

6^F
6,50

Retronik.fr

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1000 Lires
ALGÉRIE : 6,50 Dinars
TUNISIE : 6,50 Mil
BELGIQUE : 65 FB

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

radio.TV.son
ELECTRONIQUE

Dans ce numéro

- Le magnétocassette Superscope CD301.
- Un ensemble HiFi en circuits intégrés : Réalisation.
- Le récepteur toutes bandes Nordmende : Galaxy MESA 3000 ST.
- Un système automatique d'identification des véhicules.
- Un carillon digital : Le Lullibel (réalisation).
- Le Grid-Dip GD743 E.L.C.
- Un synchronisateur de diapositives : Le Syndiapo (réalisation).
- Un générateur de signaux pour moteur au banc.
- Quelques antennes d'émission d'amateur.
- La télévision par câbles.
- Etc.

Voir sommaire détaillé page 136

440 PAGES



nouvelle gamme 1975

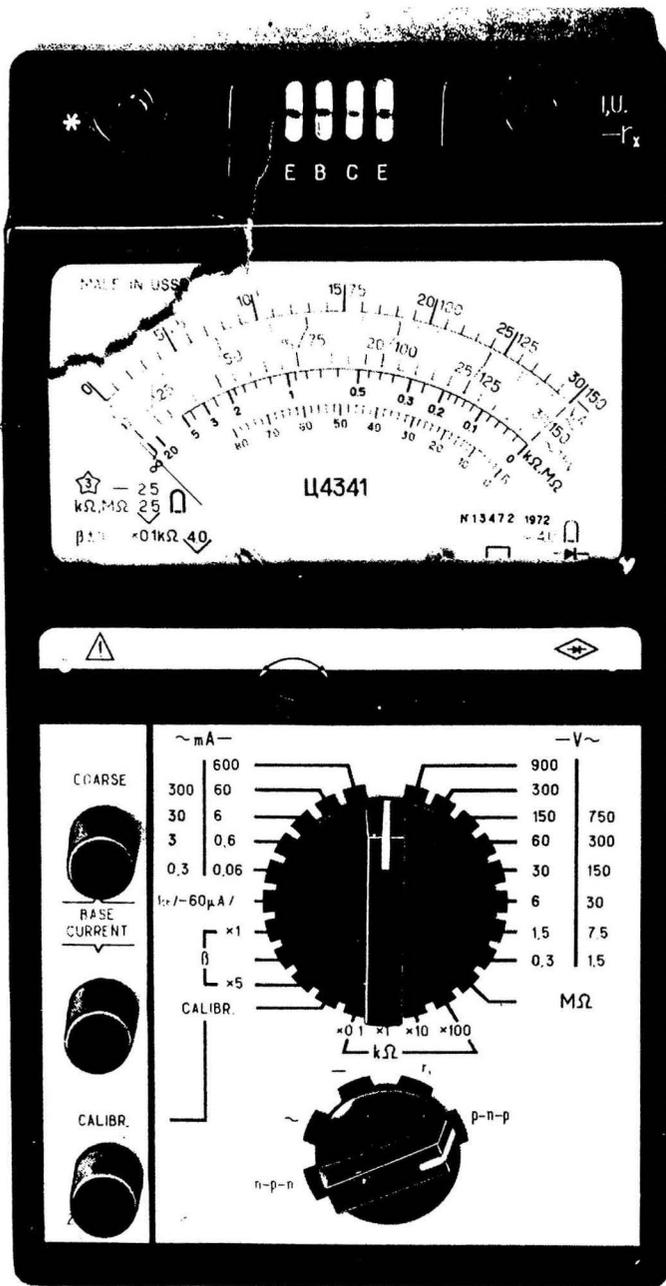
voir page 205

Exclusivités...

LAG
électronique



MASHPRIBORINTORG
made in U.R.S.S.



le « 4341 » CONTROLEUR MULTIMESURES à transistormètre incorporé

Résistance Interne 16.700 Ω /volt.
V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.
V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.
A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 cal.
A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.
Ohms : 0,5 Ω à 20 M Ω en 5 cal.

Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants, collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de -10 à +50 degrés C. Livré en coffret métal. étanche, av. notice d'utilisation. Dimensions : 213 X 114 X 80 mm.

GARANTI 1 AN

PRIX : 189 F Port 12 F

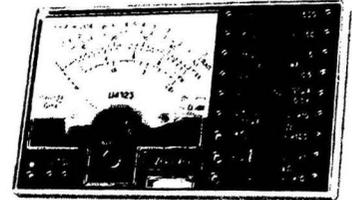
« Rien d'équivalent sur le marché »

LAG
électronique

CONTROLEUR 4323

à générateur H.F. Incorporé
20 000 ohms par volt continu
20 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz
Précision : $\pm 5\%$ c. continu et alternatif.

Prix **129 F** + port et emb. 6,00



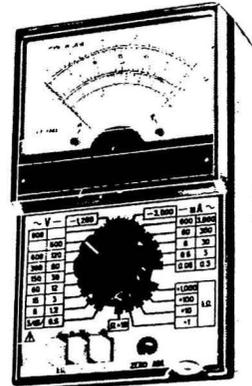
Volts c. continu 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Volts c. alternatif 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Ampère c. continu 50, 500 μ A, 5, 50, 500 mA
Ampère c. alternatif 50 μ A
Ohms c. continu 1, 10, 100 K Ω , 1 M Ω
Générateur : 1 kHz $\pm 20\%$ en onde entretenue pure, et 465 kHz $\pm 10\%$ en onde modulée 20 à 90 %. Contrôleur, dim. 140 X 85 X 40 mm, en étui plastic choc, avec pointes de touche et pinces croco.

CONTROLEUR 4324

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz

$\pm 2,5\%$ c. continu
 $\pm 4\%$ c. alternatif
Volts c. : 0,6, 1,2, 3, 12, 30, 60, 120, 600, 3 000 V
Volts alt. : 3, 6, 15, 60, 150, 300, 600, 900 V
Amp. cont. : 60, 600 μ A, 6, 60, 600 mA, 3 A
Amp. alt. : 300 μ A, 3, 30, 300 mA, 3 A
Ohms c. c. : 5, 50, 500 K Ω (5 M Ω + pile add.)
0 à 500 ohms en échelle inversée
Décibels : -10 à +12 dB
Contrôleur, dim. 145 X 95 X 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touches et pinces croco.

Prix **149 F** + port et emballage : 8,00

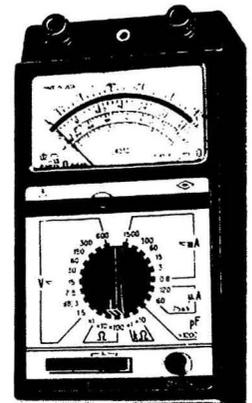


CONTROLEUR 4313

20 000 ohms par volt continu
2 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

Précision :
 $\pm 1\%$ c. continu
 $\pm 2,5\%$ c. alternatif
Volts cont. : 75 mV, 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V
Volts alt. : 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V
Amp. cont. : 60, 120, 600 μ A, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A
Amp. alt. : 600 μ A, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A
Ohms c. c. : 0,5, 5, 50, 500 K Ω (5 M Ω + pile add.)
Capacités : 0 à 0,5 μ F
Décibels : -10 à +12 dB
Contrôleur, dim. 213 X 114 X 80 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.

Prix **169 F** + port et emballage 12,00



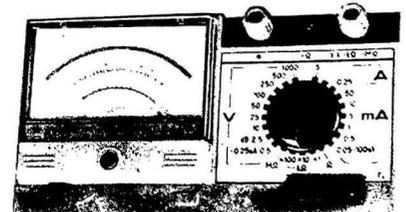
CONTROLEUR 4317

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

Précision :
 $\pm 1\%$ c. continu
 $\pm 1,5\%$ c. alternatif

Prix **219 F** + port et emb. 12,00

Volts cont. 0,1 - 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Volts alt. 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Amp. cont. 50, 500 μ A, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Amp. alt. 250, 500 μ A, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Ohms c. cont. 200 Ω , 3, 30, 300 K Ω , 3 M Ω
Décibels -5 à +10 dB - Fréquences 45, 1000, 5 000 Hz
Contrôleur, dim. 203 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.



Journal hebdomadaire

Fondateur :

J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication

A. LAMER

Directeur :

Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :

André JOLY

Comité de rédaction :

Jacques BERCHATSKY

Bernard FIGHIERA

Charles OLIVERES

Direction-Rédaction :

2 à 12, rue Bellevue

75019 PARIS

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT

14 numéros HAUT-PARLEUR
dont 2 numéros spécialisés.

Haut-Parleur Panorama Hi-Fi.

Haut-Parleur Spécial cinquantenaire

12 numéros HAUT-PARLEUR :

« ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »

dont 1 numéro spécial radiocommande

11 numéros HAUT-PARLEUR :

« ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

12 numéros HAUT-PARLEUR :

« QUESTIONS ET RÉPONSES »

FRANCE 125 F

ÉTRANGER 190 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital
de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue
75019 PARIS
202 58 30



Commission Paritaire N° 23 643

SOMMAIRE

Page

B.F. – Technique générale – HiFi

- Transformation et utilisation des magnétophones à vitesse variable 199
- Le magnétocassette Superscope CD031 stéréo 258
- Étude et description d'une enceinte amplificatrice pour magnétophone à cassette ... 298

B.F. – Réalisations

- En Kit : Un amplificateur de 35 W à Darlington : Le module Thomsen M35 158
- Ampli stéréo modulaire – Module ampli HP4 167
- Un ensemble HiFi en circuits intégrés – I : Ampli préampli 2 x 15 Weff 189
- 4 modules utiles pour la sonorisation : Convertisseur d'impédance – Panoramique – Filtre passe-bas – Convertisseur d'alimentation 269

Radio-Télévision – Technique générale

- Le récepteur toutes bandes Nordmende Galaxy Mesa 9000 ST 145
- La télévision par câbles : Les différentes conceptions des réseaux de télédistribution 286
- ABC : Nouveaux composants TV-BF 240

Électronique générale

- Qu'est-ce que l'électricité : L'électricité rencontre le magnétisme 138
- Les lasers : Le télémètre à laser 149
- Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands 152
- Générateurs électroniques de musique aléatoire 162
- Mise au point sur les transistors : Paramètres des transistors 206
- Parasites – Interférences – Perturbations 215
- Un système automatique d'identification des véhicules 266
- Initiation aux circuits intégrés logiques 279
- Principes et applications des monostables intégrés 292

Électronique – Réalisations

- Un carillon digital TTL : Le Lullibel 272
- Économisez votre essence : Rectificateur 312

Photo-Ciné

- Un synchronisateur de diapositives : Le syndiapo 184
- Nouveautés techniques et conseils pratiques 251

Mesure – Service

- Le Grid-Dip GD743 E.L.C. 160
- Un générateur de fonctions B.F. : Le TBF 1038 173
- Le laboratoire de l'amateur électronicien : La mesure des tensions alternatives 179

Radiocommande

- Un générateur de signaux pour moteur au banc 247
- Une visualisation automatique 249

Le journal des O.M.

- Quelques antennes d'émission d'amateur 313

Divers

- Sélection de chaînes HiFi 301
- Notre courrier technique 304
- Communiqué du HiFi club de France 311
- Petites annonces 316

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Tél 285 04 46 (lignes groupées)

C.C.P. Paris 3793 60

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
141000
EXEMPLAIRES**

NOUVEAUTÉS - INFORMATIONS

DX-MEETING

A l'initiative d'un groupe de DXers (amateurs de réception de radiodiffusion à longue distance), un grand week-end des ondes courtes sera organisé à Bruxelles du 21 au 24 mars 1975.

Des participants en provenance des cinq continents seront attendus dans la capitale belge.

Le Service International de la Radiodiffusion Télévision Belge (R.T.B.) apporte son patronage à cette manifestation et organisera des visites de la nouvelle cité de la Radio-TV et du Centre émetteur de Wavre à l'intention des participants.

Une conférence-débat sur le thème de l'utilisation des ondes courtes aura lieu également, de même qu'une excursion touristique.

Les langues utilisées seront le français, le néerlandais et l'anglais.

Les informations relatives à cette manifestation qui fera de Bruxelles la capitale mondiale des ondes courtes pour la durée d'un week-end peuvent être obtenues auprès de Telex, B.P. 68, 1170 Bruxelles (Belgique).

Une séance « d'initiation » sera organisée à l'intention des néophytes désirant participer à ce grand rendez-vous de l'amitié.

LE FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON SE TIENDRA AU PALAIS DES CONGRÈS (PORTE MAILLOT) DU 10 AU 16 MARS 1975

E N mars 1974, le Festival International du Son inaugurerait le centre international de Paris. En 1975, le Palais des congrès accueillera à nouveau le festival du son du 10 au 16 mars.

Ouvert de 10 h à 20 h sans interruption, le XVII^e Festival international du son occupera les trois niveaux du Palais des congrès, soit une superficie de plus de 20.000 m². La journée du lundi 10 mars 1975 sera réservée exclusivement aux professionnels.

Suivant la tradition, le festival proposera :

1) Des démonstrations musicales présentées par les constructeurs de matériels haute-fidélité et les facteurs d'instruments de musique.

2) Un programme artistique avec des concerts, des récitals, des démonstrations-spectacles données par les sociétés de radiodiffusion française et étrangères, la remise des grands prix du disque de l'Académie Charles-Cros, etc.

3) Des journées d'études avec la participation de personnalités appartenant à l'université, aux organismes de recherche et à l'industrie.

Rappelons qu'en 1974 le festival international du son avec 200 exposants de 14 pays avait accueilli 107.043 visiteurs.

THE WORL-RADIO T.V. HAND-BOOK

L'édition 1975 du « World Radio T.V. Hand-Book » vient de paraître et est en vente dès maintenant à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010.

NOUVEAU DISTRIBUTEUR MOTOROLA

D EPUIS le 1^{er} janvier 1975, la société Celdis France est distributeur officiel de Motorola semi-conducteurs pour la vente de ses produits.

Ses bureaux sont situés 53, rue Charles-Frederot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

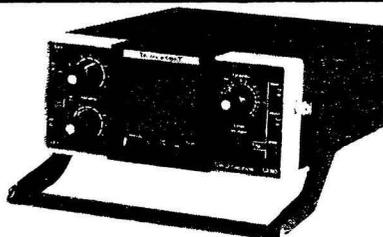
La direction générale de cette société est assurée par M. Jean-Claude Lepage.

RECTIFICATIF

D ANS notre numéro 1482 du 12 décembre 1974, un article était consacré aux sondes pour oscilloscopes Greenpar. Une information erronée nous faisait écrire que cette société fabriquait les sondes destinées aux oscilloscopes Tektronix et Telequipment. Il n'en est rien, la société Tektronix fabrique elle-même les sondes qui équipent ses appareils.

NOUVEAUTÉS

L'OSCILLOSCOPE D32 TELEQUIPEMENT



COMPARE aux appareils de caractéristiques semblables, le D32 est le plus petit et le moins cher - son poids est inférieur à 5 kg et son prix est de 4.136 F HT.

De bande passante 10 MHz, double trace et 10 mV de sensibilité, cet oscilloscope peut fonctionner au choix sur secteur - de 100 à 250 V - ou sur batterie interne rechargeable, ce qui lui donne, dans ce cas, quatre heures d'autonomie. Ainsi, sans cordon d'alimentation reliant l'appareil au secteur, l'utilisateur pourra tout à son aise effectuer ses mesures. Il pourra se déplacer avec son appareil tout au long d'un ordinateur, contrôler l'électronique des machines-outils à travers un atelier, etc.

Le D32 est très robuste et très simple à utiliser. Le choix du mode de fonctionnement en double trace (découpe/alterne) est automatiquement déterminé par la position de la commande « vitesse de balayage ». De plus, il est

doté d'un dispositif automatique de déclenchement sur signaux de télévision trame et ligne. Ceci est particulièrement apprécié par les dépanneurs de télévision car il leur apporte une sûreté d'emploi (le signal est déclenché sur la partie choisie et apparaît stable sur l'écran), et un gain de temps (il n'y a qu'une seule commande à positionner).

Pour toutes ces raisons, le D32 intéresse tout particulièrement les personnes chargées de la maintenance sur site en : informatique, contrôle industriel, télévision, électronique embarquée, etc.

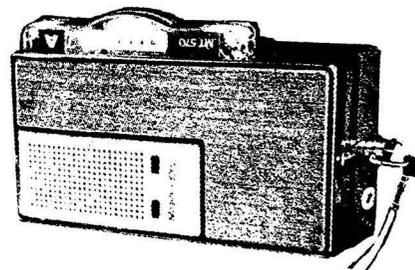
LE MICROPHONE M550 BEYER



NOUVEAU microphone dynamique omnidirectionnel avec une courbe de réponse très étendue. Le micro attendu par de nombreux amateurs d'enregistrement. Son boîtier métallique, robuste et élégant, le destine non seulement aux enregistrements intérieurs, mais également extérieurs. Il peut être utilisé avec tous types de magnétophones. Equipé d'un câble et livré avec un trépied de table repliable.

Courbe de réponse : 70 à 18 000 Hz. Sensibilité à 1 000 Hz : 2 mV/Pa. Impédance : 500 Ω.

LE MEMOCORD K70 ASSMANN



MACHINE à dicter de poche fonctionnant sur piles. Capacité d'enregistrement : 90 minutes. Cassette interchangeable à chargement rapide. Microphone et système de reproduction incorporés. Signaux optiques pour la mise en enregistrement, l'indicateur de bande et la charge des batteries. Réglage séparé pour le volume et la sensibilité. Régularité électronique de la vitesse. Qualité d'enregistrement haute fidélité grâce à une mécanique perfectionnée. Alimentation : 3 piles miniature. Prises pour microphone, capteur téléphonique, écouteur, haut-parleur et télécommande. Faible épaisseur (28 mm). Poids : 340 à 430 g avec batterie. Capot en laiton chromé.

QU'EST-CE QUE LE COURANT ELECTRIQUE ?

L'ELECTRICITE

RENCONTRE

LE MAGNETISME

TOUT ce que nous avons dit sur l'électricité aurait pu être écrit avant 1830. On connaissait, en effet, la pile depuis 1800 et les lois du courant continu avaient été étudiées. On connaissait, d'autre part, le magnétisme, étudié à partir des aimants naturels, ces pierres dites « magnétites » qui attiraient les morceaux de fer. On avait même utilisé ce magnétisme, depuis longtemps pour guider les navires, grâce à la boussole.

Mais, jusqu'à l'année 1830, on avait considéré l'électricité et le magnétisme comme deux domaines parfaitement séparés, sans aucun rapport entre eux.

Il a fallu qu'un physicien danois, Christian Oersted, à l'âge de cinquante-trois ans, fasse en 1830 la célèbre expérience qui porte son nom pour que l'on commence à prendre conscience de l'interpénétration de l'électricité et du magnétisme. C'est d'ailleurs cette même année que la quasi-totalité des lois de l'électromagnétisme fut mise sous forme claire grâce au génie d'André-Marie Ampère.

L'EXPERIENCE D'OERSTED

Il est très facile de refaire cette expérience, et nous le conseillons beaucoup aux lecteurs, pour qu'ils se rendent bien compte que les bases de l'électromagnétisme correspondent à des lois simples, faciles à vérifier expérimentalement.

Prenez donc une simple boussole, par exemple celle qui figure sur certains porte-clefs et placez-la sur une table, si possible loin de tout aimant : la partie bleue de l'aiguille indique le Nord.

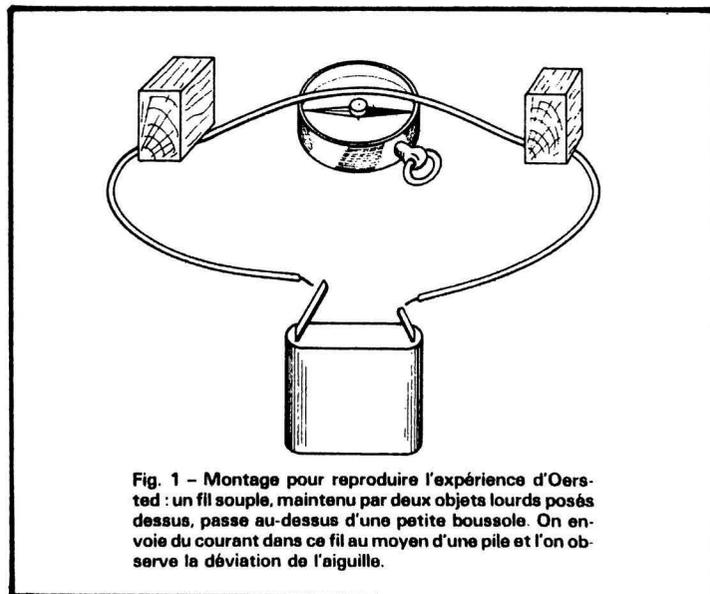
Posez dessus (fig. 1) un fil électrique quelconque, de préférence souple, que l'on immobilise de part et d'autre de la boussole par des objets lourds, le fil étant bien parallèle à la position de repos de l'aiguille aimantée.

Au moyen d'une pile, faites passer du courant dans le fil (en procédant comme sur la figure, on met la pile en court-circuit, ce qui n'est pas très sain, il faut alors limiter à un temps très court le passage du courant).

On constate immédiatement que l'aiguille dévie, se mettant presque en croix avec le fil. On constate aussi que, si le courant passe (au sens conventionnel du mot, depuis le pôle positif de la pile, soit la petite lame, vers le pôle négatif, soit la grande lame ou l'enveloppe dans le cas d'une pile torche de 1,5 V, qui convient parfaitement) en allant depuis le pôle sud vers le pôle nord de l'ai-

guille (la partie bleue), ce pôle nord dévie vers la gauche pour un observateur que l'on suppose couché au-dessus de la boussole, le long du fil, le courant lui entrant par les pieds et sortant par la tête, en supposant le fil au-dessus de la boussole.

On peut refaire l'essai en limitant le courant à une valeur assez faible, par exemple à 0,1 A (avec une résistance de 47Ω pour une pile de 4,5 V, ou de 15Ω pour une pile de 1,5 V, la résistance étant insérée dans le circuit, en série avec le fil). On voit que la déviation finale est d'autant plus petite que le courant passant dans le fil est plus petit. On peut enfin refaire l'essai en plaçant le fil au-dessous de la boussole et non au-dessus : la déviation de l'aiguille se fait en sens inverse. Cette déviation s'inverse aussi quand on inverse le sens du passage du courant dans le fil.



Toujours en limitant l'intensité du courant à une valeur assez faible, par exemple moins de 0,1 A, que la pile peut support longtemps, on peut faire d'autres essais.

Il est d'abord possible de faire passer le fil en dessus de la boussole dans un sens et de le faire revenir en dessous dans le sens opposé. On constate alors que, pour une même intensité, la déviation de l'aiguille est plus forte que si le fil passait simplement en dessus (ou en dessous).

Si l'on bobine le fil autour de la boussole, en faisant un bobinage très plat, ramassé comme en une spire unique (il vaut mieux prendre du fil émaillé de diamètre assez petit, par exemple 0,2 mm ou moins pour cet essai), on augmente encore beaucoup la sensibilité de l'aiguille au courant. Avec un bobinage de 50 spires, par exemple, on obtient une sensibilité 100 fois plus grande qu'avec un fil unique. Il devient alors possible de détecter des intensités de quelques milliampères.

QUE DEDUIRE DE TOUT CELA ?

Tous les essais que nous venons de faire nous montrent que le courant électrique engendre autour de lui un champ magnétique, et que ce champ est renforcé si l'on fait passer le courant dans une bobine.

Ce dernier point nous permet aussi de nous rendre compte des propriétés du fer doux, capable de multiplier le champ magnétique, en « concentrant en lui les lignes de force » du champ. Pour le voir, rien de plus simple.

On commence par confectionner un tube en carton, en roulant

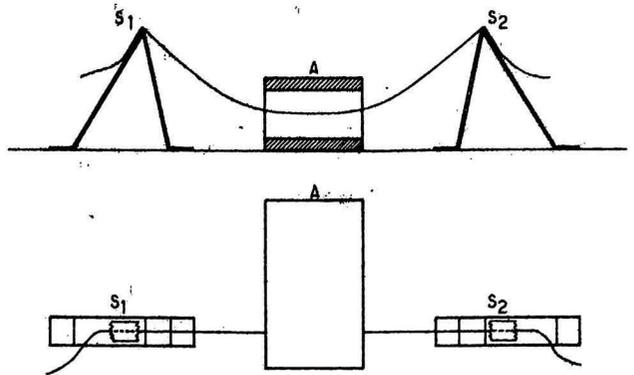
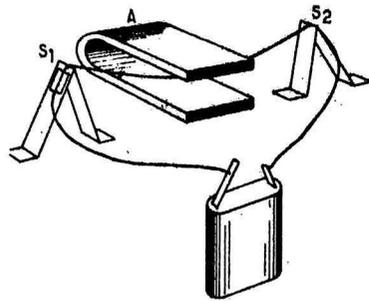
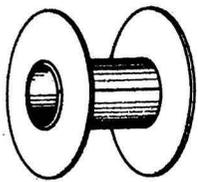


Fig. 2 - Carcasse de bobine formée d'un tube en carton roulé, avec deux joues en carton collées pour réaliser un bobinage permettant de voir le fonctionnement d'un électro-aimant.

Fig. 3 - Montage permettant de mettre en évidence l'action des aimants sur les courants. Le fil souple est maintenu par deux rubans adhésifs sur des supports en carton, S1 et S2; il passe dans l'entrefer d'un aimant.

Fig. 4 - Vue en plan et en élévation des supports et de l'aimant de la figure 3.

une feuille de bristol que l'on colle sur elle-même, d'un diamètre intérieur de l'ordre du centimètre et d'une longueur de 2 ou 3 cm. On munit ce tube, aux deux extrémités, de deux rondelles de carton collées d'un diamètre extérieur de 4 cm (fig. 2). On peut, une fois la colle bien sèche, bobiner sur ce tube du fil émaillé de 20/100 (diamètre 0,2 mm) ou de 30/100. Pour cela, on fait passer le fil par un petit trou voisin du tube de carton, percé dans une des joues, on monte la bobine sur une sorte de mandrin qui permette de la faire tourner au moyen d'une chignolle serrée dans un étau, puis on tourne en essayant de penser à autre chose, parce que c'est assez ennuyeux de faire des bobinages.

On peut facilement faire 2 000 spires de fil de 30/100 (cela fera une résistance totale d'une quarantaine d'ohms) ou 4 500 spires de fil de 20/100, ce qui représente à peu près deux cents ohms. Le bobinage en fil fin nécessite environ 350 m de fil, en 30/100, il faut à peu près 170 m.

Avec une telle bobine, on peut utiliser une pile de 4,5 V directement dans le cas du fil de 30/100 (le plus recommandé) ou deux piles de ce type en série pour le bobinage en 20/100.

On voit que, dès que le courant passe, on peut attirer (assez faiblement) des petits clous au voisinage de la bobine. Mais, si l'on a logé dans la bobine une tige de fer doux de 6 à 8 mm de diamètre, on arrive à produire, lorsque le courant passe dans le fil, un champ magnétique beaucoup plus puissant, attirant à une bonne distance des pièces de fer dès que le circuit est établi avec la pile. Nous

avons constitué un électro-aimant, dont l'emploi est si généralisé, des relais aux commandes d'ouverture de porte, en passant par les sonnettes, les électro-aimants de levage dans les aciéries et les écouteurs téléphoniques.

Nous verrons plus loin beaucoup d'autres emplois des bobines, c'est la raison pour laquelle nous conseillons aux lecteurs de ne pas débobiner celle qu'ils viennent de réaliser : elle leur servira pour de nombreux autres essais ultérieurs.

QUI DIT ACTION DIT REACTION

Les premiers expérimentateurs de l'électro-magnétisme ont tout de suite pensé que, si un fil immobilisé agit sur une aiguille aimantée en tendant à la faire tourner, cela doit être réciproque : une aiguille aimantée fixe doit agir sur un fil mobile où du courant peut passer, en tendant à le faire se déplacer.

L'expérience est facile à faire, mais, pour bien mettre cette action en évidence, nous n'utiliserons pas le champ magnétique, insignifiant, produit par une simple aiguille aimantée : nous ferons appel à celui d'un bon aimant, bien plus énergétique.

Pour que l'expérience soit bien nette, il est recommandé de procéder comme suit :

On place sur une planche un aimant A, une branche au contact de la table, l'autre branche au-dessus de la première (fig. 3). Sur cette même planche, on dispose deux supports S₁ et S₂, en bandes de carton, pliées en forme de V la

pointe en haut, ayant chacune deux petites pattes repliées, collées sur la planche ou fixées sur elle par des agrafes.

Un fil relativement souple F est fixé le long des pentes extérieures des supports par du ruban adhésif, le tout étant disposé de telle sorte que le fil ait un peu de mou dans la zone entre les supports et qu'il passe bien entre les deux branches de l'aimant, à mi-hauteur, vers le bout des branches, là où le champ est le plus fort. La figure 4 montre mieux la disposition des supports du fil et de l'aimant, dans une vue de face et de dessus.

On fait alors passer du courant dans le fil au moyen d'une pile, de préférence en limitant l'intensité à moins de 0,2 A par une résistance en série avec le fil (7 Ω pour une pile torche de 1,5 V, 22 Ω pour une pile plate de 4,5 V).

On constate immédiatement que le fil est poussé dans une direction, exemple vers le point de l'aimant où les branches se rejoignent, ou dans l'autre suivant le sens du courant. La force qui agit sur le fil est, on le voit, perpendiculaire au fil et au champ magnétique (ici, ce dernier est vertical, allant d'une branche de l'aimant droit vers l'autre).

Nous venons de mettre en évidence l'action des aimants sur les courants, phénomène fondamental dont les applications sont si importantes que nous n'arriverions pas à en dresser ici une liste même partielle sans consommer un nombre de pages déraisonnables du haut-parleur (citons, juste pour mémoire... les hauts-parleurs, précisément, avec les moteurs électriques, les galvanomètres, etc.).

Une étude plus approfondie du phénomène montre que l'action est toujours perpendiculaire au champ et au courant, qu'elle est maximale quand le champ magnétique est perpendiculaire lui-même au courant, qu'elle est nulle là où le fil est parallèle au champ.

DU FIL BOBINE SUR UN CADRE

Notre but n'est pas de faire une étude générale des applications des forces exercées par les aimants sur les courants. Nous nous bornerons à ce qui nous semble le plus important pour un électronicien : le galvanomètre à cadre mobile.

Pour bien voir comment il fonctionne, le mieux est de faire une série d'expériences simples que nous allons décrire ci-après.

On commence par reprendre le dispositif des expériences des figures 3 et 4. On place le fil souple en une sorte de U comme l'indique la figure 5, un des côtés du U ayant un peu plus de mou que l'autre, pour que les deux brins de fil soient au-dessus l'un de l'autre mais non confondus.

Si l'on envoie du courant dans le fil, on voit un des brins dévier dans un sens et l'autre brin dans le sens opposé. Ceci est tout à fait en accord avec les essais précédents : le courant « va » dans un fil et « revient » par l'autre, donc les sens des forces sont opposés.

On prend alors un petit cadre en bois, par exemple de 32 x 53 mm en 1 cm de largeur (ces dimensions sont celles du tour en bois des tiroirs de boîtes d'allumettes, une fois que l'on a enlevé

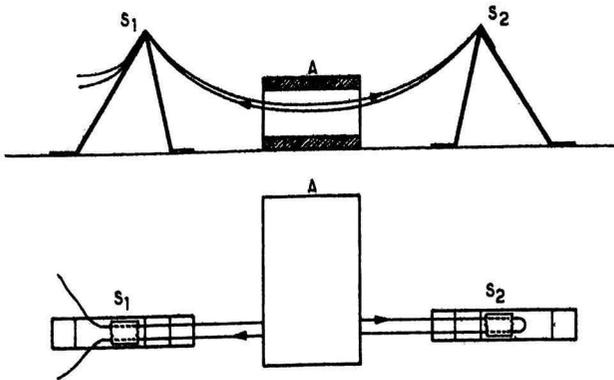


Fig. 5 - Maintenant, on fait passer deux fils dans l'aimant, un brin où le courant « va » et un autre par lequel il « revient ».

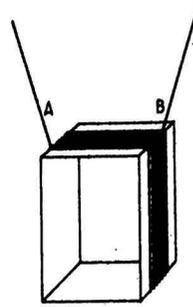


Fig. 6 - Sur un cadre en carton ou bois (pourtour du tiroir d'une boîte d'allumettes), on bobine plusieurs tours de fils pour constituer le cadre mobile d'un galvanomètre rudimentaire.

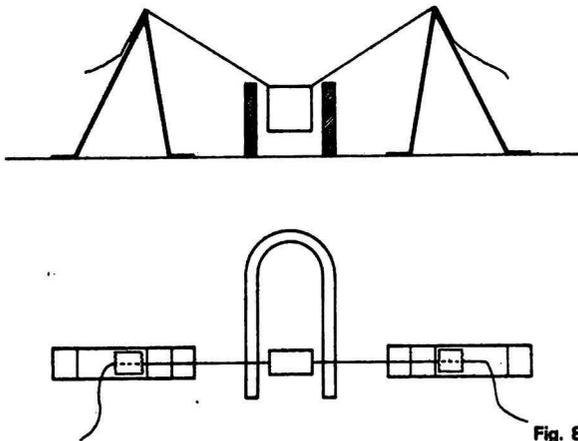


Fig. 7 - Le cadre est suspendu par ses fils, fixés à deux supports en carton, dans l'entrefer d'un aimant.

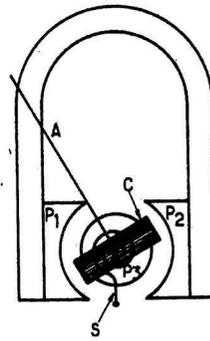


Fig. 8 - Structure d'un galvanomètre à cadre mobile classique : l'aimant envoie son champ magnétique par les pièces polaires P1 et P2, le champ se referme par la pièce cylindrique P3 et le cadre, ramené à sa position par le ressort spiral S, passe dans l'entrefer. Ce cadre est muni d'une aiguille A.

le fond). A défaut d'un tel cadre tout fait, on peut facilement en réaliser un par collage d'une bande en carton, mais le bois est préférable par sa légèreté et sa solidité.

Sur ce cadre, on enroule du fil émaillé de 15/100. On débute l'enroulement sur l'arête A du cadre (fig. 6) en fixant le fil par une goutte de colle du genre cellulosique (colle Scotch, Limpidol ou analogue). Il faut laisser dépasser un bout de fil avant de commencer le bobinage, ce bout ayant au moins 40 cm.

L'enroulement est fait en 100 ou 200 tours, assez groupés et se termine sur l'arête B, avec arrêt par une goutte de colle. Après enroulement, on laisse dépasser le second bout d'environ 40 cm aussi.

On monte alors le cadre comme l'indique la figure 7, suspendu par ses deux fils à deux supports en carton plié, sur lesquels les fils du cadre sont fixés, du côté exté-

rieur des supports, par du ruban adhésif. Le cadre pend donc dans l'entrefer de l'aimant, et l'écartement des fils d'amener de courant (servant en même temps de fils de suspension) fait qu'il est ramené à sa position stable (celle qui est représentée sur la figure) par un couple qui croît quand on l'écarte de cette position en le faisant tourner sur lui-même.

On peut alors constater que, en envoyant dans le cadre, par les fils (dénudés aux extrémités, bien entendu), un petit courant, le cadre se met à tourner d'un certain angle par rapport à sa position initiale. Nous avons réalisé un galvanomètre à cadre mobile. Ce mouvement de rotation est logique : sur tous les fils du cadre où le courant « monte » (de bas en haut), la force due à l'aimant est, par exemple, dirigée vers l'avant, alors que sur tous les fils où le courant « descend », la force résultant de l'action du champ est dirigée vers l'arrière. Le cadre est

bien soumis à un couple (« envie de tourner ») qui le fait tourner jusqu'à ce que le couple de rappel dû aux fils équilibre le couple d'origine électro-magnétique.

Le « vrai » galvanomètre à cadre mobile diffère un peu de ce que nous venons de réaliser. D'abord, le cadre est mobile autour d'un axe (ce qui l'empêche de se balancer bêtement d'arrière en avant). Ensuite, pour le ramener à sa position d'équilibre, on n'utilise pas l'action de la pesanteur sur deux fils divergents, mais un ressort spiral (ou deux spiraux, comme on le verra).

Enfin, et c'est là un point très important, on renforce énormément le champ magnétique au voisinage du cadre par des « pièces polaires », qui canalisent ce champ et en augmentent beaucoup la force et la régularité.

Un galvanomètre de réalisation courante se présente donc comme l'indique la figure 8. L'aimant est muni de deux pièces polaires

P_1 et P_2 , évidées pour laisser tourner le cadre C. En plus de ces pièces, il y a un noyau, la pièce P_3 , autour de laquelle tourne le cadre. Avec cette disposition des trois pièces polaires, le champ magnétique est très intense, et, dans l'entrefer, il est presque partout perpendiculaire à la direction de l'entrefer, ce qui est très avantageux pour la force électro-magnétique sur les fils du cadre.

Le cadre lui-même, mobile autour d'un axe, est ramené à sa position de repos par un spiral S ; il porte une aiguille A qui permet de voir la rotation.

En réalité, dans la plupart des galvanomètres, le cadre est ramené à sa position de repos par deux spiraux, chacun servant de connexion depuis la partie fixe vers les fils du cadre. Le courant arrive dans le cadre par un des spiraux et en repart par l'autre. Enfin, en plus de ce que nous avons représenté, il y a, sur le cadre, des masselottes d'équilibrage pour faire en sorte que le centre de gravité de l'ensemble cadre-aiguilles-masselottes soit exactement sur l'axe du cadre : ainsi, la position de ce cadre par rapport à la partie fixe n'est pas influencée par la position de l'ensemble par rapport à la verticale.

Il y a beaucoup de variations possibles dans la structure du galvanomètre ; on rencontre souvent, par exemple, des aimants bien plus petits que celui qui est représenté sur la figure 8. On loge même souvent l'aimant à la place de la pièce centrale P_3 , il a un pôle nord à droite, par exemple, un pôle sud à gauche, et les pièces P_1 et P_2 sont remplacées par un cylindre creux de fer doux, dans lequel les lignes de force de l'aimant central se referment.

Signalons aussi les modèles « 270° » dans lesquels la rotation du cadre n'est pas limitée à 90° ou à 100° (cette limitation provient de la forme des pièces polaires P_1 et P_2). Le cadre tourne alors autour d'un axe qui n'est pas son axe de symétrie, mais qui passe par un des grands côtés du cadre. Cet axe est situé au centre d'une pièce polaire en forme de cylindre avec un trou axial, reliée à un pôle de l'aimant, alors que l'autre pôle est relié à une autre pièce polaire qui enveloppe presque complètement le cylindre en question (fig. 9). Il faut toutefois noter que certains modèles « 270° » sont réalisés avec un cadre classique et une multiplication mécanique du mouvement de l'aiguille.

QUELLE EST LA SENSIBILITE OBTENUE ?

Dans un galvanomètre à cadre mobile, du type de la figure 8, on obtient la déviation totale (un peu inférieure à la rotation maximale que permet le mécanisme) pour une intensité donnée, appelée intensité nominale.

Si cette intensité est inférieure à 1 A et supérieure à 1 mA, on nomme le galvanomètre un « milliampèremètre ». Si elle est inférieure 1 mA, on dit qu'il s'agit d'un microampèremètre.

En général, pour un cadre normal, il est rare qu'il faille plus de 50 mA pour faire dévier le cadre à fond (cela correspond à peu de tours d'un fil assez gros et à des spiraux assez « raides »). D'autre part, il est difficile de faire en sorte que le cadre devie à fond pour moins de 5 μ A (il s'agit d'un cadre bobiné en fil très fin — près de 4/100 — et de spiraux à couple de rappel très faible). On arrive cependant à des galvanomètres utilisables et d'une robustesse correcte avec une sensibilité nominale de 1 μ A. Le plus souvent, un galvanomètre à cadre a une intensité nominale comprise entre 50 μ A et 10 mA.

Nous citerons toutefois ici les modèles spéciaux de laboratoire. Ils utilisent un cadre ramené à sa position non par un spiral mais par un long fil de torsion. A la place de l'aiguille, ils utilisent un rayon réfléchi par un petit miroir solidaire du cadre (on y gagne, car, pour une rotation d'un certain angle du cadre, le rayon réfléchi tourne d'un angle double). Avec des aimants très forts, on arrive ainsi à des appareils qui permet-

tent de déceler le nanoampère (un millième de microampère). Mais, en général, tels appareils ne sont guère transportables ; ils exigent un temps de lecture très long et ne peuvent s'employer que dans des conditions assez difficiles à réaliser.

Pour les modèles classiques à aiguille, on prévoit généralement la force de l'aimant et le nombre de tours du cadre de telle sorte que la déviation totale soit obtenue, au départ, pour une intensité un peu inférieure à l'intensité nominale. On réduit alors la sensibilité du galvanomètre au moyen d'un « shunt magnétique », pièce en fer doux, que l'on peut ajuster, et qui fait passer une partie du champ magnétique de l'aimant directement de P₁ à P₂, sans passer par les entrefers. On arrive ainsi à obtenir une déviation donnée pour une intensité choisie à l'avance.

Suivant la « classe » de l'appareil (c'est-à-dire suivant le degré de précision garanti), on procède à la graduation du cadran d'après un modèle fait à l'avance (en espérant que tous les appareils de la même série ont la même loi de rotation du cadre en fonction de l'intensité), ou l'on repère sur le cadran les points correspondants aux différentes intensités qui sont, par exemple de 0,1, 0,2, 0,3... 0,8 et 0,9 fois l'intensité nominale : on fait alors une graduation « sur mesures », ce qui est plus précis.

COMMENT REDUIRE LA SENSIBILITE D'UN GALVANOMETRE

Une fois en possession d'un galvanomètre donné, on ne peut augmenter sa sensibilité (c'est-à-

dire réduire l'intensité nominale), à moins de faire appel à un système électronique amplificateur de courant.

En revanche, il est très facile de réduire sa sensibilité, et cela peut être indispensable, si l'on doit mesurer une intensité supérieure à l'intensité nominale.

Prenons tout de suite un exemple numérique. Soit un galvanomètre dont la sensibilité nominale est de 100 μ A, à l'aide duquel nous voulons mesurer une intensité de 700 μ A environ. Nous avons donc besoin de réduire la sensibilité dans un rapport 10, par exemple.

Nous chercherons donc à faire passer 10 % du courant à mesurer dans le cadre du galvanomètre et 90 % de ce courant par une autre voie.

Nous y arriverons très bien grâce aux ressources de la loi d'Ohm. Supposons que notre galvanomètre ait un cadre dont la résistance soit de 810 Ω , nous mettrons tout simplement (fig. 10) un résistor R de résistance 9 fois plus faible que celle du cadre (soit 90 Ω) en parallèle avec ce dernier. Comme il y aura la même tension aux bornes du résistor R et du cadre, il passera dans le résistor une intensité 9 fois plus grande que dans le cadre. L'intensité dans le cadre sera de i , celle qui passe dans R sera 9 i , soit, en tout, pour le fil d'amener du courant :

$$I = i + 9i = 10i$$

Donc, grâce à la présence de R, il passera 10 % du courant à mesurer dans le cadre du galvanomètre et 90 % de ce courant dans R. Ce résistor R constitue une dérivation pour 90 % du courant total. Comme « dérivation » en anglais se dit « shunt », nous appellerons « shunt » ce résistor

qui, mis en parallèle avec le galvanomètre, réduit sa sensibilité dans un rapport donné.

L'ensemble du galvanomètre et du shunt de 90 Ω constitue l'équivalent d'un appareil de mesure ayant une intensité nominale de 1 mA (dix fois celle du galvanomètre proprement dit).

On voit donc qu'un « shunt au dixième » (réduisant au dixième la sensibilité de l'ensemble) est neuf fois moins résistant que le cadre. De même, un shunt au centième aurait une résistance 99 fois plus faible que celle du cadre (ici, on prendrait donc un shunt de 8,18 Ω et le tout donnerait un appareil déviant à fond pour 100 x 100 μ A, soit 10 mA). D'une façon générale, un shunt au n^{ème} (réduisant la sensibilité dans le rapport n) a une résistance (n - 1) fois plus petite que celle du cadre.

