent être des darlington. Ils sont refroidis par un radiateur commun, par rapport auquel leurs collecteurs sont rigoureusement isolés.

Résultats

Une variation de $\pm 20\%$, de la tension principale de commande de $+5\text{ V}$, donne une variation proportionnelle de toutes les tensions. Cette variation reste linéaire à la baisse, jusqu'au voisinage du zéro de la tension pilote. On ne peut parler de vitesse de balayage, la réponse est quasi-statique.

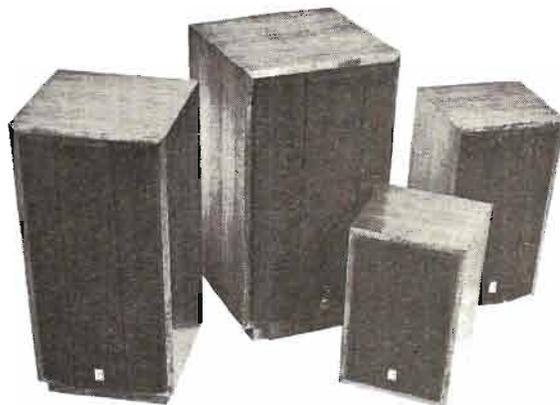
Cette multiple alimentation fonctionne depuis presque deux ans sans le moindre problème, alimentant des amplifi-

cateurs opérationnels et des circuits TTL, les courants ne dépassant pas 100 mA pour les alimentations bipolaires et 1 A , pour la tension pilote de $+5\text{ V}$.

A.D.

Liste des Composants :

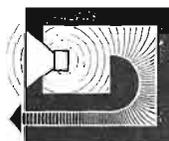
C_{14} : $0,1\ \mu\text{F}/10\text{ V}$
 C_1, C_6 : $220\ \mu\text{F}/63\text{ V}$
 $C_2, C_3, C_4, C_5, C_{13}$: $1000\ \mu\text{F}/25\text{ V}$
 $C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}$: $47\ \mu\text{F}/63\text{ V}$
 D_1 à 6 : $1\text{ N}914$
 $T_{1,2,3}$: $\text{BD} 602$
 $T_{4,5,6}$: $\text{BD} 601$
 $T_{7,8,9}$: $2\text{ N}1711$
 $T_{10,11,12}$: $2\text{ N}2905$
 $R_{1,3,5,7,9,11}$: $470\ \Omega$
 R_4, R_6, R_8, R_{10} : $2,2$ à $10\ \text{k}\Omega$ (suivant I_{max} désiré)
 $R_{2,12}$: $620\ \Omega$
 $R_{19,20}$: $6,2\ \text{k}\Omega$
 $R_{13,16,17,18,23}$: $6,4\ \text{k}\Omega$
 $R_{14,22}$: $3,6\ \text{k}\Omega$
 $R_{15,21}$: $3\ \text{k}\Omega$
 R_{24} : $1\ \text{k}\Omega$
 Ponts de diodes : $50\text{ V}/2\text{ A}$
 Régulateur $+5\text{ V}$: $\text{LM} 309\text{ K}$ (national Sc) ou $\text{MC} 7805\text{ K}$ (Motorola)
 Transformateur : 220 V primaire $6,2\text{ V}/2\text{ A}$ (filament) 2×24 à $26\text{ V}/0,1\text{ A}$ avec prises à 14 V et à 12 V .



B-I-C VENTURI FORMULA 1, 2, 3, 4, 5 et 6

**leur très grande forme
passe d'abord par leur forme**

Oui, ce qui fait la très grande forme des enceintes acoustiques B-I-C VENTURI, c'est d'abord leur forme... En effet, c'est en Californie, aux U.S.A., que les ingénieurs acousticiens de B-I-C VENTURI ont mis au point un nouveau système d'enceintes. A partir d'un principe qui n'avait jamais été appliqué dans le domaine de l'acoustique : **la transformation de la masse énergétique de l'air.**



Ce principe nouveau, qui a nécessité l'aménagement de la forme interne des enceintes acoustiques B-I-C VENTURI, permet une réponse aux fréquences basses 100% plus efficace et nettement plus pure en qualité qu'avec n'importe quels autres types d'enceintes de même dimension.

La compensation dynamique sonore permet aux enceintes B-I-C VENTURI d'ajuster automatiquement les rapports entre leurs hauts-parleurs basses, médiums et aigus. De sorte que si le volume de l'amplificateur change, la réponse du haut-parleur varie pour fournir une réponse auditive uniforme.

Quant à la sensibilité des hauts-parleurs B-I-C VENTURI, son niveau très élevé leur permet d'être utilisés avec des amplificateurs dont la puissance peut être aussi basse que 15 watts RMS par canal. Selon les modèles, les B-I-C VENTURI sont jusqu'à 5 fois plus efficaces que les hauts-parleurs dits "à suspension acoustique".

Les nouvelles MONITOR
 Formula 5 et Formula 6 assurent automatiquement le contrôle constant de la qualité du son. Elles sont dotées d'un indicateur lumineux réglable de surcharge de l'amplificateur et d'un indicateur lumineux de surcharge à disjoncteur pour chaque haut-parleur.

B-I-C VENTURI
l'équilibre sonore



Pour en savoir plus sur les caractéristiques techniques des enceintes B-I-C VENTURI, remplissez ce coupon :

nom _____
 adresse _____
 à retourner à CINECO
 distributeur exclusif
 B-I-C VENTURI



CINECO
 72, Champs-Élysées PARIS 8^e
 Téléphone : 225-11-94

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

Par R.-A. RAFFIN

RR-09.50 : M. Paul TORCK, 42 Saint-Paul-en-Jarez, nous demande de lui indiquer des types de transistors HF de puissance (8 à 12 W) susceptible de convenir en émission, soit sur 27 MHz, soit sur 144 MHz.

Nous vous suggérons les types BLY 91 A ($P_o = 8 W$) ou BLY 92 A ($P_o = 15 W$) de la R.T.C. (émission AM ; alimentation 12 V).

RR-09.51 : M. Jacques COUHERT, 79 Niort, nous demande les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 5 BP 4.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la page 223 de notre N° 1572 où ces renseignements ont déjà été publiés.

RR-09.52-F : M. Georges ABEL, 94 Champigny, se plaint de tocs désagréables dans les haut-parleurs lors de la mise en service ou de l'arrêt de son amplificateur BF.

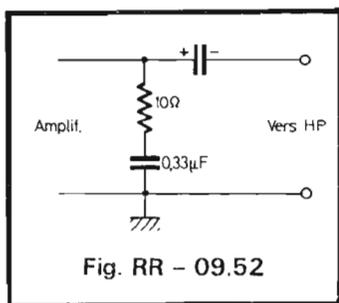


Fig. RR - 09.52

Les « tocs » produits dans les haut-parleurs lors de la mise en service ou de l'arrêt d'un amplificateur sont dus à la charge ou à la décharge du condensateur de liaison de forte capacité. Un circuit composé d'une résistance de 10Ω en série avec un condensateur de $0,33 \mu F$ peut se monter en shunt en amont du condensateur de liaison (voir figure RR-09.52); mais son efficacité n'est pas toujours totale.

Par ailleurs, dans le cas de l'emploi de haut-parleurs à suspension très souple de la membrane, il importe que l'enceinte acoustique soit rigoureusement close, qu'il n'y ait pas de fuite, et qu'elle apporte bien ainsi l'amortissement nécessité par la membrane.

RR-09.53 : M. Serge DENIS, 63 Peschadoires, désire connaître les équivalences de divers semi-conducteurs.

2 SA 17 : AF 125 ; AF 135 ; AF 165 ; AF 195 ; 2N 3323.
 2 SA 210 : ASY 26 ; ASY 27.
 2 SB 75 : AC 151 V ; AC 125 ; AC 122 ; AC 192 ; 2N 1192.
 2 SB 77 : ASY 70 VI ; AC 131 ; AC 152 ; AC 193 ; AC 184.
 2 SB 80 : AD 130 V ; AD 148 ; AD 152 ; AD 162 ; AD 262 ; 2N 5889.
 2 SB 228 : AUY 22 III ; AU 105 ; AU 110 ; 2N 2526.

1 N 35 : AA 118 ; AA 134 ; OA 91.
 1 S 79 : AAY 27.

RR-09.54 : M. Michel BOUF-FET, 26 Pierrelatte, désire connaître les équivalences du transistor japonais 2 SD 28.
 2 SD 28 : BD 149 ; BD 124 ; BD 237 ; BD 163 ; BD 189 ; 2N 3054.

RR-09.55 : M. Pierre BRULEZ, 75012 Paris, nous demande les caractéristiques et correspondances de divers semi-conducteurs.

Caractéristiques maximales :
 NR2 : NPN germanium ; $V_{cb} = 32 V$; $V_{ce} = 18 V$; $V_{eb} = 10 V$; $I_c = 500 mA$; $P_d = 340 mW$; $h_{fe} = 105$ pour $I_c = 50 mA$. Correspondances : AC 127 ; AC 186 ; AC 194.
 AF 170 : PNP germanium ; $V_{cb} = 32 V$; $V_{ce} = 32 V$; $V_{eb} = 1 V$; $I_c = 10 mA$; $P_d = 60 mW$; $h_{fe} = 40$ à 140 pour $I_c = 1 mA$; fréquence limite = $75 MHz$. Correspondants : AF 126 ; AF 132 ; AF 137 ; AF 170 ; AF 196 ; 2N 1180 ; 2N 3325.
 AF 172 : PNP germanium. Mêmes caractéristiques que le précédent, mais fréquence limite de $55 MHz$. Correspondances : AF 127 ; AF 133 ; AF 137 ; AF 172 ; AF 197 ; 2N 3325.
 AC 136 : PNP germanium ;

$V_{cb} = 30 V$; $V_{ce} = 18 V$; $V_{eb} = 10 V$; $I_c = 200 mA$; $P_d = 220 mW$; $h_{fe} = 95$ pour $I_c = 50 mA$. Correspondances : ASY 48 VI ; AC 151 VI ; AC 125 ; AC 136.
 OA 214 : diode redresseuse. Tension inverse max = $800 V$; courant direct moyen = $0,8 A$. Correspondances : BY 100 ; BY 127 ; BY 227.

RR-09.56 : M. Jean-Paul DUILLON, 07 Tournon, se plaint d'un claquement qui se fait entendre dans le haut-parleur lors des manœuvres de l'interrupteur du secteur. D'autre part, notre correspondant désirerait monter un galvanomètre indicateur d'accord sur un tuner FM dont il nous soumet le schéma.

1) Il n'est pas du tout prouvé que le claquement que vous entendez soit dû à l'interrupteur du secteur ; certes, vous pouvez essayer de le déparasiter en montant un condensateur de l'ordre de 50 à $100 nF$ à ses bornes. Mais le claquement observé peut également être dû à la charge du condensateur de forte capacité de liaison au haut-parleur ou à l'enceinte acoustique incorrectement close (voir réponse précédente RR-09.52) ; dans ce dernier cas, le claquement est audible même avec le potentiomètre de volume à zéro.

2) Dans un tuner FM, le galvanomètre indicateur d'accord

se connecte au niveau des diodes du discriminateur. Or, dans le montage réalisé, ces diodes ne sont vraisemblablement pas accessibles, car elles doivent être incorporées dans le module intégré de sortie. Ce module ne semblant comporter aucune cosse pour la connexion d'un indicateur d'accord, l'adjonction d'un indicateur n'est donc pratiquement pas possible.

RR-09.57 : M. Roland ROUSSEAU, 92 Rueil-Malmaison, nous demande le brochage d'un afficheur à 7 segments du genre MAN 7.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR-8.15-F,

RR-09.58 : M. Robert JOUANNE, 45 Orléans, désire des renseignements concernant la pose d'un compteur de taxes téléphoniques.

Vous pouvez demander la pose d'un compteur de taxes téléphoniques à une société privée agréée par les P.T.T. Vous pourriez par exemple consulter la Société Ericsson, et vous pourriez trouver l'adresse du représentant de cette firme dans votre région en consultant votre annuaire téléphonique, pages jaunes, à la rubrique « Téléphonie ». L'installation du compteur de taxes doit obligatoirement être signalée à l'administration des P.T.T.

Personnellement, nous ignorons l'existence de compteurs de taxes fonctionnant à partir d'un capteur à ventouse... comme un amplificateur téléphonique.

RR-09.59 : M. Alain RENARD, 57 Ars-Moselle, s'étonne du temps relativement long qui s'écoule lors de la mise en service de son téléviseur avant d'obtenir son et image.

Il est normal que, dans le type de téléviseur dont vous nous entretenez, le son et l'image mettent un certain temps pour apparaître. Il ne s'agit pas d'un téléviseur à transistors avec tube cathodique à chauffage rapide; il faut donc le temps nécessaire au chauffage des lampes et du tube cathodique. Néanmoins, il est possible que ce temps augmente au fur et à mesure que les lampes s'affaiblissent ou s'épuisent.

RR-09.60 : M. André BAS-SIRI, 80 Harbonnières, désire des précisions complémentaires concernant l'amplificateur BF décrit dans le N° 1548, page 314.

1) Ce montage ne comporte pas de protection électronique contre les surcharges ou les courts-circuits; on peut obtenir une certaine protection électrique par l'adjonction de fusibles calibrés (à 4 A) dans l'alimentation + Vcc et - Vcc, ainsi que dans la liaison au haut-parleur.

2) Les trois diodes de compensation de température sont très proches du radiateur (voir page 317), mais cependant pas en contact direct; n'importe quelle diode de signal peut convenir (genre BA 114, BA 117, BA 100, etc.).

3) Les transistors de sortie doivent évidemment être isolés par une rondelle de mica et autres dispositifs isolants puisque le collecteur est relié au boîtier.

Comme améliorant de condition thermique, on utilise généralement de la graisse aux silicones.

RR-09.61 : M. Henri MOURAND, 02 Origny, sollicite des précisions complémentaires concernant le générateur de « bruit blanc » faisant l'objet de la figure 3, page 325, N° 1553.

Il s'agit d'un générateur de « bruit blanc »... En consé-

quence, il n'est donc pas question d'entendre autre chose qu'un « souffle ». De plus, il s'agit évidemment d'un souffle à très faible niveau, sortant sur une impédance relativement basse, et qu'il convient éventuellement d'amplifier comme il se doit (si nécessaire... pour certaines applications).

RR-09.62 : M. Robert GAUTHIER, 76 Gonfreville, nous demande conseil pour la modification d'un récepteur 27 MHz.

Il n'est pas question de pouvoir transformer un récepteur 27 MHz conçu en circuits imprimés et prévu pour la modulation d'amplitude en un récepteur fonctionnant sur 156 MHz, bande dans laquelle les émissions sont effectuées en modulation de fréquence.

D'autre part, s'il est toujours possible de diminuer la fréquence de réception d'un appareil, l'inverse n'est pas vrai. Les conceptions sont généralement très différentes, certains composants ne s'accrochent pas de cette augmentation de fréquence, et enfin, les capacités parasites de câblage peuvent devenir trop gênantes.

RR - 10.01 : M. Francis DURAND, 84 Avignon, nous demande :

1) Ce qu'est un interrupteur I.L.S. ; 2) L'adresse de Korting en France ;

3) Les caractéristiques du transistor NSPN 2906 ;

4) Le principe de fonctionnement des coupleurs et des séparateurs d'antennes VHF/UHF en télévision ;

5) S'il existe un moyen de connaître la puissance d'un haut parleur inconnu ;

6) Des renseignements concernant les programmeurs 24 heures ;

7) Le principe des interrupteurs progressifs.

1) Un interrupteur I.L.S. est un interrupteur à lame souple (d'où les initiales), présenté dans une ampoule de verre et

fonctionnant dans une atmosphère de gaz inerte.

Ces interrupteurs présentent des limites de commutation du contact (en intensité et en tension) qui varient évidemment selon le type.

La lame souple peut être actionnée, soit par approche d'un aimant, soit par le flux magnétique d'un bobinage placé autour de l'ampoule. Le flux nécessaire est également fonction du modèle employé.

2) Agent mandataire de Korting en France : Simet, 26, rue Etienne Marcel, 75002 Paris.

3) Le transistor NSPN 2906 ne figure sur aucune de nos documentations.

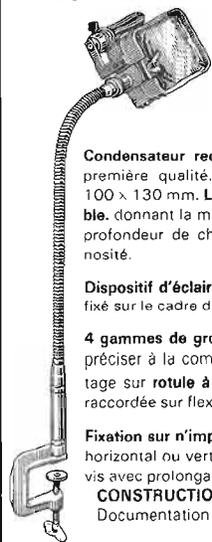
4) Les coupleurs et séparateurs pour descente d'antennes TV à câble coaxial unique comportent des circuits bouchons accordés (généralement faits en circuits imprimés); celui qui est conçu pour VHF « bouche » la première chaîne bande III, et est sans effet sur UHF. Et inversement.

5) Il n'est guère possible de déterminer la puissance maximale admissible sur un haut-

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTROLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide
CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE
JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet
75017 PARIS

Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, av. du Général-Leclerc
(91) BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

parleur inconnu... sans prendre le risque de le détruire !

6) Comme programmeur susceptible de produire un enclenchement de circuit deux fois par 24 h (ainsi que les arrêts faisant suite), nous vous conseillons le programmeur horaire « Flash » série 8000, fabriqué par « La vedette » 67700 Saverne. La précision de l'appareil est rigoureuse; comme celle d'une horloge synchrone, elle ne dépend que de la fréquence du secteur.

Pour l'achat au détail, consultez un électricien de votre région.

7) Les interrupteurs progressifs vendus dans le commerce sont des mini-gradateurs (ou variateurs) dont de multiples schémas ont déjà été publiés dans cette revue. Essentiellement, il y a donc un potentiomètre qui commande la gâchette d'un triac.

RR - 10.02 : M. Patrice MOREL à Genève.

Nous sommes désolés, mais nous ne possédons aucun schéma correspondant à ce que vous recherchez.

RR - 10.03-F : M. Jean-Louis SCHWELBEL, 44 Chateaubriant, nous demande :

1) Les caractéristiques et l'utilisation du circuit intégré TAA840 ;

2) Les caractéristiques et correspondances de divers transistors.

1) Le circuit intégré TAA 840 est destiné à la réalisation d'un récepteur de radio pour AM; il comporte un amplificateur HF oscillateur - mélangeur, un amplificateur MF, un circuit de CAG, un détecteur, un préamplificateur BF et un étage driver BF.

Pour la réalisation d'un radiorécepteur, il faut donc ajouter les bobinages, condensateurs variables, divers résistances et condensateurs fixes, un étage final BF push-pull à transistors AC 187 et AC 188, et un haut-parleur. Sa tension d'alimentation est de 6 V.