Donc, la qualité essentielle d'un galvanomètre à cadre doit être une bonne sensibilité (une intensité nominale aussi faible que possible, dans la mesure où cela est compatible avec des impératifs de prix, de solidité et de stabilité dans le temps). On pourra toujours, avec l'aide des shunts, ramener la sensibilité à une valeur voulue.

Une autre qualité d'un tel appareil sera aussi d'avoir une résistance de cadre aussi réduite que possible. Comme on doit faire passer dans le cadre le courant à mesurer (ou une fraction connue de ce courant dans le cas de l'emploi d'un shunt), il faut que l'appareil « gêne » le moins possible ce passage, donc qu'il ait une résistance aussi faible que possible.

On pourra tolérer une résistance de cadre plus importante, toutes choses égales par ailleurs, si le cadre a une intensité nominale très réduite. Une résistance de ca-

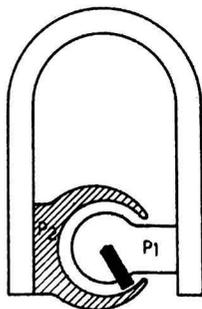


Fig. 9 - Structure du galvanomètre dit « 270° », dans lequel le cadre pivote autour d'un de ses côtés, situé au centre, la pièce polaire centrale P1, l'autre pièce polaire, P2, enveloppant presque complètement la première.

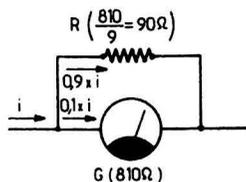


Fig. 10 - Si l'on met en parallèle avec un galvanomètre G un résistor R dont la résistance soit neuf fois plus petite que celle de G, il passera neuf fois plus de courant dans R que dans G, soit 10 % du courant total dans G et 90 % dans R, que l'on appelle un « shunt » et qui permet de multiplier l'intensité nominale de l'ensemble par dix.

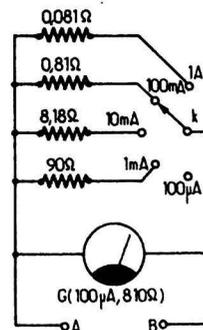


Fig. 11 - Avec un jeu de shunts différents, commutés par un contacteur K, on réalise un galvanomètre à plusieurs sensibilités (sur la première échelle, soit 100 μ A, le galvanomètre n'est pas shunté).

dre de 810Ω pour un microampèremètre de $100 \mu A$ d'intensité nominale est relativement peu gênante, mais, si le cadre avait une intensité nominale de 10 mA , il serait souhaitable que sa résistance ne dépasse guère huit ou dix ohms.

On chiffre souvent la qualité d'un tel appareil en donnant la tension que l'on trouve aux bornes du cadre quand il passe dans ce dernier l'intensité nominale. Dans le cas de notre exemple ($100 \mu A$ 810Ω) on a, aux bornes du cadre pour une intensité de $100 \mu A$, une tension de :

$$810 \times 100 \times 10^{-6} = 0,081 \text{ V} \quad (81 \text{ mV})$$

Suivant les qualités des galvanomètres à cadre, pour des intensités nominales usuelles (de $100 \mu A$ à 5 mA), on trouve une « chute de tension » allant de 30 mV (appareils excellents) à 1 V (appareils de qualité douteuse, à réserver pour des mesures d'intensité sur des circuits alimentés par des tensions relativement importantes, où une tension parasite de 1 V ne gêne pas).

UN CADRE, PLUSIEURS SHUNTS : PLUSIEURS SENSIBILITES

Pour un même galvanomètre, on peut envisager de commuter plusieurs shunts et l'on aura ainsi un appareil assez universel, puisque l'on peut en ajuster la sensibilité en fonction de la valeur de l'intensité à mesurer.

En reprenant toujours notre exemple du galvanomètre de $100 \mu A$ dont la résistance de cadre vaut 810Ω , nous avons vu que, avec un shunt de 90Ω , on en fait un milliampèremètre, déviation totale pour 1 mA .

Avec un shunt de $810/99 = 8,18 \Omega$, on obtient un appareil allant à fond pour 10 mA . Il faut un

shunt de $0,81 \Omega$ pour arriver à l'appareil qui a une déviation totale pour 100 mA . Enfin, si la résistance du shunt vaut $0,081 \Omega$, le tout donne un ampèremètre qui dévie à fond pour 1 A (pour les shunts au millième et au dix-millième, nous n'avons plus pris des résistances 999 ou 9999 fois plus faibles que celle du cadre, la précision de réalisation ne permet pas d'aller aussi loin dans les décimales, nous avons donc pris des shunts ayant une résistance 1000 fois ou 10 000 fois plus petite que celle du cadre).

On pourra munir l'appareil d'un ensemble de shunts, avec un commutateur qui branche l'un d'entre eux en parallèle sur le cadre du galvanomètre, ainsi que l'indique la figure 11. On voit sur cette figure que l'une des positions du commutateur ne correspond à aucun shunt branché en parallèle : l'échelle correspondante est donc de $100 \mu A$.

Signalons toutefois, pour être précis, que l'on fait rarement la commutation comme l'indique la figure 11. Cette solution, bonne pour les shunts de $9,18 \Omega$ ou 90Ω , ne serait pas très indiquée pour le shunt de $0,81 \Omega$ et désastreuse pour le shunt de $0,081 \Omega$: il faudrait que le commutateur soit vraiment une merveille pour que la résistance de contact qu'il introduit en série soit négligeable par rapport à $0,081 \Omega$. Si, par exemple, cette résistance de contact varie entre zéro et $0,01 \Omega$ (ce qui n'est déjà pas si mal), on va fausser l'échelle 1 A dans un rapport de $0,081$ à $0,091$, soit de plus de 10% . Rappelons que la résistance de contact d'un commutateur varie d'une manœuvre à l'autre de façon totalement erratique et imprévisible. On réalise donc la commutation des shunts suivant un schéma plus compliqué, conduisant à des valeurs de résistances nettement plus difficile à calculer, mais éliminant l'influen-

ce de la résistance de contact sur la sensibilité de l'ensemble.

MESURONS LES TENSIONS

Le galvanomètre à cadre nous permet donc de mesurer des intensités, avec une gamme considérable de valeurs pour un seul appareil, grâce aux shunts. Mais il y a une autre grandeur qu'il est essentiel de mesurer : la différence de potentiel entre deux points (tension).

Une des méthodes les plus courantes pour réaliser cette mesure est la suivante :

On veut connaître la différence de potentiel $u = V_A - V_B$ entre deux points A et B ; on le fera en reliant ces points par un résistor de résistance R et en mesurant, par un galvanomètre G, le courant i qui passe dans R sous l'influence de u. Il suffira de multiplier la valeur de cette intensité i par R pour avoir u, comme nous le dit la loi d'ohm (que ferait-on sans elle ?).

Le tout sera donc monté comme l'indique la figure 12.

Comme nous connaissons R, il est possible de graduer directement le galvanomètre G en volts. En face de la graduation i_0 , on porte la valeur

$$R \times i_0$$

Soit par exemple, un galvanomètre de sensibilité nominale $200 \mu A$ et un résistor R de $400 \text{ k}\Omega$: il y aura, en face de la graduation 200 (correspondant à $200 \mu A$) la graduation

$$200 \times 10^{-6} \times 400 \times 10^3 = 80 \quad (\text{soit } 80 \text{ V})$$

En général, dans un tel appareil, on ne met plus les graduations correspondant aux intensités, on ne trace que celles de tension. Dans le cas de notre exemple, on effacerait sur le cadran les graduations en microampères

pour ne tracer que les graduations en volts, de zéro à quatre-vingt.

C'est ainsi que l'on réalise un voltmètre.

VOLTMETRE A PLUSIEURS SENSIBILITES

Avec un même galvanomètre, si l'on modifie la valeur en ohms du résistor R, on change la sensibilité de l'appareil, ce qui lui permet, en employant plusieurs résistances et un commutateur, d'avoir plusieurs échelles.

Prenons toujours le cas de notre appareil à cadre de $200 \mu A$ d'intensité nominale. Nous pouvons souhaiter qu'il se transforme en un voltmètre qui dévie à fond pour 1 V . Or, pour qu'une tension de 1 V donne un courant de $200 \mu A$, soit $2 \cdot 10^{-4} \text{ A}$, il faut que la résistance du circuit soit

$$1/2 \cdot 10^{-4} = 5 \cdot 10^3 \Omega \quad \text{soit } 5 \text{ k}\Omega$$

Il convient de préciser que la valeur de $5 \text{ 000 } \Omega$ doit correspondre à la résistance totale de l'appareil, soit celle du résistor R en série avec G, **augmentée de celle de G**. Supposons, pour fixer les idées, que la résistance interne du cadre de G soit de 300Ω (ce serait un appareil de 60 mV aux bornes pour la déviation totale, soit un très bon galvanomètre), il faudra mettre en série avec lui un résistor de :

$$5 \text{ 000} - 300 = 4 \text{ 700 } \Omega$$

Si nous voulons une échelle qui corresponde à 5 V pour la déviation totale nous aurons à prévoir une résistance totale de $5/2 \cdot 10^{-4} = 25 \text{ 000 } \Omega$, soit un résistor de $25 \text{ 000} - 300 = 24 \text{ 700 } \Omega$ en série avec le galvanomètre.

Pour une échelle de 10 V , il faut une résistance totale de $10/2 \cdot 10^{-4}$, ce qui donne $50 \text{ 000 } \Omega$, soit un résistor de $49 \text{ 700 } \Omega$ en série avec le cadre.

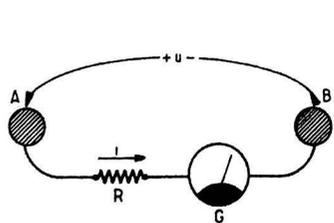


Fig. 12 - Pour mesurer la différence de potentiel u entre deux points A et B, on relie ces points par un résistor R et l'on mesure le courant i qui passe dans R sous l'influence de u : c'est ainsi que l'on constitue un voltmètre.

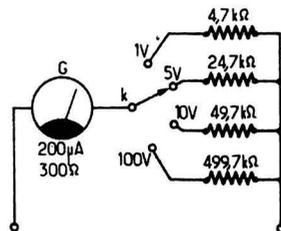


Fig. 13 - Avec plusieurs résistances différentes commutées en série avec G par un contacteur K, on réalise un voltmètre à plusieurs sensibilités. Ici, il s'agit d'un galvanomètre de $200 \mu A$, la résistance totale pour 1 V est $5 \text{ k}\Omega$, pour 5 V elle vaut $25 \text{ k}\Omega$: il s'agit d'un appareil dit de « 5 000 ohms par volt ».

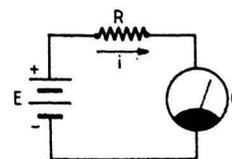


Fig. 14 - Il serait possible de mesurer la résistance de R en mesurant le courant i qui passe dans R sous l'influence de la tension E. Il s'agit d'une méthode peu utilisée (dangereuse pour le galvanomètre).

Si nous souhaitons maintenant que la déviation totale ait lieu pour une tension de 100 V, la résistance totale doit être de $100/2.10^{-4} = 500\ 000\ \Omega$, soit un résisteur de $499\ 700\ \Omega$ (ici, la correction de $300\ \Omega$ est à peine nécessaire, elle ne représente que 0,15 % de la résistance totale).

Un appareil à quatre sensibilités (1 V, 5 V, 10 V et 100 V) sera donc réalisé comme le montre la figure 13.

On voit que la résistance totale de notre voltmètre, pour une échelle correspondant à une déviation à fond pour N volts est de :

$$N/2.10^{-4}$$

Il revient au même de diviser la valeur N par 2.10^{-4} ou de multiplier N par l'inverse de 2.10^{-4} soit $1/2.10^{-4}$, soit 5 000.

COMMENT CHIFFRER LA QUALITÉ D'UN VOLTMÈTRE ?

Nous avons demandé à l'ampèremètre de perturber aussi peu que possible la grandeur qu'il était chargé de mesurer. Comme il est parcouru par le courant dont on veut connaître l'intensité, il faut qu'il ait une résistance interne aussi faible que possible.

Pour le voltmètre, ce sera juste le contraire. Comme il effectue la mesure d'une différence de potentiel en consommant un certain courant, inférieur ou égal à l'intensité nominale du galvanomètre dont il est constitué, on va lui demander de perturber aussi peu que possible cette différence de potentiel. Or, en consommant du courant, il la perturbe car toute source a, comme on l'a vu, une certaine résistance interne.

On va donc tout faire pour que cette consommation soit aussi faible que possible. On choisira donc un galvanomètre très sensible pour réaliser un voltmètre, mais on sera limité dans ce choix par des considérations de possibilités techniques, de prix, de solidité.

On pourrait donc chiffrer la qualité d'un voltmètre en disant « Appareil qui consomme moins de $200\ \mu\text{A}$ » (dans le cas de l'exemple de la figure 13), ou « Appareil qui consomme moins de 1 mA », si telle est l'intensité nominale du galvanomètre qui nous a servi à réaliser le voltmètre.

Plus cette consommation est faible, meilleur est l'appareil.

Seulement, cette façon de définir la qualité du voltmètre n'est pas celle que l'on emploie couramment. On préfère chiffrer la qualité d'un appareil par une grandeur d'autant plus élevée que la qualité est meilleure. On ne prendra donc pas l'intensité maximale consommée, mais l'inverse. Nous avons vu plus haut que l'inverse de 2.10^{-4} (dans le cas d'un galvanomètre de $200\ \mu\text{A}$) est 5 000. C'est précisément la valeur par laquelle il faut multiplier la tension correspondant à la déviation totale pour avoir la résistance totale ; pour une échelle de 10 V, on trouve $10 \times 5\ 000 = 50\ 000\ \Omega$, pour 1 V on trouve $5\ 000\ \Omega$.

C'est pourquoi on dit que l'appareil en question a une résistance de 5 000 « ohms par volt », en sous-entendant bien que le mot « volt » se rapporte bien à la tension pour la déviation totale.

Donc, quand un voltmètre à plusieurs sensibilités, ayant, par exemple, $10\ \text{k}\Omega/\text{V}$, est mis sur une sensibilité de 30 V, sa résistance est de :

$$30 \times 10\ 000 = 300\ 000\ \Omega$$

Insistons bien sur ce point. Si l'on vous posait la question « Un voltmètre de $5\ 000\ \Omega/\text{V}$ indique 7 V, quelle est sa résistance ? » Il faudrait que vous ayez le courage de répondre : « La question est idiote. La valeur lue ne compte pas pour connaître la résistance, puisque celle-ci ne change pas, bien entendu, quand l'aiguille se déplace. Seule la valeur de l'échelle de mesure compte. Si le voltmètre indique 7 V, cela signifie uniquement qu'on l'utilise sur une échelle correspondant à une déviation totale pour plus de 7 V ».

C'est la raison pour laquelle il nous a toujours semblé un peu insuffisant de dire, à propos des valeurs lues aux différents points d'un montage et indiquées sur le schéma de ce dernier : « Tensions relevées avec un appareil de $20\ \text{k}\Omega/\text{V}$ ». En effet, un polymètre perturbe la valeur qu'il est chargé de mesurer, et il est important de savoir à quel point, et de relever les tensions, si possible, dans les mêmes conditions que chez le constructeur quand on dépanne. La connaissance de la résistance en ohms par volt du voltmètre utilisé par le constructeur pour relever les tensions normales ne suffit pas tout à fait pour être sûr que l'on opérera dans les mêmes conditions que le constructeur.

On peut parfaitement, par exemple, utiliser aussi un voltmètre de $20\ \text{k}\Omega/\text{V}$ mais disposer, sur cet appareil d'une échelle de 10 V, de 30 V et 100 V, alors que l'appareil du constructeur ne comportait qu'une échelle 10 V et une échelle 100 V. Si l'on veut lire une tension voisine de 20 V, on utilisera, avec le voltmètre du constructeur, l'échelle 100 V (soit une résistance de $2\ \text{M}\Omega$ pour l'appareil), alors que celui qui dispose d'un voltmètre ayant une échelle 30 V utilisera cette dernière pour mesurer 20 V, et il aura alors un appareil dont la résistance est de $30 \times 20 = 600\ \text{k}\Omega$, qui peut perturber notablement plus la tension à mesurer que le voltmètre du constructeur ne l'avait fait.

LES VALEURS USUELLES

Les galvanomètres se sont beaucoup perfectionnés ces dernières années, surtout à partir des années 1950. Alors que, avant, un appareil de $1\ 000$ ou $2\ 000\ \Omega/\text{V}$ était courant (comportant un galvanomètre de 1 mA ou $500\ \mu\text{A}$), on a vite vu apparaître des modèles de 5 000, 10 000 et même $20\ 000\ \Omega/\text{V}$ (galvanomètres de 200, 100 puis $50\ \mu\text{A}$).

Les types de résistance plus grande sont restés relativement rares. Il y a des voltmètres de $40\ 000\ \Omega/\text{V}$ (galvanomètre de $25\ \mu\text{A}$) et quelques-uns de $100\ \text{k}\Omega/\text{V}$ (galvanomètre de $10\ \mu\text{A}$). Mais ils sont souvent assez chers et un peu fragiles. Signalons toutefois que l'on trouve des types de $1\ \text{M}\Omega/\text{V}$ (soit un galvanomètre de $1\ \mu\text{A}$). Mais, généralement, au-dessus de $40\ \text{k}\Omega/\text{V}$, il est avantageux de recourir à l'emploi d'un amplificateur électronique pour commander le cadre, on arrive à des appareils de très grande résistance interne qui utilisent cependant des galvanomètres de bonne robustesse.

Nous avons vu plus haut que, par un jeu de shunts, un galvanomètre peut devenir un ampèremètre à plusieurs sensibilités. Comme ce même galvanomètre, avec un autre jeu de résistances que l'on peut placer en série avec lui, peut se transformer en un voltmètre à plusieurs sensibilités, il est normal de rencontrer des appareils utilisant le même galvanomètre comme ampèremètre sur certaines positions d'un contacteur et comme voltmètre sur d'autres positions de ce même contacteur. On en imagine facilement le schéma.

Un tel appareil s'appelle alors

un « contrôleur universel » ou un « polymètre », et il rend de grands services.

LA MESURE DES RÉSISTANCES

Nous avons vu dans un autre article que l'utilisation du pont de Wheatstone permettait de mesurer des résistances.

Il y a un moyen moins précis mais très simple en utilisant un galvanomètre, une pile et des résistances de valeurs connues.

On pourrait penser à la méthode de la figure 14 : une pile de tension E connue est branchée aux bornes du résisteur R à mesurer, le galvanomètre G permet de mesurer l'intensité du courant I qui passe dans R, on calcule $R = E/I$.

Cela se fait, mais n'est pas recommandé. Si la valeur de R est tout à fait inconnue, il peut se faire que cette valeur soit très faible et que l'on branche ainsi une pile presque directement sur un ampèremètre, ce qui peut être très malsain pour l'ampèremètre, le courant débité par la pile pouvant être élevé.

On préfère mettre systématiquement en série avec la pile un résisteur r qui limite le courant maximal pouvant passer dans le tout si l'on court-circuite, par exemple, le résisteur R à mesurer.

On arrive alors au schéma de la figure 15. On y voit le résisteur interne r, et un résisteur ajustable T, servant, comme on le verra, pour le « tarage », pour ajuster la sensibilité de G à la valeur voulue.

Si nous commençons par court-circuiter les bornes A et B par un gros fil de cuivre de résistance négligeable (fig. 15 a), le courant qui passe dans r (et que G mesure, compte tenu du shunt T) est alors de

$$i = \frac{E}{r}$$

(nous négligeons la résistance du galvanomètre).

Branchons maintenant (fig. 15 b) le résisteur R entre les bornes A et B et supposons que la tension E de la pile n'ait pas changé. Le nouveau courant, i' , inférieur à i, vaut alors :

$$i' = \frac{E}{R + r}$$

Nous pourrions nous dispenser de connaître E si nous formons le rapport de i' et de i :

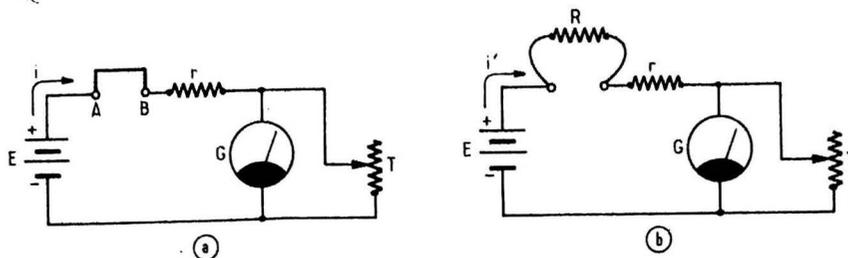


Fig. 15 - On préfère mesurer le courant qui passe dans le résisteur R à mesurer en plaçant systématiquement en série avec lui un résisteur r connu. Dans un premier temps (a), on court-circuite les bornes A et B et l'on ajuste le shunt de « tarage » T pour que le gal. anémètre dévie jusqu'à une graduation connue; dans un second temps, sans retoucher le réglage de T, on met R entre A et B et on note la nouvelle position de l'aiguille, fonction seulement du rapport i'/i .

$$\frac{i'}{i} = \frac{r}{r+R} = \frac{1}{1+R/r}$$

Donc, le rapport i'/i ne dépend que du rapport de R et r, partant de 1 ($i' = i$) pour $R/r = 0$ (soit $R = 0$), passant par 0,5 pour $R/r = 1$ ($R = r$) et tendant vers zéro quand R/r tend vers l'infini.

Il est donc important de pouvoir mesurer i'/i . Pour cela, on fait en sorte que, lors du premier branchement (fig. 15 a), le galvanomètre dévie exactement à fond, ceci étant obtenu par ajustage de T. Donc, comme on n'a pas retouché à la valeur de T lors du second essai, la sensibilité de l'ensemble G - T n'a pas changé, et la déviation de l'aiguille lors du second essai est donc uniquement fonction de i'/i , puisque l'ensemble G - T, en raison de l'ajustage de T lors du premier essai, a une intensité nominale de i exactement, valeur que nous ne cher-

chons pas à connaître, mais qui sert de base pour la mesure de i' .

Donc, lors du second essai, l'aiguille va s'arrêter à un emplacement qui n'est fonction ni de i ni de i' mais uniquement de leur rapport i'/i . On peut donc mettre sous l'aiguille une graduation. On pourrait faire cette graduation en i'/i , mais il est plus commode de la faire en R/r .

Comme on connaît r, ayant lu R/r sous l'aiguille lors du second essai, on en déduit la valeur de R.

La méthode du tarage permet de faire les mesures avec une pile qui peut changer de tension au cours du temps. Evidemment, elle ne tient pas compte de la variation de résistance interne de la pile, mais on peut procéder en remplaçant la pile dès que l'on ne peut plus tarer sur l'échelle de résistance minimale: on évite alors un vieillissement tel que la résistance interne cesse d'être négligeable par rapport à r.

On rencontre aussi des ohmmètres (tel est le nom de cet instrument) qui comportent une pile au mercure, dont la tension reste invariable et la résistance interne faible jusqu'à la fin de vie de la pile (la tension s'effondre alors brusquement et la résistance interne remonte très vite). Dans ce cas, il n'est plus nécessaire de procéder au tarage, on se contente de vérifier que, en court-circuitant les deux fils, l'aiguille arrive bien sur la déviation la plus grande, en face de laquelle il y a le chiffre « zéro » sur l'échelle « résistances ».

Ce type d'ohmmètre accompagne souvent le voltmètre-ampèremètre dans les contrôleurs universels (qui sont aussi prévus pour les mesures en alternatif, mais nous verrons cela plus tard).

Une petite « colle » classique est la suivante: si l'on possède un tel ohmmètre, comment connaître la valeur du résisteur interne r

pour une échelle donnée? C'est bien facile: si l'on met à l'extérieur, le tarage fait, un résisteur dont la résistance soit égale à r, le courant i' est moitié du courant i correspondant au tarage. Donc, en face de la position de l'aiguille correspondant à la moitié de la déviation totale (cette dernière correspond au zéro de l'échelle « résistance »), on lit directement la valeur du résisteur interne r.

CONCLUSIONS

Comme on le voit, les trois quart de cet article ont été consacrés aux appareils de mesure à cadre mobile. Ce ne sont pas, tant s'en faut, les seules applications de l'électro-magnétisme, mais ce sont celles qui nous semblent les plus importantes pour quelqu'un qui débute dans la connaissance de l'électricité (ou qui rafraîchit ses notions), ce qui explique que nous leur ayons consacré tant de place.

Il nous reste maintenant à voir comment on peut mettre en évidence une propriété qui est peu « réciproque » des effets des électro-aimants, autrement dit comment, à partir d'un champ magnétique et d'une bobine, nous pouvons produire un courant. Cela nous amènera à parler de l'induction, mais... demain est encore un jour.

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

tradelec

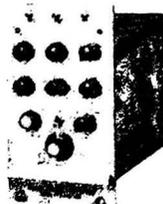
SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO PROFESSIONNEL

présente...

AUDIO & DESIGN

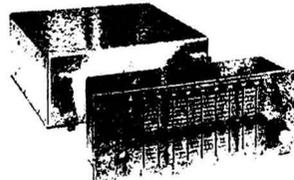
Astronic LTD

STELLAVOX



COMPRESSEURS
LIMITEURS
PHASING
ÉGALISEURS
EXPANSEURS

Version:
Mono-Stéréo.



CORRECTEUR DE FRÉQUENCE A 1671 MK II
± 14 dB sur 9 bandes centrées de 50 à 10 250 Hz.



AMI

Console de mélange
mono-stéréo

Sp 7

mono, bi et tri - piste - 4 vitesses
3,3 kg. 21 x 27 x 8 cm

TRADELEC : 9, av. de la Porte-de-la-Plaine - 75015 Paris - Tél. 531.51.37

Le récepteur toutes bandes NORDMENDE



GALAXY MESA 9000 ST

AVEC ses 17 gammes d'ondes, le récepteur portatif Nordmende Galaxy 9000 ST se place au sommet de ce qui peut se réaliser en ce domaine. Il ne s'agit évidemment pas d'un appareil pour radio-amateurs mais ses possibilités de réception le feront apprécier des amateurs d'écoutes lointaines. Ceux qui leur préfèrent une écoute de haute qualité seront eux aussi gâtés, le tuner à modulation de fréquence qui l'équipe est pourvu, comme beaucoup d'appareils HiFi européens, d'un clavier de présélection pour six émetteurs. Puissance de sortie confortable, possibilité d'écoute stéréophonique en M.F., entrées pour lecture de disque et de bandes, correcteur de timbre à deux potentiomètres sont d'autres centres d'intérêts, plus utiles aux mélomanes.

CARACTÉRISTIQUES

Alimentation : 6 piles de 1,5 V, secteur 110/220 V, externe 10-

16 V ou sur accu, chargeur incorporé.

Consommation : 19 W sur le secteur à la puissance maximale de sortie, 185 mA pour une puissance de sortie de 2 x 50 mA. Semi-conducteurs : 40 transistors dont 3 à effet de champ, 26 diodes, 1 redresseur et 2 circuits intégrés.

Gammes d'ondes : MF : 87,5 à 108 MHz ; GO : 145 à 420 kHz ; PO : 515 à 1 650 kHz ; OC 1 : 1,58 à 4,75 kHz ; OC 2 : 4,5 à 12,5 MHz ; OC 3 : 12 à 19 MHz ; tuner OC : bandes des 10, 11, 15, 16, 20, 25, 31, 40, 49 et 80 m.

Antennes : deux ferrites pour GO/PO et OC 1 et 2, une antenne télescopique pour ondes courtes, une orientable pour la modulation de fréquence.

Prises de raccordement : deux sorties pour enceintes, prise DIN pour tourne-disques ou magnétophone, prise spéciale pour alimentation externe, prises DIN pour antenne MA et MF.

Haut-parleur : 13 x 18 cm, 3,5/4,5 ohms.

Puissance de sortie : sur piles :

3 W en mono, 2 x 2,2 W en stéréo, sur secteur : 4 W en mono, 2 x 3 W en stéréo.

Dimensions : largeur 49 cm, hauteur 27 cm, profondeur 12 cm.

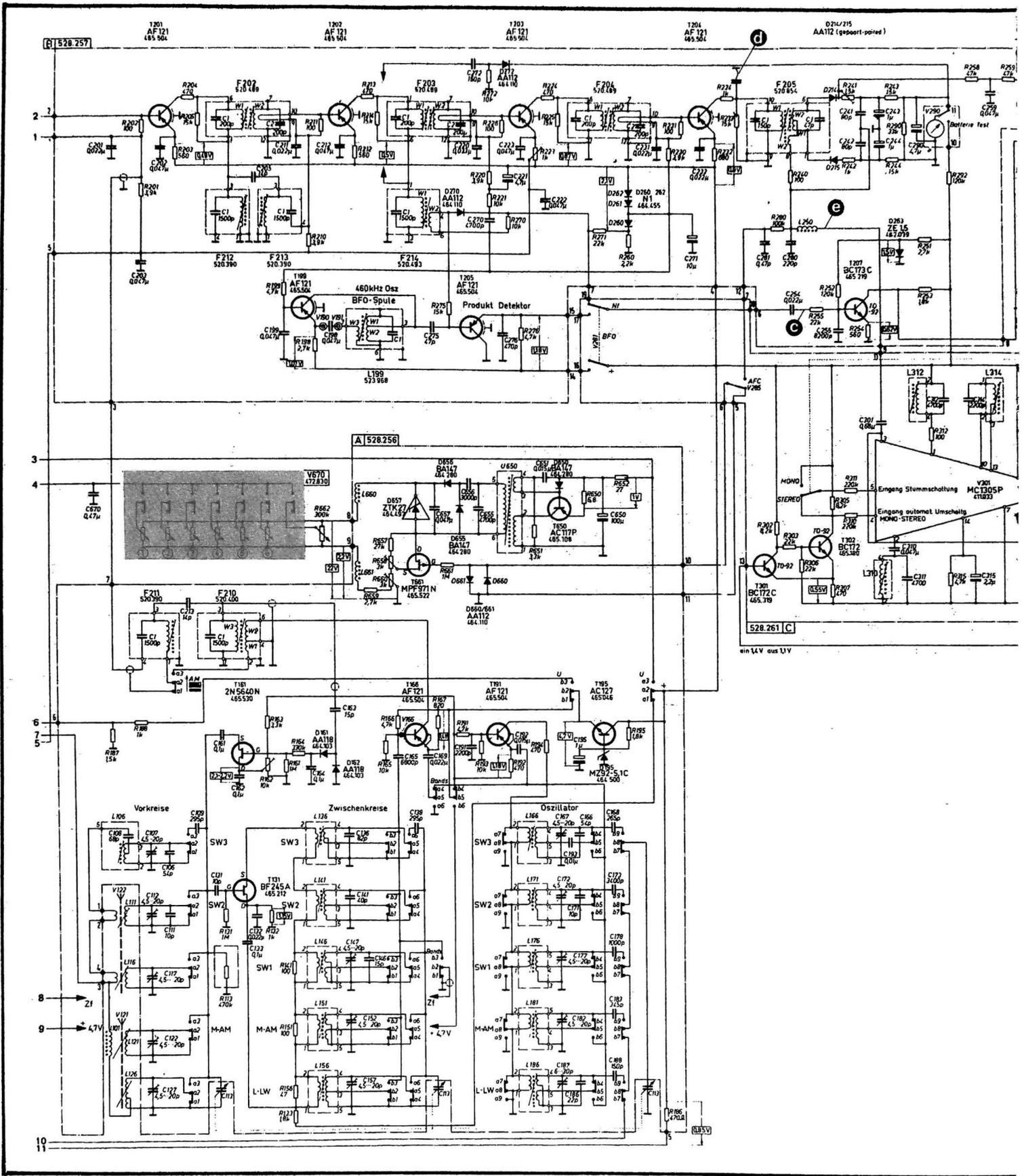
Particularités : 3 boutons d'accord séparés, bandes étalées en ondes courtes, étages HF accordés sur les ondes courtes, accord fin sur les 11 bandes étalées, alimentation secteur incorporée, largeur de bande réglable en MA, commande automatique de fréquence en MF, stations pré-réglées, décodeur multiplex incorporé, oscillateur de battement en MA, indicateur de champ et d'usure de piles, commandes linéaires.

PRÉSENTATION

Tous les récepteurs portatifs, pour de multiples raisons ont leur coffret moulé dans une matière synthétique, le Galaxy Mesa 9000 ST reste dans la tradition.

Les faces latérales ainsi que la grille de protection du haut-parleur sont de « couleur » bois tandis que le reste est noir, l'état de surface imitant le cuir. Une poignée parcourant la partie supérieure du récepteur permet une manipulation confortable. Un premier tableau de bord est constitué par les touches de sélection de gamme, situé au-dessous de cette poignée tandis que les autres touches et le cadran se partagent la partie droite de la façade du récepteur, la gauche étant réservée au haut-parleur. Face au cadran, trois gros boutons chromés, l'un à manivelle, le second double et le troisième simple agissent sur les condensateurs et le potentiomètre d'accord. En bas à droite, le préomat traditionnel, c'est le clavier de sélection des stations MF. Au-dessus de chaque bouton, une échelle graduée en fréquence permet un repérage matérialisé par un index rouge, bien visible.

Les quatre potentiomètres de timbre, de volume et d'équilibrage stéréo et quatre inverseurs : commande automatique de fré-

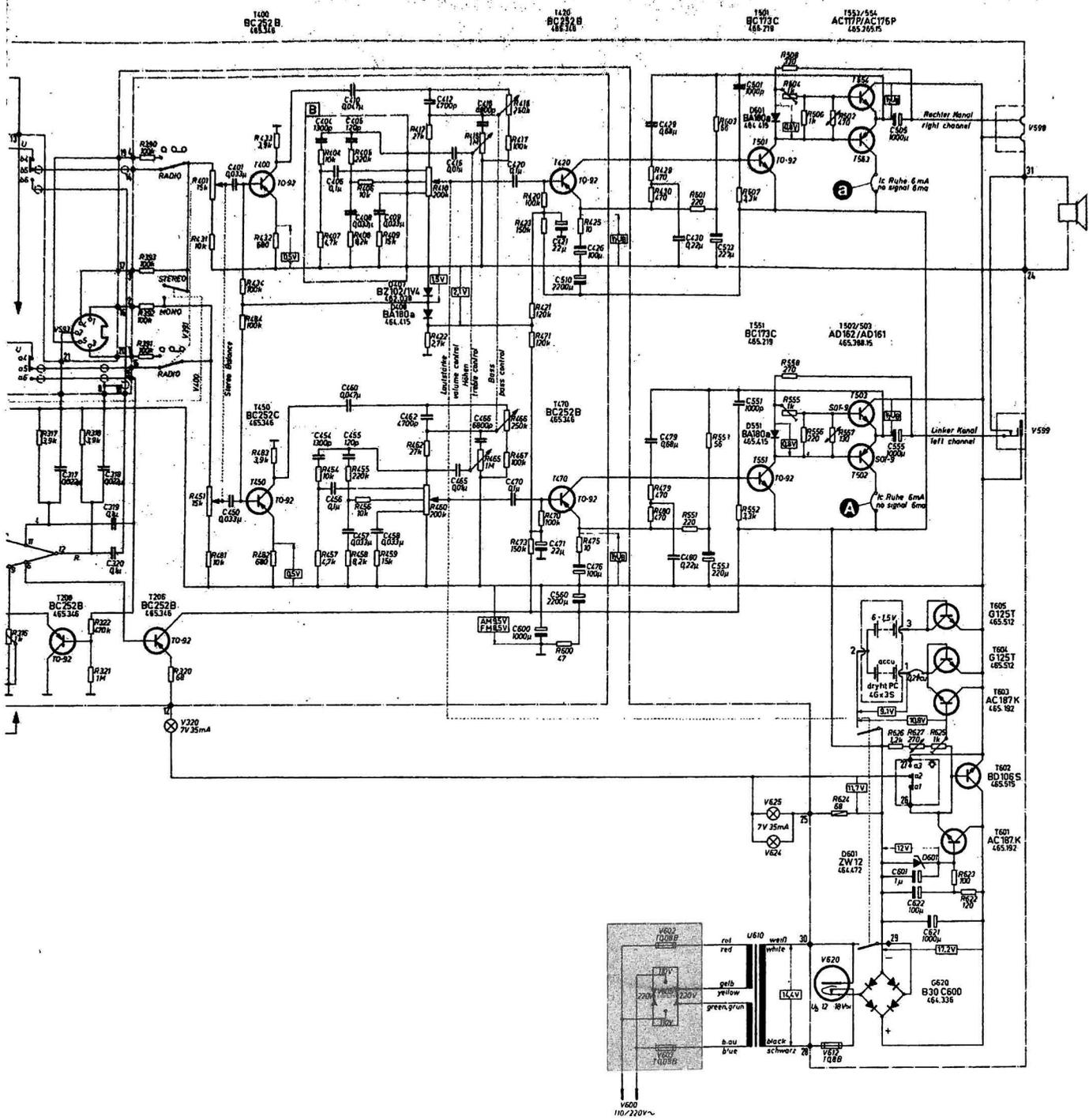


quence, commutation mono/stéréo, sélecteur radio, entrée auxiliaire et mise en route du BFO se partagent la place restante.
 Les deux antennes télescopiques sont « plantées » dans la

face supérieure. Piles, cordons secteur trouvent leur place dans deux compartiments qui leur ont été réservés dans la face arrière. Cette dernière, ajourée, est elle aussi décorée de couleur bois.

ÉTUDE DU SCHEMA
 Étant donnée la multiplicité des fonctions rencontrées sur cet appareil, plusieurs ensembles

fonctionnels se distinguent. Nous avons une section alimentation, une section audio avec ses amplificateurs de puissance, une section modulation de fréquence et deux sections modulation d'am-



plitude, l'une de ces dernières étant constituée par le tuner spécialisé dans la réception des bandes étalées.

L'alimentation peut s'effectuer de diverses façons, peu économi-

que avec des piles, avec un investissement plus élevé si l'on prend des accu, et avec un fil à la patte si l'on a choisi l'alimentation secteur ou sur batterie de voiture. Le transformateur d'alimentation, à

double primaire pour la commutation 110/220 V est protégé par trois fusibles dont un au secondaire. Ceux du primaire sont répartis dans les deux enroulements ce qui évite tout enroulement lors de

la commutation série parallèle. L'alimentation secteur est entièrement régulée par les transistors T 602 et T 601. Ces deux transistors constituent un Darlington dont le potentiel de la base est

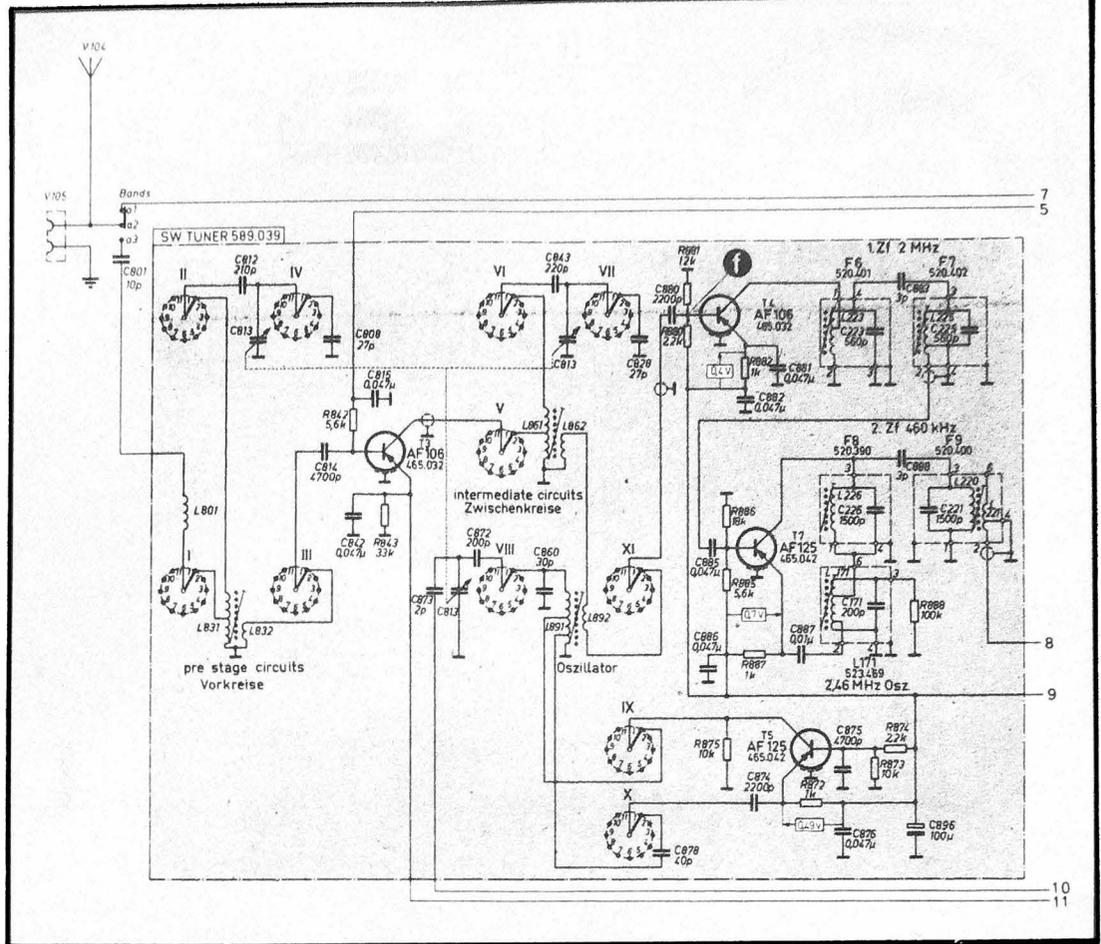
fixé par la diode zéner D 601. Les transistors T 604 et 605 sont montés en diodes, T 603 assure la charge de la batterie au plomb. Le potentiel de sa base compensé en température est fixé de façon à assurer l'arrêt automatique dès que la tension de charge atteint 9,1 V. Les commutations des diverses tensions d'alimentation se font donc automatiquement, sans intervention humaine. Lors d'une alimentation par source continue externe, le secondaire du transformateur est mis hors circuit, et le redresseur en pont protège l'ensemble d'une éventuelle inversion de polarité. La régulation de l'alimentation reste, dans ce cas, toujours en service.

Les deux amplificateurs de puissance du 9000 ST sont, détail étrange, équipés de transistors de sortie différents, tandis que les schémas sont, à quelques détails près, identiques. Les raisons de ce choix ? Sans doute l'économie, en effet, en stéréo, la puissance disponible sur chaque amplificateur est inférieure à celle disponible sur l'amplificateur de gauche travaillant seul, en monophonie. Ce dernier étage est donc équipé de transistors supportant une puissance supérieure. Ces étages sont à symétrie complémentaire, la polarisation destinée à éliminer la distorsion de croisement étant assurée par diode et résistances, dont une CTN. Une contre-réaction sélective est appliquée sur l'émetteur du premier transistor T 501 ou 551.

Les étages T 400, 420, 450 et 470 assurent l'adaptation d'impédance et les corrections de timbre. Le correcteur est de type passif, le potentiomètre de volume possède trois prises utilisées pour la compensation physiologique du niveau sonore, d'une bonne efficacité. Particularité à noter, la polarisation de ces transistors se fait par diodes montées en direct. Ce type de polarisation assure la compensation en température.

Toujours côté audio, la prise d'entrée. Elle permet l'enregistrement sur magnétophone et la lecture de disque ou de bande magnétique. Une remarque cependant, cette entrée est à haut niveau et nécessite, pour une cellule magnétique, l'insertion d'un préamplificateur correcteur RIAA.

Intermédiaire entre la HF et l'AF, le décodeur stéréophonique : ce décodeur utilise l'un des deux circuits intégrés de cet appareil. Il s'agit du MC 1305 P de



Motorola, décodeur associé à des circuits accordés sur 19 et 38 kHz. Le commutateur Mono-Stéréo n'autorise le fonctionnement du décodeur qu'en présence de signal suffisant, ce commutateur sert également de mise en service du silencieux interstations.

La tête MF est accordée par diodes à capacité variable. Ces composants, indispensables dans un appareil à stations prééglées, exigent une tension d'alimentation élevée. Cette « haute tension » est fournie par un convertisseur asymétrique (T 650). La tension délivrée par le transformateur est redressée puis régulée par le circuit intégré D 657, régulateur de tension travaillant comme une diode zéner. La tension de commande automatique de fréquence, prise sur le discriminateur, est appliquée sur la grille du transistor à effet de champ T 661. La tension résultante est appliquée au bloc de présélection ou au potentiomètre d'accord.