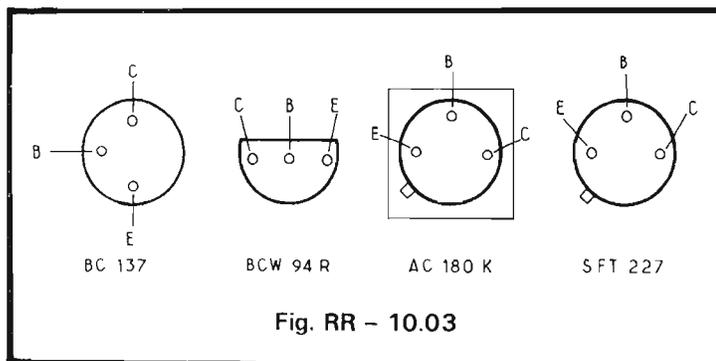


Fig. RR - 10.03

Un exemple d'utilisation de ce circuit intégré a été donné à la page 38 du N° 274 de Radio-Plans.

2) Caractéristiques maximales des transistors :

BC 137 : silicium PNP ; $P_c = 300$ mW ; $F_t = 60$ MHz ; $V_{cb} = 40$ V ; $V_{ce} = 40$ V ; $V_{eb} = 4$ V ; $I_c = 600$ mA ; $h_{fe} = 85$ pour $I_e = 10$ mA et $V_{cb} = 10$ V. Correspondances : BC160-10, 2N 1132, BC126, BC137, MM3726, 2N4036.

BCW94R : silicium NPN ; $P_c = 700$ mW ; $V_{cb} = 50$ V ; $V_{ce} = 40$ V ; $V_{eb} = 5$ V ; $I_c = 400$ mA ; $h_{fe} = 100$ pour $I_e = 50$ mA et $V_{cb} = 2$ V. Correspondance : BC337 - 40.

AC180K : germanium PNP ; $P_c = 2,5$ W ; $I_c = 1$ A ; $V_{cb} = 32$ V ; $V_{eb} = 10$ V ; $V_{ce} = 24$ V ; $h_{fe} = 50$ à 250 pour $I_c = 600$ mA et $V_{cb} = 1$ V. Correspondances : AC153 ; AC188K ; AC117 ; AC193K.

SFT227 : germanium PNP ; $P_c = 150$ mW ; $F_t = 7,5$ MHz ; $V_{cb} = 30$ V ; $V_{ce} = 24$ V ; $V_{eb} = 18$ V ; $I_c = 250$ mA ; $h_{fe} = 35$ pour $I_e = 10$ mA et $V_{cb} = 0,5$ V. Correspondances : ASY26 ; ASY14.

Brochages : voir figure RR - 10.03.

RR - 10.04 : M. André CARLIER, 38 Grenoble, nous demande conseil concernant l'alimentation de deux appareils.

Nous vous avons répondu directement ; mais notre lettre nous a été retournée par l'Administration des P.T.T., huit mois après, avec la mention « n'habite pas à l'adresse indiquée » !

Il est absolument hors de question de chercher à alimen-

ter deux appareils, l'un ayant le (+) à la masse, l'autre ayant le (-) à la masse, à l'aide d'une même alimentation. Il n'y a aucune solution ou astuce permettant de résoudre ce problème !

Tout ce que vous pouvez faire consisterait à alimenter l'amplificateur auxiliaire à l'aide de la batterie 12 V de la voiture (-) à la masse, mais en concernant l'alimentation par pile séparée pour le récepteur. Bien entendu, vous pouvez alors relier entre elles les deux masses des appareils. Cette solution n'est évidemment pas très élégante, mais il n'y en a pas d'autre.

RR - 10.05 : M. Jean-François MONOURY, 69004 Lyon, nous entretient d'une invention dont il a été question récemment à la télévision, à savoir un dispositif électronique indicateur de vitesse pour automobile avec avertisseur de dépassement d'une vitesse déterminée et affichable. Notre correspondant nous demande si nous pouvons (malgré tout) décrire un appareil de ce genre dans notre revue.

Nous nous demandons s'il est encore possible d'inventer quelque chose en électronique !

De toute façon, nous ne sommes personnellement pas au courant de l'invention dont vous nous entretenez ; mais si celle-ci a été diffusée en septembre dernier, nous vous signalons qu'en août 1970, notre revue publiait déjà un montage du même genre (voir notre N° 1271, page 72). Un autre montage à circuits inté-

grés et transistors a été également publié dans le N° 1499, page 328 (avril 1975).

RR - 10.06 : M. Guy MENOUD, 11 Narbonne, nous demande :

1) S'il est possible d'utiliser une LED comme témoin sur 220 V alternatifs ;

2) Comment peut-on vérifier un FET avec un contrôleur universel ;

3) Comment réaliser un coupleur d'antennes TV et FM pour descente en câble coaxial unique.

1) Ce sujet a déjà été traité dans la présente rubrique et nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR - 06.03-F, page 83, N° 1610.

2) Une telle vérification peut effectivement se faire par ce moyen simple ; mais il ne peut s'agir alors que d'une vérification rapide et assez superficielle. Veuillez vous reporter à l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

3) Nous avons déjà effleuré ce sujet dans une réponse précédente (RR - 10.01). Le schéma d'un tel coupleur n'est pas compliqué en soi ; c'est sa réalisation pratique qui est délicate, et surtout sa mise au point qui nécessite certains appareils de mesure, générateur VHF, etc. qui ne sont généralement pas à la disposition de l'amateur. Il est donc beaucoup plus sage que vous vous rendiez acquéreur d'un coupleur du commerce dont le prix n'est d'ailleurs pas très élevé.

RR - 10.07 : M. Roger HUBAUD, 14 Caen, nous demande :

1) Comment obtenir une très haute tension de 15 à 20 kV en partant d'un transformateur THT de téléviseur.

2) Les caractéristiques du transistor 2N3819.

1) Vous pouvez effectivement obtenir une THT de 15 à

20 kV en partant d'un montage de téléviseur (sans qu'il soit pour autant nécessaire d'utiliser le tube cathodique !). Il faut ré-utiliser ou construire toute la base de temps « lignes », à savoir: le relaxateur (généralement à double triode, cas d'un ancien appareil à lampes), l'étage de puissance à tube pentode, le transformateur THT avec sa redresseuse genre EY86.

D'autre part, n'oubliez pas que si la tension ainsi obtenue est très élevée, l'intensité disponible est excessivement faible (quelques milliampères au maximum).

2) 2N3819: FET canal N. Caractéristiques maximales: Pd = 360 mW; Vp = 8 V à Id = 0; Vds = 15 V; Vdss = 25 V; Vgss = 25 V; Ig = 10 mA; Gfs = 2 à 6,5 millimhos.

RR - 10.08: M. André MINNE, 31 St Gaudens, désire connaître les caractéristiques et les correspondances du transistor 2SC945.

Caractéristiques maximales du transistor 2SC945: NPN silicium: Vcb = 50 V; Vce = 45 V; Ic = 100 mA; Pd = 30 mW; h fe = 300 à Ic = 2 mA.

Correspondances: BC167B; BC107; BC237; BC174; BC182; BC207; BC347.

RR - 10.09: M. André BOUR, 57 Metz, nous demande quel genre de triac convient-il d'utiliser dans les montages réducteurs de vitesse décrits dans le N° 1256, pages 108 à 111.

Des triacs du type ESM23 - 600 (en boîtier TO66) de la Sescosem, susceptibles de laisser passer 6 ampères, conviennent parfaitement.

RR - 10.10: M. Thierry RAMSEYER, 87 St Yrieix, nous demande des renseignements concernant les circuits

intégrés MC1410G et MFC 4010A.

Le circuit intégré MC1410G est une fabrication de Motorola; il s'agit d'un amplificateur à large bande. S'il n'est plus fabriqué par cette firme, il pourrait probablement être remplacé par l'un des types suivants: SN7510, SFC2510, μ A733C ou LM733C.

Le circuit intégré MFC4010A est également un amplificateur à large bande de Motorola; malheureusement, nous ne voyons pas par quel type il pourrait être remplacé. La firme Motorola devrait sans doute pouvoir vous renseigner.

RR - 10.11: M. Gérard CHAUSSE, 51 Epernay, nous soumet le schéma d'un vu-mètre monté sur un amplificateur BF dont l'impédance de sortie est de 4 Ω et nous demande les modifications à apporter à ce schéma pour son utilisation sur une impédance de sortie de 8 Ω .

Le schéma de vu-mètre que vous nous soumettez est tout à fait classique. Il n'a pas à être modifié à proprement parler, qu'il soit utilisé sur une impédance de sortie de 4 Ω ou sur une impédance de 8 Ω .

La différence peut être très facilement compensée uniquement par le réglage de la résistance ajustable de 10 k Ω .

RR - 10.12: M. René RAMBAUD, 37 Tours, désire connaître les correspondances de différents transistors.

Correspondances des transistors:

AC187: AC176; AC175.

SFT319: AF117; AF127; AF133; AF136; AF172; AF197.

SFT322: AC128; AC152 IV; AC153; AC117R; AC180; AC193.

SFT353: AC132; AC151V; AC131; AC152; AC193; AC184; 2N1008; 2N1924.

RR - 10.13: M. André BALFAY, 95 Menucourt - Cergy, nous entretient d'une idée de dispositif synchronisateur entre magnétophone et projecteur de cinéma muet.

Nous devons à la vérité de dire que nous n'avons pas très bien compris le sens de votre exposé lorsque vous nous parlez d'une commande semi-proportionnelle (?) à partir de deux signaux (?) qui seraient plus ou moins déphasés, ou superposés...

A toutes fins utiles, nous vous signalons que des montages pour la synchronisation « magnétophone/projecteur de cinéma » ont été décrits dans les numéros 271, 318 et 335 de Radio-Plans. Nous n'avons pas d'autres montages à vous proposer pour le moment.

Notez que très souvent, les constructeurs de projecteurs muets proposent un synchronisateur conçu pour leur appareil, et donc facilement adaptable. Dans ce cas, il est plus sage et beaucoup plus simple de faire appel au dispositif proposé.

RR - 10.14: M. Jean HAUDI-BERT, 45 Orléans aimerait consulter des schémas de montages de récepteurs destinés à l'écoute du trafic aéronautique sur VHF.

Nous vous suggérons l'examen de l'ouvrage « Electronique et Aviation » dans lequel vous trouverez des schémas de ce genre (librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR - 10.15: M. Dominique LEROY, 89 Tonnerre, nous demande divers conseils concernant le groupement de haut-parleurs dans une enceinte acoustique.

1) Dans un groupement de haut-parleurs (avec filtre à 2 ou 3 voies), c'est la puissance du haut-parleur le plus faible dont il faut tenir compte. Dans votre cas, le haut-parleur le plus faible étant le médium,

puisqu'indiqué pour 15 W, cela veut donc dire que la puissance de l'amplificateur BF précédant cet assemblage de haut-parleurs ne devra pas dépasser 15 W.

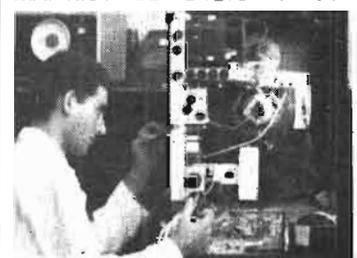
2) Filtres pour haut-parleurs, à différents nombres de voies, réalisables par l'amateur; veuillez vous reporter à notre N° 1433, à partir de la page 228. Notez que sur le diagramme de la figure 5, page 230, il faut inverser les indications C_H et C_B.

3) Réalisation des enceintes acoustiques. Veuillez consulter nos numéros suivants: (page 52), 1478 (page 164), 1557 (page 289), 1602 (page 67).

4) Le branchement normalisé des fiches DIN a fait l'objet d'un article publié dans notre N° 1598 (page 139).

RR - 10.16: M. Patrick PLAIDEUX, 24 Bergerac, sollicite divers renseignements

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE

**L'INSTITUT FRANCE
ELECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES

RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)

PLACEMENT

Documentation **HRB**
sur demande

BON le désigner ou le recevoir. Veuillez m'adresser **HRB23**
sans engagement la documentation gratuite
concernant la formation en radio-électronique.

Devisé choisi:

NOM:

ADRESSE:

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT: Dessin Industriel, Aviation, Automobile

concernant les pièces détachées utilisées dans un montage.

1) Les résistances sont effectivement classées en diverses catégories de puissance : 0,125 W – 0,25 W – 0,5 W – 1 W – 2 W (pour les résistances au carbone ou à couche). Pour des puissances supérieures, on fabrique des résistances bobinées.

Selon la puissance P et la valeur R de la résistance, l'intensité maximale I (en ampères) qui peut y circuler est déterminée par la relation :

$$I = \frac{P}{R}$$

2) Un potentiomètre d'une vingtaine d'ohms peut convenir pour le réglage d'un haut-parleur auxiliaire de 8 Ω par action directe sur celui-ci. Compte-tenu de l'intensité mise en œuvre, il est évidemment nécessaire d'utiliser un potentiomètre bobiné. Toutefois, pour formuler une réponse précise, il nous faudrait avoir connaissance du schéma du circuit sur lequel doit intervenir cette adjonction.

3) On peut remplacer un condensateur au papier de 10 nF par tout autre condensateur de même capacité, soit au mylar, ou polyester, ou céramique.

4) Dans un potentiomètre linéaire, la variation de la résistance est directement proportionnelle à l'angle de rotation (ou à la grandeur du déplacement du curseur); c'est une fonction linéaire.

Dans un potentiomètre logarithmique, la variation de la résistance est une fonction logarithmique par rapport à l'angle de rotation (ou à la grandeur du déplacement du curseur).

5) Nous vous conseillons la lecture et l'étude de nos ouvrages « Cours Élémentaire de Radiotechnique » – tomes I et II (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR – 10.17 : M. Jacques DANCET, 59 Wattrelos, désire des schémas de préamplificateurs microphoniques, etc.

1) Des montages de préamplificateurs microphoniques susceptibles de vous convenir ont été décrits dans le N° 1366 du Haut-Parleur (page 74) et dans le N° 1564 d'Electronique Pratique (page 69).

2) Des schémas de mélangeurs à atténuation automatique ont également été décrits dans le N° 1545 d'Electronique Pratique (page 57) et dans le N° 1548 du Haut-Parleur (page 224).

RR – 10.18 : M. Alain MICHAUD, 77 Villeparisis, nous demande comment procéder pour obtenir des enregistrements d'une meilleure qualité que ceux qu'il obtient en mettant simplement le microphone du magnétophone devant le haut-parleur.

Nous l'avons dit maintes fois, il est certain que l'enregistrement fait en plaçant le microphone d'un magnétophone devant le haut-parleur d'un radiorécepteur (ou d'un téléviseur) ne saurait être de qualité.

Il suffit de prélever les signaux BF sur l'appareil au niveau de l'étage de détection (ou sur l'entrée du potentiomètre de volume) en intercalant un condensateur de capacité suffisante.

Les signaux BF sont ensuite appliqués à l'entrée du magnétophone et dosés au niveau convenable; cette liaison entre appareils doit être effectuée en fil blindé, le blindage étant relié à la masse du radiorécepteur d'une part, et à la masse du magnétophone d'autre part. Naturellement, on peut intercaler des raccords, connecteurs, ou prises (mâle et femelle) pour pouvoir déconnecter facilement.

RR – 10.19 : M. Henri CAILLOT, 91 Ris-Orangis, nous fait part de difficultés rencontrées dans l'utilisation d'un amplificateur BF de sonorisation.

1) De l'examen de votre problème, il apparaît que la diffi-

culté majeure ne réside pas dans la désadaptation des impédances. En effet, en BF, il est toujours possible de faire débiter une source d'impédance donnée (microphone, dans votre cas) sur une entrée d'impédance beaucoup plus grande (alors que le contraire est à proscrire).

Le cas échéant, vous pourriez peut-être essayer d'intercaler un second transformateur élévateur 200 Ω/5 kΩ entre le microphone et l'entrée du magnétophone; mais cette disposition ne comblera probablement pas le manque de gain que vous semblez nous signaler. Pour cela, il faudrait ajouter, intercaler, un petit préamplificateur microphonique (voir Haut-Parleur N° 1366, page 74 – Electronique Pratique N° 1564, page 69).

2) Si les aiguës sont exagérées, il suffit d'intercaler une résistance en série dans l'entrée utilisée par le microphone. La valeur de cette résistance est à déterminer expérimentalement : plus la valeur de la résistance est grande, plus les aiguës sont atténuées.

3) Concernant le microphone à ruban, il faut utiliser un transformateur adaptateur d'impédances approprié. Un transformateur conçu pour un microphone dynamique comporte trop de tours au primaire et pas assez au secondaire.

Quant au manque de sensibilité, la solution est la même que précédemment, à savoir l'emploi d'un préamplificateur auxiliaire.

RR – 10.21 : M. Marcel SAUNIER, 81 Rabastens, nous demande conseil pour le déparasitage d'une automobile sur laquelle est installé un radiotéléphone.

1) Etes-vous certain d'avoir vraiment tout fait et tout tenté pour déparasiter correctement votre véhicule vers les fréquences utilisées (27 MHz) par votre radiotéléphone monté à bord? Etes-vous certain d'avoir employé des dispositifs convenables et spéciaux pour C et VHF (et donc plus particu-

lièrement pour la bande 27 MHz)?

Le cas échéant, veuillez vous reporter à notre ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteur », à partir de la page 102, ainsi qu'aux pages 108, 109 et 110 traitant plus particulièrement du sujet qui vous concerne (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Certes, il serait possible d'envisager l'élaboration d'un dispositif antiparasite (ou « noise blanker ») qui serait installé sur la partie réceptrice du radiotéléphone de bord. Mais pour en juger, il nous faudrait tout d'abord examiner le schéma de votre appareil; ensuite, cette adjonction risque d'être pratiquement très difficile à réaliser du fait de la fabrication sur circuits imprimés de ces appareils (donc peu modifiables).

RR – 10.22 : M. Victor BOISSARD, 78 Le Chesnay, nous demande conseil :

1) Pour le remplacement des lampes à l'étage push-pull d'un amplificateur BF ;

2) Pour établir une prise sur un radiorécepteur permettant la liaison à un magnétophone.

1) Nous pensons que le push-pull de tubes 6 A 5 pourrait être remplacé par un push-pull de tubes EL 34 connectés en triode. En effet, un push-pull de EL 34 triode consomme 150 mA pour une tension d'alimentation de 400 V. Puisque vous ne disposez que de 280 V, le rapport de tension est de 400 : 280 = 1,4; ce qui se traduit par un rapport de 1,25 pour l'intensité anodique. Cette dernière sera donc de 150 : 1,25 = 120 mA; ce qui semble entrer dans les caractéristiques du transformateur d'alimentation; les autres lampes n'ayant qu'une consommation assez réduite.

Dans les conditions normales d'emploi (400 V – 150 mA), la résistance commune de cathode de polarisation est de 220 Ω environ. Le cas échéant,

en augmentant la valeur de cette résistance, vous diminuerez automatiquement l'intensité anodique consommée par le push-pull.

2) Nous avons déjà répondu à maintes reprises à des questions de ce genre. Pour réaliser une prise de sortie destinée à prélever les signaux BF. en vue de leur application à un magnétophone, il suffit de connecter un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ au moins au sommet (côté opposé à la masse) du potentiomètre de volume de $47 \text{ k}\Omega$ de votre radiorécepteur. L'autre extrémité de ce condensateur aboutit à l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire du conducteur central d'un câble blindé. La gaine de blindage de ce câble est connectée d'une part à la masse du récepteur, et d'autre part à la masse du magnétophone.