L'entrée du tuner MF se fait sur bobinage à point milieu qui permet le raccordement à une antenne 300 ohms ou l'emploi de l'antenne télescopique incorporée. T 25 est monté en base commune, T 45 en oscillateur à base

commune et réaction sur l'émetteur. L'amplificateur à fréquence intermédiaire utilise quatre étages à circuits accordés couplés conventionnels. La détection se fait par un démodulateur de rapport. L'indicateur de champ est monté entre les bornes du condensateur C 290. Un inverseur lui permet d'indiquer la tension des piles et de signaler ainsi leur usure.

La section modulation d'amplitude se subdivise en deux : le tuner ondes courtes à bande étalées et le tuner PO, GO et OC.

Le second est équipé de deux antennes ferrite, V 121 et V 122. Ces antennes accordées par le condensateur variable C 113 attaquent, par l'intermédiaire du clavier de gammes, le transistor à effet de champ T 131. Ce dernier attaque les circuits un second groupe de circuits accordés correspondant aux diverses gammes de réception. T 191 est monté en oscillateur, T 166 en convertisseur. Le transistor à effet de champ T 161 est utilisé comme résistance variable. Il modifie le coefficient de surtension donc la sensibilité et aussi la sélectivité des circuits accordés d'entrée. La tension continue de commande est fournie par

les diodes D 161 et D 162. L'amplification de la fréquence intermédiaire est assurée par les transistors déjà employés à 10,7 MHz en FM. Un deuxième jeu de transformateurs accordés est utilisé en parallèle. La détection est faite par la diode D 270, la tension continue est envoyée sur le transistor T 203. La tension de CAG est prise sur le potentiomètre R 223 qui permet le réglage de son efficacité. Les signaux audio sont amplifiés par le transistor T 207 avant d'être envoyés vers l'amplificateur. L'indication du champ est cette fois assurée par une diode de détection distincte, D 272.

prévu pour la réception des ondes courtes, ce récepteur dispose d'un oscillateur de battement (BFO) suivi d'un transistor monté en détecteur de produit.

Le tuner pour bande étalée possède un double changement de fréquence. Son premier étage est muni d'une commande automatique de gain qui évite la saturation due à des émetteurs proches. La première fréquence intermédiaire est à 2 MHz et l'oscillateur local travaille soit en infradyne soit en

LES

LASERS

Marc FERRETTI

LE TELEMETRE A LASER

LA mesure de distances importantes peut être réalisée en exploitant les propriétés du laser, en particulier la directivité, la brillance et la faible divergence de son faisceau. L'impulsion lumineuse, émise par le laser se propage à la vitesse de 300 000 km/s et vient éclairer la cible sur laquelle elle a été dirigée. Une partie de la lumière alors diffusée par la cible revient vers le point de départ et cet écho est capté par le système récepteur.

Ce dernier dispositif est constitué par un ensemble optique qui concentre la lumière reçue sur un diaphragme limitant la zone observée à une faible dimension, un filtre interférentiel qui ne laisse passer qu'une faible bande de longueur d'onde centrée sur la longueur d'onde émise, de façon à diminuer l'influence de la lumière ambiante (« bruit de jour »), et enfin un récepteur photo-électrique (tube photomultiplicateur). Après ce récepteur, on trouve des circuits d'amplificateur et de mise en forme du signal reçu.

Un système de chronométrie est associé, qui a pour but de mesurer, de façon précise, le temps séparant l'émission de l'impulsion lumineuse et la réception de son écho. Compte tenu de la vitesse de propagation de la lumière, un parcours aller-retour de un mètre

correspond à un intervalle de temps de six nanosecondes. Il faut donc utiliser un dispositif capable de mesurer des temps avec une précision de l'ordre du cent millionième de seconde, si l'on veut une précision, sur la distance mesurée, de l'ordre du mètre.

Ainsi, les éléments constitutifs d'un télémètre laser sont essen-

tiellement : le laser émetteur et son alimentation associée, le dispositif récepteur photo-électrique, le système de chronométrie ; à cet ensemble est adjointe une lunette de visée solidaire de l'émetteur et du récepteur, permettant de pointer le système vers la cible choisie.

Pour être efficace, la longueur

d'onde du télémètre doit se situer dans l'une des « fenêtres » atmosphériques, caractérisées par de faibles coefficients d'absorption. En général, plus la longueur d'onde est grande, plus les pertes dues à la diffusion de la lumière par les aérosols ou les poussières, sont faibles. En outre, le faisceau doit être invisible : en applications militaires des télémètres, il faut toujours voir sans être vu, d'où l'intérêt que présentent les lasers à infrarouge pour ce type d'application. Cependant, il est plus aisé de détecter une impulsion lumineuse de basse longueur d'onde, plutôt qu'une impulsion infrarouge : les détecteurs de rayonnement infrarouge sont souvent moins sensibles et nécessitent d'être refroidis pour les plus grandes longueurs d'onde.

Quel est le meilleur choix ? Les lasers en semi-conducteurs sont peu encombrants, bon marché, et fiables. Ils sont pompés par le courant d'injection, et peuvent être alors modulés par la modulation du courant de pompage, au moyen de circuits électroniques rapides. Des lasers en arséniure de gallium ont été utilisés pour la télémétrie sur de courtes distances ; la divergence de leur faisceau est trop forte pour que soit envisageable l'emploi de ces lasers sur de grandes distances.



Photo 1. En Bavière, une station de télémétrie spatiale observe les satellites. L'équipement laser est monté sur un ancien canon dont il ne reste plus que le fût et l'affût. (cliché Siemens).

TABLEAU I

LES FABRICANTS DE TELEMETRES A LASER

American Laser Corp
American Optical
CILAS
Electrophysics
El-sum Consultants
General Electric
Hadron
Holobeam
International Laser
Jungner Instrument
Laser Electronics
Martin Marietta
Nippon Electric
Optical Communications
OSTI
Raytheon
Resalab
Sanders Associate
Spacerays
Spectra-Physics
Washington Technological
Zenick Associates

Les lasers à rubis et à verre au néodyme émettent des impulsions optiques de courtes durées, et de haute brillance. Les premiers ont l'avantage d'une haute cadence de tir ; les lasers à verre fournissent pour leur part des faisceaux monomodes de plus grande énergie, à une plus haute longueur d'onde (donc moins sensibles à la diffusion atmosphérique). Tous deux présentent néanmoins les mêmes dangers pour les yeux d'un observateur.

Les lasers à grenat d'yttrium-aluminium, dopés au néodyme (lasers YAG) sont à même de délivrer, à haute cadence, des impulsions, de grande puissance moyenne, dans le proche infrarouge (1,06 μ).

Le laser à CO₂ a un très bon

rendement et peut émettre des impulsions de grande énergie ; il peut être fabriqué de façon que sa cohérence soit excellente et que sa stabilité en fréquence soit élevée. Il émet à 10,6 μ , et son faisceau est parfaitement transmis à travers l'atmosphère ; à cette longueur d'onde, le faisceau ne pénètre pas dans les yeux et ne constitue donc pas un danger pour l'observateur. Son emploi requiert l'utilisation de détecteurs cryogéniques encombrants et onéreux.

Le laser à hélium-néon, enfin, est fiable, stable, et industrialisé ; son faisceau est aisément détectable, ce qui le rend fort utile pour la mesure de vitesses dans l'industrie.

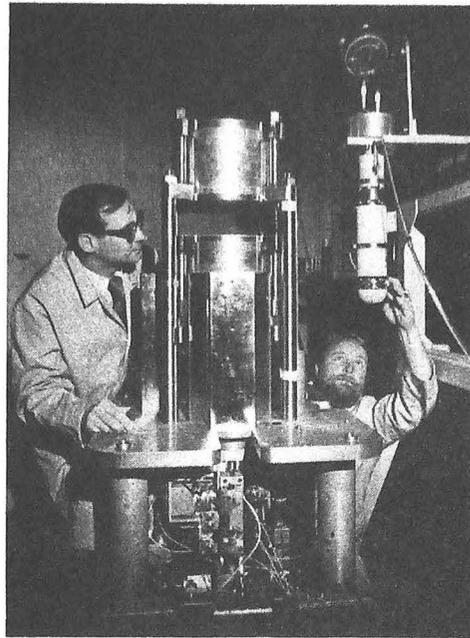


Photo 2. Informations... Lasers - David A. McArthur (à gauche) et Phillip B. Tolleford, aux Sandia Laboratories, viennent de mettre au point un laser nucléaire, déclenché par un réacteur (situé à gauche) générant des neutrons.

Le laser est formé d'un cylindre en alumine, placé dans de l'azote liquide ; sur les parois du cylindre, une couche mince d'uranium enrichi (U-235) est déposée. Dans le cylindre, se trouve une enceinte contenant de l'oxyde de carbone (CO), et un jeu de miroirs. L'ensemble est placé à proximité du générateur de neutrons.

Lorsqu'une bouffée de neutrons est libérée, ceux-ci viennent désintégrer les atomes d'uranium enrichi ; les produits de cette fusion frappent les molécules de CO qui s'excitent ainsi ; leur retour à l'état normal s'accompagne de l'émission laser à une longueur d'onde comprise entre 5,1 et 5,6 μ .

Dans le premier montage expérimental, le rendement mesuré n'atteignait pas le pour cent. Il devrait néanmoins pouvoir être optimisé puisque les calculs permettent d'envisager des rendements supérieurs à 50 % !

Après sa mise au point, ce laser nucléaire servira aux expériences de fusion thermonucléaire contrôlée.

L'INDUSTRIE DES TELEMETRES EST ORIENTEE VERS LES APPLICATIONS MILITAIRES

La majorité des chars de l'armée française (et des armées étrangères) sont pourvus d'un équipement de télémétrie, permettant des tirs d'une précision plus que satisfaisante pour des distances inférieures à deux kilomètres. Il s'agit souvent d'une simple télémétrie optique, où la distance de l'objectif se traduit par l'écart angulaire entre deux lunettes dont le servant superpose les images. Néanmoins, un tel télémètre présente des inconvénients : la visée d'un mobile, à bord d'un engin cahotant, est extrêmement malaisée. L'emploi de télémètres lasers, fournissant une mesure presque instantanée, est d'un maniement beaucoup plus facile. En outre, on peut envisager de coupler de tels dispositifs à un ordinateur digital pour guider une conduite de tir automatique.

En France, la CGE dispose d'une gamme complète de télémètres destinés à être utilisés sur chars, sur avions (tels que le « Jaguar ») ou sur hélicoptères, ou sur bateaux. L'émetteur est un verre au néodyme et le détecteur, une photodiode à avalanche.

Au début janvier 1973, la CGE et Thomson-CSF décidèrent de collaborer pour la mise au point, la fabrication et la vente d'un nou-

vel ensemble télémètre à laser aéroporté : le « TAV-38 », destiné à équiper les avions F1 et Mirage de la société des avions Marcel Dassault.

Le TAV-38 a été conçu pour fournir au calculateur de tir d'un système d'armes aéroporté l'information de la distance entre l'avion et sa cible. Il répond aux normes militaires et peut fonctionner entre - 40°C et + 70°C. Il est composé d'un télémètre à laser (TAV-34 de la CGE), et d'un déviateur de faisceau Thomson-CSF. Le télémètre a une précision de plus ou moins 5 m, quelle que soit la distance, dans les limites de la portée qui est comprise entre 320 m et 10 km. Sa cadence de répétition est de 1 coup par seconde, dans la limite de 12 coups par minute.

Le déviateur développé par Thomson-CSF permet d'asservir la direction du faisceau émis par le télémètre à laser, à la ligne de visée fournie au pilote par un collimateur. L'angle de déviation atteint plus ou moins 10° en site comme en gisement.

Une coopération industrielle similaire a été mise en œuvre en Belgique pour l'équipement par un système de conduite de tir automatique, des chars « léopard » de l'armée belge. Le système a été développé en collaboration par les sociétés belges SABCA et OIP ; la SABCA en assure la maîtrise d'œuvre et fournit le calculateur ; l'OIP, société du groupe de la Société générale de Belgique

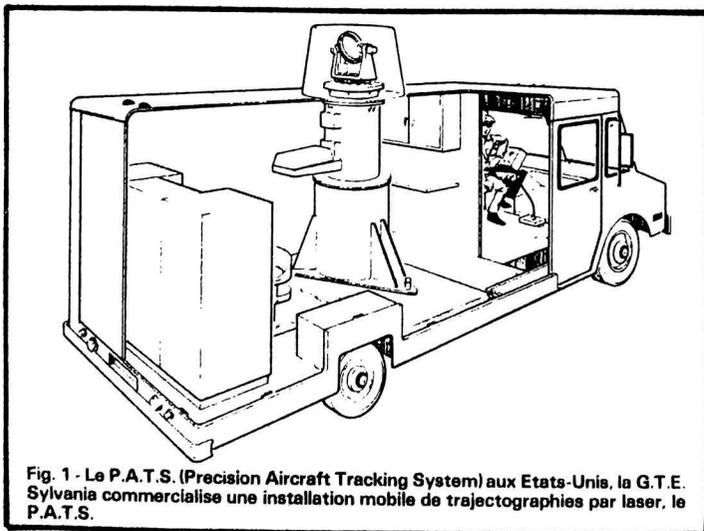
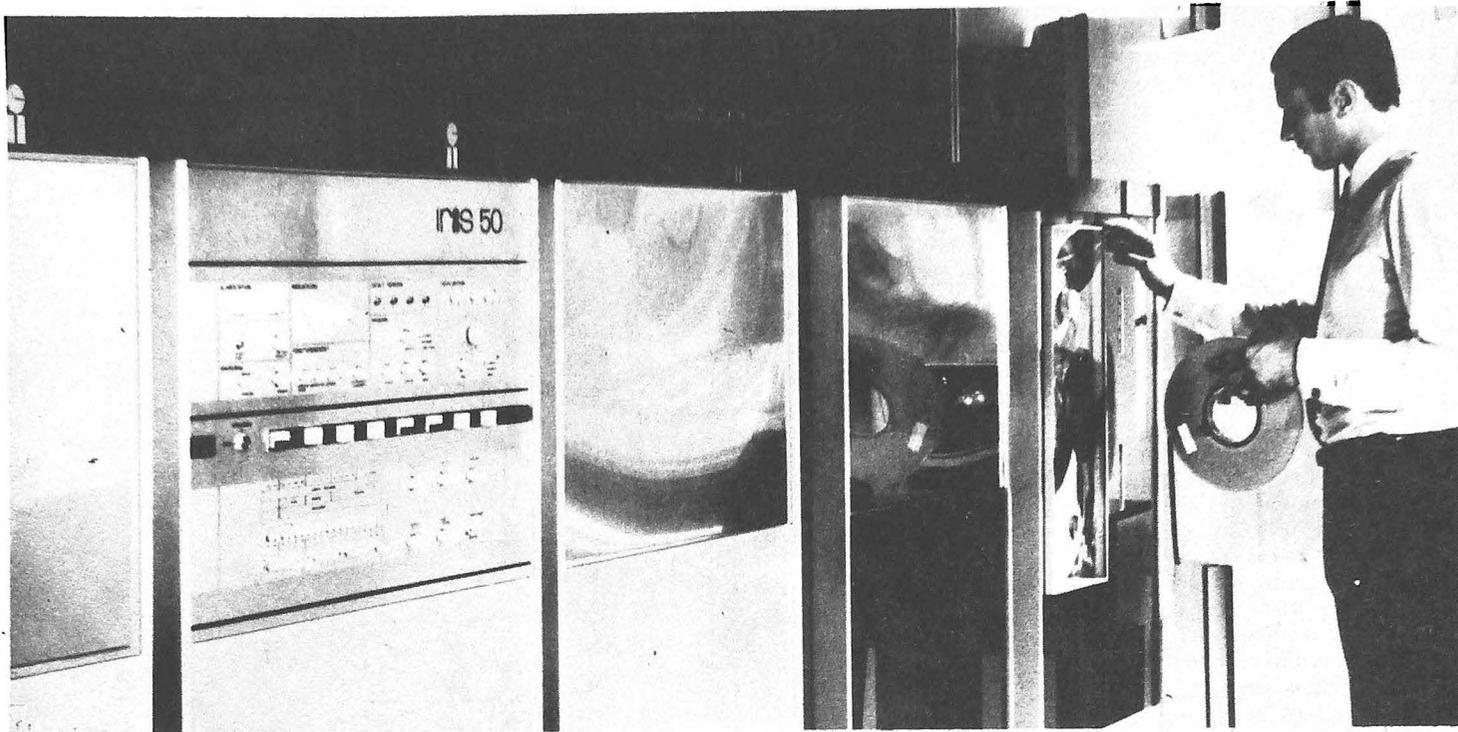


Fig. 1 - Le P.A.T.S. (Precision Aircraft Tracking System) aux Etats-Unis, la G.T.E. Sylvania commercialise une installation mobile de trajectographies par laser, le P.A.T.S.



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS : CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

PROLIFÉRATION... Les petites machines à calculer électroniques ont envahi le dernier Sicob. Partout étaient présentes ces « minis », capables d'effectuer instantanément les quatre opérations usuelles, et celles, plus évoluées, travaillant avec des fonctions logarithmiques, exponentielles, hyperboliques, trigonométriques, possédant éventuellement une mémoire, capables d'être programmées.

Maints constructeurs de minis furent présents au Sicob 1974 : Bowmar, Sperry Remington, Texas Instruments, Triumph, Adler, Victor... et les sociétés japonaises y furent largement représentées : Toshiba, Canon, Sanyo, Sharp, entre autres, montrèrent de nombreux modèles plus ou moins évolués pouvant tous être emportés dans une poche de veston.

Un phénomène tout aussi frappant est l'apparition de nombreux modèles scientifiques : Remington Rand, Sanyo figurent parmi les nouveaux venus sur ce marché, exploité jusqu'alors essen-

tiellement par Hewlett-Packard et Compucorp.

Le prix des machines dépend, certes, des possibilités de calcul : on trouve déjà sur le marché des calculatrices toutes simples — certaines vendues en kit — à moins de 300 F. Certains calculateurs permettent d'effectuer des racines carrées, en plus des quatre opérations de base, d'autres disposent d'une ou de deux mémoires... Leur prix se situe au voisina-

ge de 600 F. Si vous désirez plus de possibilités, il faudra alors déboursier au moins 1 000 F.

UN GRAND PARMIS LES MINIS

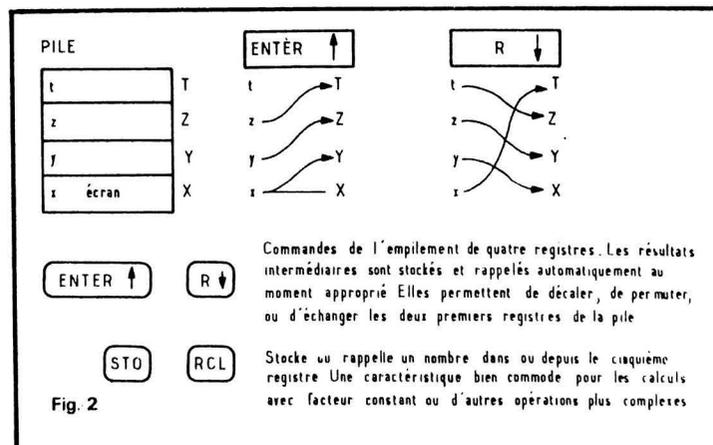
Le premier constructeur ayant lancé sur le marché un petit calculateur évolué fut Hewlett-Packard avec le HP35. A l'époque, le prix était relativement élevé :

3 600 F TTC ; à ce taux, le HP35 restait encore difficilement abordable... même pour un ingénieur désireux de remplacer sa règle à calcul par un outil plus performant et plus souple d'emploi. Certes, il faut rendre justice à Hewlett-Packard : le HP35 était alors moins cher que toutes les autres machines à calculer de bureau (même des « japonaises » réputées bon marché), et il était plus performant.

L'histoire du HP35 fut marquée par une anecdote : il butait sur une opération et, dans un cas de calcul, unique, faisait une erreur... erreur certes très vite réparée alors par une modification de circuit intégré.

Aujourd'hui, le HP35 est le pilier de la gamme des calculateurs de poche commercialisés par Hewlett-Packard. C'est aussi une référence pour les autres constructeurs tel constructeur commercialise des machines plus ou moins performantes que le HP35, à des prix plus ou moins élevés...

Le prix du HP35 a considérablement chuté puisque il valait, en



avril dernier, moins de 1 500 F (TTC)!

Le calculateur HP35 pèse seulement 250 g et tient dans une poche intérieure (7,5 x 15 x 2,5 cm). Il fonctionne sur batterie (incorporée), exécute les quatre opérations de base, toutes les fonctions trigonométriques et logarithmiques, la racine carrée, ainsi que l'élévation à une puissance non-entière, et le calcul des inverses, à l'aide d'une simple pression sur une touche. Le nombre « pi » s'obtient aussi par une simple pression de touche.

Le HP35 affiche jusqu'à dix chiffres significatifs et place automatiquement la virgule dans son intervalle opératoire de 200 décades (de 10^{-99} à 10^{99}). Cet affichage contient des diodes électroluminescentes; les résultats de calcul supérieurs à 10^{-2} et plus petits que 10^{10} sont affichés en notation décimale ordinaire avec pose automatique de la virgule; pour les valeurs situées en dehors de cet intervalle, les résultats sont affichés en notation scientifique; l'exposant de la puissance de 10 est situé à droite de l'affichage. Les chiffres significatifs sont affichés à partir de la gauche, les zéros non-significatifs sont supprimés automatiquement pour une lecture plus aisée de l'affichage.

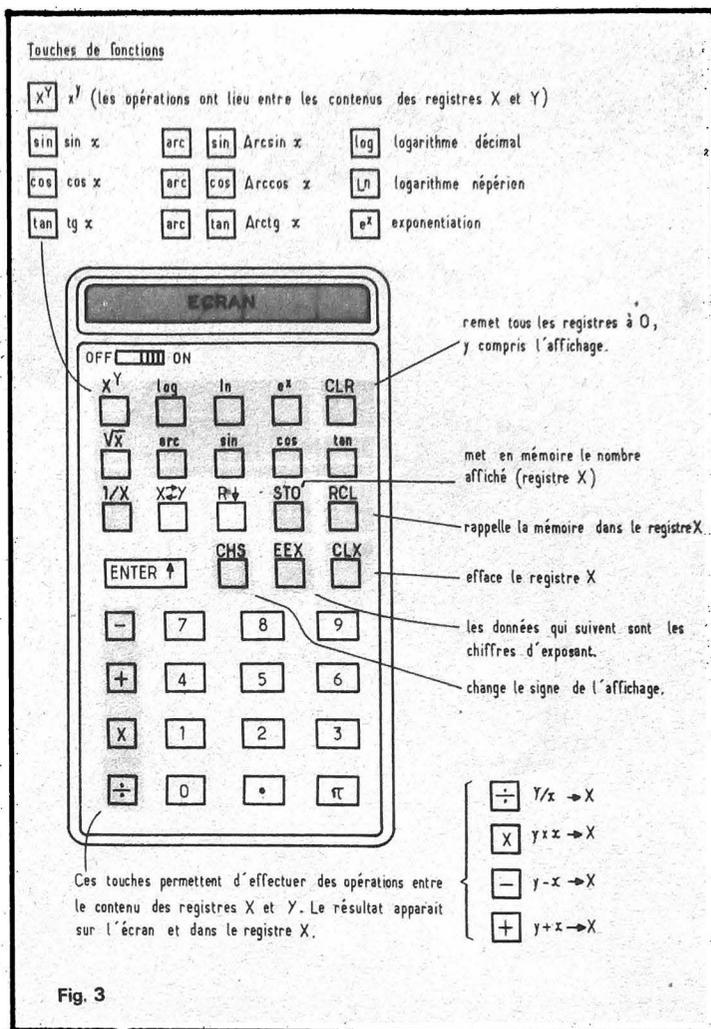
Le calculateur HP35 est muni d'une « pile opérationnelle » de quatre registres de mémoire et d'un cinquième registre spécial.

Cette pile retient les résultats intermédiaires appropriés et, le moment venu, les restitue automatiquement pour leur traitement (fig. 2).

L'historique du HP35 remonte au mois de mars 1968, lors du lancement d'un calculateur de table programmable, le 9100 A. A l'époque, William Hewlett, président de la société, envisageait déjà la génération suivante de calculateurs comme étant dix fois plus petits et dix fois moins chers que le 9100 A. Les études de développement ont démarré au début 1970, c'est-à-dire à l'époque où l'industrie japonaise dominait le marché du calculateur de table.

Au cœur du HP35 se trouvent des circuits intégrés LSI en technologie MOS: trois mémoires à « lecture seulement » de 2560 bits chaque, une unité arithmétique contenant également sept registres de mémoires, enfin un circuit de contrôle; il convient de leur adjoindre trois circuits intégrés bipolaires destinés exclusivement à l'affichage numérique sur diodes électroluminescentes.

Pour la réalisation des circuits MOS, Hewlett-Packard fit appel à deux fabricants de circuits intégrés, Mostek Corp., et American Microsystem Inc. Tous deux proposèrent une technologie MOS à canal p, réalisée par implantation d'ions, pour l'obtention de circuits de grande densité, et à faible consommation d'énergie.



DU HP-35 AU HP-81

Depuis près de trois ans, Hewlett-Packard a commercialisé une gamme complète de « minis », à vocation scientifique ou financière.

Juste au-dessus du HP35 vient le HP45 dont le prix, au mois d'avril 1974, était de 2 340 F (TTC).

Une version « calculateur de table » du HP45 existe également. C'est le modèle HP46 dont le prix est voisin de 5000 F (TTC). Il est livré avec une imprimante alphanumérique et un affichage électroluminescent (ce dernier constitue une option).

Les modèles HP45 et HP46, tout comme le HP35 (et le modèle financier HP80) sont dotés d'une pile de quatre registres. Ils comportent, en plus de la pile, neuf registres de stockage; un dixième registre dénommé « last X » conserve automatiquement la dernière donnée introduite: il permet ainsi la correction d'une erreur, lors d'un calcul assez long, sans avoir à le recommencer.

Normalement, le HP45 affiche automatiquement deux décimales; toutefois, au moyen de la touche dénommée « fix », puis des touches 1 à 9, on peut spécifier le nombre de décimales à afficher.

HP45 et HP46 disposent tous deux d'une touche spéciale, dite « shift », de couleur jaune dans le modèle de poche, orange dans le modèle de table. Cette touche augmente les possibilités des deux modèles sans en accroître l'encombrement. Ainsi, en appuyant sur « shift » puis sur la touche « fix », on passe automatiquement en notation dite scientifique: dans ce mode d'affichage, chaque nombre est représenté par sa mantisse et un exposant de puissance de 10. Dans les deux modes d'affichage, la précision totale est toujours conservée dans le calculateur, quel que soit le nombre de décimales à afficher.

Au début 1974, Hewlett-Packard complétait sa gamme par le HP65, premier calculateur de poche entièrement programmable, à cartes magnétiques.

La programmation, ici, consiste à décrire la suite des opérations

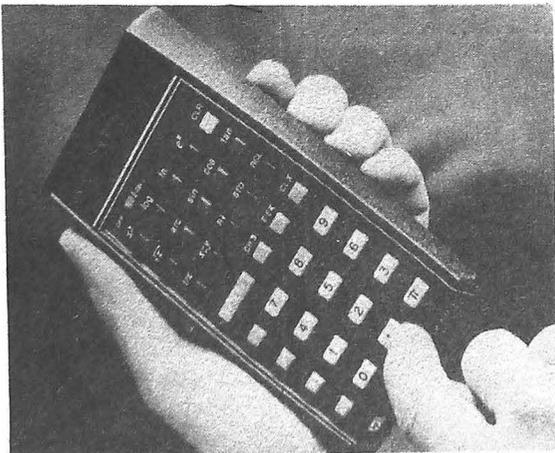


Photo 1 - Le HP35 est le modèle de référence pour l'industrie de la micro-informatique. Depuis l'introduction, sur le marché, de cette première règle à calculs électronique, plus de 300 000 calculateurs de poche ont été vendus, dans le monde, par Hewlett-Packard.

la touche "shift" double les fonctions des autres touches

avec la touche "fix" on peut spécifier le nombre de décimales, ainsi que le type d'affichage (scientifique ou non)

registre stockant la dernière donnée introduite.

conversion polaire/décimal

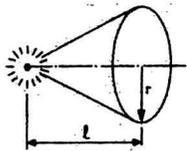
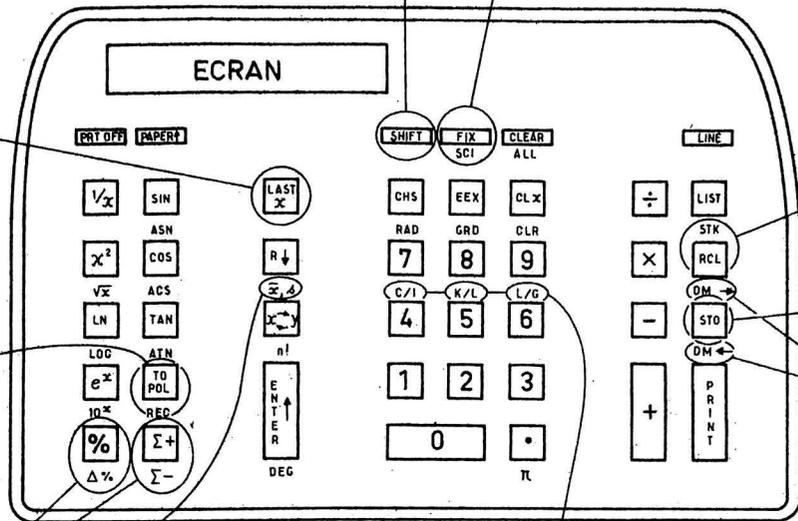
calculs statistiques : cumul, somme des carrés, de l'écart type, de la moyenne, enfin d'écart (en pour-cent)

conversion des centimètres en pouces, des kilogrammes en livres ou des litres en gallons.

rappel de la valeur se trouvant dans le registre de mémoire désigné.

stockage du contenu de X dans un registre de stockage (de 0 à 9)

conversion de degré/minute/seconde en équivalent décimal (et vice versa)



$$\Omega = 2\pi \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{r}{l}\right)^2}\right)$$

avec $r = 2,5 \text{ cm}$
 $l = 10,3 \text{ cm}$

solution HP-35

- 2.5 } on place $r = 2,5$ dans le registre Y
 - 10.3 } le contenu de Y (soit r) est divisé par 10.3
 - 1 } le résultat de la division r/l est placé dans Y (mais est conservé dans X)....
 - X } ... puis le contenu de Y est multiplié par lui-même (on obtient alors $(r/l)^2$)
 - 1 } on calcule le dénominateur $1 + (r/l)^2$
 - 1/x } ... que l'on inverse
 - sqrt } ... puis dont on prend la racine carrée
 - CHS } ... et que l'on change de signe....
 - 1 } ... avant de stocker dans le registre Y
 - 1 } on termine le calcul de l'expression entre parenthèses....
 - 2 } ... que l'on multiplie par le facteur constant.
 - X } ...
 - pi } ...
 - X } ...
- .1772825509 — On obtient la réponse en 10 secondes, avec 10 chiffres significatifs.

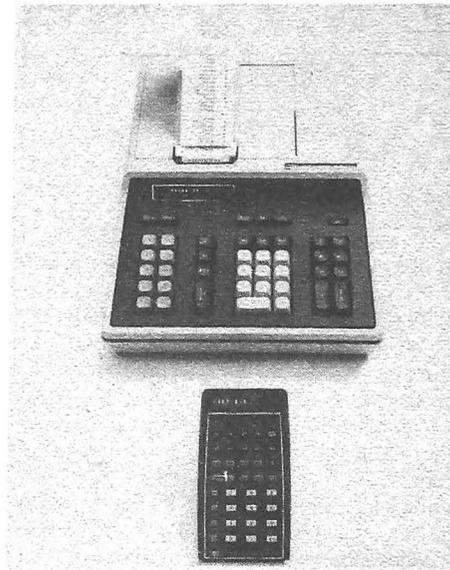


Photo 9 - Le HP45 et sa version « calculateur de table », le HP46.

mathématiques et logiques qui résolvent un problème. Il suffit d'introduire dans le HP65 la carte magnétique qui correspond au programme de calcul désiré ; Hewlett-Packard dispose en outre de bibliothèques de programmes pré-enregistrés.

Le calculateur HP65 a les mêmes performances scientifiques que le HP45 : 51 fonctions de calcul et traitement de données accessibles directement au clavier. La présentation du clavier, cepen-

dant, est différente (fig. 6) : la touche jaune « shift » est remplacée par deux touches jaunes « f » et « f⁻¹ », qui servent de « préfixe ». Pour exécuter une fonction, il convient d'abord d'appuyer sur l'une ou l'autre des deux touches, puis d'appuyer sur la touche « suffixe » qui désigne un type de fonction. Par exemple, si l'on désire calculer le sinus d'un angle, on tapera successivement sur les touches « f », « SIN », tandis que pour le calcul de l'arc-

sinus, il suffit de frapper « f⁻¹ » puis « SIN ». Ainsi la touche « f⁻¹ » permet d'exécuter la fonction inverse de la fonction « f » : selon la touche préfixe utilisée, on aura ainsi, avec la touche suffixe « LN » soit le logarithme, soit l'exponentielle ; avec la touche suffixe « COS » soit le cosinus, soit l'arc-cosinus ; avec la touche « TAN » soit la tangente, soit l'arc-tangente, etc.

Pour les fonctions qui ne nécessitent pas de calcul d'inverse (par

exemple le calcul des factorielles), il est prévu une autre touche préfixe, dénommée « g ».

LE HP-65 EST PROGRAMMABLE

Le modèle HP65 coûtait, au mois de juillet 1974, 5 940 F (TTC). La différence de prix avec le modèle HP45 est liée aux possibilités de programmation du calculateur HP65.

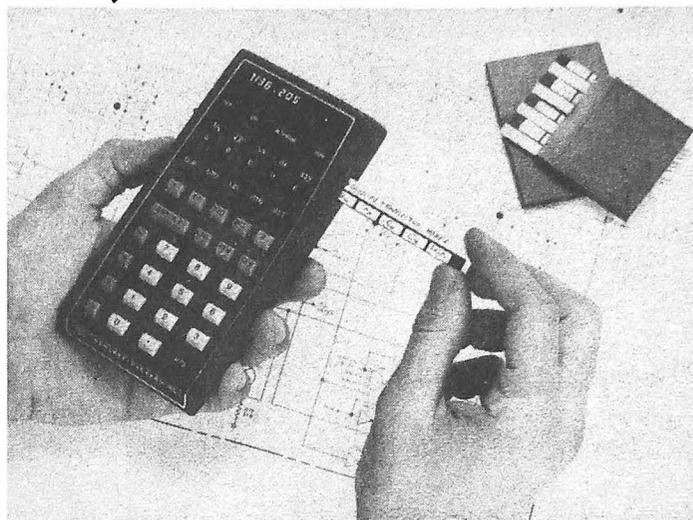
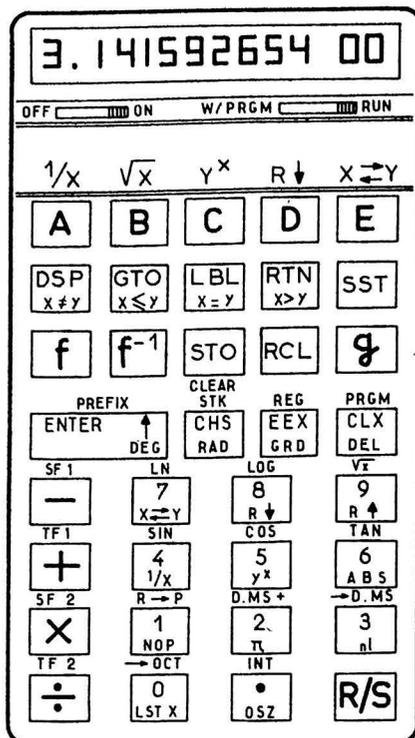


Photo 10 - En haut de la gamme, le HP65 est un calculateur scientifique.

Pour programmer, il faut tout d'abord placer le commutateur « W/PRGM-RUN » en position « W/PRGM » (Write-program). Au fur et à mesure de l'introduction en mémoire des instructions du programme, le code de celles-ci apparaît sur l'écran, sous forme d'un nombre représentant leurs coordonnées (ligne-colonne) sur le clavier (sauf les touches numériques qui sont codées telles quelles). Lorsque la tête de lecture, incorporée au HP65, est utilisée en mode programme, le programme est enregistré sur une carte magnétique pour utilisation ultérieure.

Deux familles de touches permettent d'effectuer des sauts, au sein d'un programme.

Pour les sauts inconditionnels, la touche « GTO » correspond au « GO TO » du langage Fortran. Lorsque le calcul parvient à cette instruction, il ne se poursuit plus en séquence, mais continue à l'instruction désignée par l'instruction de saut. La désignation de l'instruction à laquelle le calcul se poursuit s'effectue au moyen d'une « étiquette » qui, ici, est un

nombre compris entre 0 et 9 ou l'une des lettres A à E. Ainsi, on frappera « GTO » et « 8 » pour que le calcul se poursuive à l'instruction dont l'étiquette est le numéro 8.

Il convient d'introduire au sein du programme une étiquette. Pour cela, on dispose d'une touche d'étiquetage (en anglais, étiquette se dit « label ») : « LBL ». Cette touche immédiatement suivie d'un suffixe (ici le numéro 8) constitue une adresse dans un programme.

Des touches A à E sont disponibles sur le clavier du HP65 pour l'étiquetage des instructions. Ces touches permettent aussi à l'utilisateur de créer ses propres fonctions. Ainsi, pour définir une fonction A, on appuie sur les touches « LBL » et « A », puis sur les touches correspondant à la fonction à calculer.

Deux autres touches de saut inconditionnel sont prévues. Depuis le clavier, la touche « RTN » (pour « return ») renvoie au début de la mémoire programme ; si cette instruction de retour est la dernière instruction d'une fonc-

tion définie par l'utilisateur, cette touche arrête le calcul en cours et libère le clavier. Dans un programme, la touche « R/S », enfin, stoppe ce programme lors de son exécution ; cette touche a une autre fonction, puisqu'elle permet de continuer l'exécution d'un programme, jusqu'à la rencontre d'un autre « R/S », ou d'un « RTN ».

Le HP65 peut aussi exécuter des sauts conditionnels. Prenons un exemple, celui du calcul des racines d'une équation du second degré (fig. 7). Le tracé de l'organigramme, c'est-à-dire du schéma logique qui décrit la suite des opérations à exécuter, fait apparaître de nombreux tests : le coefficient a du terme du second degré est-il nul ?

— si oui, le coefficient b du terme du premier degré est-il nul ?

— si non, il faut calculer le discriminant de l'équation et poser la question : quel est le signe de ce discriminant ? S'il est positif ou nul, et seulement dans ce cas, on a deux racines réelles.

Pour que le calculateur puisse répondre à ces nombreuses ques-

tions, on dispose de « flags » (drapeaux en anglais). On posera un « flag » lorsque, par exemple, une réponse est oui.

Il faudra pouvoir également tester l'état d'un « flag » : suivant son état, le programme reprend directement au pas qui suit le test ou, au contraire, saute les deux pas de programme qui suivent le test, avant de reprendre l'exécution du programme en séquence ; ces deux pas offrent la possibilité, à l'utilisateur, d'insérer une instruction de saut inconditionnel.

La pose d'un « flag » est commandée par les touches « SF1 » et « SF2 » (le HP65 permet d'insérer deux « flags »), que l'on fait précéder de l'un des préfixes « f ». Pour enlever un « flag », on appuie d'abord sur « f⁻¹ », puis sur la touche du flag « SF1 » ou « SF2 ».

Pour tester la présence, ou l'absence de l'un des flags, on dispose des touches « TF1 » et « TF2 », avec le préfixe « f » ou « f⁻¹ » (selon que l'on désire tester la présence, ou l'absence).

Pour qu'un flag soit posé ou enlevé, il convient de disposer de

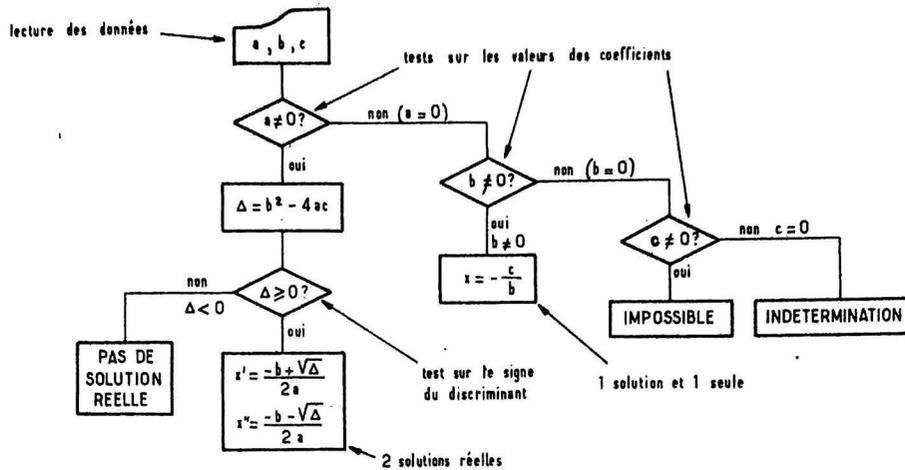


Fig. 7

tests tels que : « Deux nombres sont-ils égaux ? », « Le nombre x est-il plus grand que le nombre y ? », « x est-il plus petit que y ? », « x est-il différent de y ? ». Quatre touches sont prévues sur le HP65 pour permettre de composer les valeurs contenues dans les registres X et Y de la pile opérationnelle. Si la relation est vérifiée, le programme continue l'exécution séquentielle ; sinon, il saute les deux pas qui suivent le test, avant de reprendre séquentiellement. Ces deux pas permettent, comme précédemment, d'insérer un ordre de saut inconditionnel, ou encore de poser — ou d'enlever — un « flag ».

Le HP65 offre une autre possibilité de saut conditionnel, au moyen des touches « g » et « DSZ », ainsi que de la mémoire n° 8. Lorsque l'on appuie sur les deux touches précédentes, le calculateur soustrait le chiffre 1 du contenu de la mémoire n° 8 ; si, alors, ce contenu devient nul, le programme saute les deux pas suivants. On dispose ainsi d'un compteur automatique au sein du HP65.

Enfin, le HP65 offre à son utilisateur des possibilités de correction d'un programme : suppression d'un pas, lecture pas-à-pas, exécution pas-à-pas.

(à suivre)

Marc FERRETTI



Photo 11 - « Innovations... Informatique ». - Le système de stockage des informations IBM 3850 assure la gestion automatique d'une bibliothèque de cartouches de bandes magnétiques. Les données sont enregistrées sur un ruban magnétique contenu dans une cartouche en plastique ; ces cartouches sont rangées dans des alvéoles hexagonales disposées en « nids d'abeille ». Lors de l'exploitation du système, un mécanisme extrait la cartouche désirée de son alvéole, et la dirige vers une unité de lecture-écriture. Les informations recherchées sont alors transférées sur un disque IBM 3330. Lorsque le traitement est terminé, de nouvelles données peuvent être enregistrées dans la cartouche et celle-ci est automatiquement replacée dans son alvéole d'origine.

BIBLIOGRAPHIE

- « The HP-35 : a tale of teamwork with vendors », par Gerald M. Walker. — *Electronics*, 1^{er} février 1973.

PETT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

J

Job : travail. — Carte « Job » : carte sur laquelle on enregistre des informations générales relatives à l'exécution d'un programme (temps maximal d'exécution par exemple).

Jump : branchement, saut. — « Jump instruction » : instruction de branchement.

« Conditional jump » : saut conditionnel.

« Unconditional jump » : saut inconditionnel.

« To jump into a subroutine » : se brancher sous un sous-programme.

K

Key : 1. touche (de clavier). — 2. code, critère.

Keyboard : clavier.

« Keyboard entry » : introduction par clavier.

Keypunch : poinçonneuse. — « Keypunch center » : atelier de perforation.

« Keypunch machine » : perforatrice à clavier.