RR - 10.20-F : M. Maurice BOULAY, 44 Nantes, désire obtenir les caractéristiques, le brochage et le schéma d'utilisation du circuit intégré amplificateur BF type TAA 611 C.

Caractéristiques du circuit intégré TAA 611 C :

Puissance de sortie = $3,3 \text{ W}$ pour une alimentation de 15 V et une charge de 8Ω ; il peut s'utiliser avec une tension d'alimentation comprise entre 6 et 16 V . Le dessus du circuit intégré doit être muni d'un radiateur en aluminium plié en forme de U pour faciliter la dissipation de chaleur.

Puissance de sortie en fonction de la tension d'entrée :

$50 \text{ mV} - 0,8 \text{ W}$; $70 \text{ mV} - 1,6 \text{ W}$; $90 \text{ mV} - 2,6 \text{ W}$; $100 \text{ mV} - 3,2 \text{ W}$.

Le brochage de ce circuit intégré, ainsi qu'un schéma d'application sont représentés sur la figure RR-10.20.

RR - 10.23 : M. Claude MOURNET, »! Paris, désire des renseignements complémentaires au sujet du variateur de vitesse pour moteur à induction décrit dans notre N° 1521, page 318.

1) La puissance maximale du moteur monophasé susceptible d'être commandé par le variateur est de l'ordre du kilowatt.

2) Les inductances L_1, L_2, L_3 peuvent être exécutées par un bobinier d'après les caractéristiques indiquées dans l'article.

3) Les transformateurs T_1, T_2, T_3 sont des transformateurs d'impulsions de déclenchement pour thyristors de rapport $1/1$ pour T_1, T_2 , et de rapport $1/1 + 1$ pour T_3 .

4) Le réglage de la vitesse se fait par la commande simultanée de R_{16} et de R_{28} (voir texte).

5) Il s'agit là d'une réalisation des laboratoires Motorola, réalisation sur laquelle nous n'avons pas d'autres renseignements outre ce qui a été publié.

6) Dans leur notice d'application AN - 766, ces mêmes laboratoires décrivent un variateur de vitesse pour moteur triphasé.

RR - 10.24 : M. Henri BLANCHARD, 27 Evreux, nous demande les types des transistors utilisés dans le correcteur de bande VZS 500 décrit dans le Haut-Parleur N° 1370, page 223.

Tous les transistors utilisés sont du type BC109 ou similaires BC149, BC169, BC209, BC239, etc.

RR - 10.25 : M. Christian TOCQUES 72, Le Mans, nous demande conseil pour des modifications qu'il souhaiterait apporter à un magnétophone à cassette.

1) Comme nous avons eu l'occasion de le dire maintes fois dans cette rubrique, si les modifications que vous envisagez pour votre magnétophone sont théoriquement possibles, elles sont presque certainement impossibles pratiquement. En effet, compte tenu des modifications de câblage et adjonctions qu'il conviendrait d'apporter, il n'est guère pensable d'espérer les exécuter sur un appareil conçu en circuits imprimés.

2) Il est tout à fait normal que les bandes au dioxyde de chrome soient plus riches en aiguës. Rassurez-vous, cela ne peut pas provoquer des dommages aux têtes de lecture, ni à l'amplificateur...

3) L'inverseur permettant l'emploi, soit des bandes « normales », soit des bandes au CrO_2 , peut agir électroniquement par correction, par modification, de la réponse « amplitude/fréquence » et agit sou-

vent également sur l'intensité du courant d'effacement et de prémagnétisation.

RR - 10.26 : M. Bernard MERCIER, 26 Hauterives, nous demande :

1) Des schémas de chargeurs pour accumulateurs d'automobiles ;

2) Qu'est-ce qu'un galvanomètre ferro-magnétique.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de chargeurs pour accumulateur d'automobile. Au hasard, nous vous suggérons de vous reporter aux numéros suivants du Haut-Parleur : 1100 (page 99), 1102 (page 29), 1107 (page 93), 1132 (page 78), 1178 (page 99), 1517 (page 295) et au numéro 1540 (page 44) d'Electronique Pratique.

Dans un galvanomètre ferro-magnétique, la bobine est fixe et provoque le déplacement d'une palette de fer doux porteuse de l'aiguille. Par contre, dans un galvanomètre électromagnétique, la bobine (ou cadre) porteuse de l'aiguille est mobile et se déplace dans le champ d'un aimant permanent. On n'utilise pas un galvanomètre ferro-magnétique pour la construction d'un appareil de mesure du genre « contrôleur universel » parce que sa résistance interne propre est trop nettement insuffisante.

RR - 10.27 : M. Nicolas BROUSSE, 33 La Reole, nous demande les correspondances actuelles du transistor 992 T1.

Correspondances du transistor 992 T1 : AC 125, AC 151 - VI, AC 122, ac 162, AC 170, AC 192, 2N 1190, 2N 2613.

RR - 10.28 : M. Marcel POIRET, 86 Poitiers, nous demande où se procurer un tube cathodiques C 30 SV 1 (Mazda) ou 913 (U.S.A.) ne sont plus, à notre connaissance, fabriqués actuellement.

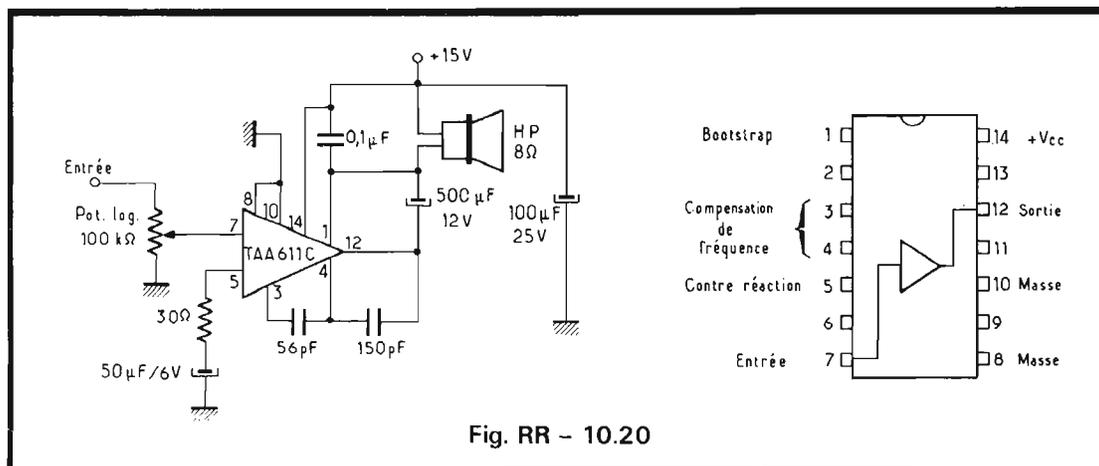


Fig. RR - 10.20

Comme tubes cathodiques récents, nous vous citons les deux types similaires suivants : D₃ - 10 GJ (chez Siemens) et DG 3 - 91 (chez R.T.C.).

RR - 10.29 : M. Roger VIL-LARD, 58 La Charité sur Loire, nous demande des renseignements concernant la télécommande d'ouverture d'une porte de garage.

Pour le montage de télécommande d'ouverture d'une porte de garage que vous projetez et compte-tenu de la distance à couvrir (80 à 100 m), un appareillage, soit par ultrasons, soit par induction, est donc exclu.

Il ne reste que la solution de télécommande par radio (bandes 27 ou 72 MHz), avec tous les inconvénients que cela comporte, notamment en ce qui concerne les déclenchements intempestifs par des signaux perturbateurs nombreux sur ces bandes. Vous pouvez vous reporter aux réponses publiées sur ce sujet dans nos numéros suivants : N° 1343, page 225 (RR-12.22), N° 1354, page 160 (RR-04.05), N° 1374, page 315 (RR-07.11).

RR - 10.30 : Suite à la réponse RR-06.02 publiée à la page 83, N° 1610, faite à M. Raymond CHAMPIER de Clermond-Ferrand, nous avons reçu une intéressante documentation de la firme Tacussel-Solea 72 à 78, rue d'Alsace 69100 Villeurbanne (à Paris, 15, rue de l'Épée de Bois, 75005).

Cette société est spécialisée dans les techniques électrochimiques auxquelles appartiennent les ph-mètres, capteurs, etc.

Nous remercions cette société pour l'envoi de sa documentation qui nous permettra de renseigner utilement nos lecteurs sur ce sujet.

RR - 10.31 : M. René CAMUS, 31 Toulouse, désire

quelques renseignements au sujet du livre « Electronique et Aviation ».

1) Cet ouvrage permet, en effet, la construction par l'amateur de récepteurs VHF destinés à l'écoute du trafic aéronautique (bande de 118 à 136 MHz).

2) Cet ouvrage examine, en général, toutes les applications de l'électronique à l'aviation moderne.

3) Une partie importante de ce livre est consacrée à l'utilisation réelle et pratique des deux principaux appareils de radionavigation (radio-compass et récepteur VOR) par le pilote... Nous devrions dire par l'élève-pilote ! C'est ce qui fait d'ailleurs le succès de ce petit livre au sein des aéro-clubs.

RR - 10.32 : M. Alain TARAUT, 78 Sartrouville, nous demande des renseignements concernant les résistances de très faibles valeurs et les transformateurs d'alimentation toriques.

1) Le fil résistant, le fil de tanthal, etc., peuvent se trouver chez les électriciens. Vous pouvez également acquérir une résistance en boudin utilisée pour les petits réchauds électriques et employer ainsi le fil qui vous est nécessaire.

2) Il n'est pas possible de mesurer des résistances de l'ordre de 0,05 Ω par les moyens élémentaires généralement à la disposition de l'amateur. Un procédé est le suivant :

Partant du fil récupéré sur la résistance en boudin citée précédemment, vous mesurez la longueur totale du fil, ainsi que sa résistance totale. Une simple règle de trois vous permettra alors de déterminer la longueur de fil à employer pour obtenir telle ou telle valeur de résistance.

3) Les transformateurs d'alimentation toriques sont extrêmement intéressants, car ils n'ont pas de fuite, ne rayonnent pas, et donc n'induisent pas de composante à 50 Hz sur les circuits ou organes voisins.

RECTIFICATIFS

Réalisation d'un tuner FM

La lecture soignée de nos articles et la perspicacité de certains lecteurs, que nous remercions ici, nous ont permis de découvrir les inévitables erreurs que nous corrigeons ci-dessous en vous priant de bien vouloir nous excuser.

H.P. n° 1610, page 65, figure 27 : le condensateur de découplage du +5 V est un 10 nF (et non un 10 kΩ!).

H.P. n° 1614, page 163 en haut et à droite : il faut lire « son schéma... figure 32 ».

H.P. n° 1614, page 164, figures 33 a et 33 b : le 0,1 μF en entrée de A₁ (fig. 8, page 71, n° 1608) a été volontairement supprimé sur ces figures.

H.P. n° 1614, page 164, figures 33 a et 33 b : il faut relier les broches 11 et 12 de IC₃.

H.P. n° 1614, page 164, mêmes figures : RV est une résistance à mettre en parallèle sur le galvanomètre d'accord si ce dernier est trop sensible ; valeur à déterminer expérimentalement en commençant par RV infinie (circuit ouvert).

H.P. n° 1614, page 166, réalisation de L1 et L2 : pour L1 il faut lire « une résistance

d'une valeur supérieure à 100 kΩ » et non pas 100 Ω ; L2 est à bobiner à spires jointives.

H.P. n° 1614, page 166, figure 37 : la résistance entre 1 et 3 du CA 3089 est bien une 330 Ω comme indiqué figure 5 n° 1608 et non une 10 kΩ comme indiqué par erreur sur cette figure.

H.P. n° 1614, page 169, figure 44 : il manque un 22 nF entre une borne du galva « champ » et la masse (voir fig. 41) ; le potentiomètre de ce galva est mal branché ; son extrémité gauche doit être reliée à la masse tandis que la droite doit aller au +12 V tuner.

H.P. n° 1614, page 170, tableau 2 : Reg fig. 45 ; la première référence indiquée est LM 309 K ; IC₂ fig. 19 est un 95 H 90 et non un 95490 ; IC₃ fig. 20 est un 7400 et non un 7420.

Enfin et en conclusion : la tête HF est une LP 1186 de Philips ou RTC (voir les annonceurs de la revue pour la disponibilité) ; le type exact de self VK 200 est sans importance, tous les modèles VK 200 conviennent.

REALISATION D'UN PHASING

Suite à l'article « Réalisation d'un phasing » paru dans notre numéro du 6 octobre, nous donnons ci-après :

- Le schéma de la figure 4 b qui a été omis (il a été donné en lieu et place la figure 4 a qui est donc reproduite deux fois).

Par ailleurs figure 8, la désignation des points I, CK₁, CK₂

et RK₂ est absente ou incomplète et figure 9 la capacité à l'entrée de l'ampli de droite n'est pas très visible et n'est pas désignée. En cas d'incertitude, il suffit de se reporter à l'implantation des composants sur le circuit imprimé et au texte.

Nos lecteurs voudront bien nous excuser de ces erreurs.

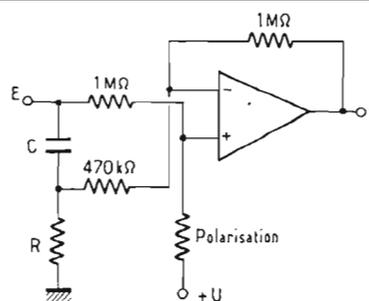


Fig. 4 b



AKG, des casques équipés de membranes de grandes dimensions.

Les professionnels et les mélomanes peuvent maintenant trouver, chez AKG toute une gamme de casques de haute qualité. Fabriqués à Vienne, la ville de la musique, ces casques vous donneront un plaisir inégal si vous êtes capables de les juger pour leur qualité acoustique. En effet, les capsules à mem-

brane de grandes dimensions donnent une fidélité, une finesse de reproduction sonore qu'il est impossible d'obtenir avec des casques conventionnels.

Vous retrouvez ces mêmes caractéristiques dans tous les

casques AKG : le K 40, dernier-né de la gamme, le K 144 et, bien entendu, le K 242, le seul casque au monde équipé de 14 membranes. Essayez un de ces appareils et vous entendrez la différence.

ADV 216/F

AKG ACOUSTICS

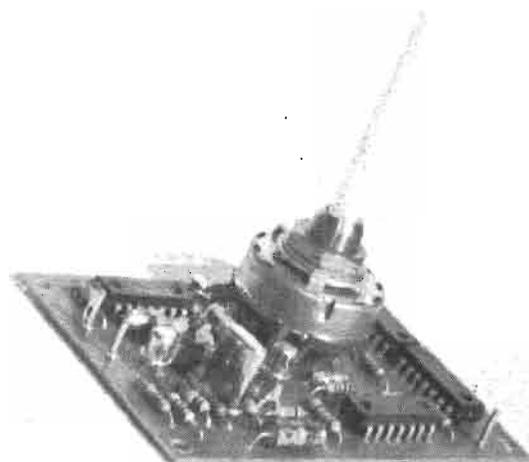


62-66, Rue Louis Ampère



93330 Neuilly-s/ Marne, tél. 935.97.86

MARQUEUR A QUARTZ



CE générateur, auxiliaire de toute station, donne, avec précision, une porteuse tous les 10 MHz, tous les 5 MHz, 1 MHz, 500 kHz, 100 kHz, ou tous les 25 kHz (ou 10 kHz suivant branchement), selon la position du commutateur.

Le présent montage offre la particularité de ne pas générer de fréquences plus basses que celle sélectionnée par le commutateur. Tous les diviseurs

sont bloqués à partir de la position choisie.

Il n'est donc pas indispensable de blinder le module.

L'étage final est un générateur d'impulsions brèves, audibles au-delà de 500 MHz. La fréquence du quartz, 10 000 MHz est réglage par battement nul sur WWV, un jour de bonne propagation est souhaitable.

Un appareil de ce genre est demandé lors de l'examen

F 1... si l'émetteur est piloté VFO, afin de déterminer exactement les limites de bande.

Le diviseur final peut délivrer au choix, des signaux à 10 kHz ou à 25 kHz selon que sa broche 7 sera reliée à la masse ou à la broche 9. La position 25 kHz permet un réglage précis sur la fréquence des répéteurs.

Le présent montage est réalisé sur un circuit imprimé simple face de 55 x 85 mm. Le

commutateur est soudé sur le circuit imprimé.

La broche 7 du circuit intégré 7490-3 est reliée à la masse et à la broche 9 par des témoins dans le circuit imprimé. (voir fig. 2 et 3). Il est impératif de couper l'un de ces deux témoins, sinon l'étage ne fonctionnerait pas. Comme indiqué plus haut, si on coupe le témoin reliant la broche 7 à la masse, 7 se trouve relié à 9 et l'étage divise par deux.

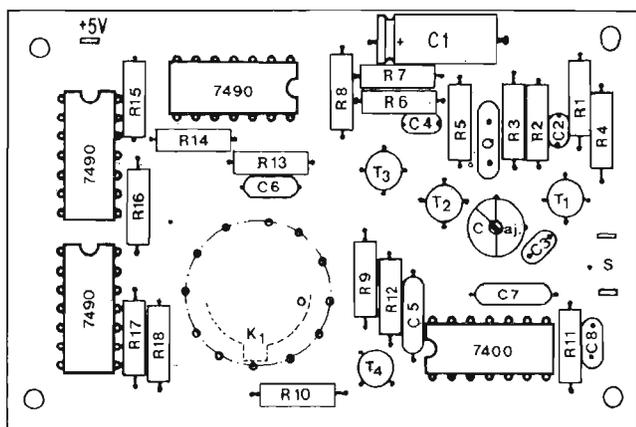
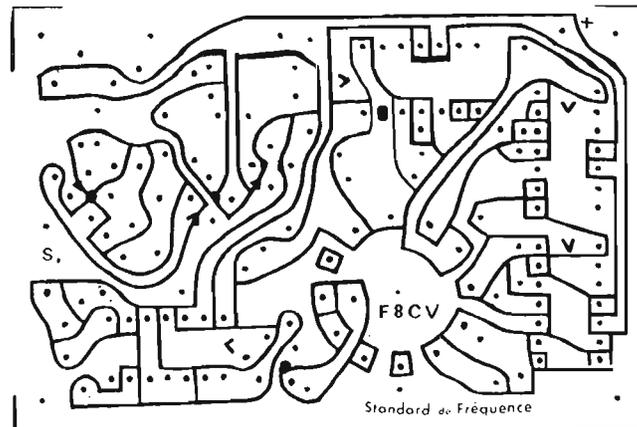