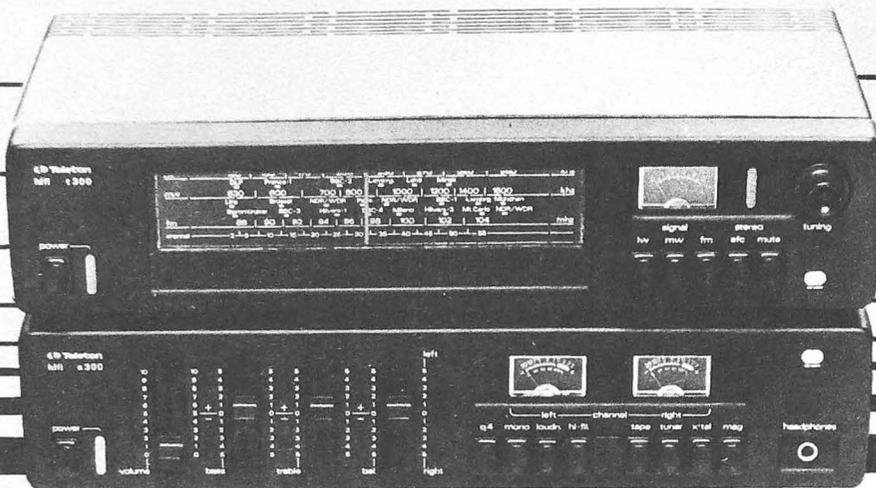
Keyword : mot-clé.

Teleton



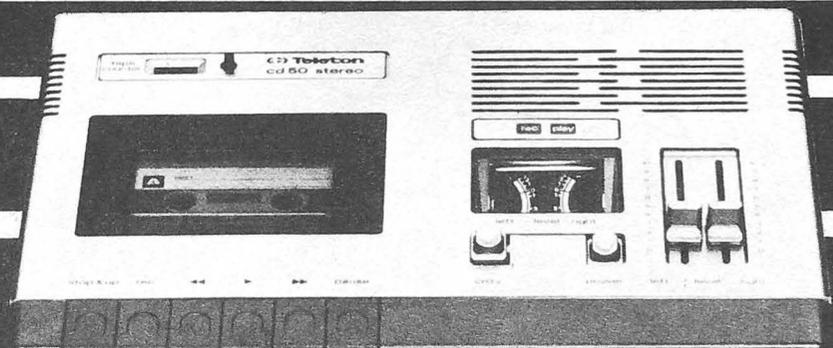
PERFECTION DES FORMES ET DE LA TECHNIQUE

VOS DESIRS... SONT REALITES



**TUNER HI-FI PO-GO-FM
T 300**

**AMPLIFICATEUR HI-FI
A 300 2 x 16 W**



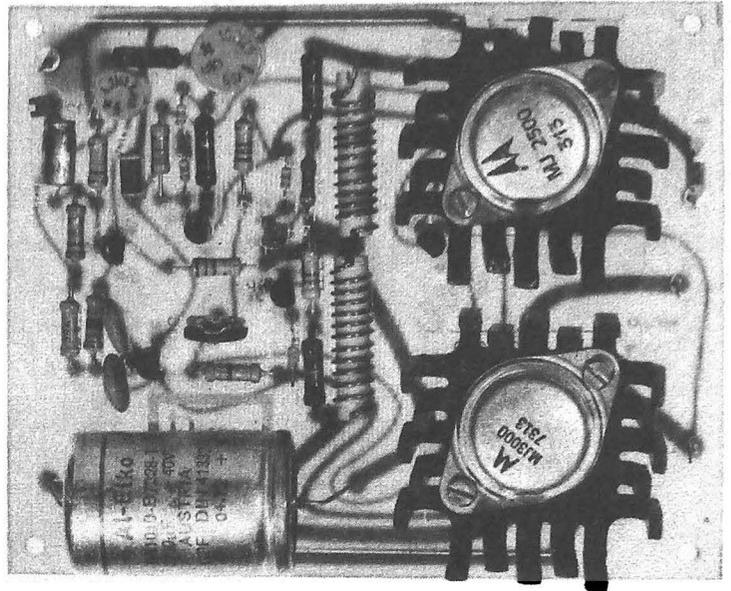
**PLATINE D'ENREGISTREMENT
A CASSETTES HI-FI
CD 50**

Teleton c'est aussi toute la gamme. Amplis : SAQ 206 B - SAQ 307 - SAQ 408 - GA 202. Tuner : GT 202. Amplis.Tuners : TFS 60 - TFS 65 - TFS 70. Chaîne compacte : CS 400. Enceintes acoustiques : ND 25 - ND 40 - ND 50.

QUELQUES DISTRIBUTEURS SPECIALISTES EN HI-FI DE LA REGION PROVENCE - COTE D'AZUR OU VOUS POURREZ TROUVER TOUTE LA GAMME TELETON

MARSEILLE 13001 Ets GALLAND 1 bis, rue d'Aix Tél. : 39-76-48	MARSEILLE 13005 DISTRILEC 9, rue St-Savournin Tél. : 42-64-04	CABRIES 13480 AUDITORIUM HI-FI Le Géant du Meuble Centre commercial Barnéoud Tél. : 02-86-12	AVIGNON 84000 AUDITORIUM HI-FI Le Géant du Meuble Centre commercial Cap-Sud Tél. : 82-60-52
MARSEILLE 13003 AUDITORIUM HI-FI Le Géant du Meuble 217, bd National Tél. : 62-32-32	MARSEILLE 13006 TELEBELSON 10, rue des 3-Mages Tél. : 48-69-48	AIX-EN-PROVENCE 13100 CENTRAL-RADIO (S. Berne) 34, rue Bédarride Tél. : 26-15-22	NIMES 30000 Ets IACONO DI CACITO 13 + 28, rue Emile-Jamais Tél. : 67-27-80

Un amplificateur de 35 W. à darlington en kit



LE MODULE THOMSEN M35

LE module Thomsen M35 est un amplificateur de sortie de 35 W de puissance. Il doit, pour atteindre cette valeur, être précédé d'un préamplificateur délivrant en sortie 1 V eff.

Le M35 fait partie d'une série de modules de haute qualité vendus en kits complets. Tous les composants, y compris le circuit imprimé percé et gravé, sont fournis.

Rien n'a été négligé pour mettre la réalisation de ces modules à la portée de tous les amateurs, il suffit en fait de savoir se servir d'un fer à souder et de connaître le code des résistances. Sur la face non cuivrée du circuit imprimé la position de chaque élément est clairement indiquée évitant ainsi toute erreur.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

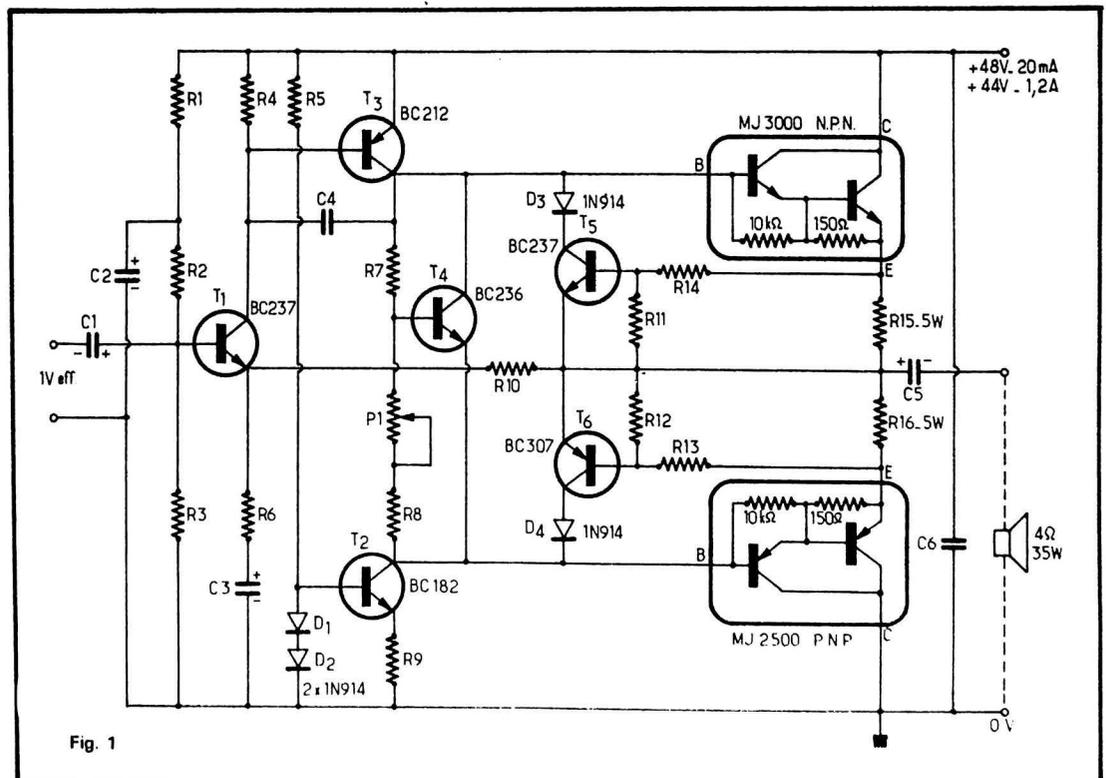
Impédance d'entrée : 45 kOhm.
Impédance des haut-parleurs : 4 Ohms.
Sensibilité d'entrée : 1 V eff.
Consommation au repos : env. 20 mA.
Consommation à pleine charge : env. 1,2 A.
Consommation en court-circuit : env. 2 A.

Tension de fonctionnement au repos : + 48 V.
Tension de fonctionnement à pleine charge : + 44 V.
Rendement : 63 %.
Puissance sinusoïdale en régime continu : 35 W.

Distorsion à 1 kHz pour 35 W : 0,1 %.
Réponse en fréquence : 15 Hz à 70 kHz \pm 1 dB.
Gammes des fréquences reproduites : 5 Hz à 100 kHz.

ETUDE DU SCHEMA

Le module amplificateur M35 (voir schéma figure 1) possède un montage complémentaire qui,



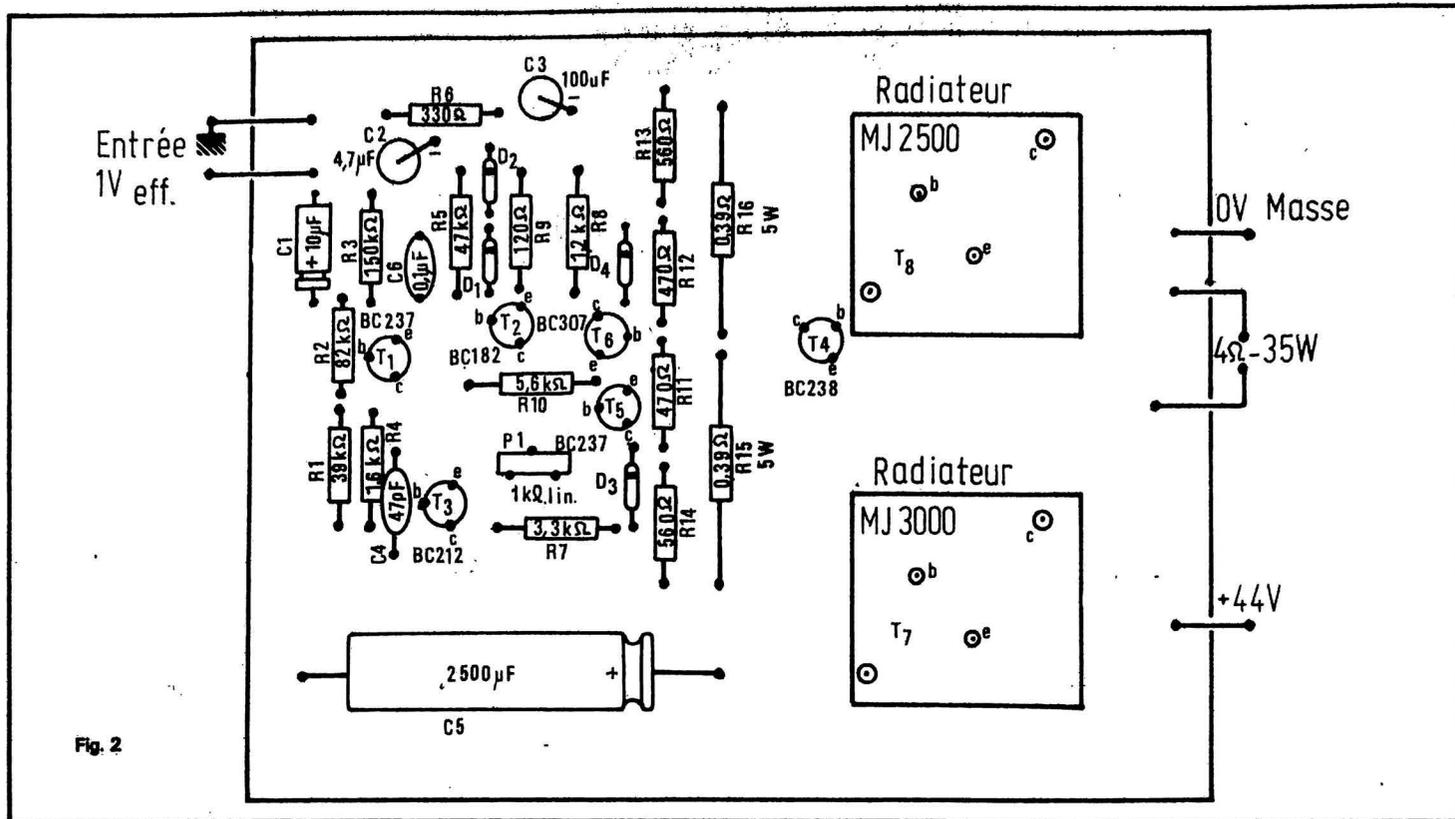


Fig. 2

grâce à l'emploi de transistors Darlington (amplification en courant de l'ordre de $\times 1000$) dans l'étage final comporte un schéma très simple, d'où un montage sans problème.

La sensibilité d'entrée pour la puissance maximum de sortie a été fixée à la valeur standard de 1 V eff. L'amplification totale de l'ensemble est déterminée par le rapport des résistances R_{10} et R_6 (environ 11 fois).

Le signal d'entrée est appliqué à la base de T_3 par l'intermédiaire de C_1 et du transistor T_1 . Dans le circuit collecteur de T_3 , le circuit d'alimentation de T_2 est pris comme résistance dynamique de collecteur, ce qui procure une amplification très élevée.

Le signal ainsi traité est alors amené aux deux transistors Darlington qui en abaissent l'impédance pour lui permettre l'attaque de haut-parleurs de 4 ohms.

Le transistor T_4 procure une chute de tension définie et réglable à l'aide de P_1 pour fixer le courant de repos aux alentours de 20 mA. Pour assurer la stabilité de ce courant de repos, ce transistor est couplé thermiquement à l'un des Darlington.

T_5 et T_6 constituent avec les résistances R_{11} à R_{14} un circuit de protection qui rend l'amplificateur insensible aux courts-circuits et le protège contre les surcharges.

REALISATION

La figure 2 montre la disposition des éléments. On voit que les transistors Darlington sont montés sur la platine avec leurs refroidisseurs. Ceux-là sont séparés, ce qui évite l'emploi de plaquettes de mica.

Le transistor T_4 est monté au voisinage de l'un des deux Darlington, de façon à assurer un couplage thermique avec l'étage

de sortie. Eventuellement, on améliorera celui-ci grâce à l'emploi d'un peu d'une pâte conductrice de la chaleur. Les autres composants sont disposés conformément aux indications du plan. Il y a lieu de respecter scrupuleusement les polarités des condensateurs chimiques et des diodes (anneau blanc = cathode). L'alimentation secteur, qui n'est pas comprise dans le module M35, est représentée sur la figure 3.

VALEUR DES COMPOSANTS

Résistances :	$R_{13} = 560 \Omega$	Diodes :
$R_1 = 39 \text{ k}\Omega$	$R_{14} = 560 \Omega$	$D_{1,2,3,4} = 1N914$
$R_2 = 82 \text{ k}\Omega$	$R_{15} = 0,39 \Omega/5 \text{ W}$	Transistors :
$R_3 = 150 \text{ k}\Omega$	$R_{16} = 0,39 \Omega/5 \text{ W}$	$T_{1,5} = \text{BC237}$
$R_4 = 1,8 \text{ k}\Omega$	$P_1 = \text{Trimpoti } 1 \text{ k}\Omega$	$T_2 = \text{BC182}$
$R_5 = 47 \text{ k}\Omega$	Condensateurs :	$T_3 = \text{BC212, MPS A } 55$
$R_6 = 560 \Omega$	$C_1 = 10 \mu\text{F}/25 \text{ V}$	$T_4 = \text{BC238}$
$R_7 = 3,3 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 4,7 \mu\text{F}/50 \text{ V}$	$T_6 = \text{BC307}$
$R_8 = 1,2 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V}$	$T_7 = \text{MJ } 3000$
$R_9 = 120 \Omega$	$C_4 = 47 \text{ pF}$	$T_8 = \text{MJ } 2500.$
$R_{10} = 5,6 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 2200 \text{ pF}$	
$R_{11} = 470 \Omega$	$C_6 = 0,1 \mu\text{F}$	
$R_{12} = 470 \Omega$		

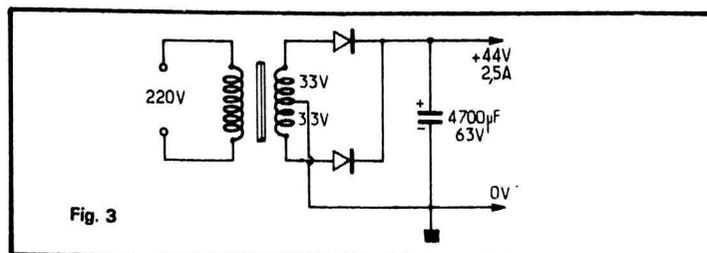


Fig. 3

MISE EN SERVICE

L'amplificateur est maintenant terminé et peut être mis en service. Il faut tout d'abord régler P_1 sur la plus forte valeur. On relie alors l'amplificateur à son alimentation (sans haut-parleur) et l'on fixe le courant de repos entre 20 mA et 25 mA en agissant sur le potentiomètre P_1 (insérer un milliampèremètre ou un contrôleur universel entre l'alimentation et l'amplificateur).

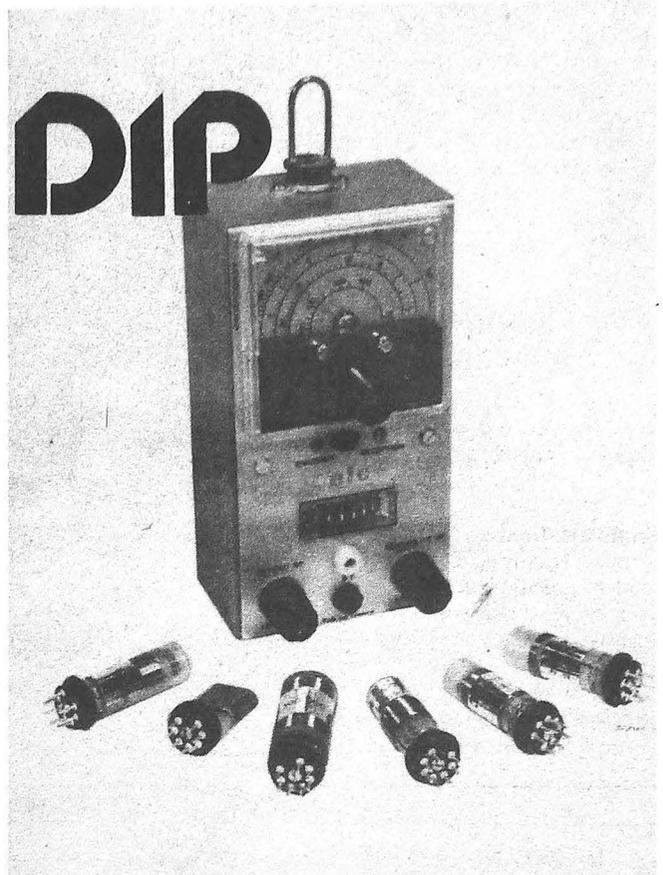
En service continu 35 W, la température des radiateurs peut s'élever jusqu'à 85 °C et même jusqu'à 130 °C en cas de court-circuit. Ces températures sont sans danger dans la mesure où la chaleur dissipée peut s'évacuer librement. Il y aura donc lieu d'y veiller particulièrement et de munir les coffrets devant éventuellement recevoir l'amplificateur d'ouies d'aération suffisamment dimensionnées.

Cet amplificateur travaillant avec une tension d'alimentation relativement basse, et par conséquent un courant élevé. La chute de tension dans les câbles d'alimentation peut entraîner des oscillations qui peuvent être supprimées par l'adjonction d'un condensateur chimique de 10 $\mu\text{F}/63 \text{ V}$ connecté en parallèle sur l'arrivée du courant d'alimentation.

LE GRID-DIP

GD 743

E. L. C.



FONCTIONNEMENT

LE GD 743 est constitué d'un oscillateur à effet de champ (T_1) lui conférant une grande stabilité dans le temps et en température.

La modulation interne est générée par (T_2) constituant un oscillateur à rotation de phase alimenté sous 6 V stabilisés par D_1 . Cette modulation est appliquée sur le drain de (T_1) par R_4 de 1,5 k Ω et par l'intermédiaire du potentiomètre P_1 servant à régler le pourcentage de modulation.

En réception le circuit accordé formé par le bobinage amovible et le C.V. d'accord capte la fréquence de l'émetteur inconnu, le FET est alors utilisé en détection et le microampèremètre dévie à l'accord.

Le système de lecture utilise un galvanomètre très sensible (100 microampères) et un étage amplificateur (T_3). Cet étage a la particularité d'amplifier une composante continue proportionnelle au niveau de l'oscillation H.F. qui est détectée par D_2 ; ainsi ce préamplificateur ne possède pas une large bande passante.

CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES

- Appareil autonome fonctionnant sur pile de 9 V.
- Dimensions : longueur 150, largeur 80, hauteur 55 mm.
- Masse : 400 g environ.

Fréquences couvertes : 300 kHz à 200 MHz : 1) 300 kHz à 600 kHz ; 2) 600 kHz à 2 MHz ; 3) 2 MHz à 6 MHz ; 4) 6 MHz à 20 MHz ; 5) 20 MHz à 60 MHz ; 6) 60 MHz à 200 MHz.

Différents modes de fonctionnement : émission HF pure ; émission HF modulée à 800 Hz avec niveau réglable de 0 à 30% de modulation réception.

Sortie BF indépendante à 800 Hz avec niveau réglable.

Capacimètre avec bobine spéciale montée sur la plaquette permettant de recevoir les capacités à vérifier.

Équipement : trois transistors dont un à effet de champ ; deux diodes ; un C.V. de type professionnel à entraînement démultiplié.

Consommation maximum 20 mA.

Lecture aisée sur des échelles disposées en arc de cercle de 180°.

Indication de l'accord par galvanomètre de 100 microampères.

UTILISATION

En émission :

C'est le fonctionnement le plus utilisé : placer le bobinage correspondant à la gamme choisie sur le support prévu à cet effet, tourner le bouton « sensibilité » servant également de mise en fonctionnement jusqu'à ce que l'aiguille dévie vers la droite (pas en butée) : déviation-oscillation, approcher le Grid-Dip du circuit à mesurer :

1) Ce circuit est passif (self, résistance, condensateur) l'accord est obtenu lorsque la déviation du microampèremètre diminue en agissant sur le bouton « fréquence ». Il suffit alors de lire la fréquence d'accord sur l'échelle correspondante.

2) Ce circuit est actif et en fonctionnement, dans ce cas procéder de la même manière que ci-dessus mais la lecture se fera pour

un maximum de déviation de l'aiguille du microampèremètre.

Si l'on désire un contrôle audible sur un récepteur, il suffit de tourner le bouton « modulation » à fond vers la droite.

En réception :

Tourner le bouton « sensibilité » au maximum vers la droite. Positionner le commutateur à glissière sur réception.

Procéder comme en émission c'est-à-dire coupler le Grid-Dip avec l'émetteur dont on désire connaître la fréquence.

Rechercher l'accord avec le bouton « fréquence ». La lecture se fera pour un maximum de déviation.

Contrôle des quartz :

Placer le quartz sur son support, tourner le bouton de commande de fréquence vers la gauche en butée (maximum de fréquence) car il faut que le C.V. soit ouvert afin qu'aucune capacité ne vienne perturber le circuit résonnant complet du quartz à vérifier.

Positionner le commutateur à glissière sur émission ; l'aiguille dévie si le quartz engendre une oscillation

Capacimètre :

L'utilisation est la même qu'en émission, il suffit de placer la capacité à vérifier sur la plaquette prévue à cet effet et par couplage de déterminer la fréquence d'accord ; la lecture se fait directement sur l'échelle correspondante en rouge, la mesure est possible pour des capacités allant de 0 à 25 nF.

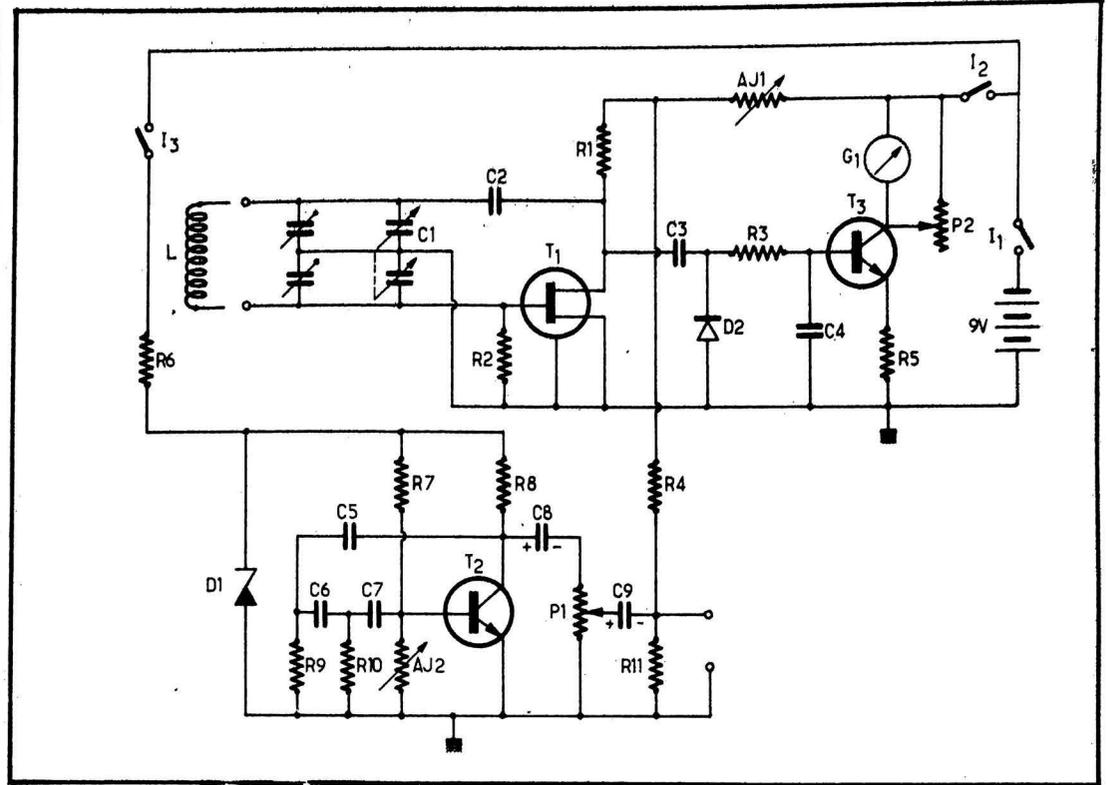
B.F. :

Un signal à 800 Hz est disponible lorsque la modulation est en fonctionnement et le niveau est ajustable par le potentiomètre servant à régler le degré de modulation. Le niveau maximum à vide est de 5 V environ c à c.

Recommandations :

L'organe le plus délicat et dont dépend la précision du GD 743 est le bobinage il faut donc le manipuler avec précaution et ne pas le modifier.

Lors de la mesure la plus grande précision est obtenue par un couplage « léger ».



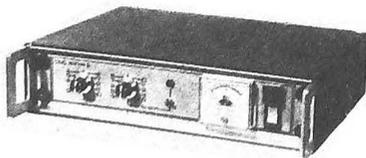
VALEURS DES ELEMENTS

RESISTANCES	CONDENSATEURS	TRANSISTORS :	COMPOSANTS DIVERS
R ₁ : 560 Ω	C ₁ : 2 x 200 pF	T ₁ : 2N4416	I ₁ : interrupteur marche/arrêt.
R ₂ : 1 MΩ	C ₂ : 56 pF	T ₂ : BC 108	I ₂ : inverseur émission/réception
R ₃ : 2,2 kΩ	C ₃ : 270 pF	T ₃ : BC 108	I ₃ : modulation
R ₄ : 1,5 kΩ	C ₄ : 180 pF		G ₁ : galvanomètre 100 μA.
R ₅ : 1,5 kΩ	C ₅ : 0,1 μF		
R ₆ : 220 Ω	C ₆ : 0,1 μF	DIODES	
R ₇ : 33 kΩ	C ₇ : 0,1 μF	D ₁ : Z 6,2	L ₁ : 300-600 kHz
R ₈ : 220 Ω	C ₈ : 22 μF	D ₂ : SFD 104	L ₂ : 0,6-2 MHz
R ₉ : 1,5 kΩ	C ₉ : 22 μF		L ₃ : 2-6 MHz
R ₁₀ : 1,5 kΩ			L ₄ : 6-20 MHz
R ₁₁ : 10 kΩ			L ₅ : 20-60 MHz
A _{J1} : 5 kΩ			L ₆ : 60-200 MHz
A _{J2} : 5 kΩ			
P ₁ : 5 kΩ			
P ₂ : 5 kΩ			

tradelec

SPECIALISTE DU MATERIEL AUDIO PROFESSIONNEL

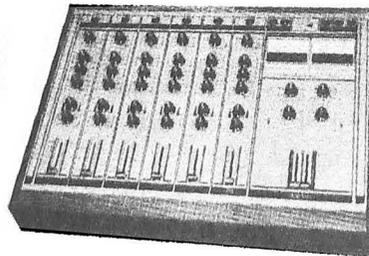
STANCOIL LTD



SUPPRESSEUR UNIVERSEL

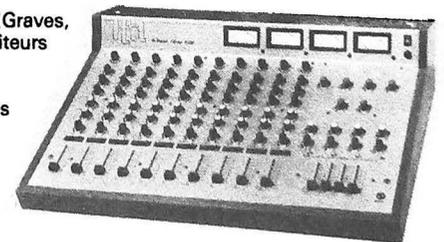
de tous bruits indésirables quel qu'en soit l'origine.

Respect intégral de la bande passante



AD 52. 5 entrées, 2 sorties - Autonome.

AD 62. Correction (Graves, Médium, Aigus) ; Limiteurs Panoramiques ; 6 entrées microligne, mono-stéréo ; 2 sorties avec limiteurs.



AD 104. 10 entrées, mono-stéréo, microligne ; 4 sorties avec limiteurs, Monitor ; Corrections - Panoramiques ; 4 vumètres - Foldback.

TRADELEC 9, Av. de la porte de la Plaine 75015 PARIS tél.: 531.51.37

GENERATEURS ELECTRONIQUES DE MUSIQUE ALEATOIRE

INTRODUCTION

PARMI les nombreux appareils que l'électronique a créés pour les musiciens, les synthétiseurs sont particulièrement appréciés, car ils peuvent dans une certaine mesure « activer » l'inspiration des compositeurs et le travail des arrangeurs et des improvisateurs.

L'élément le plus important de la musique étant la mélodie, on a cherché un dispositif électronique créateur de mélodies pouvant remplacer leur éclosion spontanée due à l'inspiration.

Bien entendu, cet appareil idéal n'existe pas, mais on a pensé laisser au hasard le soin de proposer des suites de notes. Parmi celles-ci l'utilisateur pourrait en trouver certaines, ayant la valeur de mélodies.

Ayant sélectionné une mélodie, il ne restera plus à l'utilisateur que de la « travailler » en lui adjoignant des effets spéciaux, tels que les suivants : timbre, tonalité, enveloppe, vibrato, trémolo, etc., sans oublier l'accompagnement classique ou électronique, réalisé avec un générateur de rythmes.

Parmi les générateurs de mélodies, créant ainsi une musique aléatoire, nous avons choisi celui de Don Lancaster, auteur très réputé aux U.S.A. Celui-ci a proposé le Psych-Tone, synthétiseur de mélodies.

L'article de Don Lancaster a été publié dans Electronics Experimenter Handbook (Spring édition 1973).

La musique synthétique « composée » par cet appareil provient essentiellement d'un générateur de signaux BF, commandé par la polarisation variable obtenue à partir des signaux créés par un compteur électronique.

Les signaux BF de différentes

fréquences étant obtenus, on les traite selon les procédés habituels pour leur donner des caractéristiques de timbre et d'enveloppe, choisis par l'utilisateur.

Tout comme dans le cas de la plupart des autres appareils musico-électroniques, le Psych-Tone sera complété par un amplificateur de puissance pouvant être, d'ailleurs celui d'un autre appareil de bonne qualité musicale.

SCHEMA FONCTIONNEL

Ce schéma est donné à la figure 1. On remarque dans ce montage, l'alimentation qui reçoit la tension du secteur, à 117 V par exemple et fournit des tensions de + 24 V et + 3,6 V, appliquées aux diverses parties de l'appareil. Celles-ci sont :

(A) Générateur de tempo. C'est un multivibrateur, générateur de signaux à très basse fréquence permettant de commander le compteur. Si par exemple la fréquence de ce générateur est de 1 Hz, il y aura une note musicale

par seconde. Un réglage continu permettra d'obtenir le tempo à des fréquences de « l'ordre » de la seconde, ce qui fera entendre les notes plus ou moins vite, depuis le « lento » jusqu'au « prestissimo ».

(B) Compteur commandé par le dispositif précédent, le compteur donnera des signaux rectangulaires de fréquences f , $f/2$, $f/4$, etc., sous-multiples de celle du générateur de tempo.

Le compteur donne les signaux dans les deux polarités : Q et \bar{Q} , ce qui fait 12 signaux différents, le compteur étant à 6 éléments.

(C) Sélecteur d'accord. Cette partie est purement mécanique et se compose de trois commutateurs unipolaires, indépendants à douze positions chacun.

Les plots 1 à 12 sont connectés aux sorties Q et \bar{Q} du compteur. De ce fait, en plaçant les trois « communs » des commutateurs dans une position quelconque (mais repérable si on le désire) on obtiendra trois signaux différents que l'on additionnera.

Pratiquement, chaque commutateur peut prendre 12 positions

et il est clair que le nombre total de combinaisons sera, évidemment :

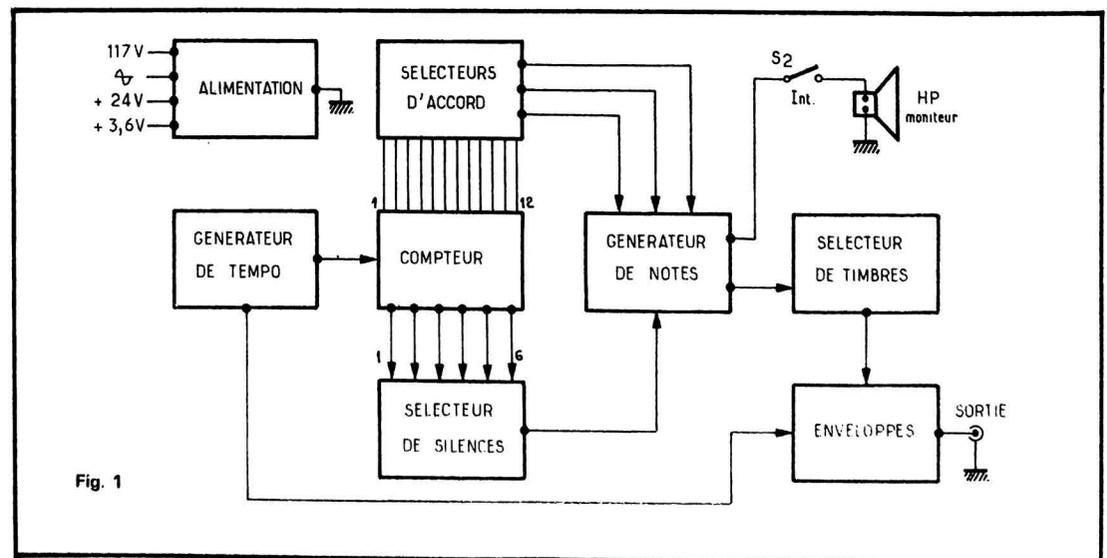
$$N = 12 \cdot 12 \cdot 12 = 1728$$

On aura donc, la possibilité d'obtenir 1728 combinaisons de séquences de notes, celles-ci étant au nombre de 63 dans chaque « échantillon de mélodie » produit par le générateur.

(D) Le sélecteur de silences permettra, étant commandé par le compteur et le générateur de tempo, d'intercaler des silences entre les notes engendrées ce qui apportera, aux utilisateurs une autre possibilité de variation de la mélodie.

(E) Après ces parties de génération et de sélection, on notera la présence du générateur de notes.

Ce générateur reçoit les signaux provenant des trois « communs » des commutateurs à 12 positions et le signal de silence. Il donnera à la sortie la mélodie obtenue grâce à ce procédé. A la sortie du générateur de notes, utilisant un transistor unijonction (UJT) et cinq transistors bipolaires, on pourra entendre la mélodie grâce au HP moniteur pou-



avant être connecté, à volonté, par l'interrupteur S₂.

Normalement, lors de l'audition de cette musique aléatoire (donc imprévisible en raison du nombre élevé de combinaisons) on enverra les signaux de mélodie aux dispositifs d'effets spéciaux (ci-après).

(F) L'imitation d'un instrument n'est toutefois suffisante que si le mode d'attaque, la durée du son et son extinction sont également bien imités.

Cela revient à reproduire l'Enveloppe, ce qui est réalisé avec le dispositif de même nom. Celui-ci reçoit, d'une part, les sons provenant du sélecteur des timbres, donc des sons « formés » (ou déformés, comme on voudra).

D'autre part, le circuit Enveloppe est commandé par le générateur de tempo afin que l'attaque (montée de la puissance de la note considérée) soit synchrone avec le

début de cette note produite par les dispositifs mentionnés.

Finalement, la sortie de ce dispositif, fournit le signal que cet appareil peut produire. Il ne restera plus qu'à l'appliquer à un amplificateur qui lui donnera la puissance désirée.

Remarquons que le terme aléatoire n'est valable que dans la mesure où l'on cherche une mélodie valable parmi les 1728 fournies par le Psych-Tone de Don Lancaster.

Si l'une d'elles plaît et mérite de passer à la postérité, il suffira tout simplement de noter les positions des trois commutateurs du sélecteur par exemple :

S₁₃ sur 3, S₁₄ sur 5 et S₁₅ sur 12. et celles du sélecteur de silences.

Chaque fois que l'on mettra les commutateurs sur ces positions on retrouvera la mélodie sélectionnée.

GENERATEUR DE TEMPO

Son schéma est donné par la figure 2. On voit qu'il s'agit d'un oscillateur utilisant un circuit intégré CI-1 à quatre éléments inverseurs du type MC799 P. (Motorola). Ce générateur est alimenté sous 3,6 V et fournit les signaux à transmettre au compteur et au circuit enveloppe.

Les triangles symbolisent en notation logique, des inverseurs, l'entrée est à gauche et la sortie sur le sommet de droite. Le couplage croisé est obtenu avec C₁₅ et C₁₆ et le réglage du tempo avec R₃₃ de 10 kΩ. On a reconnu aisément le montage en multivibrateur astable, c'est-à-dire oscillant librement.

COMPTEUR

Son schéma est donné à la figure 3. On y trouve trois circuits intégrés CI-2, CI-3 et CI-1, du type MC791-P Motorola, chacun composé de deux éléments de flip-flop. L'ensemble constitue un compteur à 6 étages, ce qui donne 6 sorties Q et 6 sorties Q̄. Les signaux Q et Q̄ sont numérotés de 1 à 12 et transmis aux plots portant les mêmes numéros du sélecteur de notes de la figure 4.

Pratiquement, on réunira préalablement les trois points 1 du sélecteur, puis, les trois points 2... jusqu'aux trois points 12. On reliera ensuite les points 1 à 12 du compteur aux points 1 à 12 du sélecteur.

Les CI du compteur seront réunis entre eux, comme l'indique le schéma : Q à C, Q̄ à S, point infé-

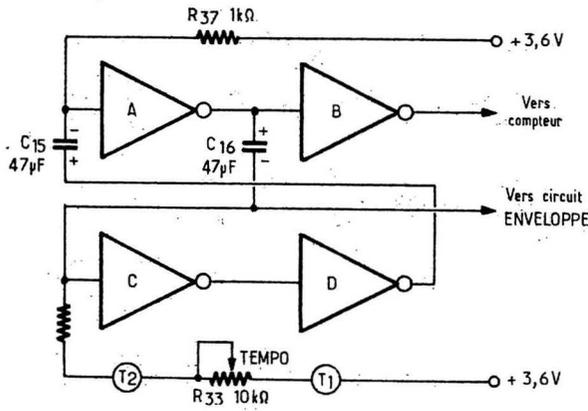


Fig. 2.

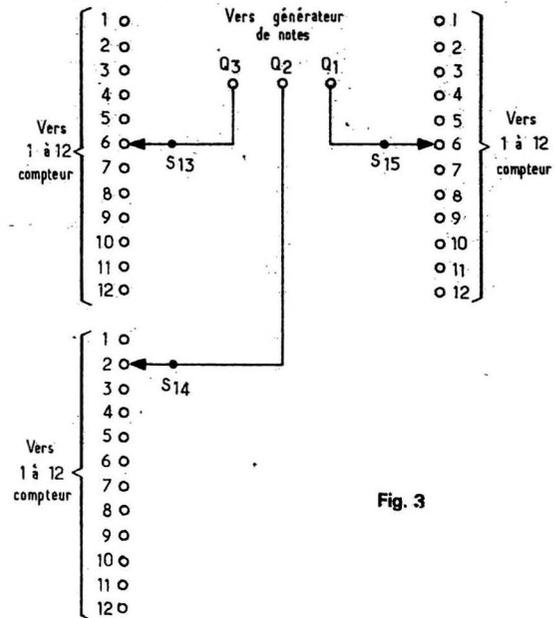


Fig. 3

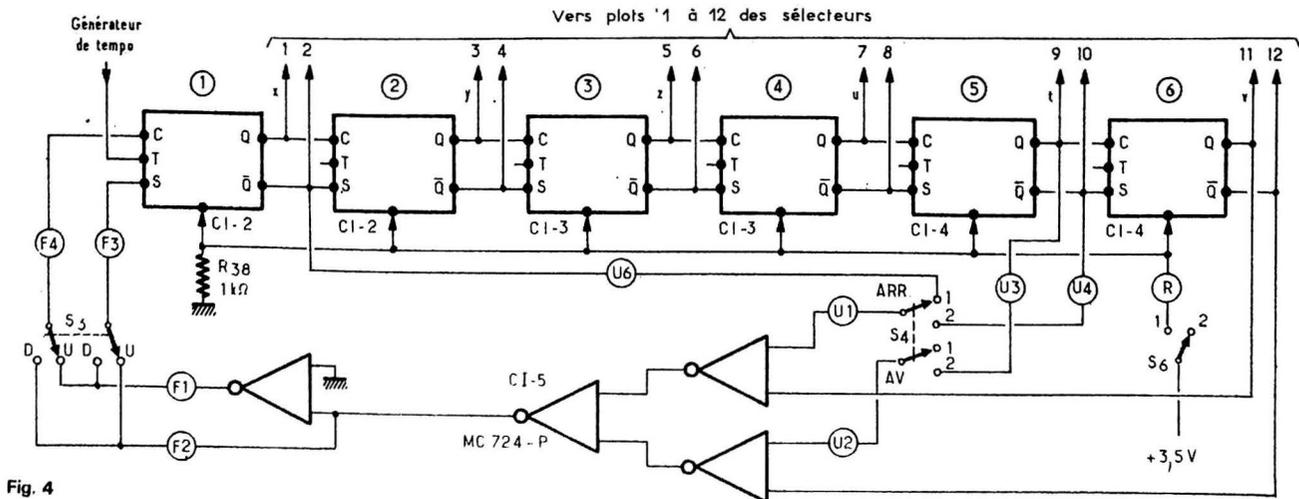


Fig. 4

rieur à C à la ligne du point (R). Les points cerclés sur le schéma sont les points de repère permettant d'identifier les connexions. Ils pourront être imprimés sur un plan de câblage éventuel.