Fig. 1



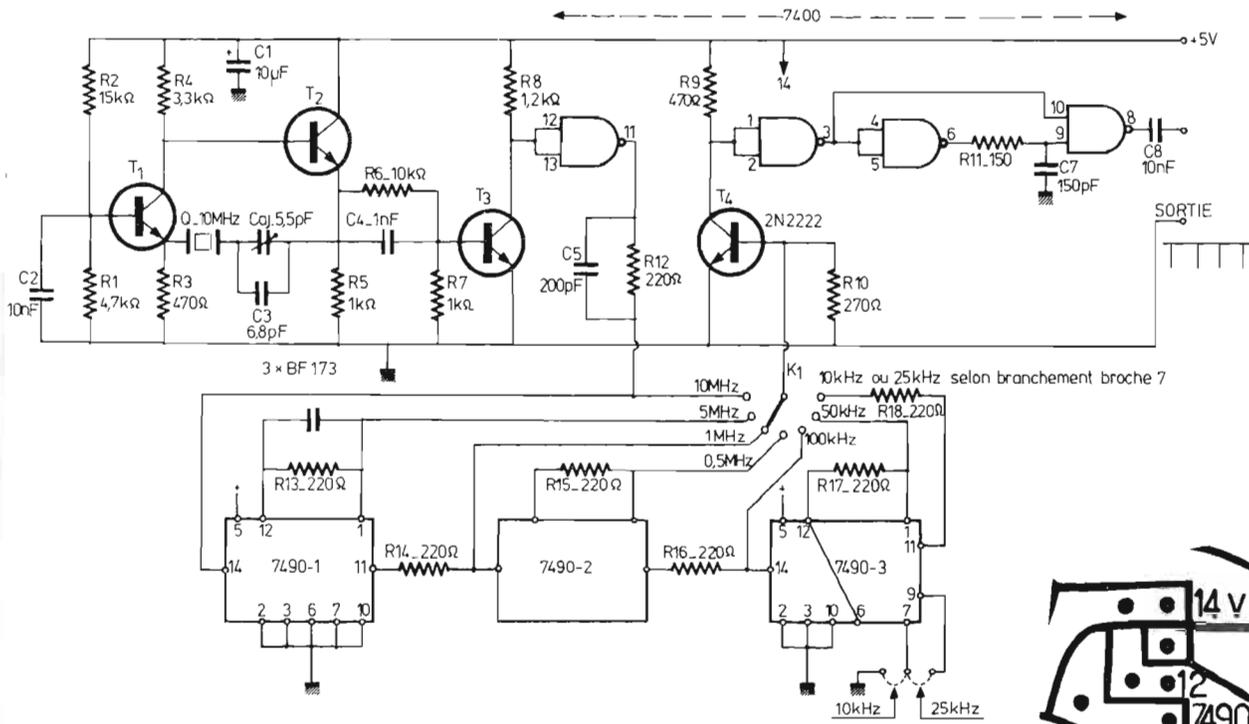


Fig. 2. - La sortie délivre des impulsions de plusieurs volts d'amplitude. Il faut généralement intercaler un atténuateur. Souvent, quelques cm de fil servant d'antenne suffisent.

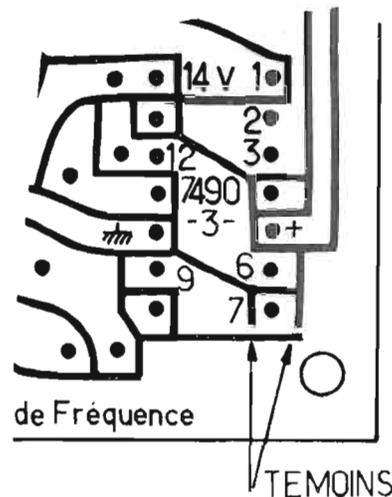
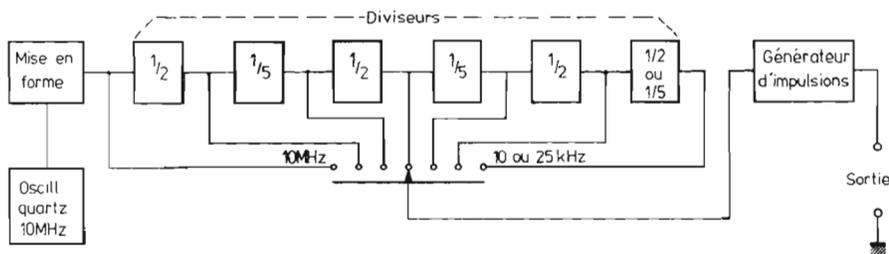


Fig. 3. - Détail agrandi du circuit imprimé.



Inversement, si on coupe le témoin reliant 7 à 9, 7 se trouve à la masse et c'est la division par 5 qui s'effectue.

Si on prévoit un besoin alterné des fréquences 25 kHz et 10 kHz, il est possible, en coupant les deux témoins, d'effectuer la commutation par un inverseur unipolaire placé à proximité.

Utilisation pour la bande 145 MHz

En position 10 MHz, on ne doit rien entendre entre 144 et 146 MHz, les porteuses étant tous les 10 MHz, tombent à 140 et 150 MHz.

En position 5 MHz, on doit entendre une porteuse - une seule - à 145 MHz puis, en position 1 MHz, trois porteuses, à 144, 145 et 146 MHz. Les porteuses à 144 et 146 MHz indiquent les limites de la bande alors que la porteuse à 145 MHz déjà obtenue en position 5 MHz, évite tout risque d'erreur.

Les positions 500 kHz, 100 kHz, etc., permettent de graduer un cadran ou de se pré-régler. Si on choisit la disposition donnant, en final, 25 kHz, on obtient une porteuse sur chacun des canaux prévus pour les répéteurs.

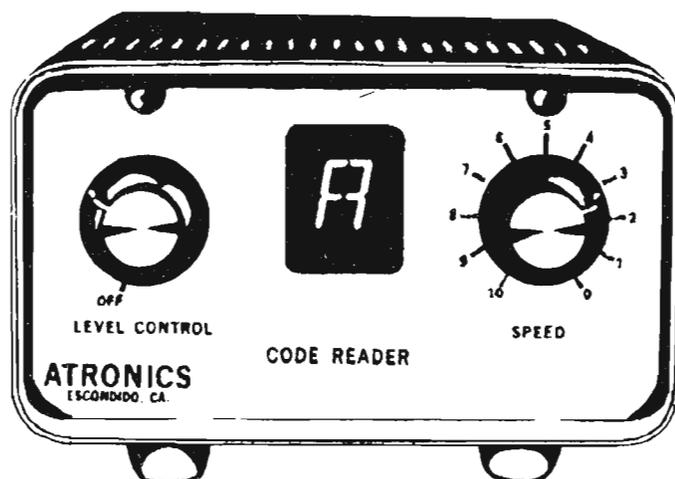
Un fait peut dérouter l'expérimentateur novice : avec un récepteur dont le premier

changement de fréquence est 28 - 30 MHz, on peut, en position 10 MHz, recevoir une porteuse à 146 MHz... En fait, c'est le changement de fréquence 28-30 MHz qui reçoit directement l'harmonique trois du quartz, soit 30 MHz. Dans les mêmes conditions, en position 1 MHz, chacune des porteuses 144, 145 et 146 MHz peut être reçue en deux points rapprochés du cadran. Cela provient de la réception simultanée 144, 145, 146 MHz et 28, 29, 30 MHz. Le décalage est dû à la différence de l'oscillation du quartz du convertisseur 145 MHz avec sa fréquence théorique. Si le décalage est faible, il peut y avoir sifflement d'interférence. A la fréquence exacte, il n'y a

qu'une seule porteuse. Évidemment, ceci est une anomalie, le récepteur ne devrait rien capter en dehors de la bande 144 - 146 MHz.

Le marqueur peut aussi servir à l'alignement des modules. Par exemple pour aligner un module 28-30 MHz, après avoir repéré le 30 MHz, CV ouvert, en tournant le noyau de l'oscillateur, le marqueur étant en position 10 MHz, passer en position 1 MHz. On doit trouver les porteuses à 29 puis 28 MHz en tournant le CV. Il ne reste plus qu'à régler au maximum de réception les circuits d'accord, par les condensateurs ajustables à 30 MHz et par les noyaux à 28 MHz.

LE LECTEUR DECODEUR



DE MORSE CR 101

L'APPRENTISSAGE de l'alphabet morse est une chose facile. Un certain nombre de moyens mnémotechniques en permettant une mémorisation rapide et durable grâce à laquelle la transmission en télégraphie est accessible assez rapidement. Mais ce n'est pas tout de transmettre il faut également recevoir et recevoir à la même vitesse que l'on transmet. Là, aucun support visuel, des signaux courts ou longs assemblés suivant un certain rythme, séparés par des intervalles qu'il faut déceler !... Tout cela n'est pas de première évidence et c'est bien pourquoi l'apprentissage de la lecture au son, lorsqu'il est pratiqué individuellement, est difficile et disons-le quelque peu décourageant même lorsqu'il s'appuie sur des techniques modernes comme des cours sur disques ou sur bandes magnétiques que l'on peut écouter indéfiniment. Tout le monde n'a pas eu la chance de servir dans l'arme des transmissions, qui est une bonne

école pour l'apprentissage de la lecture du Morse ! Alors, c'est vrai, parmi ceux qui se sont attelés à cette rude tâche, un certain nombre ont sombré dans un découragement d'autant plus explicable que, comme pour la musique, tout le monde n'est pas forcément doué pour apprendre à lire au son, les deux allant d'ailleurs plus ou moins ensemble.

C'est pour permettre à ceux-là - et ... à quelques autres ! - de déchiffrer néanmoins des signaux et les messages transmis en alphabet Morse que nous est proposé, par la firme américaine Atronics, un lecteur de code compact, affichant lettre par lettre le contenu de n'importe quel message transmis à une vitesse allant de cinq mots à cinquante mots par minute. Aux 26 lettres de l'alphabet s'ajoutent les 10 chiffres ainsi que 5 signes : virgule, séparation, barre de fraction, point d'interrogation, parenthèses.