La ligne (R) est reliée par R_{38} de $1\text{ k}\Omega$ à la masse.

D'autre part, les points Q et \bar{Q} du premier flip-flop (donc de 1/2 CI-2) sont connectés à un inverseur bipolaire S_4 . En position 1, la succession des signaux se produit en arrière et en position 2, en avant.

Les connexions (U3) et (U4) sont reliées aux sorties Q et \bar{Q} du cinquième flip-flop.

Le commutateur S_6 permet la remise à zéro en position 1 et le départ en position 2.

D'autre part, associé au compteur on trouve le circuit intégré CI-5 du type MC724 P qui, avec ses quatre éléments connectés comme indiqué sur le schéma, constitue une porte OU exclusif.

A chaque impulsion provenant du générateur de tempo, appliquée au point T du premier flip-flop correspond un signal de sortie de niveau 1 ou 0 transmis au

flip-flop suivant et ainsi de suite jusqu'aux deux derniers étages (5) et (6) qui commandent la porte OU exclusif (CI-5). Le compteur reproduit ses signaux après 63 comptages dans un sens ou dans l'autre, selon la position de S_4 . La figure 4 donne le schéma du sélecteur.

GENERATEUR DE NOTES

Son schéma est donné à la figure 5. Partons des trois points marqués Q_1 , Q_2 , Q_3 sur les « communs » des commutateurs S_{13} , S_{14} et S_{15} du sélecteur de la figure 4.

Ces trois points sont connectés aux entrées « S_{13} », « S_{14} » et « S_{15} » du générateur de notes figure 5. Ils sont suivis, chacun, d'un étage amplificateur à transistor 2N5129 National, des NPN, dont les sorties sur les collecteurs aboutissent à un réseau à résistances R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9 , R_{10} constituant un mélangeur.

Le dosage est effectué avec R_8 , R_9 , R_{10} . Le signal ainsi mélangé et

dosé est transmis par le point (Y) au transistor Q_4 du type 2N5139 National également.

Ce transistor commande le courant, réglable par R_{14} de $5\text{ k}\Omega$, la fréquence de l'oscillateur réalisé avec Q_5 , un UJT du type MPS G523 Motorola.

A noter aussi le transistor Q_7 du type 2N5129 qui commande également l'UJT, Q_5 . Sa base étant réunie à la sortie de CI-6, le sélecteur de silences, comme on le verra au paragraphe suivant de cette analyse.

Le transistor oscillateur UJT à la base B_2 réunie par R_{17} au +24 V, tandis que la base B_1 est reliée par la connexion (M1) au commutateur S_2 . En position 0, le signal de note est transmis par la diode D_3 au haut-parleur moniteur servant de témoin. En position F, la base B_1 est polarisée par R_{16} reliée à la masse.

Cette deuxième position 0, correspond à l'audition de la mélodie après passage par les circuits de timbre et d'enveloppe.

A cet effet, la sortie de Q_6 est reliée à l'entrée du sélecteur de timbres.

SELECTEUR DE SILENCES

Ce dispositif constitue une des originalités les plus remarquables du Psych-Tone de Don Lancaster.

A la figure 6, on donne son schéma. Il y a six entrées désignées par Q, chacune reliée à une sortie Q de flip-flop du compteur. Ces sorties ont été désignées sur les figures 3 et 6 par x, y, z, t, u, v. Elles sont connectées par des branchements (P) aux commutateurs S_7 à S_{12} , six commutateurs indépendants à un pôle et deux directions.

Dans une des directions, il y a contact avec un des points d'entrée et dans la deuxième direction, il y a mise à la masse.

Les communs (ou pôles) de deux commutateurs, par exemple S_7 et S_8 sont reliés par les connexions (S) aux entrées d'un élément de porte du circuit intégré CI-6, identique au CI-5 et de type MC724 P dont on utilise que trois éléments sur les quatre disponibles.

Les trois sorties de ces éléments sont réunies et le signal est transmis au générateur de notes, afin de créer les silences.

Selon les positions des commutateurs S_7 à S_{12} , il y aura ou non des périodes de silences.

Lorsque tous les points S sont au niveau zéro, donc avec les commutateurs à la masse, le signal transmis à l'UJT est tel que ce transistor est saturé et ne fonctionne pas.

Si tous les commutateurs ne sont pas à la masse, il y aura fonctionnement de l'UJT pour chaque niveau logique 1 d'une sortie Q et silence pour chaque niveau zéro de cette même sortie.

Si cinq des commutateurs sont à la masse, donc un seul recevant un signal Q, il y aura alternativement, pour chaque intervalle de note, un son et un silence. Avec quatre commutateurs à la masse, donc deux recevant des signaux Q, il y aura 3/4 des intervalles de notes qui seront audibles et 1/4 des intervalles à silence.

Avec 3 commutateurs à la masse, on aura une note audible sur huit.

La combinaison des positions S_7 à S_{12} déterminera l'emplacement dans le temps des silences. Ces combinaisons peuvent être prédéterminées et numérotées.

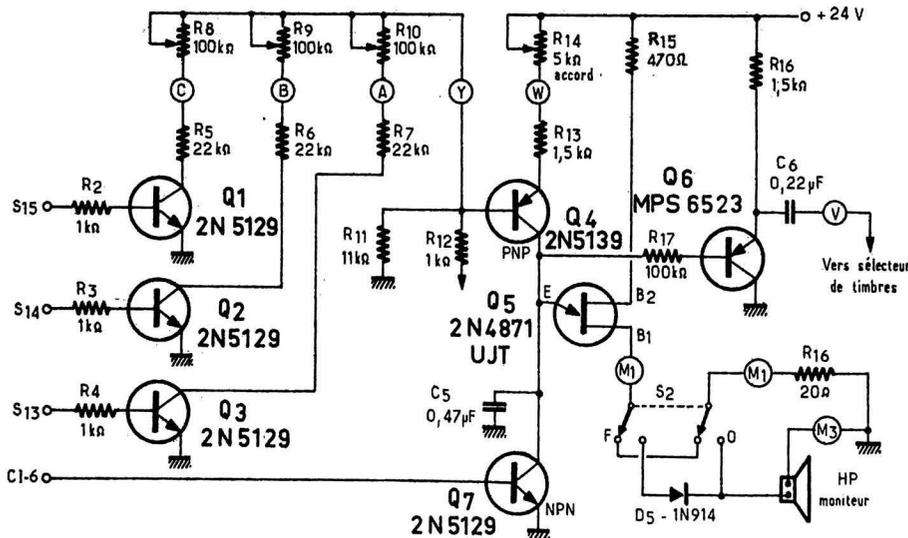


Fig. 5

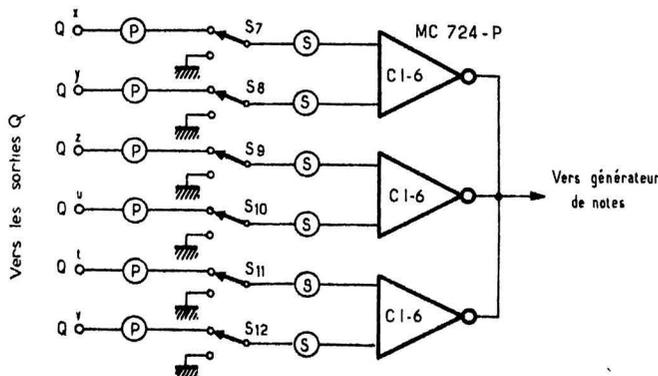


Fig. 6

SELECTEUR DE TIMBRES

En se reportant au schéma de la figure 7, on voit qu'il s'agit d'un ensemble de filtres commutables. L'entrée est au point (V), reliée à la sortie du générateur de notes sur laquelle on a également indiqué ce point.

A la ligne (V) sont reliés les commutateurs S_{16A} à S_{21A} .

En position 1, chacun de ces commutateurs indépendants l'un de l'autre, est en position « coupure » et en position 2, il connecte l'entrée et la ligne (V) au filtre correspondant. Par exemple S_{16A} connecte (V) à la résistance R_{28} . De même S_{21A} connecte la ligne (V) au circuit R_{34} - C_{14} .

La sortie de cet ensemble de filtres est au point (K) et à la ligne de même désignation à laquelle sont reliés les plots 2 des commutateurs S_{16B} à S_{21B} , tous indépendants. Chaque commutateur de la rangée (K) est, toutefois conjugué avec le commutateur de même indice de la rangée (V), par exemple S_{16A} et S_{16B} constituent un inverseur bipolaire à deux directions, 1 et 2.

De ce fait, les filtres seront déconnectés à leurs deux extrémités ce qui est nécessaire surtout pour les filtres (D) et (E) qui ont un point de masse chacun.

Voici l'effet obtenu avec ces filtres, la tension d'entrée étant en dents de scie, grâce à l'oscillateur UJT du générateur de notes décrit plus haut.

Filtre (A). En fait, ce n'est pas un filtre mais une simple résistance R_{28} de $4,7\text{ k}\Omega$ qui, venant s'insérer entre l'entrée (V) et la sortie (K) ne modifie pas la forme du signal. Le « filtre » (A) donnera donc, à la sortie un signal en dents de scie.

Filtre (B). Cette fois il y a déformation, car le filtre du type série comprend R_{29} de $2,2\text{ k}\Omega$ et C_{10} de $0,47\text{ }\mu\text{F}$.

Il donne, à la sortie, une tension en dents de scie plus pointue que celle appliquée à l'entrée (Peaked Sawtooth).

Filtre (C). Même constitution que le filtre précédent, mais R_{30} = $3,3\text{ k}\Omega$ et C_{11} = 10 nF .

Filtre (D). Ce filtre est plus complexe. Les branches série sont D_8 et D_9 dont la première diode est une diode zener (ou diode de Zener) et la deuxième une diode « ordinaire » (l'excellente 1N914). Leur point commun est à la masse.

Ce filtre a pour effet l'écrêtage des pointes des tensions en dents de scie (Clipped).

Filtre (E). C'est un filtre RC passe-bas, ayant pour effet d'atténuer très fortement les signaux harmoniques inclus dans le signal en dents de scie appliqué à l'entrée (V).

De ce fait, le signal de sortie est proche d'un signal sinusoïdal. Remarquons que le filtre (D) possède un point relié à la masse.

Le dernier filtre, le filtre (E) produit une déformation importante du signal en écrêtant les pointes.

Dans le montage de cet ensemble de filtres, les variantes suivantes, que nous suggérons sont :

1) Suppression des éléments S_{16B} , S_{17B} , S_{18B} et S_{21B} remplacés par des court-circuits.

En effet, un circuit dipôle peut être rendu sans aucun effet en le débranchant à une seule de ses extrémités.

2) La configuration de cet ensemble permet d'ajouter d'autres éléments déformateurs si on le désire, il suffira de prévoir un plus grand nombre d'inverseurs bipolaires à un ou deux éléments.

3) Des essais sont permis en modifiant certaines valeurs des éléments D, R et C des filtres.

4) Des combinaisons autres que celles possibles sont faciles à obtenir en agissant sur deux ou plusieurs commutateurs à la fois, par exemple des combinaisons comme les suivantes : (A) (B), (A) (C), (A) (D), (A) (E), (A) (B) (C), (A) (B) (D), (A) (B) (E), (A) (B) (C) (D), (A) (B) (C) (E). En commençant avec (B), on aura (B) (C), (B) (D), (B) (E), puis (B) (C) (D), (B) (C) (E), puis (B) (C) (D) (E), ensuite : (C) (D), (C) (E), (C) (D) (E), et enfin (D) (E).

Cela fait un grand nombre de combinaisons susceptibles de donner de la « couleur » aux sons ainsi bien ou mal « traités ».

5) Tout autre ensemble déformateur peut remplacer celui proposé.

Passons maintenant aux deux derniers dispositifs de cet appareil.

CIRCUIT « ENVELOPPE »

Son schéma est donné à la figure 8. Ce schéma est assez simple

car on n'y trouve que trois transistors et deux diodes.

Lorsque le générateur de tempo produit un signal, au même moment, un son est engendré par l'ensemble décrit jusqu'ici. Il faut donc, qu'au même moment, le signal de tempo soit appliqué au circuit enveloppe, afin que celui-ci agisse sur la forme de l'enveloppe du signal qui lui est soumis.

De ce fait, le circuit enveloppe possède deux entrées et une sortie.

L'entrée son C_7 correspond à la sortie « vers circuit enveloppe » du générateur de tempo.

L'entrée (K) correspond à la sortie (K) du sélecteur de timbres.

La sortie « générale » de l'appareil, sur C_9 permet le branchement à un amplificateur quelconque, linéaire autant que possible mais pouvant comporter des dispositifs de réglage de tonalité et, nécessairement, un réglage de volume.

Il y a quatre commandes :

R_{22} de $1\text{ M}\Omega$ règle le « sustain » autrement dit la durée pendant laquelle, le son se maintient au maximum de puissance qu'il atteint.

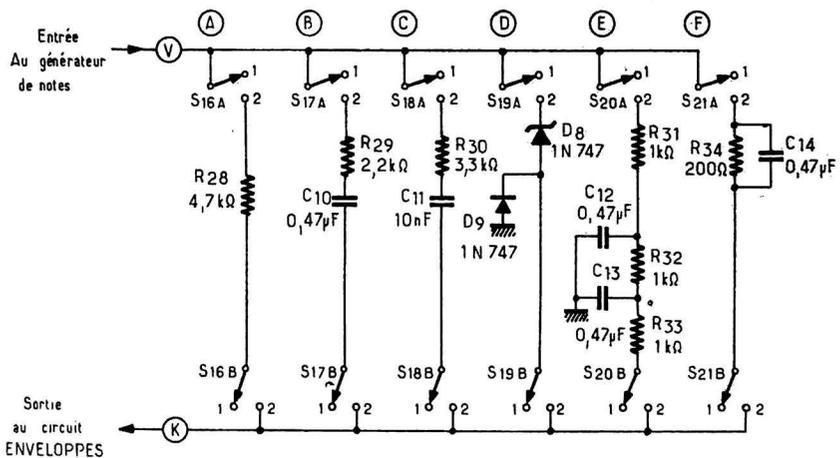


Fig. 7

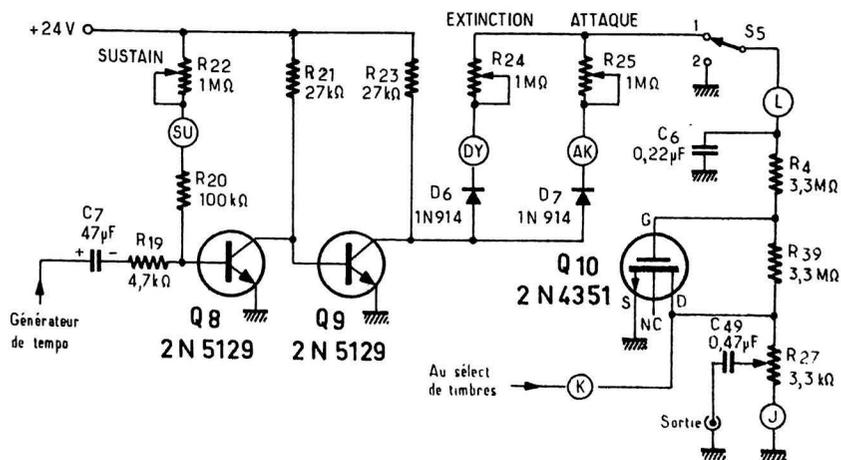


Fig. 8

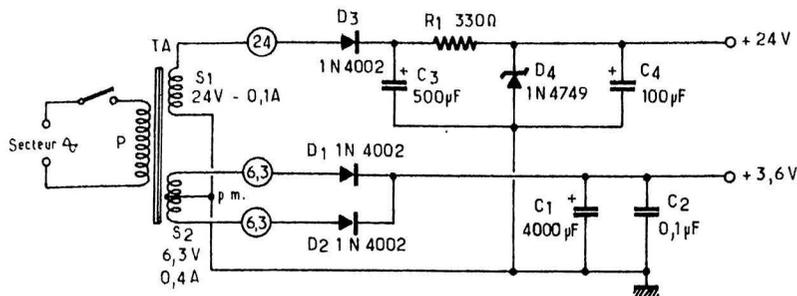


Fig. 9

R_{24} de $1\text{ M}\Omega$ agit sur l'extinction. Il permet par conséquent d'obtenir une extinction rapide ou lente du son, à la fin de la durée du sustain.

R_{25} de $1\text{ M}\Omega$ également, agit sur l'attaque du son, autrement dit sur la durée nécessaire pour que le son considéré atteigne le maximum de puissance, ce maximum étant maintenu par le sustain.

S_5 est un inverseur à deux positions. En position 1, le dispositif enveloppe est en circuit et on

pourra s'en servir en agissant sur les trois réglages précisés plus haut. En position 2, le dispositif enveloppe est déconnecté et sans effet. Les signaux fournis par le sélecteur de timbres par le point (K) sont transmis à la sortie générale, par R_{27} agissant comme réglage général de volume et C_9 servant d'isolateur en continu et de transmetteur en alternatif.

Augmenter sa valeur si l'entrée de l'amplificateur est de faible résistance afin que les signaux à très basse fréquence soient transmis.

ALIMENTATION

Cette dernière et indispensable partie de l'appareil décrit, est représentée par le schéma de la figure 9.

L'alimentation doit donner deux tensions, 24 V et 3,6 V, toutes deux positives par rapport à la masse.

On aura recours à un transformateur d'alimentation TA dont le primaire sera adapté ou adaptable à la tension du secteur dont on

dispose. Il y aura deux secondaires : S_1 de 24 V (alternatif) et 100 mA et S_2 , de 6,3 V (alternatif) avec prise médiane, donc 3,15 + 3,15 V, sous un courant de 400 mA minimum.

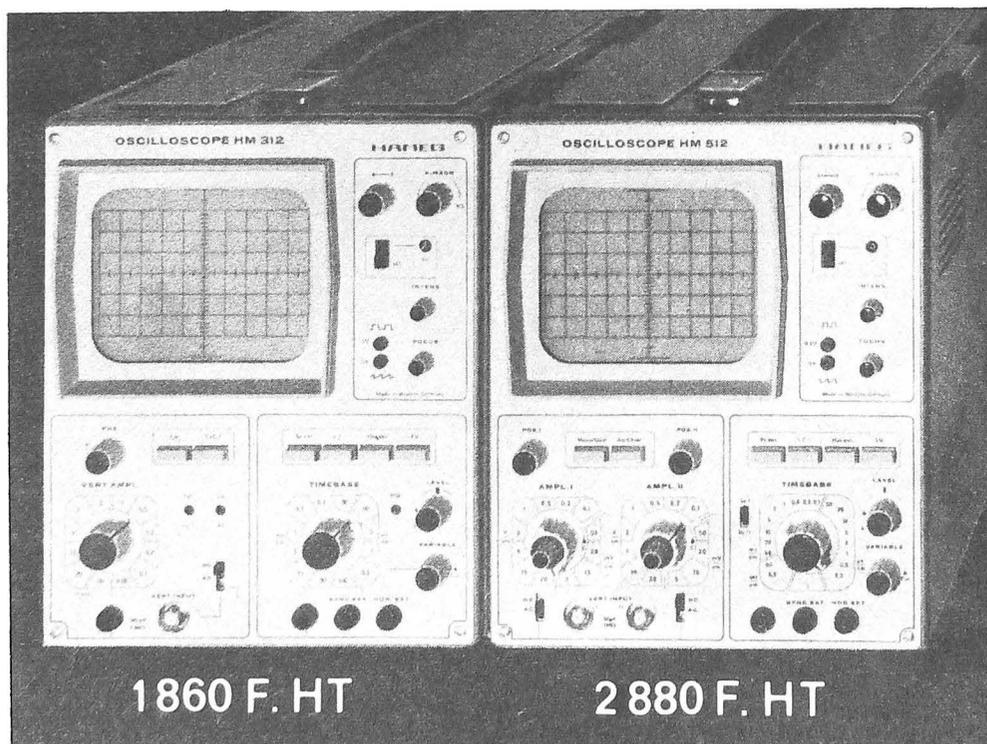
Le redressement du signal alternatif à 24 V est mono-alternance et s'effectue avec D_3 . Le filtrage est obtenu avec R_1 , C_3 et C_4 , avec stabilisation par la diode zener D_4 du type 1N4749, de 24 V 1 W.

La tension de 2 fois 3,15 V de S_2 est redressée en bi-alternance, par D_1 et D_2 du type 1N4002 (comme D_3). La tension redressée est filtrée par C_1 et C_2 de $4000\ \mu\text{F}$ et $0,1\ \mu\text{F}$ respectivement montés en parallèle sur la sortie donnant + 3,6 V.

La tension de 3,6 V n'est pas régulée.

Aux U.S.A., le « kit » de cet appareil peut être fourni par la société suivante : Southwest Technical Products, Box 32040, San Antonio, TX 78216 U.S.A. Nous ne connaissons pas d'importateur de cet appareil, en France.

F. JUSTER



OSCILLOSCOPE HM 312

Amplificateur Y : 0 - 15MHz
Sensibilité max. 5mV cc/cm
Base de Temps : 0,3s - 60ns
Tube cathodique avec 2KV

OSCILLOSCOPE HM 512

Amplificateur Y : 2x0-20MHz
Sensibilité max. 5mV cc/cm
Base de Temps : 0,5s - 40ns
Tube cathodique avec 4,5KV

Les plus vendus

de notre gamme

*2 oscilloscopes
avec un rapport*

qualité/prix

unique

documentation sur demande

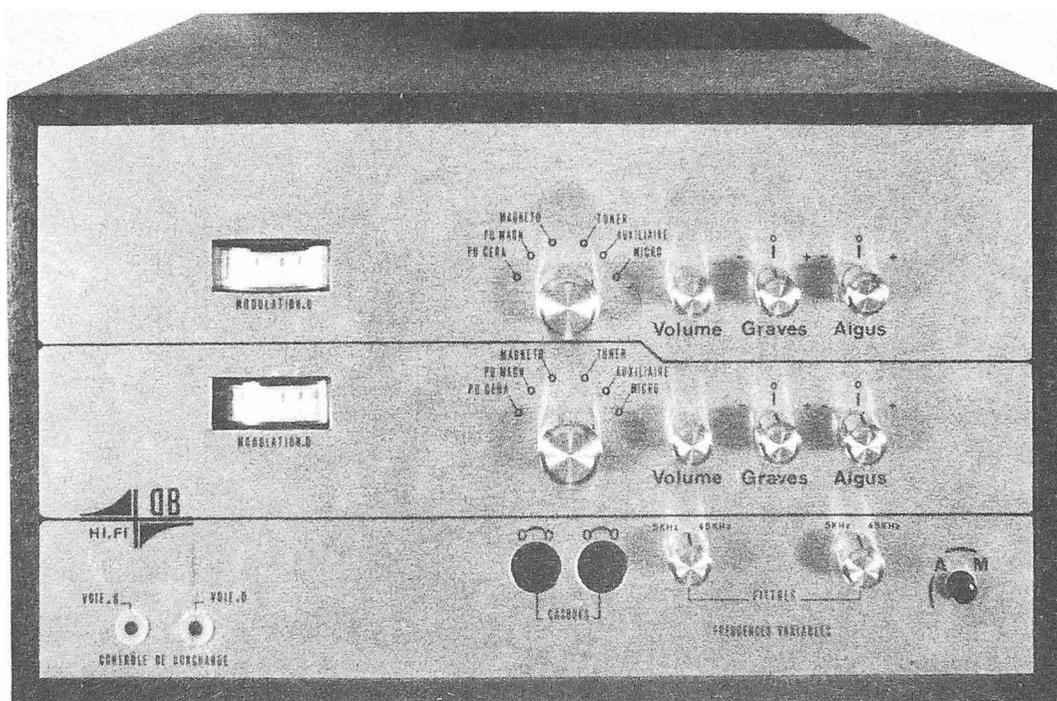
**HAMEG
FRANCE**

12 rue du Séminaire B.P. 301
94150 Rungis Tel.: 686 79 40

AMPLIFICATEUR

STEREOPHONIQUE

MODULAIRE



2 x 25 Weff / 8 Ω – 2 x 50 Weff / 4 Ω

(Suite voir N° 1486)

MODULE PRÉAMPLIFICATEUR HP 4

LE module préamplificateur qui a été retenu pour équiper notre appareil est de conception simple et fait appel à des transistors classiques puisqu'il s'agit des BC109B ou 109C. Les transistors « faible bruit » nous semblent à notre avis bien entendu) les mieux adaptés à la préamplification de faibles si-

gnaux. Nous avons bien essayé de nous moderniser en essayant quelques maquettes équipées de circuits intégrés, mais les résultats nous ont toujours déçus, surtout au niveau de l'entrée PU magnétique, les enceintes acoustiques se transformant alors en locomotives à vapeur !

LE SCHEMA

Le schéma de principe est proposé à la figure 12 ; il s'agit maintenant de suivre les différents étages équipés de 5 transistors BC109.

Notons tout de suite la rareté des condensateurs electrochim-

ques ! pas un n'est utilisé en liaison inter-étages, ce qui évite bien des déboires : entre celui qui fuit « comme une passoire » ou celui qui est coupé ou mieux encore celui qui est en court-circuit, sans bien entendu oublier la tolérance admise sur ces composants de - 10 % à + 50 % quand ce n'est pas + 100 %. On peut contourner

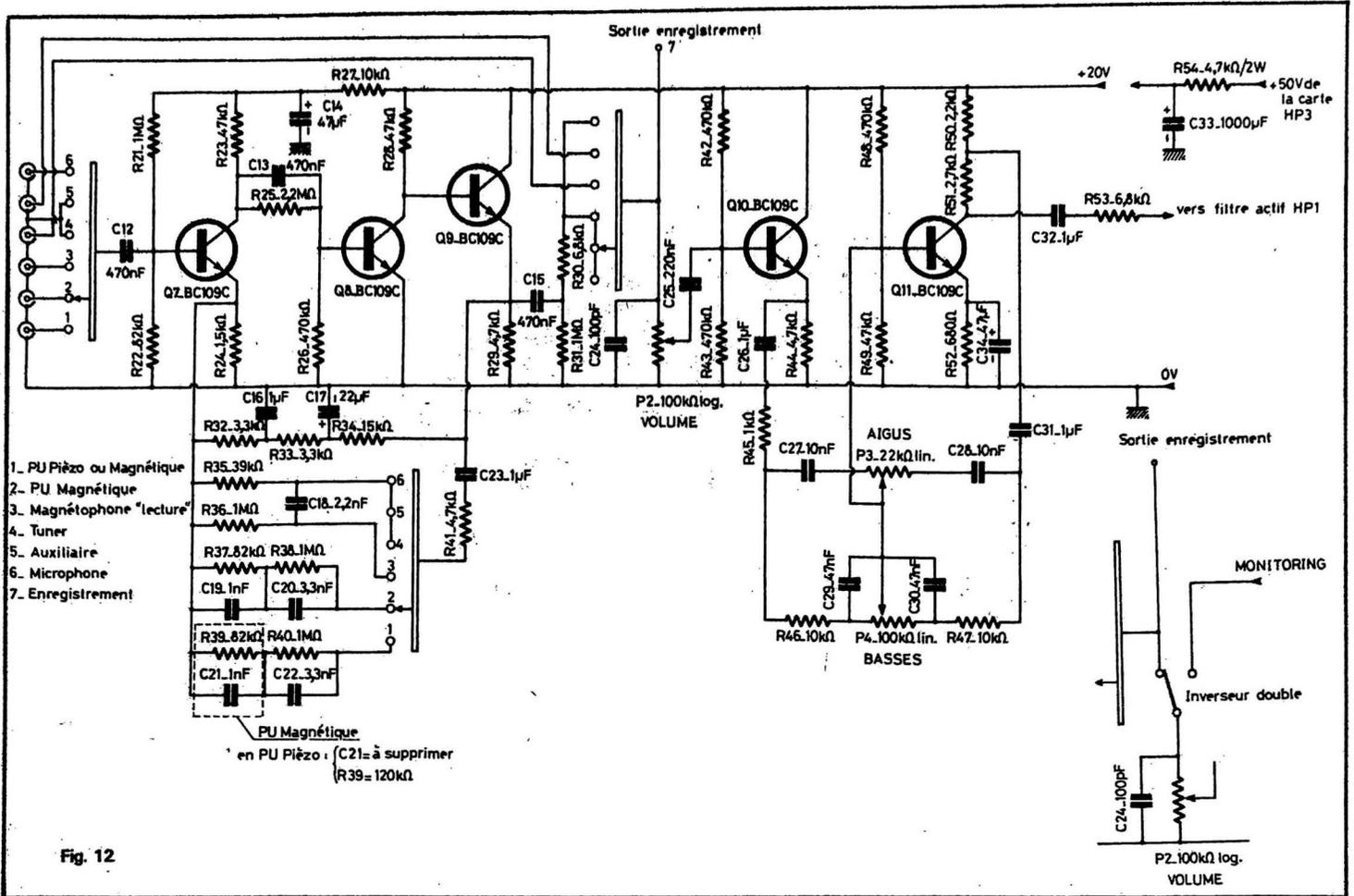


Fig. 12

le problème en choisissant le tantale, cependant c'est une solution fort coûteuse! Alors il reste le condensateur en plastique métallisé ou au polycarbonate et c'est ce type de composant que nous avons adopté.

Dès l'entrée, un commutateur de fonctions sélectionne les modulations à « bas » niveau de celles à « haut » niveau. Seules les positions 1, 2, 3, 6 sont en liaison avec la base du premier BC109 au travers du condensateur C12-470 nF (ou 0,47 µF).

Q7 est monté en émetteur commun, donc en amplificateur en tension.

Sa base est polarisée par le pont de résistances R₂₁ 1 MΩ et R₂₂-82 MΩ.

La charge collecteur est de 48 kΩ, celle-ci étant assurée par la résistance R₂₃. L'émetteur quant à lui est polarisé par une résistance R₂₄-1,5 kΩ, on peut donc compter sur un gain en tension de l'ordre de 30 (470/15).

Ce premier étage Q7 est alimenté à partir du + 20 V général en ayant pris soin d'insérer une cellule de filtrage composée de R₂₇-10 kΩ et de C₁₄-47 µF. N'oublions pas que c'est de ce premier

étage amplificateur que va dépendre les performances du préamplificateur.

La base du transistor Q8 est polarisée à partir du collecteur de Q7 par la résistance R₂₅-2,2 MΩ tandis que la modulation est appliquée à cette même base par le condensateur C₁₃-47 µF.

Nous nous trouvons encore ici avec un deuxième étage amplificateur, le transistor Q8 étant monté en émetteur commun avec une charge collecteur de 47 kΩ assurée par la résistance R₂₈.

Même procédé de polarisation de base pour le transistor Q9 à partir du collecteur de Q8, la liaison étant ici du type continu (liaison directe collecteur-base), cette possibilité étant offerte avec les transistors au silicium, ceux-ci ayant de très faibles courants inverses.

Le transistor Q9 est utilisé en collecteur commun, donc ayant un gain en tension de l'ordre de 0,98 mais présentant l'avantage de pouvoir récupérer la modulation sur son émetteur à basse impédance, celle-ci étant transmise à l'étage suivant par le condensateur C₁₅-47 µF.

Entre les émetteurs de Q7 et de

Q9 sont insérés les réseaux de contre-réaction, RIAA pour la cellule magnétique et LIN pour le microphone.

La position 1 du commutateur de fonctions permet de choisir entre une entrée pour cellule piézo, ou alors de bénéficier d'une deuxième entrée magnétique.

Dans le premier cas, le condensateur C₂₁-1 µF est à supprimer et la résistance a pour valeur R₃₉-120 kΩ.

Dans le cas d'une entrée magnétique supplémentaire, C₂₁ prend comme valeur 1 µF et R₃₉ descend à 82 kΩ.

Le condensateur de liaison C₁₅-470 µF aboutit à un pont de résistances composé de R₃₀-6,8 kΩ et R₃₁-1 MΩ. Ce pont permet d'appliquer une modulation provenant des entrées à « bas niveau » avec une amplitude correspondant à la sensibilité des entrées « haut niveau » : tuner et auxiliaire, de sorte qu'il ne soit pas nécessaire de retoucher au potentiomètre de volume en passant de l'entrée 2 à l'entrée 4 par exemple.

Nous remarquons que les entrées tuner et auxiliaire aboutissent directement à la troisième gaitte du commutateur de fon-

ctions et que le point commun de cette gaitte est relié au potentiomètre de volume.

C'est également à ce niveau qu'est prélevée la modulation pour l'enregistrement sur bande magnétique. L'enregistrement est donc possible en permanence quelle que soit la source injectée au préamplificateur.

En parallèle sur le potentiomètre de volume P2-100 kΩ log, nous trouvons un condensateur C₂₄-100 pF dont le rôle est d'éviter d'éventuels accrochages HF.

Un condensateur C₂₅-220 nF sert de liaison entre le curseur de P2 et la base du transistor Q10. Celui-ci a sa base polarisée par le pont de résistances R₄₂-470 kΩ et R₄₃-470 kΩ. Le collecteur étant dépourvu de charge, nous avons encore ici un montage en collecteur commun. L'émetteur est polarisé par la résistance R₄₄-4,7 kΩ. Ce transistor Q10 va permettre d'attaquer le correcteur de tonalité en basse impédance.

Ce correcteur est dérivé du Baxandall, son efficacité est très convenable puisque les corrections sont de ± 20 dB pour les basses et ± 16 dB pour les aigus. Il est placé en contre-réaction en-

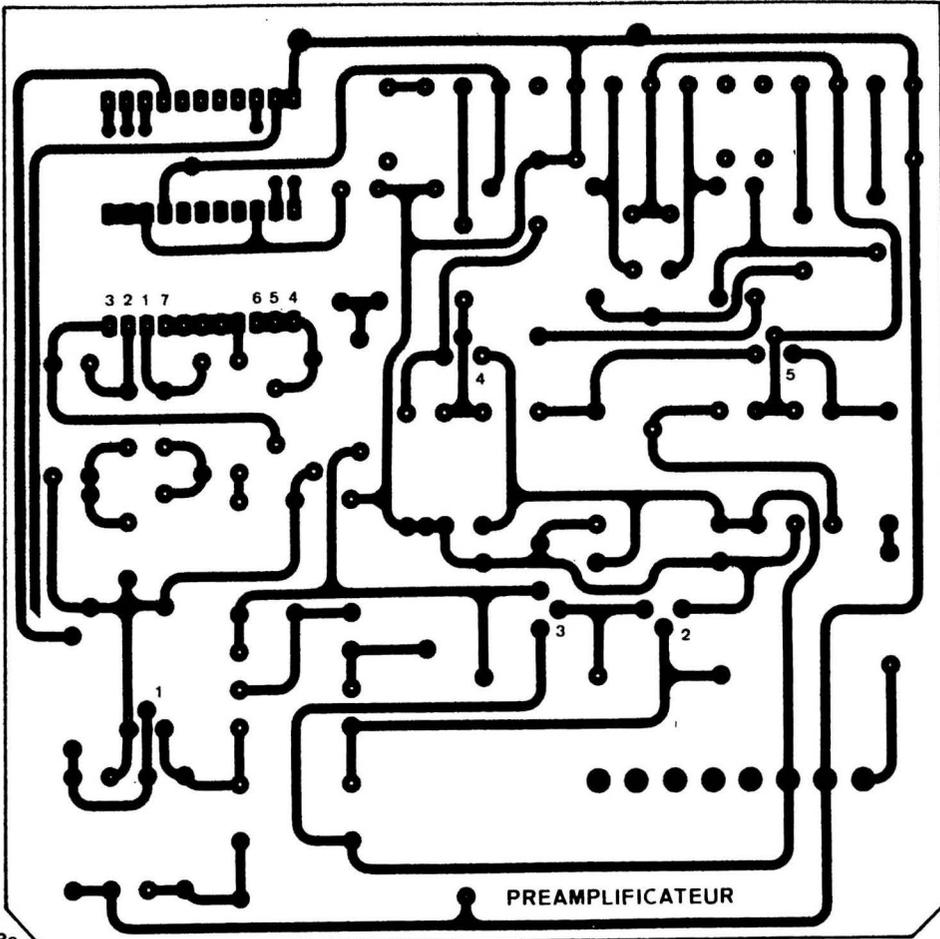


Fig. 13a.

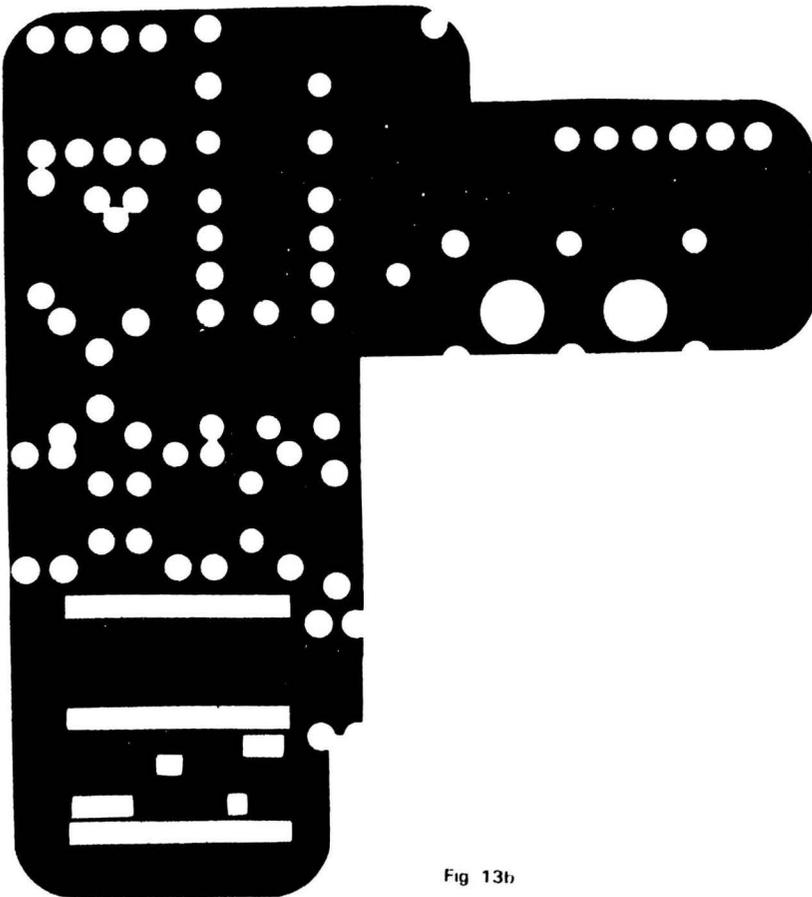


Fig 13b

tre la base et le collecteur de Q11.

Ce transistor Q11 est monté en émetteur commun, une amplification étant nécessaire pour compenser la perte provoquée par l'atténuation de ces réseaux correcteurs.

Le signal réamplifié est transmis du collecteur de Q11 à la sortie du préamplificateur par le condensateur C_{32} -1 μ F.

L'alimentation générale est de +20 V, celle-ci est prélevée à partir de l'alimentation disjonctable RP_3 fournissant du +50 V stabilisé, par la cellule de filtrage composée de R_{54} -4,7 k Ω et C_{33} -1 000 μ F.

LE CIRCUIT IMPRIME

Le circuit imprimé du préamplificateur est réalisé dans une plaquette de verre époxy **double face**.

Les figures 13 (a) et 13 (b) donnent à l'échelle 1 les 2 dessins des faces cuivrées, la figure 13 (a) étant le côté circuit avec toutes les liaisons et la figure 13 (b) le côté composants avec ce que l'on appelle un plan de masse.

Disons tout de suite pour les lecteurs peu familiarisés avec la technique de gravure des CI que le préamplificateur fonctionne correctement si le circuit imprimé est réalisé en simple face. Cependant, une différence audible se traduira à l'écoute de l'appareil terminé, le bruit de fond étant plus prononcé avec le préamplificateur doté du CI simple face, dans des conditions de test très dures bien entendu, c'est-à-dire potentiomètre de « volume » à fond ainsi que le potentiomètre de « graves » en position PU magnétique. Ceci est dû à la forte amplification de l'étage d'entrée, pour s'en convaincre il suffit d'approcher le doigt du transistor Q7, à ce moment un grondement se manifeste dans les enceintes. Le plan de masse annule ce phénomène, c'est-à-dire qu'il supprime tout rayonnement.

Les dimensions de la plaquette sont de 127 x 127 mm. Les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm et la bande une largeur de 1,27 mm.

On prendra soin de bien disposer les 3 rangées de 11 pastilles destinées à recevoir le commutateur de fonctions.

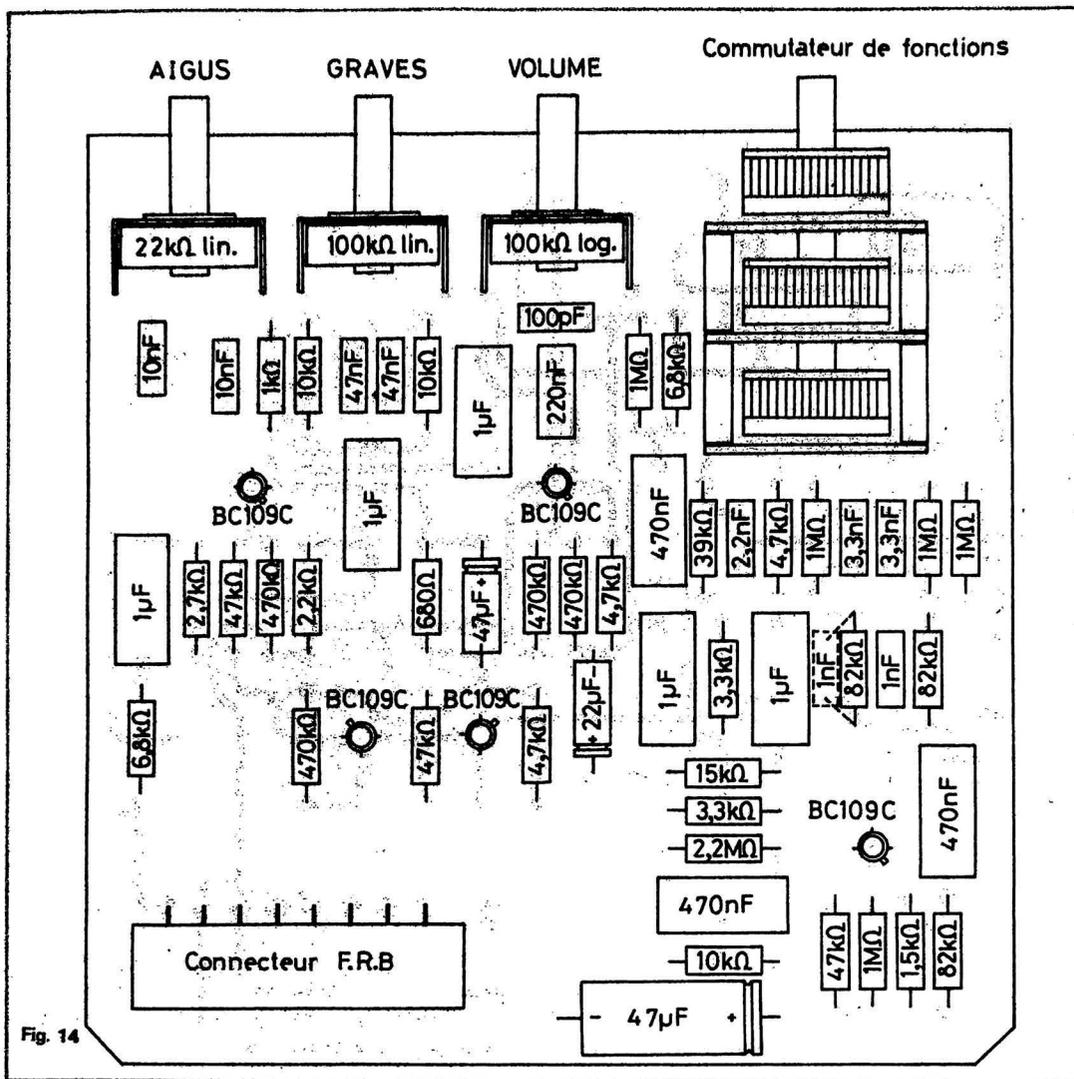


Fig. 14

LE CABLAGE DU MODULE

On commencera à souder les composants après avoir pris soin de bien désoxyder les pistes cuivrées afin que la soudure puisse adhérer sans avoir à surchauffer les éléments.

Pour l'opération de câblage, on se reportera à la figure 14. Tous les éléments sont marqués d'après leur valeur nominale, il ne peut donc y avoir de risque d'erreur. On pourra toujours vérifier avec le schéma de principe et au besoin en se reportant à la nomenclature en fin d'article.

On commencera par souder toutes les résistances, puis les condensateurs au plastique métallisé de faibles valeurs : 1 μF, 3,3 μF... 220 nF ; 470 nF puis 1 μF.

On continuera avec les électrochimiques, le commutateur, les potentiomètres, le connecteur et on terminera par les 5 transistors BC109(C).

Afin d'augmenter la rigidité mécanique, on pourra intercaler entre le CI et le transistor un petit support écarteur TO18/TO5.

Le câblage terminé, on décapera les soudures avec du trichloréthylène, la résine sera dissoute et les soudures apparaîtront bien brillantes.

Afin de ne pas laisser ternir cette brillance par l'oxydation, on pulvérisera une couche de vernis.

Passons ensuite au câblage des fils blindés côté pistes du CI.

Pour cette opération, on se reportera à la figure 15. Le circuit apparaissant en fond, ceci permet de connaître l'emplacement exact des 7 fils blindés. Ceux-ci seront dénudés sur une longueur de 10 mm environ et la tresse métallique sera coupée au ras de la gaine isolante. Afin d'éviter des risques de court-circuit avec quelques brins oubliés, on ramènera la gaine isolante à environ 5 mm du bord en la faisant glisser par flottements vers l'extérieur bien entendu ! L'âme du blindé sera alors dénudée sur 3 mm environ et soudée au circuit imprimé. Les 7 blindés connectés au CI, on soudera un fil isolé de forte section à la plaquette comme indiqué figure 15 (fil d'un cordon secteur par exemple) que l'on enroulera autour du toron afin de bien le maintenir en place.

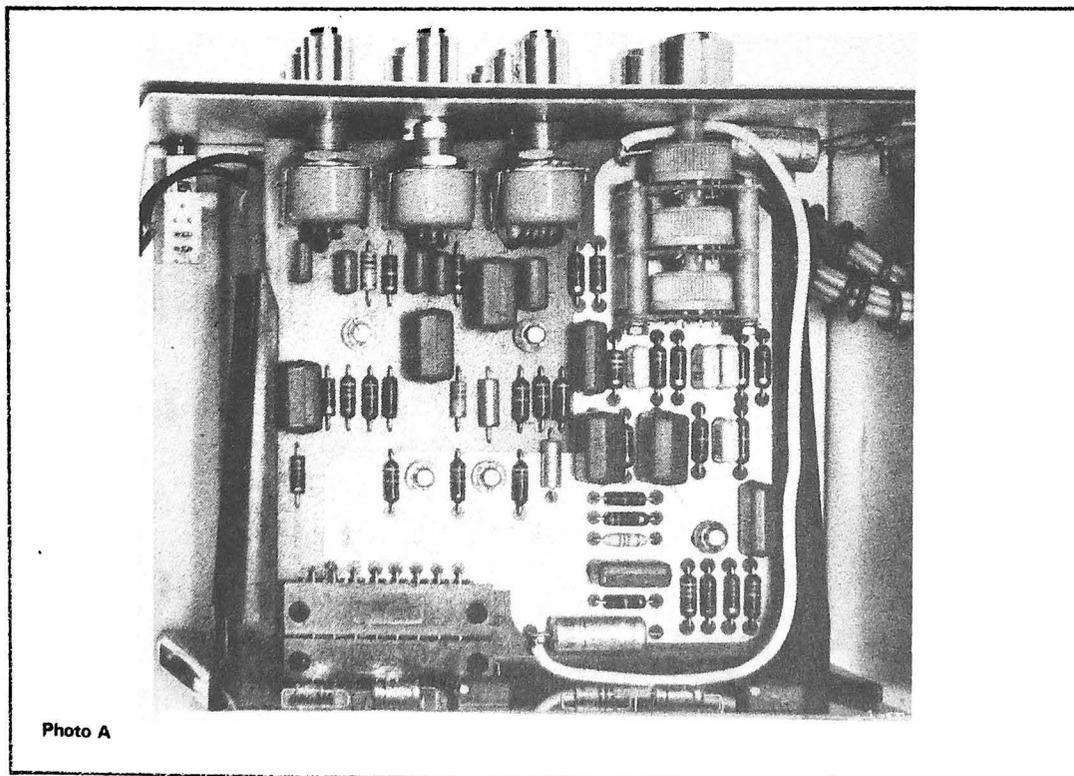
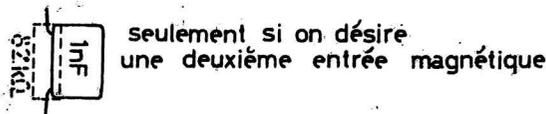
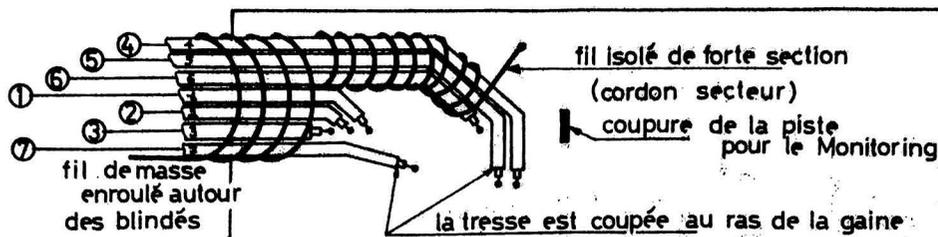


Photo A



- 1 _ PU Magnétique (ou piézo)
- 2 _ PU Magnétique
- 3 _ Magnétophone (bas_niveau)
- 4 _ Tuner
- 5 _ Auxiliaire (Magnéto. haut_niveau)
- 6 _ Microphone
- 7 _ Enregistrement

Fig. 15

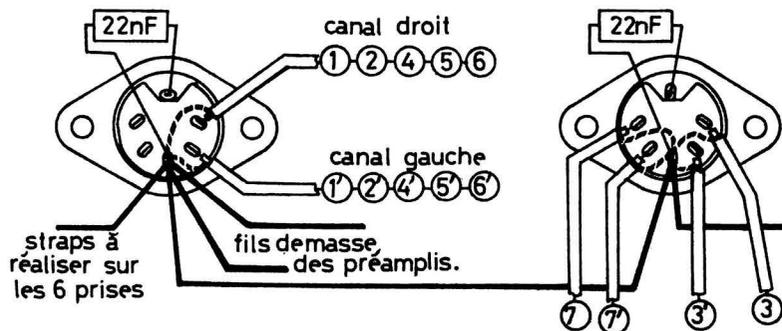


Fig. 16

Toujours côté CI, si on a opté pour une deuxième entrée magnétique, on soudera comme indiqué un condensateur de $1 \mu\text{F}$.

Revenons maintenant au schéma de principe figure 12(b). Cette figure permet de voir la possibilité d'adjoindre un monitoring à l'appareil. Personnellement nous ne l'avons pas mis sur la maquette.

Pour cela il suffit d'ajouter un commutateur double, mais par contre il faut couper une piste du CI comme indiqué figure 15, afin d'y raccorder les fils nécessaires à cette commutation.

Le raccordement de tous ces blindés se fera sur 6 prises DIN en se référant à la figure 16.

Les 2 fils de masse venant des

2 préamplificateurs seront soudés de préférence au niveau de la prise DIN « entrée PU magnétique », au point milieu de celle-ci, masse électrique.

Entre la masse électrique et la masse mécanique des 6 prises DIN, on soudera des petits condensateurs de 22 nF .

Ne pas oublier de souder les

ponts entre les 6 prises.

Les deux modules préamplificateurs s'enclencheront dans un circuit dit d'interconnexion que nous publierons dans notre prochain numéro, il s'agira du module RP5. Sur ce même module seront soudés les composants destinés aux deux contrôles de modulations des voies droite et gauche.

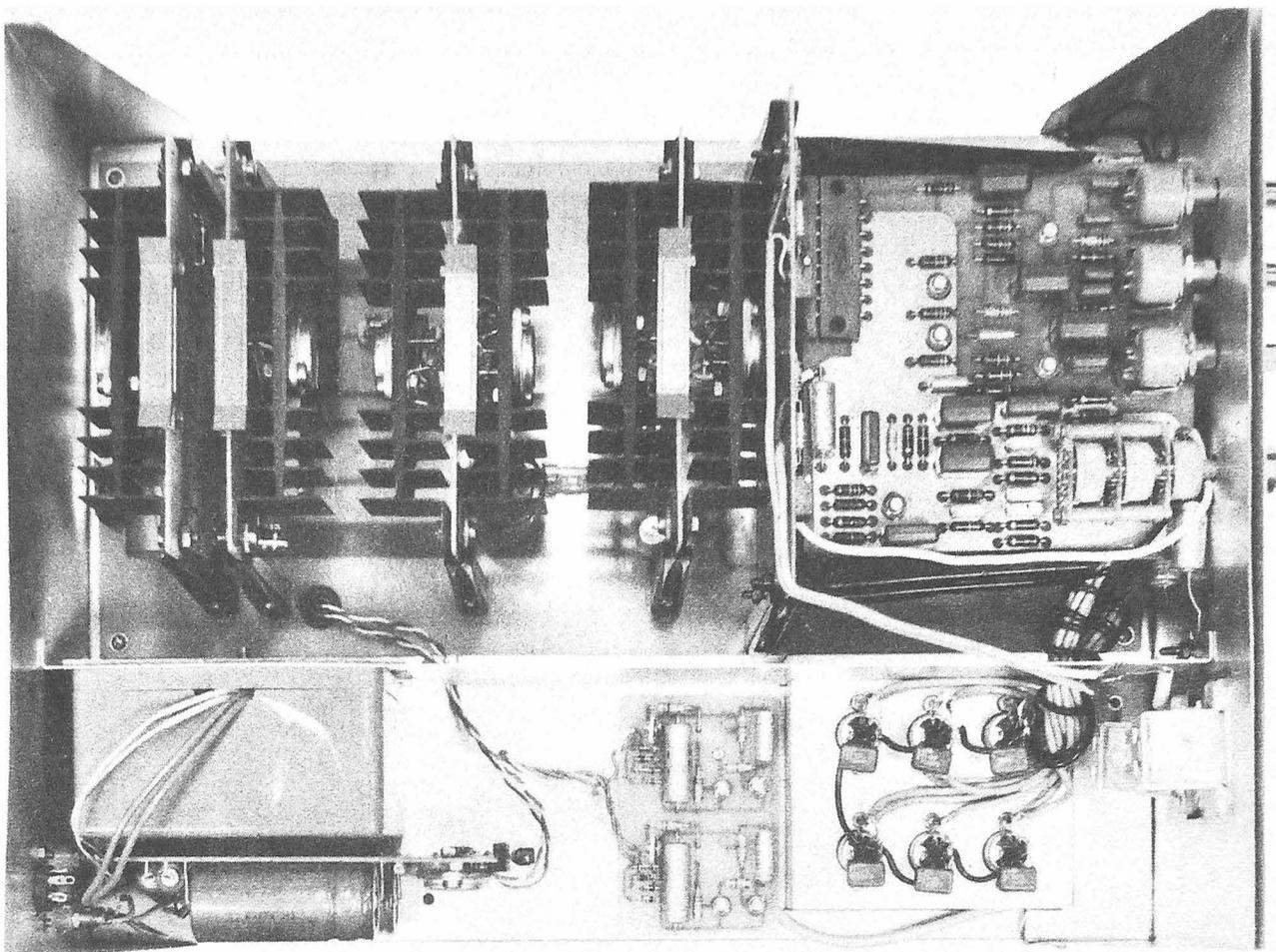


Photo B

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

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

R₂₁-1 M Ω ; R₂₂-82 k Ω ; R₂₃-47 k Ω ; R₂₄-1,5 k Ω ; R₂₅-2,2 M Ω ; R₂₆-470 k Ω ; R₂₇-10 k Ω ; R₂₈-47 k Ω ; R₂₉-4,7 k Ω ; R₃₀-6,8 k Ω ; R₃₁-1 M Ω ; R₃₂-3,3 k Ω ; R₃₃-3,3 k Ω ; R₃₄-15 k Ω ; R₃₅-39 k Ω ; R₃₆-1 M Ω ; R₃₇-82 k Ω ; R₃₈-1 M Ω ; R₃₉-82 k Ω ou 120 k Ω ; R₄₀-1 M Ω ; R₄₁-4,7 k Ω ; R₄₂-470 k Ω ; R₄₃-470 k Ω ; R₄₄-4,7 k Ω ; R₄₅-1 k Ω ; R₄₆-10 k Ω ; R₄₇-10 k Ω ; R₄₈-470 k Ω ; R₄₉-47 k Ω ; R₅₀-2,2 k Ω ; R₅₁-2,7 k Ω ; R₅₂-680 Ω ; R₅₃-6,8 k Ω ; R₅₄-4,7 k Ω /2 W.

* Condensateurs électrochimiques (tantale si possible sauf pour C₃₃).

C₁₄-47 μ F/35 V; C₁₇-22 μ F/10 V; C₃₄-47 μ F/10 V; C₃₃-1 000 μ F/35 V.

* Condensateurs au plastique métallisé ou polycarbonate (sorties radiales).

C₁₂-470 nF; C₁₃-470 nF; C₁₅-470 nF; C₁₆-1 μ F; C₁₈-2,2 nF; C₁₉-1 nF; C₂₀-3,3 nF; C₂₁-1 nF ou rien; C₂₂-3,3 nF; C₂₃-1 μ F; C₂₄-100 pF; C₂₅-220 nF; C₂₆-1 μ F; C₂₇-10 nF; C₂₈-10 nF; C₂₉-47 nF; C₃₀-47 nF; C₃₁-1 μ F; C₃₂-1 μ F.

* Transistors.

Q7 à Q11 - BC109 B ou BC109 C.

* Potentiomètres Radhiom réf. P20S.

P₂-100 k Ω log; P₃-22 k Ω lin; P₄-100 k Ω lin.

* Commutateur Jeanrenaud.

Réf.: 1RBP - 12ADP + 2RBP - 12SP.

1 circuit 6 positions N/C/C.

* Connecteur FRB Connexion.

K8-508 F/C/T.

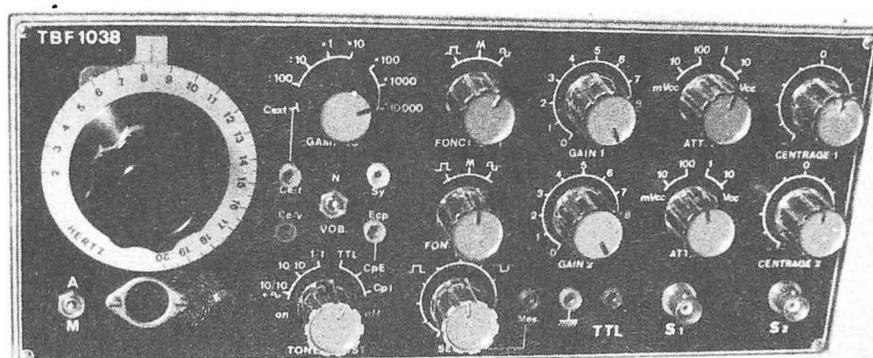
Nota :

Les potentiomètre Radhiom étant « les enfants pauvres » de notre préamplificateur (potentiomètres type Grand-Public) nous les avons remplacés par des modèles professionnels Sfernicé PE25. Malheureusement ceux-ci ne sont pas prévus pour être fixés directement sur le circuit imprimé. Nous avons contourné le problème en achetant des potentiomètres Radhiom, réf.: P20SC, identiques aux P20S à l'exception près qu'ils sont munis d'un canon pour fixation sur face avant.

Nous les avons démontés et avons simplement gardé l'équerre de fixation sur circuit imprimé. Le potentiomètre PE25 entre exactement dans l'équerre et vient se visser contre celle-ci. Bien entendu, il reste à établir les liaisons au CI avec de courts fils de câblage qui ne perturbent en aucun cas le fonctionnement du module et nous avons ainsi des potentiomètres de qualité.

Le circuit imprimé de ce préamplificateur pourra être fourni aux lecteurs qui en feront la demande à la revue.

Un générateur de fonctions B.F.



le TBF 1038

MISE AU POINT DU TBF 1038

MISE EN SERVICE

Après les vérifications d'usage, mettre sous tension (tous réglages à mi-course). Vérifier simplement l'existence, en sortie S1 puis S2, des différents signaux élaborés.

1. GENERATEUR G

a) Offset.

- Déconnecter le + et le - 11 V, en ne laissant que le + et - 14 V.
- Court-circuiter les entrées e⁺ et e⁻ du LM741, à la masse.
- Brancher un voltmètre, numérique de préférence, en sortie de ce circuit et après mise sous tension, amener le potentiel de

cette sortie à 0 V exactement, en agissant sur le petit potentiomètre ajustable de 10 k Ω . (0 V par rapport à la masse).

— Supprimer les court-circuits. Rebrancher le + et - 11 V.

b) Calage des gammes.

Les résistances R_A et R₁ seront réglées pour obtenir les temps t₁ du haut et du bas de gammes.

La résistance R_B détermine le temps t₂.

CAS DU CADRAN PREGRAVE

Caler le cadran de manière à obtenir le même dépassement angulaire aux deux extrémités de la course du potentiomètre bobiné,

lors de la mise en butée. Pour chaque gamme, suivre le processus suivant :

— Brancher l'impulsimètre TFX1 (entrée positive) entre Sr (du 8038BC) et masse (ou - 11 V).

— En haut de gamme (point 20), caler la résistance ajustable déterminant la valeur de R_A (sur R) à la valeur nécessaire pour avoir le temps t₁ convenable (voir le tableau ci-dessous).

— En bas de gamme (point 2) caler de même l'ajustable de R₁, pour avoir la bonne valeur de t₁.

Les deux réglages étant légèrement interdépendants, il faudra procéder par retouches successives.

— Brancher maintenant l'impulsimètre en entrée négative, ou simplement croiser les fils de liaison.

— En haut de gamme (20) caler l'ajustable de R_B pour obtenir t₁ = t₂. Vérifier la bonne valeur de t₂ en bas de gamme.

— Pour les gammes délivrant des fréquences supérieures à 1 Hz, vérifier la concordance, point par point, avec la graduation, en connectant le TFX1 en fréquencemètre, soit à la sortie S₁, soit en S₂ (niveau 10 à 100 mV). L'erreur ne devrait pas être supérieure à 1 % de la valeur lue :

Ex. : graduation 1 000 Hz : fréquence obtenue comprise entre 990 et 1 010 Hz.

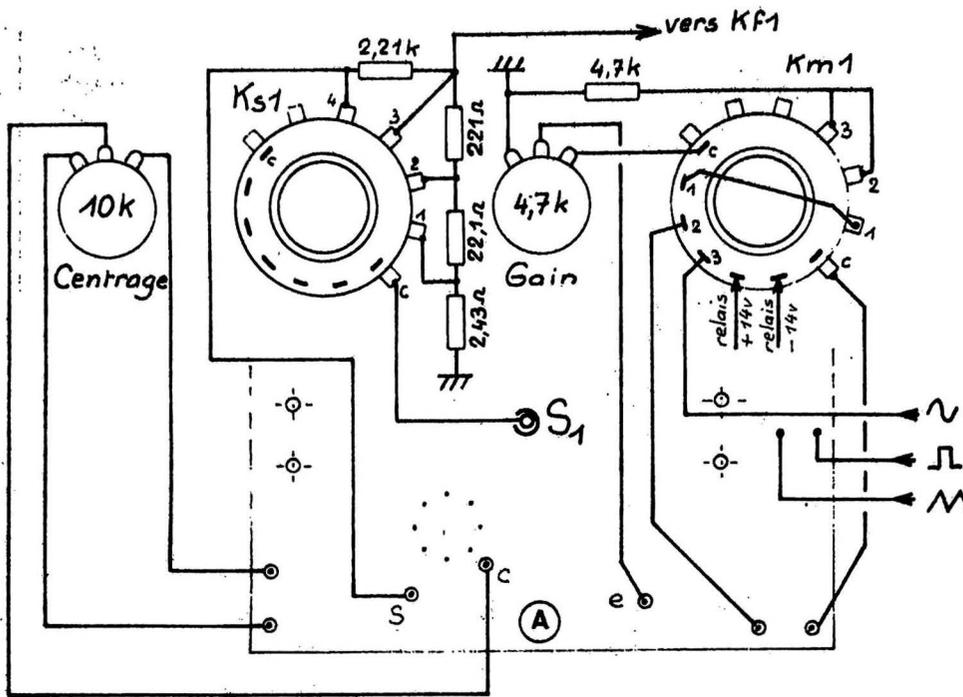
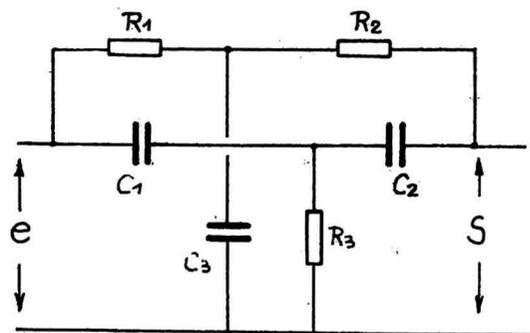


Fig. 41 - Liaisons avec la plaquette A.



$$R_1 = R_2 \quad R_3 = \frac{R_1}{2}$$

$$C_1 = C_2 \quad C_3 = 2C_1$$

Fig. 42 - Filtre en double T.

CAS DU CADRAN VIERGE

C'est le cas du réalisateur qui désire réaliser sa graduation lui-même.

— Commencer par fixer les points 20 et 2 des extrémités de la course utile à 10 à 12° des butées mécaniques.

— Procéder exactement comme ci-dessus pour caler convenablement le haut et le bas de la gamme choisie au départ (on aura avantage à travailler en gamme x 100).

— Il suffit maintenant de placer tous les points intermédiaires en se servant du fréquencemètre.

— Pour dessiner la graduation

définitive, il est possible de se servir de planches Alfac où l'on trouvera à la fois les chiffres et les tirets nécessaires.

Le tableau suivant donne les valeurs des temps t_1 et t_2 à obtenir aux points 2, 10 et 20, des diverses gammes.

De la bonne égalité des temps t_1 et t_2 dépend la symétrie des signaux et le taux de distorsion de la sinusoïde. Il faudra donc travailler avec beaucoup de soin et de patience. L'oscilloscope peut être branché en permanence sur le signal triangulaire (soit en S_1 ,

	t_1	=	t_2
Points	2	10	20
: 100	25 s	5 s	2,5 s
: 10	2,5 s	500 ms	250 ms
x 1	250 ms	50 ms	25 ms
x 10	25 ms	5 ms	2,5 ms
x 100	2500 s	500 s	250 s
x 1000	250 s	50 s	25 s
x 10 000	25 s	5 s	2,5 s

soit en S_2) ce qui fournit une indication visuelle non négligeable, surtout si l'écran est muni d'un réticule quadrillé.

La méthode de réglage que nous venons de décrire, implique la possession d'un impulsimètre (TFX1 ou similaire). Un fréquencemètre simple (TFX2 par ex.) ne permettra pas une mise au point aussi fine, car l'égalité $t_1 = t_2$ sera plus délicate à discerner, l'oscilloscope restant le seul recours. Toutefois c'est encore un moindre mal puisque la fréquence est tout de même mesurée avec précision. Le cas le moins favorable reste celui du réalisateur ne possédant pas de fréquencemètre. Nous sommes obligé de dire que nous voyons assez mal comment arriver, dans ces conditions, à un résultat précis.

Le chronomètre classique pourra servir sur les gammes très basses (: 100 et : 10). Les figures de Lissajous, par comparaison avec le secteur, permettront de caler les fréquences jusque 500 Hz. Au-delà, les figures deviennent terriblement embrouillées et il faut monter un oscillateur de recouplement, qui permettra d'accéder aux gammes hautes.

Ainsi, en réglant cet oscillateur sur 500 Hz, on atteindra 5 000 Hz.

En le calant sur 5 000 Hz, on montera à 50 000 Hz.

Le 50 000 Hz obtenu, le 200 000 Hz sera facile.

L'oscillateur de recouplement pourra se monter à l'aide du 8038CC, utilisé extérieurement, avant sa pose sur la plaquette G. On retiendrait alors le montage de la figure 8b, simple de mise en œuvre et de réglage. Utiliser la sortie sinusoïde.

On peut se reporter au n° 1239 pages 151 et 152 du H.-P. où plus de détails sont donnés sur la technique de l'oscillateur de recouplement et du calage par Lissajous. Mais nous espérons surtout que les difficultés rencontrées, inciteront quelques-uns à monter un TFX, décision qu'ils ne regretteront certainement pas.

2. GENERATEUR G

— Brancher un condensateur de 10 μ F (non polarisé ou tantale) entre C/v et la masse, de manière à obtenir une rampe de vobulation à très basse fréquence.

— Connecter un voltmètre à aiguille entre b (fig. 11) et le — 11 V.

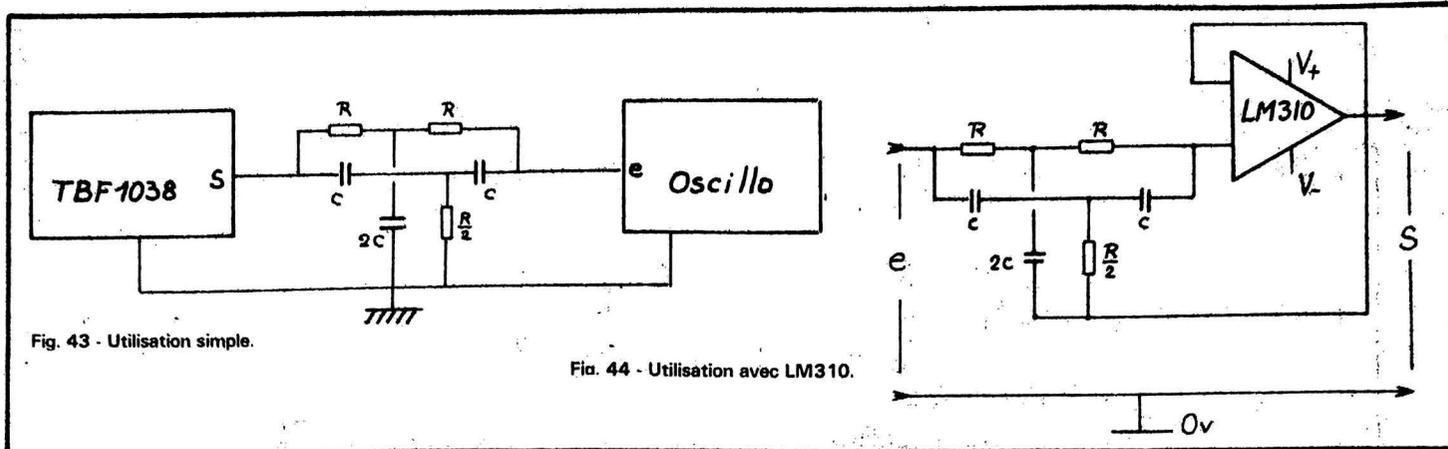


Fig. 43 - Utilisation simple.

Fig. 44 - Utilisation avec LM310.

— Régler alors les deux ajustables de $10\text{ k}\Omega$, pour caler la rampe de sortie entre $+15\text{ V}$ et $+22\text{ V}$ (par rapport au -11 V). La résistance d'entrée e^- détermine l'amplitude, celle d'offset (e^+) détermine le niveau général.

On procédera donc par retouches successives pour amener la rampe exactement comme prévu. Dans ces conditions le rapport de volubation est pratiquement maximum et atteint 30 (de 1 000 à 30 000 Hz en gamme $\times 1000$).

3. TONE-BURST

- Déconnecter les deux $10\text{ k}\Omega$ de la sortie du LM310.
- Brancher un voltmètre numérique entre cette sortie et la masse.

— Régler le potentiomètre ajustable d'offset ($1\text{ k}\Omega$) pour avoir exactement 0 V en sortie.

— Rebrancher le tout normalement.

— Brancher l'oscilloscope entre S et la masse et faire fonctionner en Tone-Burst 10/10, en gamme haute (100 Hz).

On constatera alors que, malheureusement apparaissent en fin et début de salves, de fines impulsions parasites provoquées par la commutation.

Un condensateur de très faible valeur, connecté entre e^+ et masse réduit considérablement le défaut. On choisira la plus faible valeur, compatible avec les exigences du réalisateur. Ne pas dépasser 47 pF . Le condensateur est à souder au verso de la plaquette T.

— Il reste à ajuster le niveau ré-

sidual de sinusoïde en position 10/10 + . On l'amènera au 1/10 de l'amplitude principale, par l'ajustable de $25\text{ k}\Omega$, à l'aide du graticule de l'oscilloscope.

4. AMPLIFICATEURS

- Commuter les amplificateurs sur le signal rectangulaire.
- Connecter un oscilloscope à large bande (10 MHz) en sortie S_1 , puis S_2 .
- Régler les condensateurs ajustables de correction, pour le meilleur temps de montée et la meilleure forme.

5. TAUX DE DISTORSION

L'ajustage de ce taux étant

commun à toutes les gammes, on le fera pour les fréquences moyennes (200 à 2 000 Hz).

Rappelons tout d'abord qu'une sinusoïde est distordue parce qu'elle contient, outre la fondamentale, des harmoniques de rangs divers et d'amplitudes plus faibles mais non négligeables.

Ainsi 1 % de distorsion correspond à 100 mV d'harmoniques pour 10 V de signal. Il s'agit donc, pour effectuer une mesure de distorsion de séparer harmoniques et fondamentale, d'en mesurer les amplitudes et d'établir leur rapport.

Cette séparation est aisément obtenue grâce au filtre en double T, bien connu. Ce filtre a la propriété d'éliminer complètement la fondamentale du signal injecté à l'entrée, pour ne délivrer en sortie

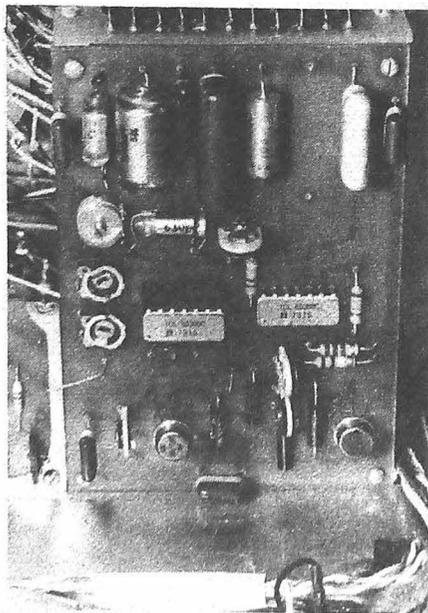


Photo 2. Gros plan sur la plaquette des générateurs G. Le générateur de rampe est équipé d'un 8038BC, ce qui ne présente pas d'avantage pratique.

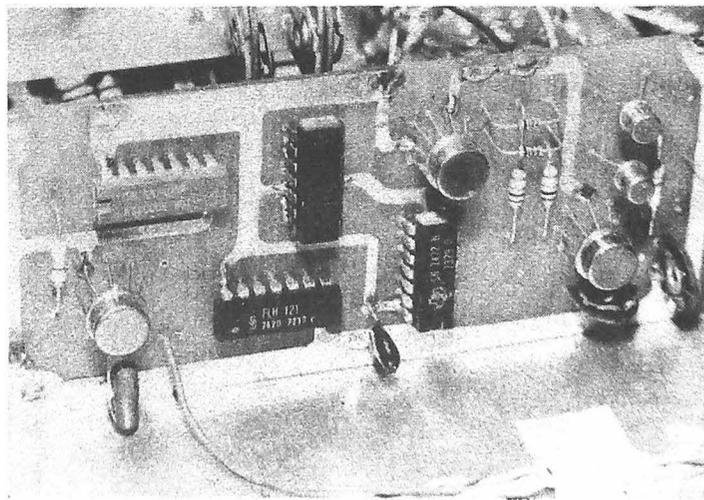
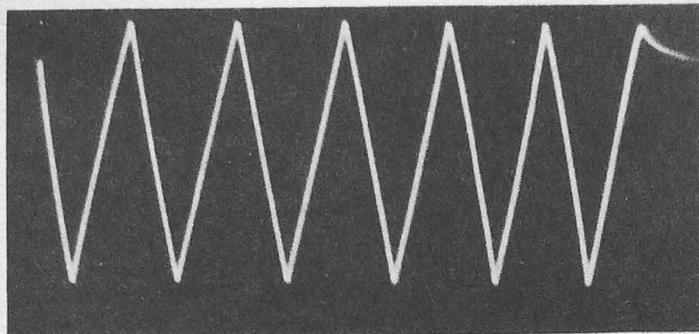
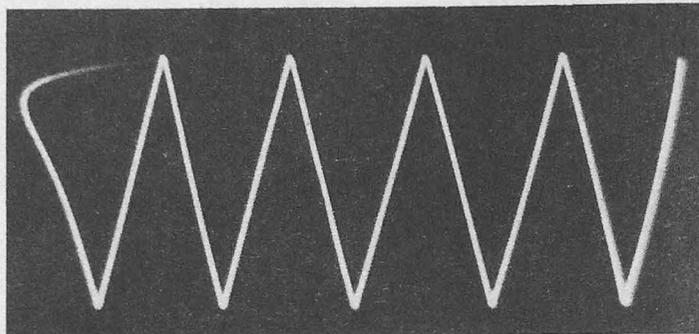


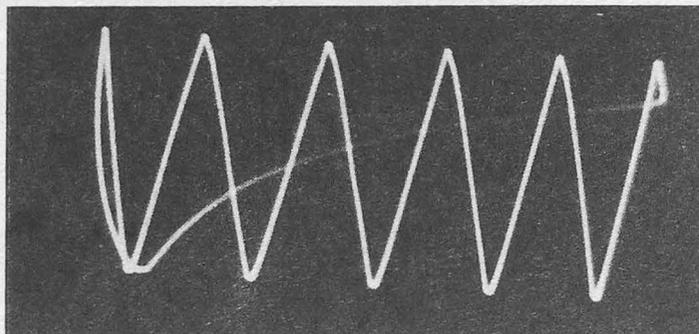
Photo 3. Gros plan sur le circuit de Tone-Burst.



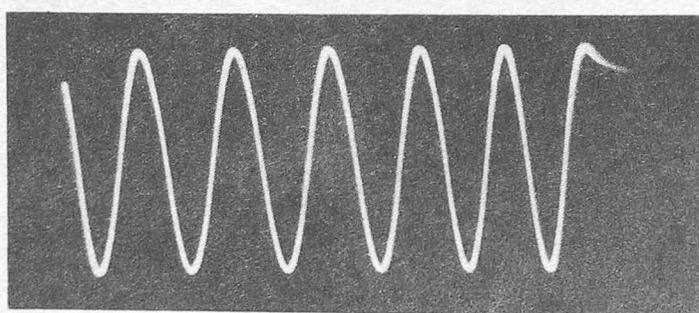
Oscill. 1 Signal triangulaire à 1 600 Hz. On appréciera la très bonne qualité obtenue.



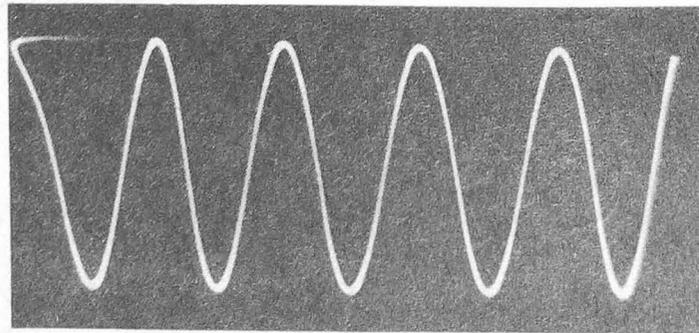
Oscill. 2 Signal triangulaire à 16 000 Hz.



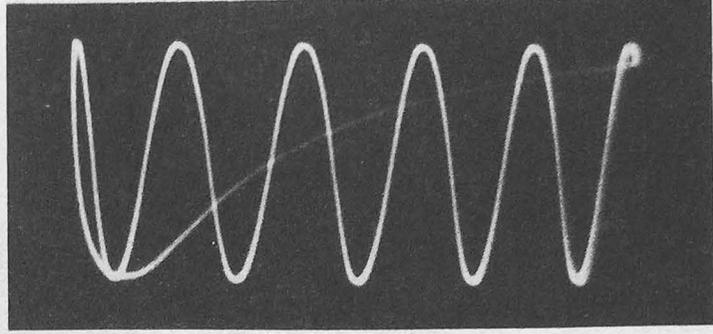
Oscill. 3. Signal triangulaire à 160 000 Hz (l'oscilloscope non muni d'un effacement du retour, ce dernier apparaît assez fort).



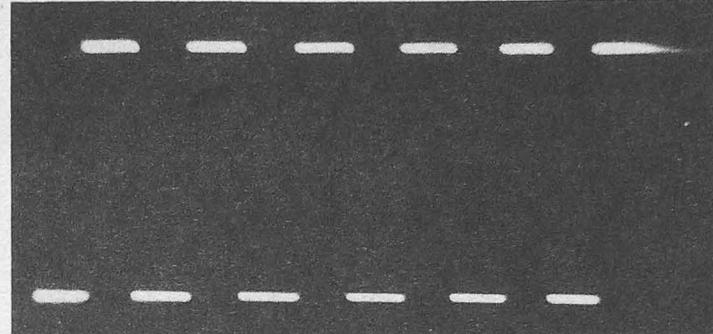
Oscill. 4. Sinusoïde à 1 600 Hz.



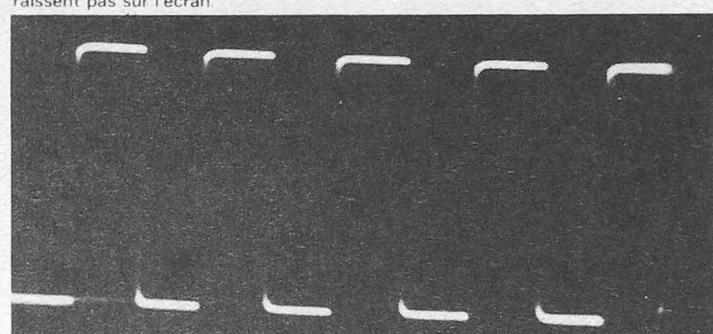
Oscill. 5. Sinusoïde à 16 000 Hz.



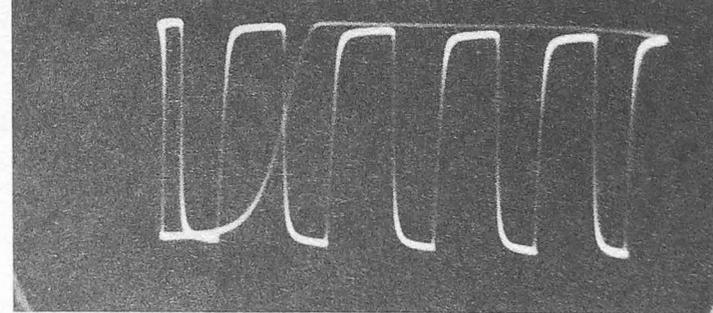
Oscill. 6. Sinusoïde à 160 000 Hz.



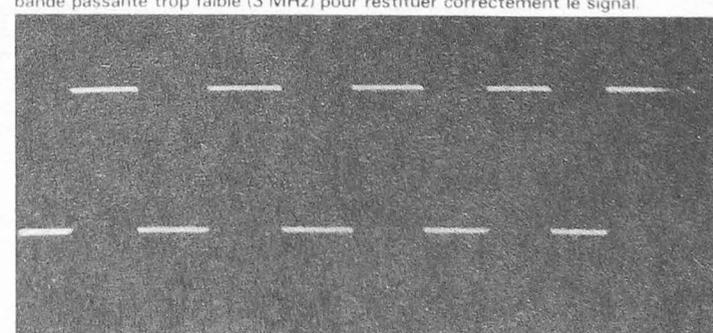
Oscill. 7. Rectangulaire à 1 600 Hz. Les montées et descentes trop rapides, n'apparaissent pas sur l'écran.



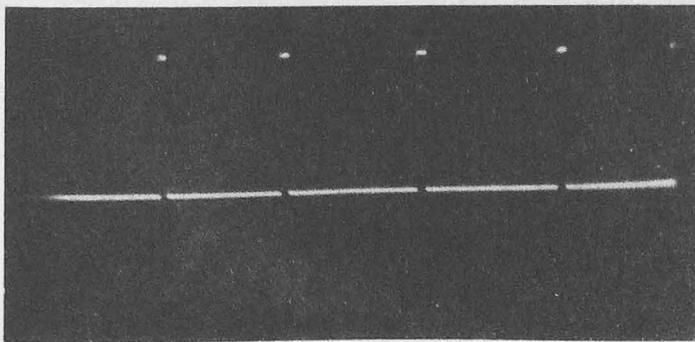
Oscill. 8. Rectangulaire à 16 000 Hz. Les montées et descentes sont maintenant visibles.



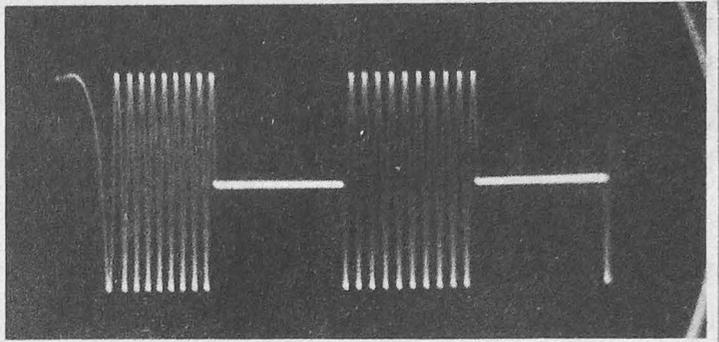
Oscill. 9. Rectangulaire à 160 000 Hz. L'oscilloscope utilisé pour les photos, a une bande passante trop faible (3 MHz) pour restituer correctement le signal.



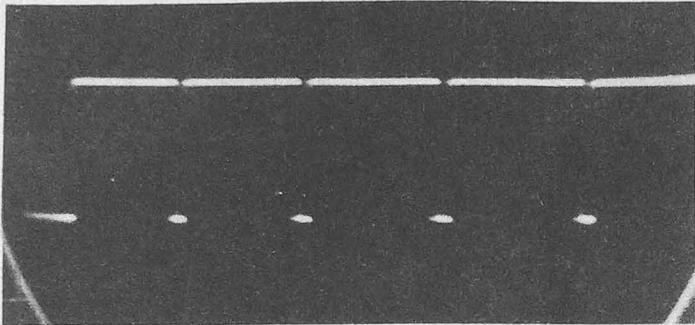
Oscill. 10. Signal TTL, rapport cyclique de 1.



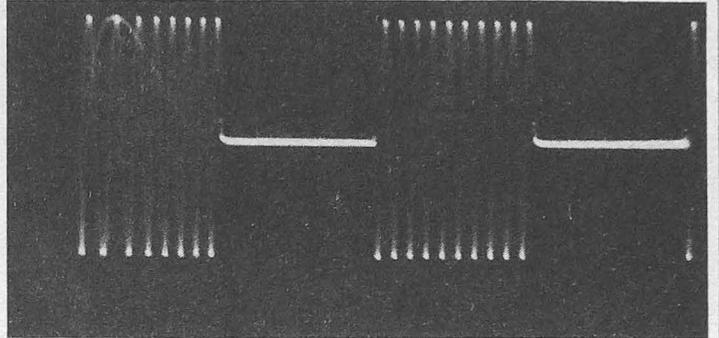
Oscill. 11. Signal TTL, impulsions positives.



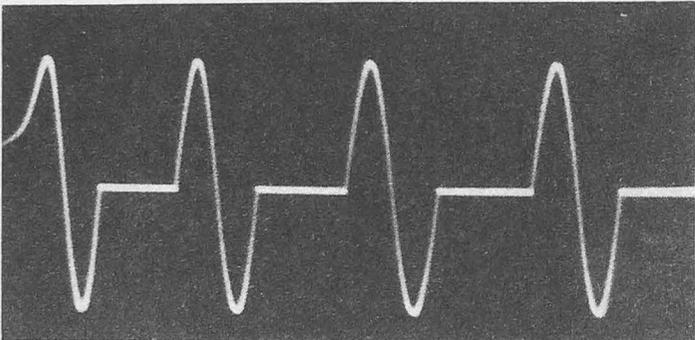
Oscill. 16. Signal 10/10 à 16 000 Hz.