Nous n'entrerons pas dans le détail du circuit électrique de l'appareil que nous avons

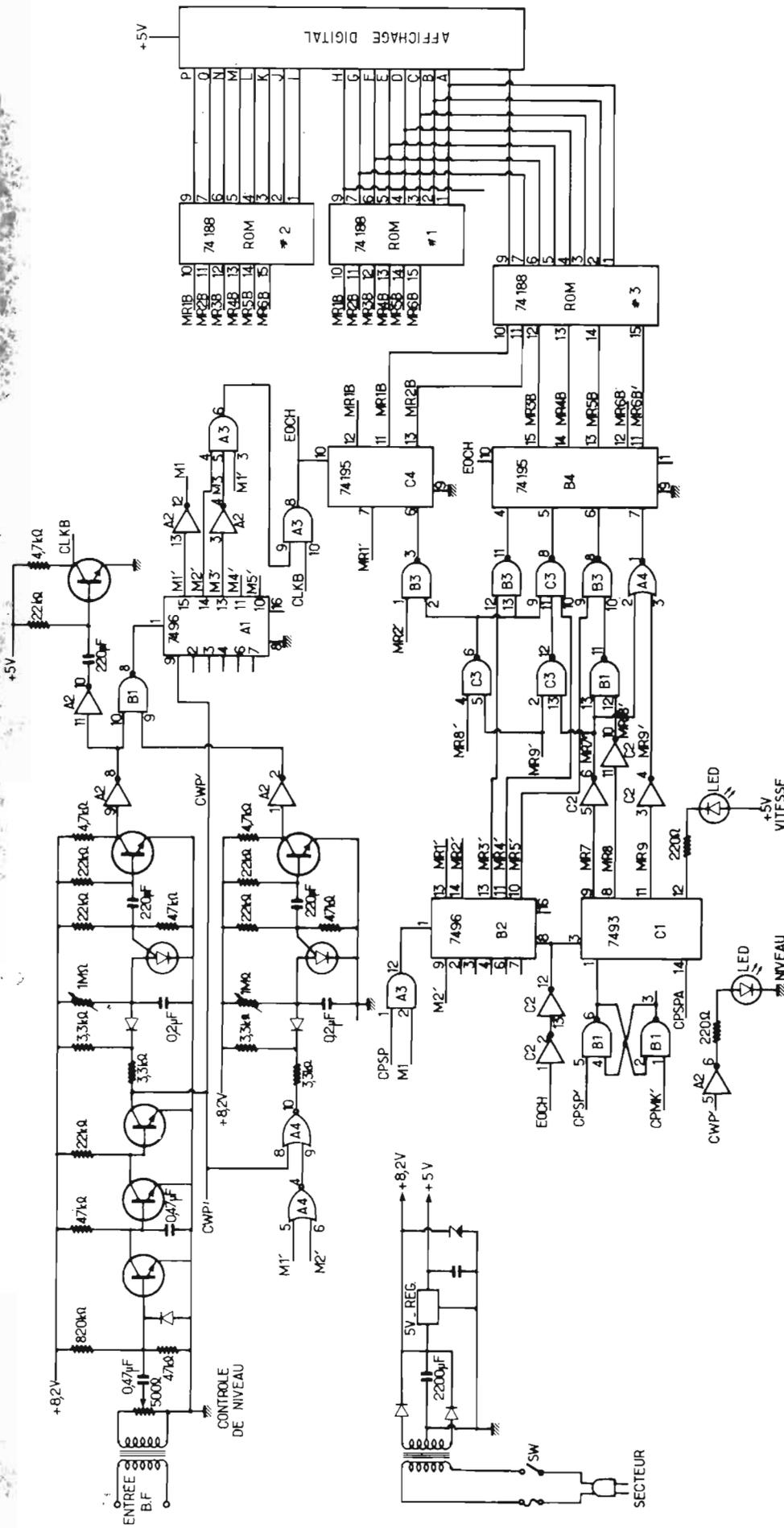
cependant reproduit figure 1. Le montage est entièrement transistorisé et comporte sa propre alimentation stabilisée à partir du secteur qui ne prend que 10 W, c'est-à-dire très peu. Il tient, à l'aise, dans un coffret de 20 x 13 x 8 cm, et la face avant comporte essentiellement la commande de niveau, la synchronisation (vitesse) et l'affichage qui est l'affaire d'un élément à 16 segments (hauteur : 15 mm, largeur : 10 mm dans le modèle CR 101 à tube afficheur), (hauteur : 5 mm, largeur 3,5 mm, dans le modèle CR 101 A, à LED).

L'entrée de l'appareil présente une impédance de 1 k Ω . Elle est réunie à la bobine mobile du haut-parleur du récepteur par un câble à deux conducteurs, de préférence blindé, le fil correspondant à la masse du décodeur étant relié au récepteur, côté masse également, en prenant garde de ne pas faire de court-circuit. La tension BF minimum est de 0,2 V à partir de laquelle le décodage s'effectue normale-

ment au moins tant que la manipulation est convenable et le découpage des signaux conforme au standard international. Rappelons que l'unité de mesure de temps est le **point**. Le **trait** a la même durée que trois points. L'intervalle entre point (ou trait) et trait d'une même lettre correspond à la durée d'un point et celui qui sépare deux lettres est égale à celle d'un trait. Mais l'appareil est capable de corriger des défauts de manipulation entre 70 % et 140 %. Il peut donc décoder aussi bien des signaux manipulés à la main que toute manipulation au Vibroplex ou au manipulateur électronique.

Mise en route

Lorsque l'appareil est raccordé et le récepteur mis en route on recherchera un signal télégraphique bien détaché du bruit de fond et net de tout brouillage. Mettre alors le décodeur sous tension par l'interrupteur du potentiomè-



tre de niveau et tourner le bouton de commande (LEVEL), jusqu'à ce que la diode lumineuse, qui se trouve au-dessus, s'éclaire sur les points et traits et s'éteigne dans les blancs. Ne pas aller au-delà sinon le LED resterait continuellement éclairé et l'appareil ne donnerait pas de bons résultats. Donc, notons que, pour bien décoder, on doit pouvoir « lire à vue » en observant le LED.

En second lieu, on ajustera le réglage de vitesse (SPEED) sur la vitesse de manipulation du signal reçu, en tournant lentement le bouton de droite à partir de zéro vers 10 jusqu'à ce que la lettre affichée reproduise le signal reçu. Si le potentiomètre est trop avancé, l'appareil n'affiche en principe que des T. S'il ne l'est pas assez, l'affichage est incohérent avec changement intermittent. Lorsque ces deux points extrêmes entraînant un fonctionnement erratique ont été repérés, on positionnera le réglage de vitesse exactement à mi-chemin.

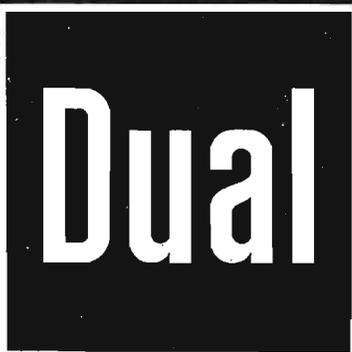
On obtiendra alors un décodage rigoureux même pour des vitesses aussi différentes que 70 % et 140 % de la vitesse nominale. Supposons que l'appareil soit réglé pour lire sur une base de 14 mots/minute, il fournira un affichage correct pour 10 mots/minute (hypothèse basse) comme pour 20 mots/minute, (hypothèse haute). Chaque appareil est fourni avec une fiche d'étalonnage indiquant, pour chaque point de l'échelle de lecture, le nombre de mots/minute.

Les interférences et le bruit de fond résultant d'un signal trop faible, ainsi que les parasites sont la cause d'un affichage fantaisiste. Cet appareil que nous avons eu en mains suffisamment longtemps pour pouvoir l'apprécier, nous a paru extrêmement intéressant pour les allergiques à la lecture au son et reposant pour ceux qui ne sont que des graphistes d'occasion, faute d'être de bons lecteurs !

L'importateur est la société Bakfor - Buxeuil 37160 Des-cartes.

Robert PIAT
F3XY

pas de faux pas dans la hifi



Amplificateur Hifi CV 1600
2 x 80 W sinus, correcteurs à plots, bande passante
Hz: 10 à 40.000 ± 1,5 dB
dimensions: 440 x 150 x 360 mm

Tuner Hifi CV 1640
affichage digital de la fréquence
5 gammes d'ondes
7 présélections F.M.
horloge digitale
dimensions: 440 x 150 x 384 mm

Platine CS 721 électronique
entraînement direct, table de lecture manuelle
et automatique aux performances professionnelles
cellule Shure V15 III

Enceintes CL 490. 3 voies
8 ohms, puissance 100 W sinus
dimensions: 380 x 680 x 290 mm

publistyl

Dual Demandez le catalogue
en couleurs Dual 1977/78 au
CENTRE D'INFORMATIONS DUAL
BP 719 - 95004 CERGY CEDEX

• Veuillez m'adresser le catalogue Dual 1977/78
ceci gratuitement et sans engagement de ma part

Nom _____ Ch 5

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____

Dual, distribué et garanti par:
1/ Sté Hohl et Danner - boîte postale 11
67450 MUNDOLSHEIM
2/ Sté Mareson - 4^e rue - zone industrielle
13127 VITROLLES
3/ Sté Dual
boîte postale 719 - 95004 CERGY CEDEX



pas de faux pas dans la Hifi...
avec cette chaîne par éléments qui, par leur esthétique, par leurs performances et leur
technologie professionnelle, sont placés parmi les meilleurs du marché mondial.
Dual, premier constructeur européen spécialiste en haute fidélité, présente pour les mélo-
manes exigeants, une gamme de 92 références.

Dual s'écoute chez un professionnel.