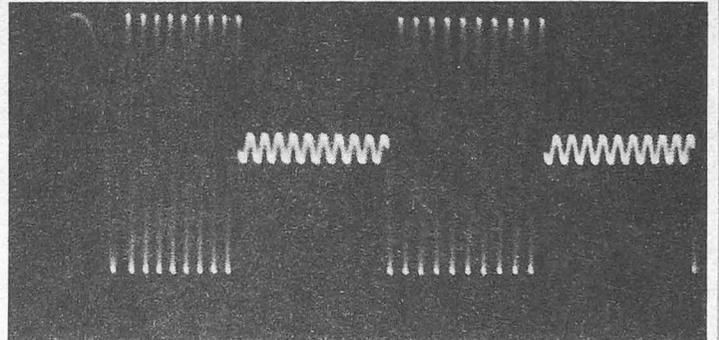
Oscill. 12. Signal TTL, impulsions negatives.



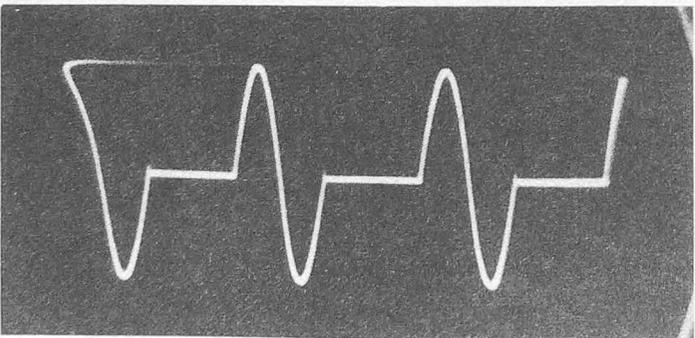
Oscill. 17. Signal 10/10 à 160 000 Hz.



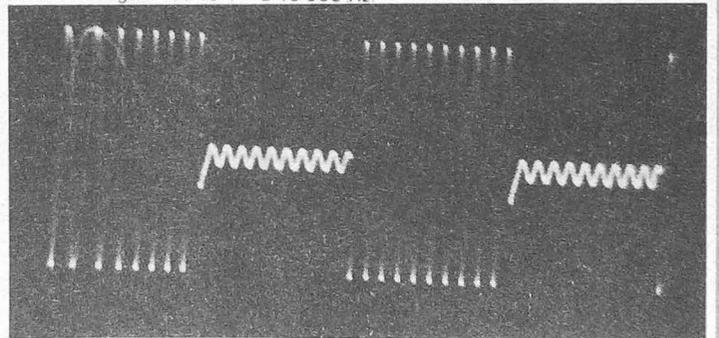
Oscill. 13. Signal 1/1 à 1 600 Hz.



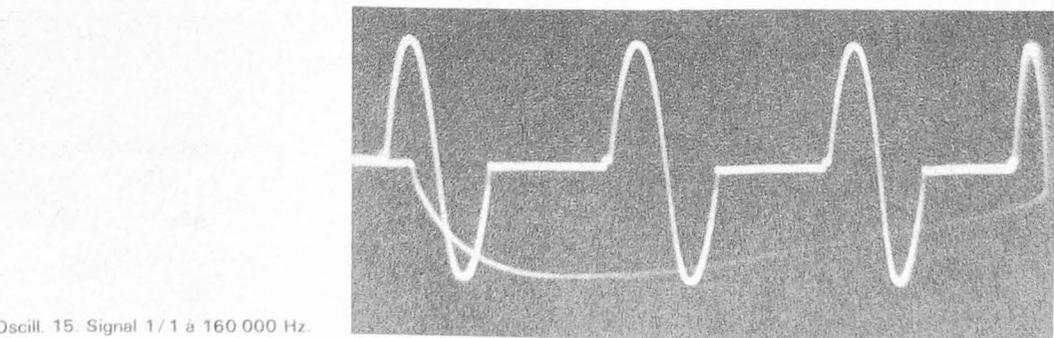
Oscill. 18. Signal 10/10 + à 16 000 Hz.



Oscill. 14. Signal 1/1 à 16 000 Hz.



Oscill. 19. Signal 10/10 + à 160 000 Hz.



Oscill. 15. Signal 1/1 à 160 000 Hz.

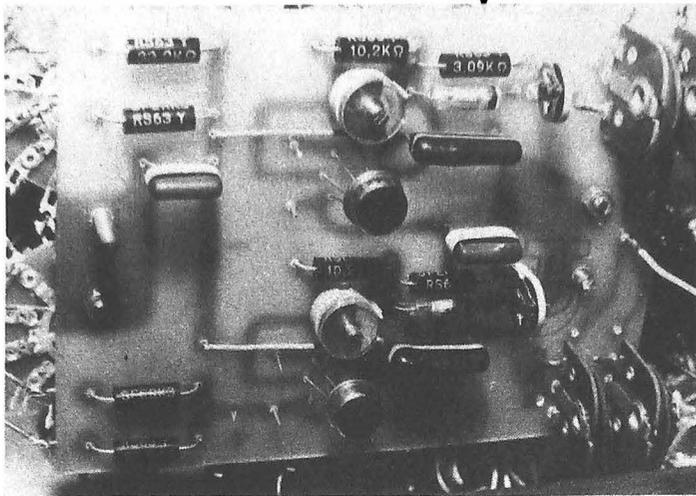


Photo 4. La plaquette des amplificateurs de sortie.

que les harmoniques (fig. 42). La fréquence de réjection est donnée par la formule :

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

Pour une bonne efficacité il est indispensable d'avoir des composants à tolérances serrées, respectant à 1 % près les égalités :

$$R_1 = R_2 \text{ et } R_3 = 1/2 R_1$$

$$C_1 = C_2 \text{ et } C_3 = 2 C_1$$

On choisira donc des résistances à 1 % et si on a cette possibilité on triera dans un lot des exemplaires respectant au mieux ces égalités, en se servant d'un ohmmètre numérique.

Pour les condensateurs, les MKM de Siemens sont déjà assez satisfaisants, puisque leur tolérance est de 5 %, mais là encore l'idéal sera de procéder par tri, pour arriver à une bien meilleure identité. Heureusement le TBF 1038 lui-même, associé à un fréquencemètre numérique permet facilement ce travail. On procédera ainsi :

- Se munir de plusieurs exemplaires des condensateurs de la valeur choisie.
- Commuter le TBF1038 en Cext (Kg).
- Fréquencemètre en S₁ ou S₂.
- Connecter un exemplaire du C entre Ceff et masse. Lire la fréquence.

— Essayer tous les exemplaires possédés et retenir ceux qui donnent des écarts de fréquence de 1 % au plus. La dispersion sur la fréquence est égale à la dispersion sur la valeur du condensateur.

Il faut 4 condensateurs de même valeur. C₃ étant réalisé en en mettant deux en parallèle. R₃

est d'ailleurs réalisée de la même manière.

Le filtre en T peut s'utiliser directement entre la sortie du générateur et l'oscilloscope (voir fig. 43) mais on peut aussi intercaler un « suiveur de tension » LM310 qui interdit toute influence de l'oscilloscope sur le facteur de réjection et qui autorise de plus l'emploi de condensateurs de plus faibles valeurs, figure 44.

L'un de ces montages étant réalisé :

— Accorder très soigneusement le TBF1038 pour avoir sur l'oscillo., un minimum d'amplitude.

— Puis, par retouches successives sur les deux potentiomètres de 100 kΩ de G, réduire le plus possible, le résidu d'harmoniques.

— Pour connaître alors le taux de distorsion obtenu, mesurer soit à l'aide d'un oscilloscope étaloné, soit au voltmètre alternatif :

- la tension injectée à l'entrée du filtre (V),
 - la tension résiduelle de sortie (v)
- le taux de distorsion est égal à 100 V/V %.

Il faudra lignoler jusqu'à atteindre 0,5 % ou mieux. Signalons que le résultat dépend de l'exemplaire du 8038BC utilisé. L'idéal, là encore serait de pouvoir procéder à un tri (!).

Rappelons encore la nécessité d'avoir t₁ = t₂ pour un taux de distorsion minimum. Bien entendu, si on a la possibilité de réaliser plusieurs filtres en T, sur des fréquences différentes, on pourra faire plusieurs mesures et ainsi mieux connaître l'évolution du taux de distorsion en fonction de la fréquence.

6. AJUSTAGE DES NIVEAUX DE SORTIE

Il faut maintenant régler les niveaux maxima des trois formes d'onde à 10 Vcc. Pour ces différents réglages, on utilisera le comparateur interne :

- Placer donc Kf (Tone-Burst) en position Cpl.
- Brancher un voltmètre électronique au point de mesure de la tension de seuil, donc entre Mes et masse.
- Brancher l'oscilloscope en sortie TTL.

Si le niveau du seuil du comparateur correspond sensiblement au niveau moyen du signal de sortie de S₁ (liaison interne Ks1-Kf) on observe sur l'écran de l'oscillo, un signal rectangulaire de rapport cyclique voisin de 1.

Au fur et à mesure que le niveau de seuil s'élève, ce signal se transforme en impulsions positives de plus en plus fines.

Lorsque le niveau de seuil atteint la crête positive, les impulsions disparaissent juste.

Phénomène inverse, lors de la coïncidence avec la crête négative.

Ces points précis peuvent donc se repérer facilement sur l'oscilloscope, le voltmètre indiquant à ce moment le niveau positif ou négatif de la crête.

La forme d'onde la plus favorable à cette mesure est évidemment la triangulaire, puis vient la sinusoïdale et enfin la rectangulaire pour laquelle on n'obtient pas de variation du rapport cyclique pendant la variation du niveau de seuil, mais une disparition brutale

lors des dépassements. Cela n'empêche pas, toutefois, le repérage précis des niveaux de crêtes.

Commencer par l'amplificateur 1, plus facile puisque relié intérieurement au comparateur :

En sinusoïdal. Gain à fond, centrage à 0. Fréquence de l'ordre de 1 000 Hz. Mesurer les niveaux de crêtes positives et négative. Le total de leurs valeurs absolues doit donner 1,00 Vcc (ex. : + 0,480 et - 0,520). Une différence entre les deux valeurs indiquant simplement un mauvais réglage du centrage, ce qui est sans importance pour la mesure de Vcc.

Pour avoir exactement 1,00 Vcc, il faudra ajuster le gain de l'amplificateur, en agissant sur la résistance ajustable d'entrée (2,5 kΩ).

En triangle. Obtenir les mêmes résultats, mais en agissant cette fois sur la 4,7 kΩ de Km1 (ΛΛ).

En rectangulaire.

Amener le gain à 0.

Régler exactement S1 à 0,00 V par le centrage (Voltmètre en S1).

Gain au maximum.

Régler la résistance ajustable de 1 kΩ (sortie Sr de G) pour conserver S1 à 0,00 V en régime dynamique.

Rebrancher le voltmètre au point de mesure.

Comme précédemment, mesurer les tensions de crête et les amener à un total de 1,00 V par le jeu de la 4,7 kΩ de Km1 (ΛΛ).

Passer maintenant en **amplificateur 2** : La connexion intérieure n'existant pas, se mettre en position CpE (Kf). Relier S2 à la borne Ecp. Commuter Ks2 sur 1 Vcc. Procéder alors exactement de la même manière que pour l'amplificateur 1.

Ces réglages terminés, la mise au point du TBF1038 sera complète : les signaux qu'il fournit sont maintenant déterminés avec précision, tant sur le plan de la fréquence, que sur ceux de la forme et de l'amplitude. Le TBF1038 est alors prêt à devenir un auxiliaire précieux dans les multiples travaux de l'électronique. C'est d'ailleurs en étudiant de plus près, quelques-unes de ces applications que nous terminerons cette description.

F. THOBOIS
(à suivre)

8. LA MESURE DES TENSIONS ALTERNATIVES

CETTE catégorie de mesures est primordiale en électronique, car la plupart des signaux utilisés sur les montages a une caractéristique de tension variable dans le temps, souvent de façon périodique, ce qui fait assimiler ces signaux à des tensions alternatives.

La connaissance précise de la valeur efficace d'une tension alternative est une précieuse information qui permettra, en outre, d'apprécier :

- le gain d'un amplificateur,
- sa sensibilité,
- sa stabilité,
- le rapport signal/bruit,
- la valeur de la tension d'un oscillateur, etc.

Nous avons déjà eu l'occasion de traiter succinctement ce thème à propos de l'examen du banal multimètre monté en voltmètre ou ampèremètre alternatif (cf H.P. N° 1450, p. 148 et la suite). Nous rappelons que, malheureusement, la mesure des tensions et des courants alternatifs n'est guère facile avec ce type d'appareil dont la bande passante est souvent assez étroite et l'étalonnage non linéaire.

Nous proposons, cette fois, d'étendre le débat aux voltmètres et millivoltmètres à large bande couvrant, au moins, les besoins de l'expérimentation en audio-féquences. Nous donnons la description de plusieurs appareils faciles à réaliser et à utiliser et stables dans leur fonctionnement.

QUEL EST LE PROBLÈME ?

L'appréciation de la valeur d'une tension alternative s'obtient en transformant, par redressement, cette quantité en un courant continu que l'on peut facilement mesurer au moyen d'un classique « galvanomètre » à cadre mobile dont la déviation est proportionnelle à ce courant.

C'est ce que l'on réalise sur les multimètres et l'on pourrait penser que cette mesure ne pose guère plus de problèmes en alternatif qu'en continu. En réalité ceci est loin d'être vrai comme on va le voir.

Le courant redressé par une ou plusieurs diodes a une allure ha-

chée dont on mesure la valeur moyenne sur le cadran de l'appareil. Pour les signaux sinusoïdaux, il existe un rapport constant entre la valeur moyenne et la valeur **efficace**, seule considérée :

$$\text{valeur eff.} = \text{valeur moy.} \times \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

$$= \text{valeur moyenne} \times 1,11$$

Tenant compte de cette formule, il suffirait donc, dès lors, de calculer la valeur de la résistance série, en alternatif, pour obtenir une déviation correspondant à la valeur efficace.

Il existe plusieurs difficultés :
— si la valeur de la résistance série est faible (fortes sensibilités), la linéarité sera détruite par la fameuse courbure de la caractéristi-

que de la diode ou du pont de diodes et il convient de corriger cette non-linéarité par un étalonnage particulier aux gammes concernées,

— la mesure des tensions très faibles (moins du demi-volt) est impossible car même les diodes les plus sensibles (germanium) ne détectent plus rien en dessous de 0,2 V,

— si la résistance série a une valeur élevée, l'effet de la capacité de câblage intervient pour limiter la bande passante de mesure de l'appareil (surtout s'il a un nombre élevé de kilohms par volt).

La figure 1 représente le montage élémentaire le plus classique qui permet de mesurer une tension alternative par redressement mono-alternance. Ce montage est

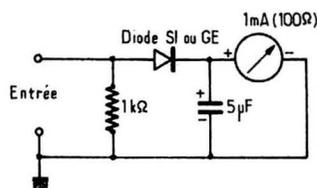


Fig. 1 - Montage élémentaire pour le redressement d'une tension alternative et sa mesure par un galvanomètre à cadre mobile.

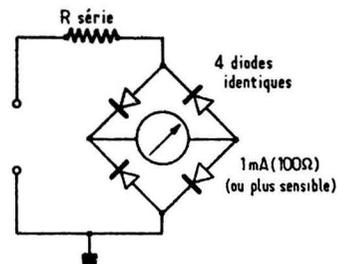
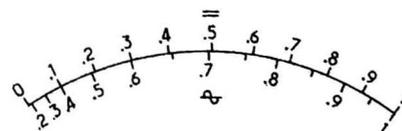


Fig. 2 - Le montage redresseur en pont est plus sensible, mais n'évite pas le tassement de l'échelle (1 volt sur l'exemplificité).



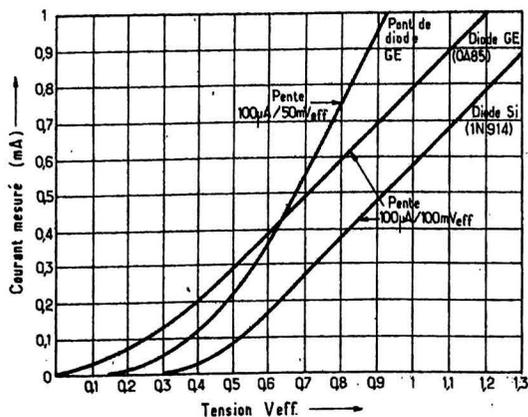


Fig. 3 - Caractéristique de redressement de quelques montages à diode.

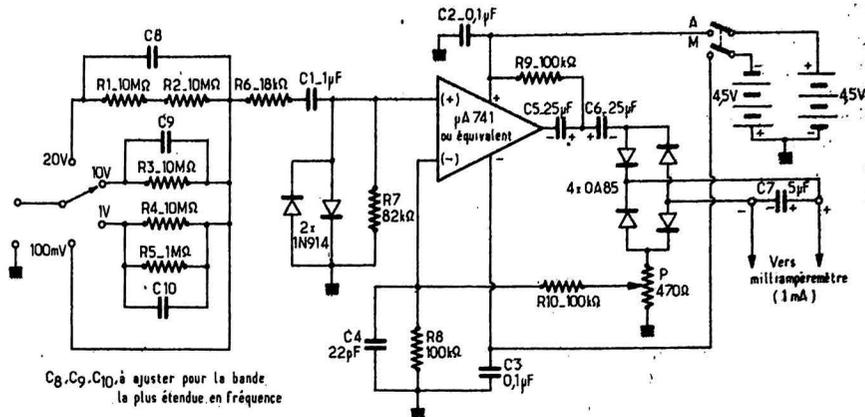


Fig. 4 - Millivoltmètre/voltmètre à circuit intégré (version µA 741) de 1 MΩ/volt.

encore utilisé en vidéo, en HF et VHF.

La figure 2 indique le branchement d'un redresseur à quatre diodes montées en pont comme on en rencontre encore fréquemment sur les multimètres dont l'échelle est déformée, sur les gammes les plus sensibles, comme le représente la figure.

Ces deux montages nous ont permis de tracer les courbes caractéristiques de la figure 3. On y observe notamment :

- que la caractéristique d'une diode germanium est plus sensible que celle d'une diode silicium,
- que les parties droites ont la même pente mais sont décalées de 200 millivolts environ,
- que la pente d'un pont de diodes germanium est double de celle d'une simple diode mais que son coude est plus prononcé.

Ceci confirme bien que l'on ne peut obtenir de caractéristique linéaire au-dessous de 0,5 V pour les diodes au germanium et 0,6 à 0,7 V pour les diodes au silicium.

SOLUTION A ADOPTER : L'AMPLIFICATEUR COMPLÉMENTAIRE

Puisque ce sont les faibles tensions qui sont les plus difficiles à mesurer, il suffit de les amplifier suffisamment pour se retrouver sur la partie linéaire de la caractéristique du redresseur à diodes, d'autant que l'utilisation d'une contre-réaction, savamment dosée, éliminera quasi-totalement la non-linéarité du système, en même temps qu'elle lui confèrera une excellente stabilité.

Un exemple d'application de ce principe est représenté sur la figure 4 : il s'agit d'un complément à un multimètre que l'on placera sur la position 1 mA.

L'amplificateur est constitué d'un circuit intégré linéaire du type µA 741 (ou équivalent) alimenté en + et en - par deux piles de 4,5 V.

Le signal est envoyé sur le curseur d'un commutateur à quatre positions respectivement : 100 mV, 1 V, 10 V, 20 V. La résistance d'entrée est de 1 MΩ/volt et la bande passante varie de quelques Hz à 50 kHz à -1 dB sur la position 0,1 V.

La résistance R7 placée entre la masse et l'entrée (+) du circuit fixe le potentiel continu. Le condensateur C1 non polarisé de 1 µF isole l'entrée des tensions continues indésirables qui seraient superposées au signal à mesurer.

Avec 18 kΩ (R6) en série, on obtient une sensibilité maximale de 100 mV eff., ce qui convient aux besoins courants. Sur la position 1 volt, les résistances R4 de 10 MΩ et R5 de 1 MΩ montées en parallèle donnent une valeur équivalente de 900 kΩ environ, ce qui constitue un diviseur par 10 avec R6 et R7.

De la même façon, la position 10 V est obtenue par une division par 100 et la position 20 V par une division par 200.

Pour éviter que le circuit ne soit détruit par des tensions trop élevées, ce qui pourrait se produire par accident, on monte deux diodes silicium tête-bêche en parallèle sur l'entrée : ce dispositif classique est néanmoins très efficace : il

protège l'entrée 100 mV contre 250 V eff.

A la sortie de l'amplificateur différentiel, on trouve deux condensateurs C5 et C6 de 25 µF polarisés par R9 vers le + 4,5 V, un pont de diodes germanium 0A85 (ou équivalent) et un potentiomètre de 270 Ω réuni à la masse.

Les bornes de sortie vers l'appareil de mesure, découplées par le condensateur R7, sont prises sur la diagonale du pont de diodes.

Lorsqu'une tension est appliquée à l'entrée, elle se trouve amplifiée et donne naissance à un courant dans le pont de sortie, d'où apparition d'une tension aux bornes de P proportionnelle à ce courant.

La tension de contre-réaction est envoyée par le diviseur R10/R8 vers l'entrée (-) du circuit. Cette boucle entraîne la suppression du coude des diodes puisque le taux de réaction négative est proportionnel à l'amplitude du courant de sortie, ce qui implique que le gain est d'autant plus important que la tension de sortie est plus faible.

Le déplacement du curseur de P permet le réglage du gain de l'amplificateur et apporte ainsi un moyen commode et précis pour la calibration de l'appareil.

Les corrections en fréquence sont de deux types :

- 1) Les condensateurs C8, C9, C10 en parallèle sur les résistances d'entrée seront déterminés en fonction du circuit, en utilisant un générateur BF pour linéariser au mieux la courbe de réponse en fréquence.

2) La stabilité du circuit intégré exige la présence du condensateur de 22 pF entre l'entrée (-) du circuit et la masse. Ceci entraîne une variation de la phase de la tension de réinjection qui évite les accrochages HF.

Enfin les tensions d'alimentation + et - seront découplées le plus près possible du circuit au moyen de condensateurs plaquettes de 0,1 µF.

Ce montage est extrêmement pratique et sa réalisation et sa mise au point ne présentent aucune difficulté et sont bien à la portée de l'amateur.

UN VOLTMÈTRE AMPLIFICATEUR À LARGE BANDE

Un autre exemple est donné sur la figure 5 qui utilise un circuit µA 702. Cet appareil comporte son propre milliampèremètre (1 mA, 100 Ω).

Pour offrir, sur toutes les gammes, une résistance élevée, un circuit à FET a été prévu sur l'entrée (+) du circuit intégré.

Les gammes sont les mêmes que pour l'appareil précédent mais la résistance d'entrée est ici uniformément de 11 MΩ.

Un circuit de protection à diodes est monté sur la porte du FET connecté en drain commun (basse impédance de sortie, gain très voisin de 1).

Le circuit de sortie est semblable au précédent. La résistance de CR (R9) est réunie directement au potentiomètre de réglage de gain de 100 Ω.

La correction de fréquence s'opère en branchant sur la borne (5) du circuit une résistance de 220 Ω en série avec un condensateur de 1 nF (R8 et C5). Cette disposition permet d'étendre la bande passante du circuit intégré à plus de 1 MHz. Pour obtenir des résultats satisfaisants avec l'atténuateur d'entrée, il conviendra de disposer aux bornes des résistances R1, R2 et R3 des condensateurs de valeur appropriée (seul un essai au générateur peut permettre de déterminer ces valeurs).

L'appareil s'alimente sur des sources +12 V et -6 V ce qui n'est guère pratique mais on ne peut faire autrement. On pourrait utiliser de la même façon mais avec des brochages et des valeurs de correction différentes un cir-

cuit μA 709 ou un SFC 2301 qui s'alimentent avec des tensions symétriques.

MILLIVOLTMÈTRES À TRANSISTORS À LARGE BANDE

L'utilisation de circuits intégrés linéaires est sans doute attrayante mais présente l'inconvénient de demander deux sources d'alimentation, une compensation en fréquence quelquefois délicate à mettre au point et un câblage que certains amateurs peu patients n'apprécient guère...

L'appareil que nous présentons sur la figure 6 s'affranchit de ces difficultés. Il comporte quatre transistors dont un FET d'entrée, il est de facture plus classique,

simple à construire et facile à régler, s'alimente sur une simple pile de 9 V et est relativement peu onéreux.

Sa sensibilité la plus élevée est de 10 mV eff. pleine échelle, ce qui répond aux exigences les plus sévères.

La résistance d'entrée est de 10 MΩ sur toutes les gammes. La correction de l'atténuateur d'entrée et l'utilisation de transistors à fort gain et à large bande permettent d'obtenir une bande passante de 5 Hz à 800 kHz à +/- 3 dB.

La commutation des gammes se fait en combinant l'action d'un diviseur par 100 ou par 1 (R1, R2 et S1) situé à l'entrée avec celle d'un autre diviseur à trois positions : 1, 10 et 50, monté dans la source du FET (R4 à R8 et S2).

On obtient les valeurs de sensibilité suivantes :

- 10 mV eff.
- 100 mV eff.
- 1 V eff.
- 10 V eff.
- 50 V eff.

Le FET d'entrée permet, comme dans le cas précédent, d'obtenir une impédance d'entrée élevée ; on a également prévu un système de protection à diodes.

L'amplificateur a lui-même une impédance d'entrée relativement grande (de l'ordre de 100 kΩ) ce qui permet une bonne transmission des fréquences basses avec un condensateur de liaison C4 de (relativement) faible valeur.

Les trois étages T2, T3 et T4 sont montés en liaison directe. Le dernier étage est un simple abais-

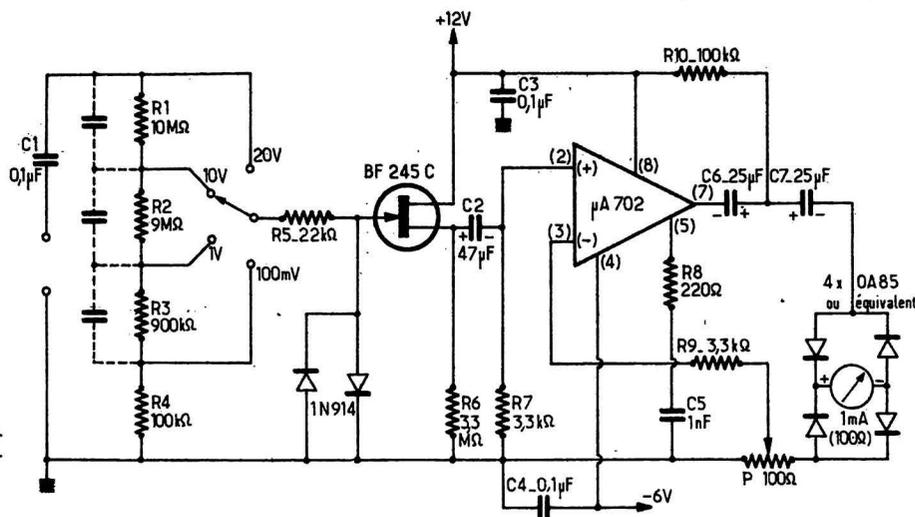


Fig. 5 - Millivoltmètre/voltmètre à circuit intégré (version μA 702).

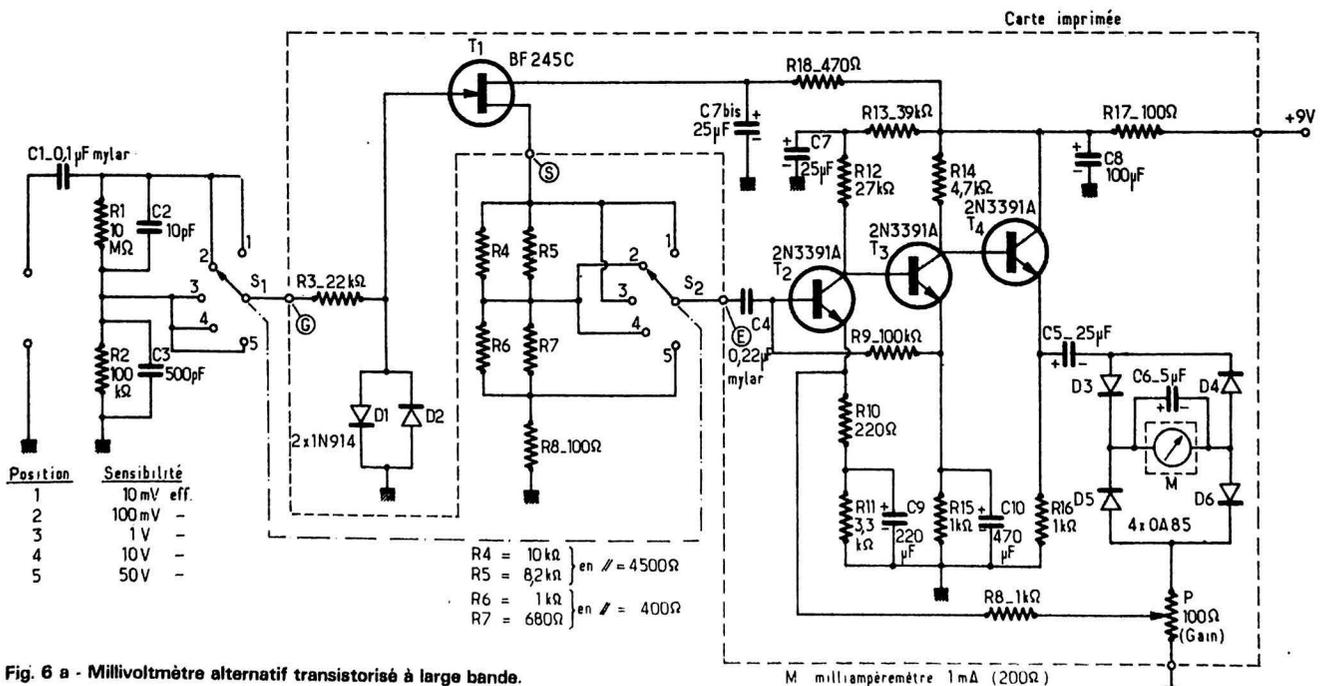


Fig. 6 a - Millivoltmètre alternatif transistorisé à large bande.

seur d'impédance pour une bonne adaptation au pont de diodes. En boucle ouverte, le gain atteint 70 dB. Il sera ajusté à une valeur adéquate au moyen du potentiomètre de 100 Ω situé au pied des redresseurs (contre-réaction d'intensité).

Comme pour les autres voltmètres nous avons choisi un appareil de mesure peu fragile et assez peu onéreux : un milliampère-mètre de 1 mA. Un modèle plus sensible peut évidemment convenir à condition de le shunter par une résistance convenable.

Pour les amateurs qui voudraient disposer d'un appareil encore plus simple, nous recommandons celui dont le schéma est donné sur la figure 6 bis.

L'étage d'entrée à FET a été supprimé. Le commutateur est à quatre positions de 10 mV à 20 V eff., à pleine échelle, ce qui convient aux usages courants. L'impédance d'entrée, forcément plus basse sur ce dernier montage, est de 100 kΩ (55 kΩ sur 10 mV), ce qui est encore très raisonnable, surtout sur les grandes sensibilités (100 kΩ/V sur 1 V, par exemple). La sensibilité 20 V étant réservée aux mesures de tension de sortie à basse impédance des amplificateurs de puissance, la valeur relativement faible de la résistance d'entrée dans ce cas (5 kΩ/V sur 20 V) est sans conséquences.

Par ailleurs, ce montage possè-

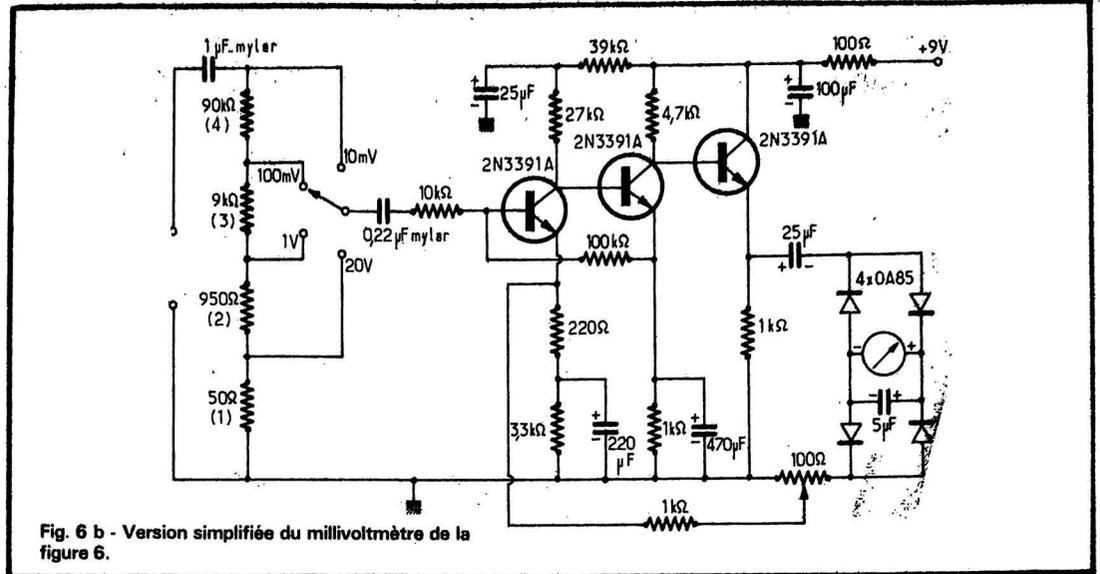


Fig. 6 b - Version simplifiée du millivoltmètre de la figure 6.

de la même sensibilité que le précédent. Sa bande passante, sans corrections de l'atténuateur d'entrée, s'étend de 10 Hz à 100 kHz à +/- 1 dB.

RÉALISATION PRATIQUE DU MILLIVOLTMÈTRE À TRANSISTORS

Nous avons représenté sur la figure 7 les indications les plus utiles qui permettront de construire cet appareil. En particulier, le circuit imprimé de 140 x 60 mm a été prévu assez large pour être de réalisation facile. Il convient également à la version simplifiée :

il suffit de ne pas câbler le FET d'entrée ainsi que R3, R8, D1, D2, R18, C7 bis et d'entrer sur E.

L'alimentation, par deux piles plates de 4,5 V, est prévue pour durer longtemps. On aura intérêt à combiner l'arrêt/marche sur la position 6 du commutateur avec une galette supplémentaire.

Le circuit imprimé est maintenu solidaire du panneau avant au moyen de quatre entretoises filetées suffisamment longues pour permettre le montage du milliampère-mètre et du commutateur. Les piles sont logées à plat sur le fond du boîtier, isolées par une feuille de plastique.

EXTENSION DES LECTURES (dB, Watts)

Que l'appareil de mesure possède ou non un cadran démontable, il est toujours possible de réaliser un étalonnage avec d'autres unités, soit directement sur ce cadran (s'il est démontable), soit par l'intermédiaire d'une courbe ou d'un tableau d'étalonnage (s'il n'est pas démontable).

C'est ainsi que pour les décibels, on marquera le point 0 dB sur l'échelle 1 V au moyen des correspondances suivantes (0 dB = 1 mW/600) : (Tableau A)

TABLEAU A

V	0,077	0,138	0,245	0,39	0,435	0,49	0,55	0,61	0,69	0,77	0,87	0,98
dB	-20	-15	-10	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2

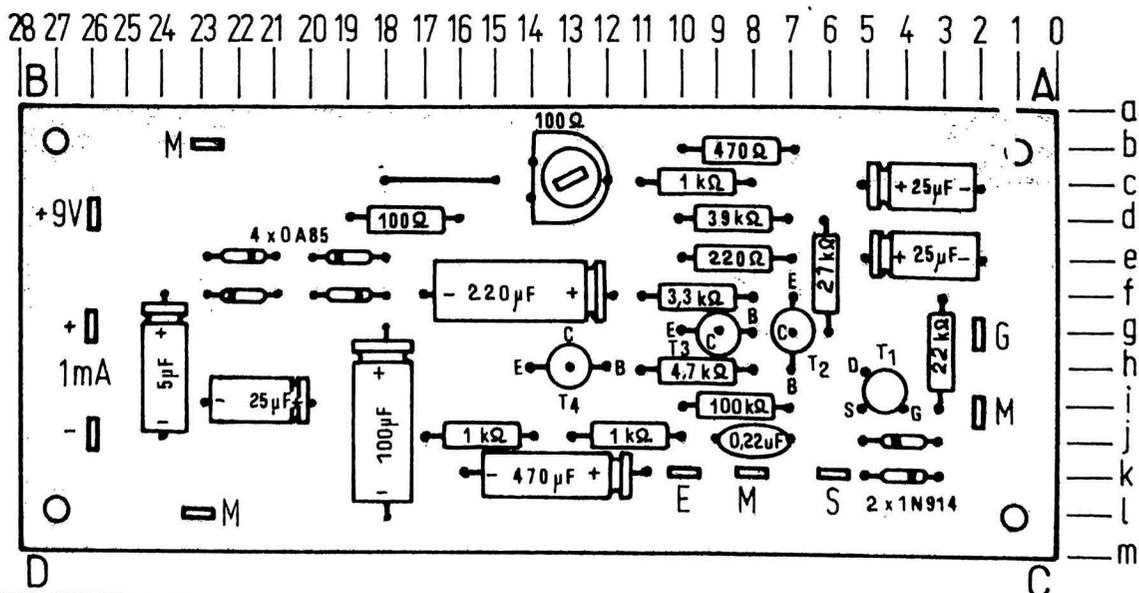


Fig. 7 - Réalisation du millivoltmètre de la figure 6.

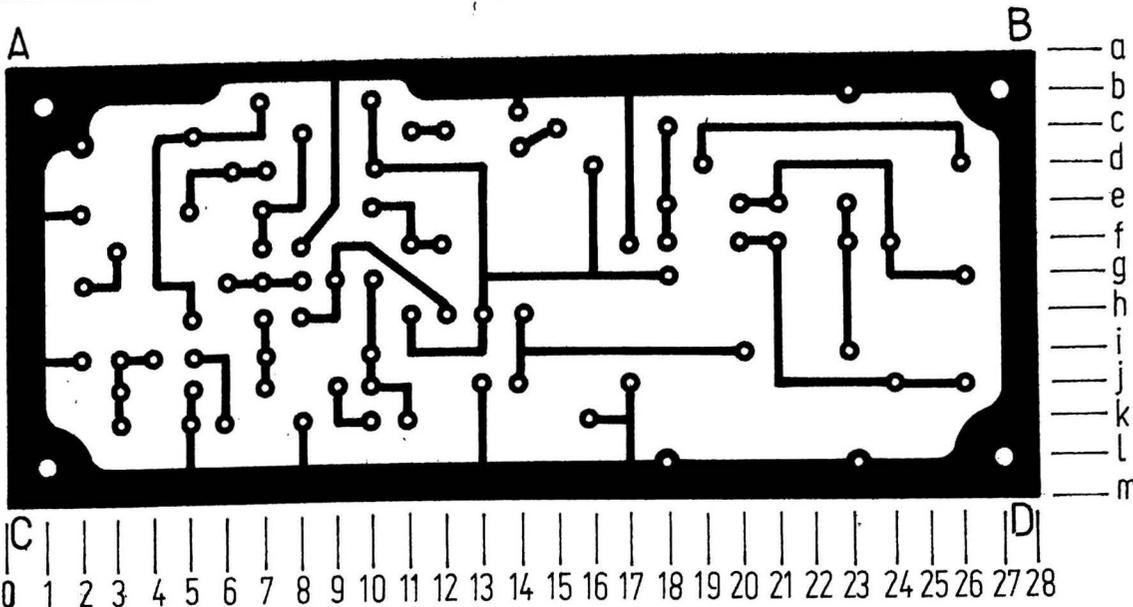


Fig. 7 b.

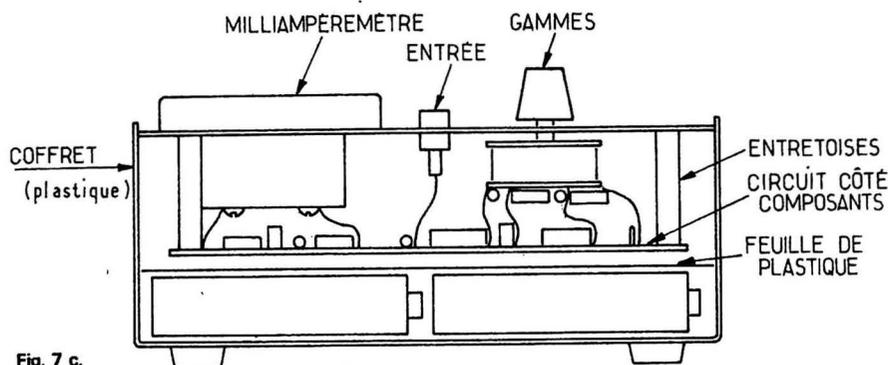


Fig. 7 c.

Pour les autres échelles, on suivra les indications suivantes :

- pour l'échelle 100 mV, ôter 20 dB
- pour l'échelle 10 mV, ôter 40 dB
- pour l'échelle 10 V, ajouter 20 dB
- pour l'échelle 20 V, ajouter 26 dB
- pour l'échelle 50 V, ajouter 34 dB

Ces graduations sont très utiles puisqu'elles permettent de mesurer le gain d'un amplificateur directement en dB.

Il est également possible de

transformer notre voltmètre électronique en wattmètre. Dans ce cas, il est nécessaire de définir une résistance de charge déterminée car :

$$W = \frac{U^2}{R}$$

W : puissance dissipée dans la charge R lorsqu'il y a une tension U aux bornes de cette charge.

Nous avons choisi 8 ohms, qui est la valeur la plus répandue, sachant que pour 4 ohms il conviendra de multiplier la lecture par 2, et que pour 16 ohms, il faudra la diviser par 2.

Le tableau de correspondance est le suivant :

TABLEAU B

(1 volt)	V :	0,126	0,2	0,28	0,4	0,63	0,9	1 V
	W :	1 mW	5 mW	10 mW	20 mW	50 mW	100 mW	125 mW
(10 V)	V :	1,26	2	2,8 V	4 V	6,3 V	9 V	10 V
	W :	200 mW	500 mW	1 W	2 W	5 W	10 W	12,5 W
50 V	V :	9 V	12,65 V	20 V	25,3 V	28,3 V		
	W :	10 W	20 W	50 W	80 W	100 W		

CALIBRATION

Si les résistances de l'atténuateur d'entrée sont suffisamment précises (de préférence 1 %), la calibration des appareils se fera sur la gamme 1 V en comparant la lecture à 50 Hz d'une tension alternative de 1 V eff., sur un multimètre précis avec celle que donne le voltmètre à calibrer. On réglerà la tension exactement sur 1 V, puis on ajustera le potentiomètre de taux de C.R. d'intensité pour obtenir la lecture désirée. Les autres gammes se trouveront automatiquement calibrées.

Si les résistances déjà citées ne sont pas suffisamment précises (5 ou 10 %), il convient de faire un étalonnage sur chaque gamme et de rédiger un tableau d'erreur correspondant. Il est néanmoins souhaitable d'éviter cette situation et l'on s'efforcera de trouver des résistances assez précises, au besoin en opérant un tri sur un lot à 5 % par exemple.

(à suivre)

J.C.

SYNCHRONISATEUR de diapositives

LE SYNDIAPO

LA projection de diapositives couleur, accompagnée d'un commentaire et d'un fond musical, est très agréable. Le changement de vues doit être synchronisé avec le commentaire ; il apparaît donc que ce changement doit être automatique, et commandé par le défilement de la bande. En général, un signal contenu dans la piste magnétique commande le dispositif de changement de vues.

Le signal peut être mélangé au commentaire, à condition qu'il soit injecté à fréquence super ou subsonique. Ce système comporte des inconvénients étant donné la faible bande passante de la plupart des magnétophones, sans parler de difficultés de réalisation des filtres de bande, qui permettront de trier les tops destinés à la commande du projecteur. L'avantage réside en l'utilisation d'une seule piste, donc l'économie, ce qui est un avantage non négligeable.

Mais le signal peut également être enregistré à fréquence quelconque, par exemple 1500 Hz, à

condition qu'une piste lui soit réservée. Le magnétophone devra être soit stéréophonique, soit à quatre pistes.

Le synchronisateur, placé entre le magnéto et le projecteur, fait souvent appel à un relais dont les contacts, se fermant lors de la détection du signal, remplacent les contacts du poussoir de commande. Le relais peut aussi être stati-

que, autrement dit un transistor.

D'autre part le synchronisateur possède généralement une alimentation autonome. Mais cette alimentation peut très facilement être prélevée sur le projecteur lui-même, ou, à défaut, sur le magnétophone.

Nous avons retenu ces deux solutions dans notre réalisation : un relais statique (transistor TIP

32 A) et une alimentation provenant des appareils utilisés.

ETUDE DU SCHEMA

Enregistrement des tops. — En position enregistrement, le double inverseur I_a, I_b se trouve dans la position indiquée figure 1. Les entrées de la porte SFC 413E

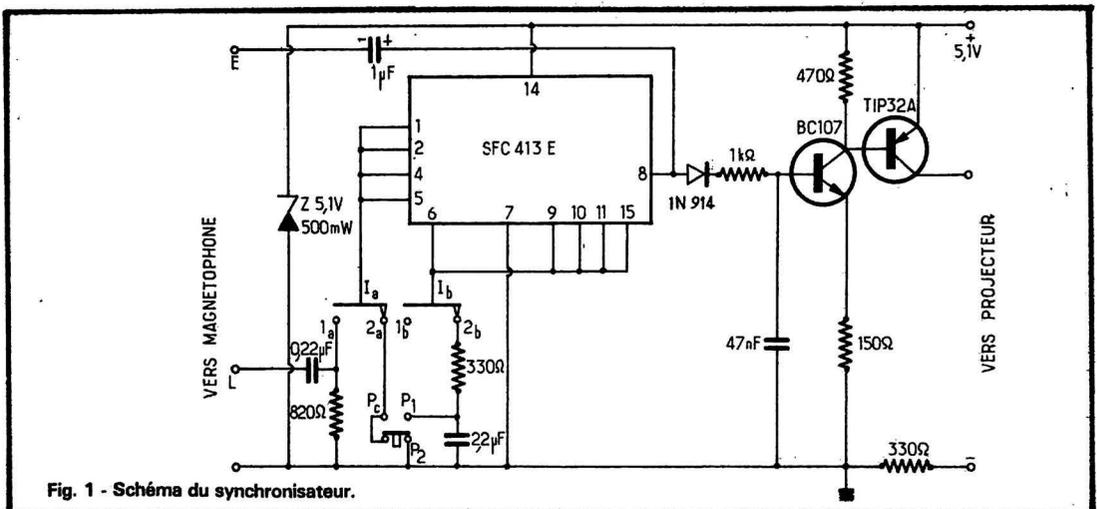


Fig. 1 - Schéma du synchronisateur.

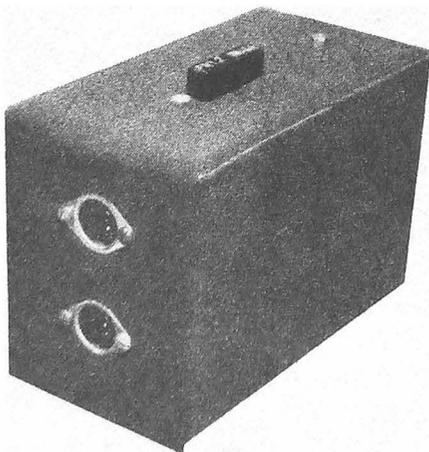


Photo 1 - Vue du syndiapo terminé.

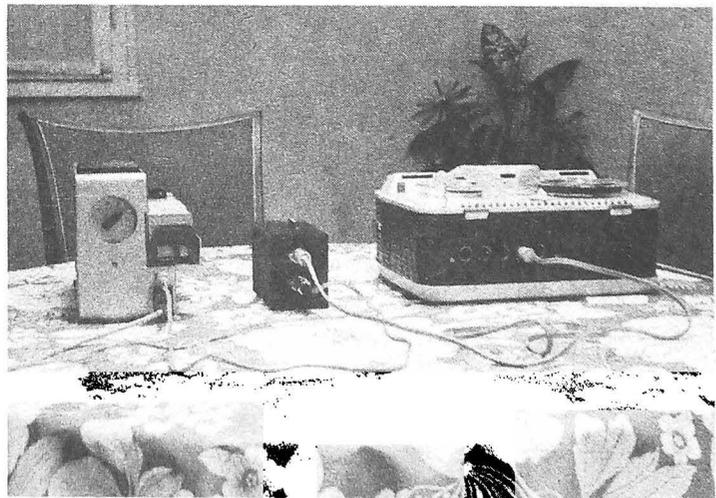


Photo 2 - Vue d'ensemble du dispositif.

sont au niveau 0. La sortie (8) est au niveau 0, donc à la masse. Le transistor BC 107 est bloqué et son collecteur est à une tension voisine du + Alimentation. La tension Emetteur Base du TIP 32A est très peu négative et ce transistor est également bloqué.

Lorsqu'on appuie sur le bouton-poussoir P, on ferme la jonction $330\ \Omega/2,2\ \mu\text{F}$ sur l'entrée de la porte, créant ainsi un trigger de Schmitt qui délivre sur la sortie (8) un créneau d'une fréquence de 1500 Hz environ. Ce signal est envoyé, d'une part, à travers un condensateur de $1\ \mu\text{F}$ sur l'entrée du magnétophone et, d'autre part, après redressement sur une cellule d'intégration formée d'une résistance de $1\ \text{k}\Omega$ et d'un condensateur de $47\ \text{nF}$, il atteint la base du BC 107 qui se débloque. Une tension négative apparaît alors sur la $470\ \Omega$, résistance de charge de collecteur ; l'espace émetteur base du TIP 32A soumis à cette tension sature le transistor et la chute de tension émetteur-collecteur est très faible. Le changement de vue s'opère et le phénomène s'arrête dès qu'on lâche le poussoir P.

Lecture des tops. — En position lecture (le commutateur est dans la position $I_a/1_a$, $I_b/1_b$), les tops lus et amplifiés par le magnétophone sont appliqués (en L de la figure 1) à la cellule différenciatrice $0,22\ \mu\text{F}/820\ \Omega$ puis à la porte, enfin à la sortie (8). Le fonctionnement des transistors BC 107 et TIP 32A est identique à celui obtenu lors de l'enregistrement et une vue passe à la lecture d'un top.

QUELQUES EXPLICATIONS COMPLÉMENTAIRES

Choix du transistor TIP 32 A. — Sa puissance doit être de 12 W environ. Tension V_{cc} de 40 V. Si possible au silicium. Le choix en était donc très réduit, et nous avons trouvé ce type dans les tablettes de Texas-Instruments. La figure 5 en donne le brochage. Il n'est pas besoin de radiateur.

Deux autres types peuvent également convenir, mais ils sont au germanium : le 145 T1 et le SFT 213, tous deux en boîtier T.O.3. Leur prix est très intéressant.

L'alimentation par la lanterne de projection ou le magnétophone. — La lanterne dont nous disposions était une Braun D 46 J. Elle comporte une alimentation d'une trentaine de volts. Une vue très schématisée du fonctionnement est donnée à la figure 4. Nous avons prélevé le + et le - sur la prise de synchronisation et, étant donné le schéma du dispositif, nous devons relier les deux organes par le +. Une résistance est donc insérée dans le -, et la tension ainsi réduite à 5 V est stabilisée par une zéner de 5,1 V.

Le dispositif d'alimentation peut être prélevé sur le magnétophone mais la liaison au projecteur doit être assurée selon la configuration de celui-ci. Le lecteur qui désirerait construire cet ensemble devrait connaître exactement son principe de fonctionnement. En particulier, si la liaison devait s'effectuer par le -, il faudrait remplacer le TIP 32A par un NPN, dont la base serait

connectée à l'émetteur du BC 107.

Choix de la résistance de $820\ \Omega$. — La figure 6 donne le schéma d'une porte. Celle-ci se trouve validée par la mise à la masse-niveau 0 du multi-émetteur d'entrée, car à ce moment le courant peut circuler dans le premier transistor de la porte. Si on insère une résistance entre le multi-émetteur et la masse, on obtient encore la validation jusqu'à une valeur de $850-900\ \Omega$. Une bonne solution pour la mise au point est d'utiliser une résistance variable de $1\ \text{k}\Omega$. On connecte le syndiapo au projecteur, puis on alimente. Si, à ce moment, la RV est au maximum, la lanterne fonctionne sans arrêt ; on diminue RV jusqu'à l'arrêt du mécanisme. Cette opération doit être faite lentement, car on a intérêt à ce que cette résistance soit la plus grande possible. En effet, la tension disponible aux bornes de cette résistance, étant donné le courant issu du préamplificateur du magnétophone, est fonction de sa valeur et doit être suffisamment importante pour la fiabilité du système.

Choix du magnétophone. — Nous possédions un magnétophone stéréo, qui avait l'avantage de posséder un préampli incorporé, comme tous les appareils de ce type, mais deux raisons nous ont incité à continuer nos essais dans une autre voie. Tout d'abord l'encombrement de ce matériel le rendait difficilement apte à la fonction. Ensuite, nous avons pensé aux lecteurs de la revue, qui ne disposent que d'un magnétophone quatre pistes mono. Ces appareils sont munis d'une prise lecture de piste 1, pendant que

l'amplificateur incorporé est occupé à la lecture ou l'enregistrement de la piste 3. C'est la prise dite play-back. De plus, on retrouve généralement sur cette prise une alimentation d'une trentaine de volts destinée à un préampli. Nos essais ont porté sur l'un de ceux-ci, un Grundig T K 17 à lampes. Nous avons donc réalisé un préamplificateur de lecture des tops, ceux-ci étant enregistrés sur la piste 1. En lecture, le commutateur de pistes est en position lecture piste 3 sur laquelle est enregistré le commentaire. L'appareil reproduit donc, par son haut-parleur, le son du commentaire, tandis que le préampli fabriqué par nos soins est branché sur la prise play-back lit les tops et les envoie après amplification sur le syndiapo. Pour notre part nous avons prélevé l'alimentation sur l'appareil lui-même, mais il serait préférable d'utiliser l'alimentation de la figure 3.

ETUDE DU SCHÉMA DU PRÉAMPLIFICATEUR

Il est très classique et repose sur l'utilisation d'un circuit intégré TAA 310, qui existe en deux versions, l'une ayant le suffixe A. La seule différence entre les deux est la position des sorties par rapport à l'ergot déformeur. Le schéma de la figure 2 fait apparaître les deux brochages, celui du TAA 310 A étant cerclé. On remarquera qu'un décalage constant de deux pattes ne change rien au circuit imprimé, seul le circuit intégré tournant de deux intervalles.

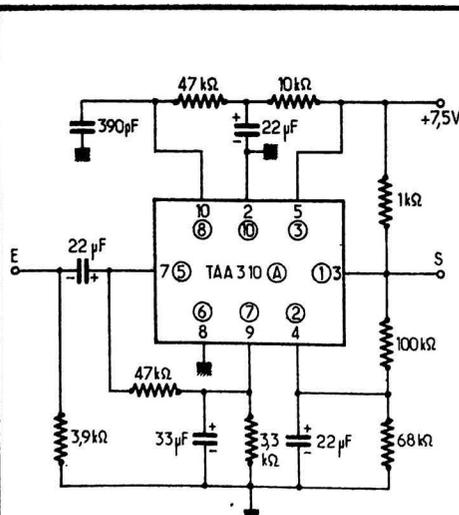


Fig. 2 - Schéma du préamplificateur.

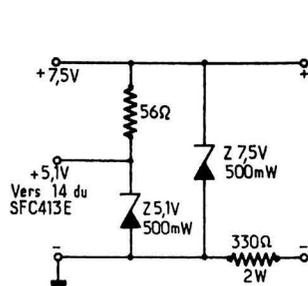


Fig. 3 - Alimentation double.

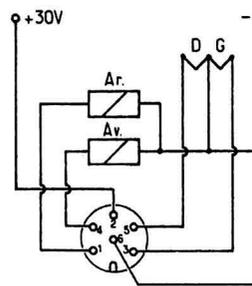


Fig. 4 - Aspect schématisé du projecteur Braun D46S. Prise vue de l'extérieur.

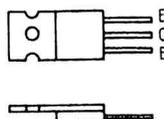


Fig. 5 - TIP32A. TIP 32 A

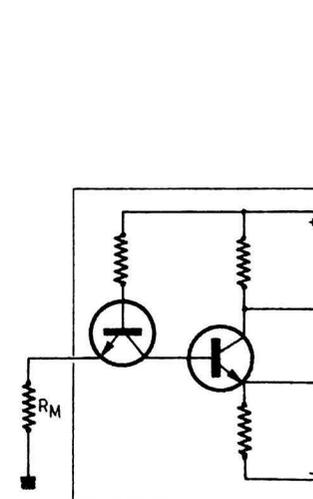


Fig. 6 - Entrée de porte NAND au niveau 0 : $R_M = 850\ \Omega$.

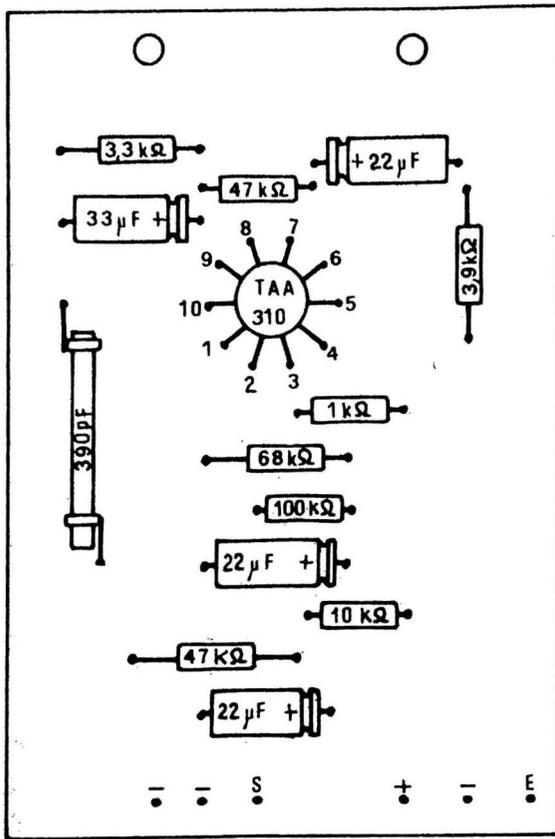


Fig. 7 - Circuit imprimé du préamplificateur.

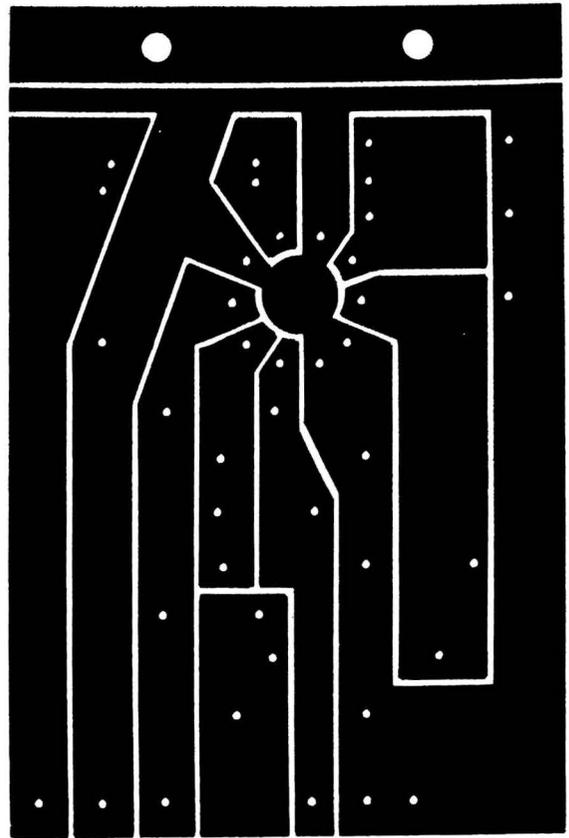


Photo 7 - Vue du câblage du clavier

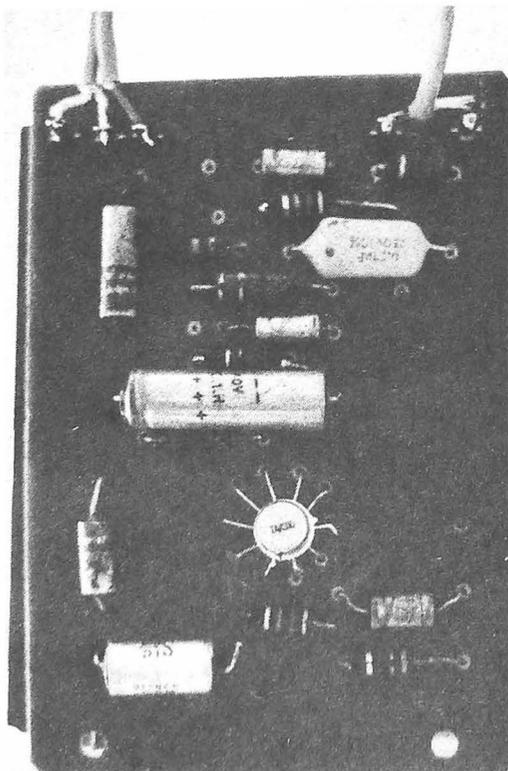


Photo 3 - Vue du circuit préamplificateur côté composants



Photo 4 - Vue du circuit préamplificateur côté cuivre

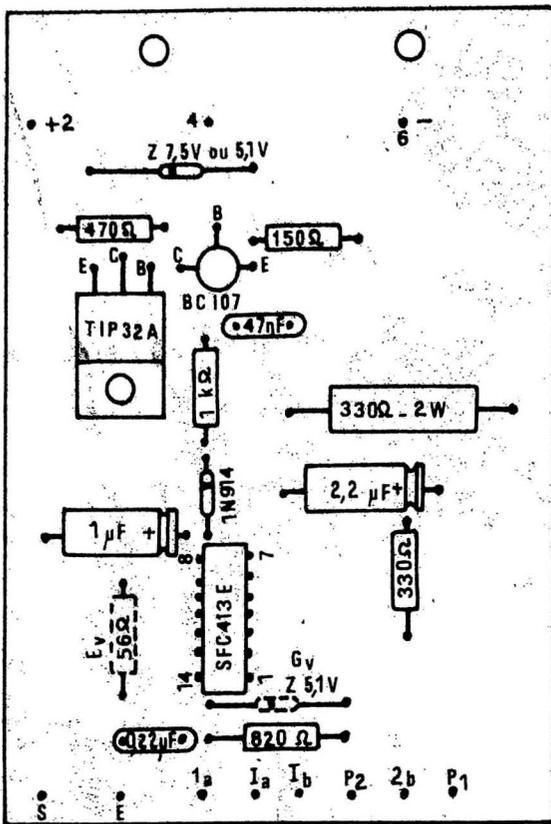


Fig. 8 - Circuit imprimé du synchronisateur.

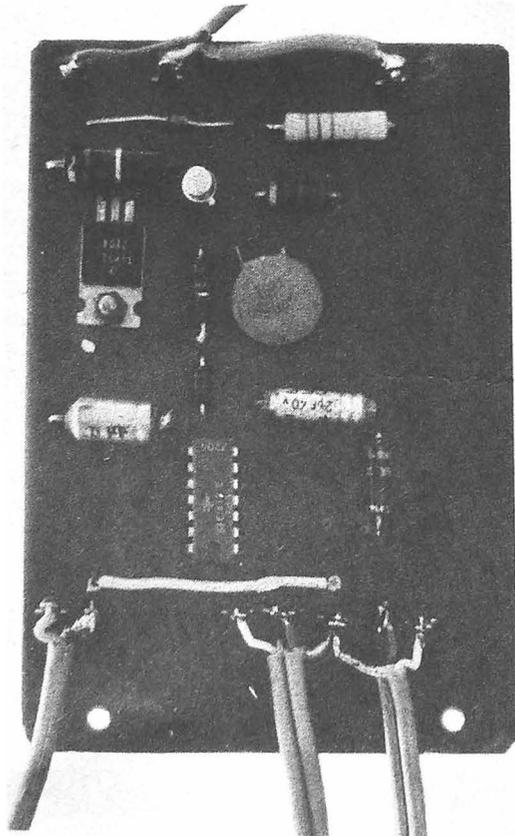


Photo 5 - Vue du circuit synchronisateur côté composants.

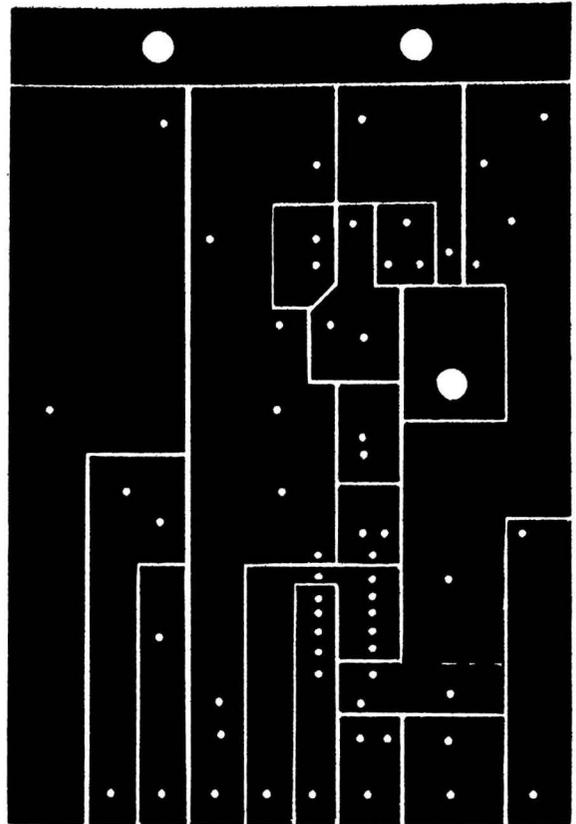


Photo 8 - Vue du montage complet.

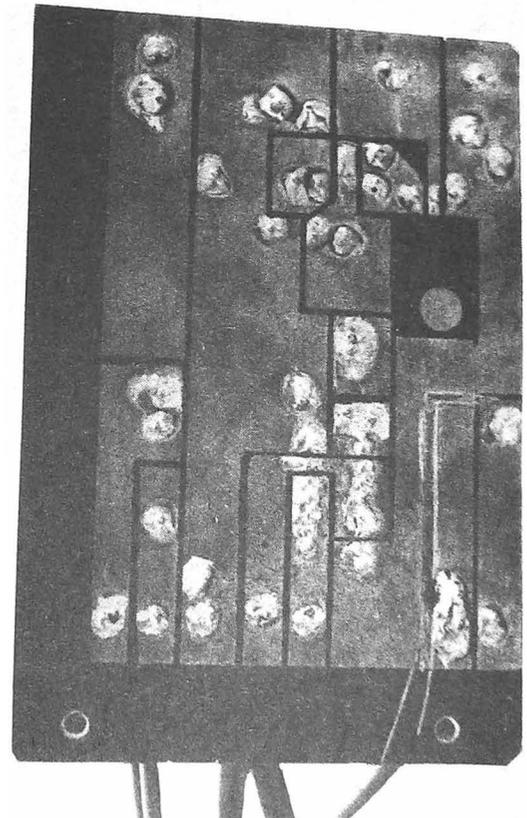


Photo 6 - Vue du circuit synchronisateur côté cuivre (on aperçoit en bas à gauche une modification du circuit qui a permis d'obtenir une masse à proximité du fil blindé).

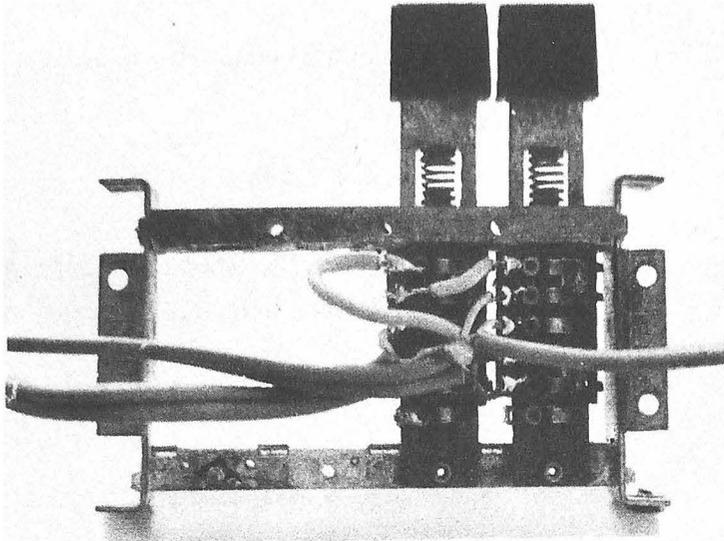


Photo 7 : Vue du câblage du clavier.

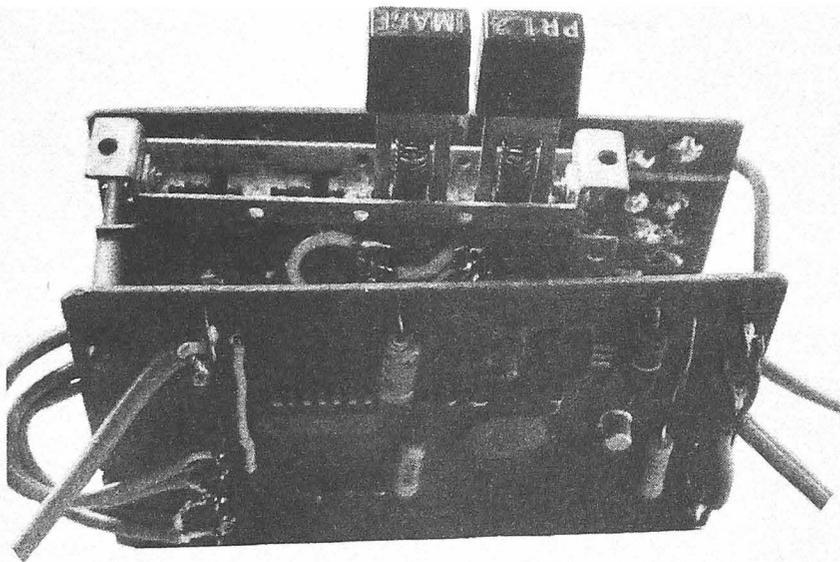


Photo 8 : Vue du montage complet.

Les composants extérieurs sont ceux qui sont donnés sur la note d'application. Une seule remarque est à faire : le gain de l'amplificateur est donné par la valeur de la résistance de $68\text{ k}\Omega$, qui peut être ramenée à 56, voire à une RV de $47\text{ k}\Omega$ en série avec une résistance talon de $22\text{ k}\Omega$. Toutefois, une surmodulation à l'enregistrement, obtenue en poussant à fond le potentiomètre de volume, compromet moins la stabilité qu'un gain trop important de l'amplificateur. C'est du moins ce que nous avons constaté. Par contre, nous avons dû, afin d'éliminer une perturbation à très basse fréquence, remplacer le condensateur de 390 pF par un de

22 pF placé entre les points 7 et 10 — respectivement (5) et (8). Le montage s'est alors stabilisé-

MONTAGE ET ESSAIS

Les figures 7 et 8 montrent, à l'échelle 1, les circuits imprimés. Pour notre part, nous les réalisons « à l'anglaise » en déposant sur le cuivre dégraissé du vernis pour métaux. Après séchage, nous reproduisons par un carbone interposé le dessin du circuit. Nous découpons le vernis avec un petit tournevis manœuvré le long d'une règle. Nous obtenons ainsi la largeur désirée et notre bain se charge très lentement en cuivre.

La figure 8 fait apparaître les deux modes d'alimentation : les éléments en pointillé sont ceux utilisés pour la double alimentation, la zéner en haut à droite étant alors une $7,5\text{ V}$. Dans le cas d'une alimentation simple, cette zéner est de $5,1\text{ V}$ et les deux éléments ainsi que le trait en pointillé sont supprimés.

Nous avons adopté le montage intercalant un bloc à touches modifié entre les deux circuits imprimés, le tout réuni par deux vis et quatre entretoises. Du bloc à quatre touches récupéré sur un vieux téléviseur, nous en avons supprimé deux, et retiré le cliquet à l'une des deux restantes, afin d'obtenir le bouton-poussoir.

Après montage des connexions, l'ensemble a été monté dans un petit coffret en tôle de $140 \times 70 \times 85$, habillé d'imitation velours vert autocollant du plus heureux effet.

La mise au point est très simple : après réglage de la résistance de $820\ \Omega$ indiquée plus haut, il ne reste qu'à faire un essai. Pour cela, mettre le double inverseur en position enregistrement et brancher au projecteur et au magnétophone, lequel est réglé en enregistrement sur piste 1. Appuyer alors sur le poussoir le temps de passage d'une vue, attendre quelques secondes, puis recommencer l'opération plusieurs fois de suite, en faisant varier la profondeur de modulation. Lire ensuite cette piste afin de se rendre compte de la valeur de l'enregistrement. On doit entendre une note de hauteur moyenne, correspondant à la fréquence de l'oscillateur, assez agréable et sans crachements, introduits par certains poussoirs.

On peut ensuite passer à la lecture : brancher le syn-dia-po à la prise correspondante du magnétophone, qui n'est pas la même que précédemment, commuter en piste 3 et régler le volume à 0. La mise en marche de la bande commandera automatiquement le passage des vues.

En cas de non fonctionnement de cette partie, il faut contrôler à l'aide d'un voltmètre électronique la tension aux bornes de la résistance de $820\ \Omega$: elle doit être de $0,5\text{ V}$ au minimum. Si la tension alternative était inférieure à cette valeur, cela proviendrait d'un signal trop faible. Ceci nous est arrivé avec un magnétophone portatif. Il conviendrait d'intercaler entre la sortie de l'amplificateur intégré et le condensateur de $0,22\ \mu\text{F}$ un autre BC 107 dont la base serait directement raccordée à la sortie 3 (1) du TAA 310, l'émetteur à la masse et le collecteur d'une part à une résistance de charge de $330\ \Omega$ dont l'autre extrémité serait reliée au +, et d'autre part au condensateur de $0,22\ \mu\text{F}$.

En principe le montage doit fonctionner du premier coup. Nous pouvons attendre bien des joies de cet ensemble peu compliqué et peu onéreux. Nos projections de diapositives de vacances prendront une autre dimension.

P. OUSTRIC

UN ENSEMBLE HI-FI à circuits intégrés

I. ampli-préampli 2 x 15 W. eff.

NOUS proposons aujourd'hui à nos lecteurs la réalisation d'un ensemble Hi-Fi de bonnes performances, ne comportant que des circuits intégrés. Il est constitué par un préamplificateur-correcteur, un étage correcteur de tonalité et un amplificateur de puissance. Compte tenu de la simplicité du montage, cet ensemble soutient avantageusement la comparaison avec les réalisations du marché.

Demandant un minimum de connaissances en électronique, la réalisation de cette chaîne Hi-Fi à circuits intégrés se trouve grandement facilitée par l'emploi de circuits imprimés représentés grandeur nature, évitant ainsi tout risque d'erreur, ce qui permet de garantir le parfait fonctionnement de l'ensemble sitôt la dernière soudure effectuée.

L'ensemble Hi-Fi décrit ci-après permet de réaliser un chaîne complète, à l'exclusion de la tête de lecture et du haut-parleur. Reproduit en deux exemplaires il constitue un ensemble stéréophonique.

L'ensemble est alimenté sous une tension d'alimentation unique de 24 V. L'amplificateur de puissance est destiné à commander un haut-parleur de 4 Ω ; il peut fournir à ce dernier une puissance d'environ 15 W efficaces et même de 18 W si l'on admet une limite de distorsion un peu supérieure.

ETAGE PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR

Avant d'aborder l'étude proprement dite du préamplificateur-correcteur, il n'est sans doute pas inutile de rappeler que, dans une chaîne Hi-Fi, le préamplificateur-correcteur a pour missions essentielles, d'une part, d'amener à un certain niveau les signaux provenant des différentes entrées, et d'autre part de compenser les variations d'amplitude qui existent en fonction de la fréquence soit dans la gravure des disques, soit dans l'enregistrement magnétique.

En ce qui concerne la compensation de la caractéristique de gravure, rappelons que, lors de l'enregistrement des disques, on imprime au burin graveur, en plus du mouvement d'entraînement régulier qui lui fait tracer une spirale, un mouvement d'oscillation. Comme la tête de lecture utilisée dans la plupart des cas fournit une tension de sortie proportionnelle à la vitesse de déplacement

de la pointe de lecture, l'idéal serait de faire la gravure à vitesse constante (il s'agit de la vitesse maximale du burin dans son mouvement sinusoïdal, correspondant à l'instant où il passe par sa position médiane).

Cependant, si l'on utilisait une telle loi de gravure, il serait nécessaire de prévoir une élongation maximale du burin inversement proportionnelle à la fréquence, ce qui ferait que celle-ci arriverait à prendre une amplitude trop élevée aux fréquences basses. On assisterait alors à un chevauchement des sillons. On est donc amené à limiter cette amplitude, autrement dit à enregistrer à amplitude constante au-dessous d'une certaine fréquence, cette dernière ayant été choisie égale à 500 Hz (voir fig. 1).

D'autre part, pour améliorer le rapport signal/bruit, on a été obli-

gé de renforcer les fréquences élevées à l'enregistrement (au-delà de 2 000 Hz environ). Pour des fréquences supérieures à cette dernière valeur on réalise l'enregistrement à amplitude constante.

Il faut donc, en première approximation, réaliser à la lecture un gain qui :

- descende de 6 dB par octave de 30 Hz à 500 Hz,
- reste constant de 500 Hz à 2 000 Hz environ,
- descende de 6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz.

En réalité, en raison des filtres utilisés à l'enregistrement, filtres qui réalisent la courbe d'enregistrement standard dite RIAA, les transitions entre ces différents régimes ne sont pas brusques, et la courbe à obtenir dans le préamplificateur-correcteur est la suivante :

En fait, la courbe d'enregistrement RIAA s'aplatit vers les fréquences basses, au-dessous de 50 Hz, où l'on a pris de nouveau un enregistrement à vitesse constante pour éviter une amplification trop importante des fréquences basses dans le préamplificateur-correcteur, ce qui risquerait, en effet, de faire par trop ressortir les bruits parasites dus aux vibrations mécaniques, à très basse fréquence, de la platine de lecture (Rumble).

Chacun sait qu'il existe plusieurs types de pick-up, caractérisés entre autres par le niveau de sortie qu'ils sont capables de délivrer. Les capteurs à cristal et piézoélectriques donnent une tension de sortie de l'ordre de 100 mV efficaces à 1 V efficace ; de ce fait, ils ne nécessitent pas d'amplification mais au contraire un affaiblissement si l'on désire

Fréquence (Hz)	30	50	70	100	200	300	400	700	1000
Réponse (dB)	+ 18,61	+ 17	+ 15,31	+ 13,11	+ 8,22	+ 5,53	+ 3,81	+ 1,23	0
Fréquence (kHz)	1	1,5	2	3	4	5	7	10	15
Réponse (dB)	0	- 1,4	- 2,61	- 4,76	- 6,64	- 8,23	- 10,85	- 13,75	- 17,17

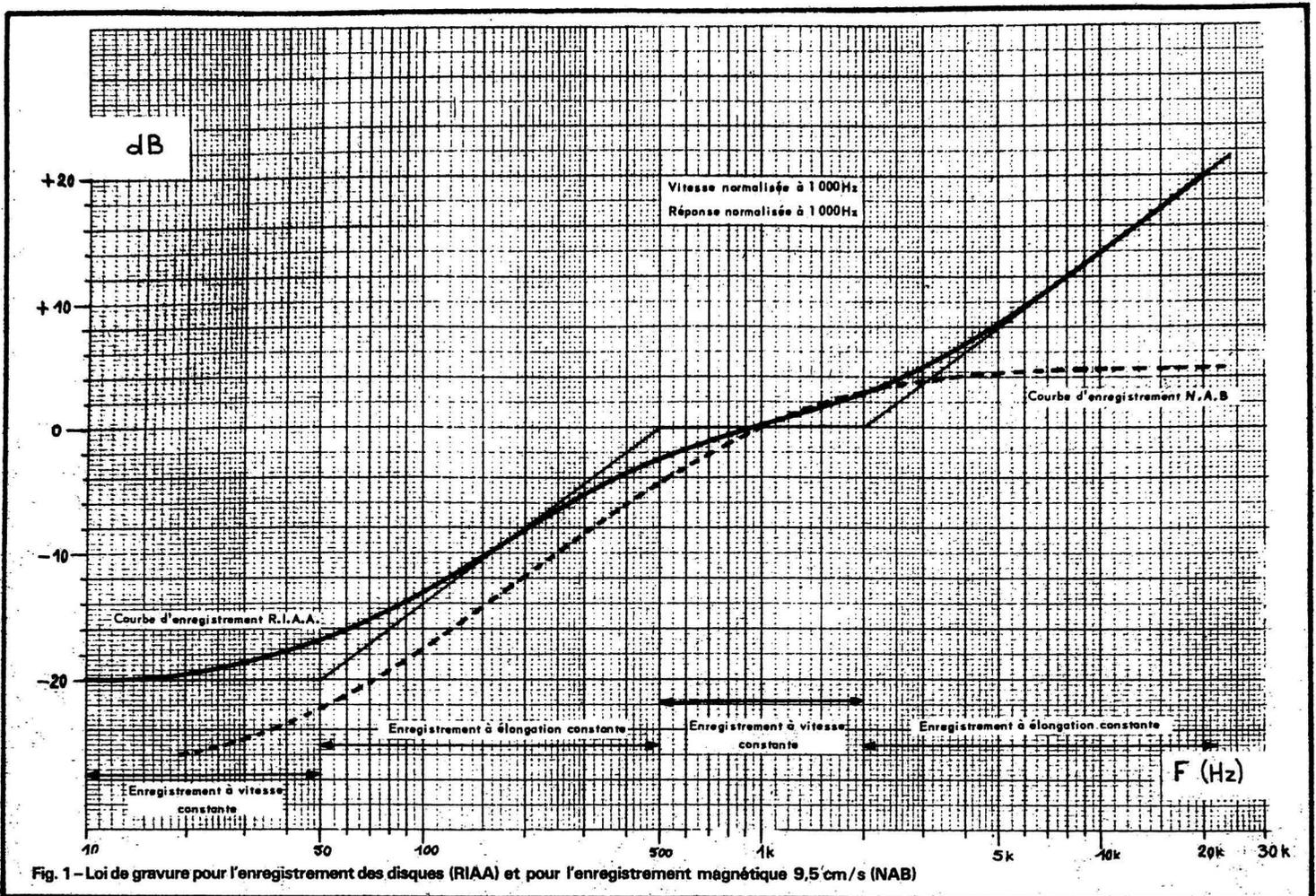


Fig. 1 - Loi de gravure pour l'enregistrement des disques (RIAA) et pour l'enregistrement magnétique 9,5 cm/s (NAB)

conservent le même gain que celui imposé par les capteurs magnétiques. Ces derniers fournissent une tension de sortie beaucoup plus faible; on trouvera ci-dessous quelques valeurs moyennes des tensions de sortie relevées sur différentes têtes magnétiques du commerce :

le qui délivre une tension de 5 mV pour une vitesse de 5 cm/s donnera 1 mV à 1 cm/s : dans ce cas, on peut dire que la cellule présente une sensibilité de 1 mV/cm/s.

Pour transformer la notion de sensibilité de la cellule en une donnée directement utilisable

La normalisation RIAA, universellement adoptée à l'heure actuelle, fixe, à l'enregistrement, une limite supérieure de vitesse de 25 cm/s, dans la bande de fréquence comprise entre 800 et 2 500 Hz environ. La vitesse moyenne d'enregistrement de bonne qualité est de l'ordre de 3 à 5 cm/s. De ce qui précède on peut déduire que la surcharge la plus sévère apparaîtra à une fréquence de 1 000 Hz et pour une vitesse de 25 cm/s.

Si l'on admet que la sensibilité de la cellule est, par exemple de 0,5 mV/cm/s, la tension maximale de sortie de cette cellule, pour une vitesse de 25 cm/s sera de $25 \times 0,5 = 12,5$ mV eff. tandis que la tension de sortie moyenne, pour une vitesse de 3 cm/s sera de $3 \times 0,5 = 1,5$ mV eff. Du fait que l'amplificateur de puissance nécessite une tension d'entrée de 0,15 V eff pour délivrer sa pleine puissance, il devient donc possible de déterminer le gain du préamplificateur-correcteur à 1 000 Hz : ce dernier est égal à $0,15/0,0015 = 100$ ou encore 40 dB.

La reproduction d'un signal

issu d'une tête de magnéphone demande une amplification assez grande car le signal de sortie de ces dernières reste peu élevé. La tête de lecture n'a qu'une faible inductance propre, 60 mH par exemple. La tension de sortie maximale de la tête pour une lecture sur quatre pistes, à la vitesse de 9,5 cm/s est exprimée en millivolts dans la relation suivante quand L est exprimée en Henrys : $E = 1,7\sqrt{L}$, soit $E = 1,7\sqrt{0,06} = 420 \mu V$. Lorsqu'on utilise cette entrée, le gain de l'amplificateur de puissance doit être augmenté et porté à 46 dB, ce qui impose, pour ce dernier une tension d'entrée de 42 mV eff pour obtenir toute la puissance. Le gain à 1 000 Hz de l'étage préamplificateur-correcteur doit donc être de : $0,042/0,00042 = 100$ ou encore 40 dB.

Pour obtenir une reproduction musicale correcte, il faut que la correction apportée par l'étage soit conforme au standard NAB.

Pour l'emploi d'un microphone dynamique dont la résistance interne est comprise entre 200 et 500 Ω , on peut considérer que la tension de sortie est comprise en-

Type	Fabricant	Tension de sortie pour une vitesse de 5 cm/s (mV eff)
AG 3402	Philips	10
V 15 AM 3	Pickering	6
V 15 AT 3	Pickering	5
V 15	Shure	3,5
M 91	Shure	5
M 31 E	Shure	10
M 55 E	Shure	6
999	Empire Scientific	5
888	Empire Scientific	8

Ces tensions de sortie sont indiquées pour une vitesse donnée. Comme un pick-up magnétique est un dispositif sensible à la vitesse, la tension de sortie est directement proportionnelle à cette dernière. Par exemple, une cellu-

pour la caractérisation de l'étage préamplificateur-correcteur, il est nécessaire de connaître les limites maximales ainsi que la valeur moyenne de la vitesse de la modulation rencontrée dans des enregistrements de haute qualité.

tre 5 et 10 mV par Pascal (0,5 à 1 mV/microbar). Le préamplificateur-correcteur devra présenter un gain d'environ 60 dB et avoir une courbe de réponse plate.

Enfin, dans certains cas, il sera utile de disposer d'un préamplificateur-correcteur présentant une bande passante plate et offrant un gain de 100 (40 dB) ou encore un gain unité.

COMPOSITION DE L'ETAGE PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR

Le schéma de principe du préamplificateur-correcteur est indiqué sur la **figure 2**. L'élément actif est un amplificateur opérationnel CI 1 caractérisé en bruit et monté dans la configuration représentée sur la **figure 2**. Cette configuration a été choisie parce qu'elle offre le meilleur compromis entre le bruit, la distorsion et le prix des composants. De plus, une des propriétés les plus intéressantes du montage non-inverseur est sa très grande impédance d'entrée due à sa contre-réaction négative. De ce fait, ce montage est très utilisé pour l'amplification de signaux issus de sources à haute impédance. Ainsi qu'on peut le voir sur la **figure 2**, les signaux d'entrée attaquent l'entrée non-inverseuse et la contre-réaction les retourne sur l'entrée inverseuse à travers le réseau B. Du fait que la contre-réaction négative rende négligeable la tension d'erreur entre les entrées de l'amplificateur, l'entrée négative suivra toutes les variations appliquées sur l'entrée positive.

La haute impédance d'entrée du montage non-inverseur est obtenue grâce à la contre-réaction qui fait qu'une fraction du signal de sortie se trouve placée en série avec l'entrée. Il en résulte que le seul courant qui circule à l'entrée est dû à la tension d'erreur existant aux bornes de l'impédance d'entrée en boucle ouverte de l'amplificateur.

Le gain en boucle fermée du montage de la **figure 2** est donné par la relation simplifiée :

$$G = R_6 \times B/R_6$$

Ce qui précède appelle toutefois la remarque suivante : dans la relation considérée, on a admis que la réactance de la capacité C6 reste négligeable devant la valeur de la résistance R6. Dans le cas contraire, la réactance de la capacité vient s'ajouter à la résistance

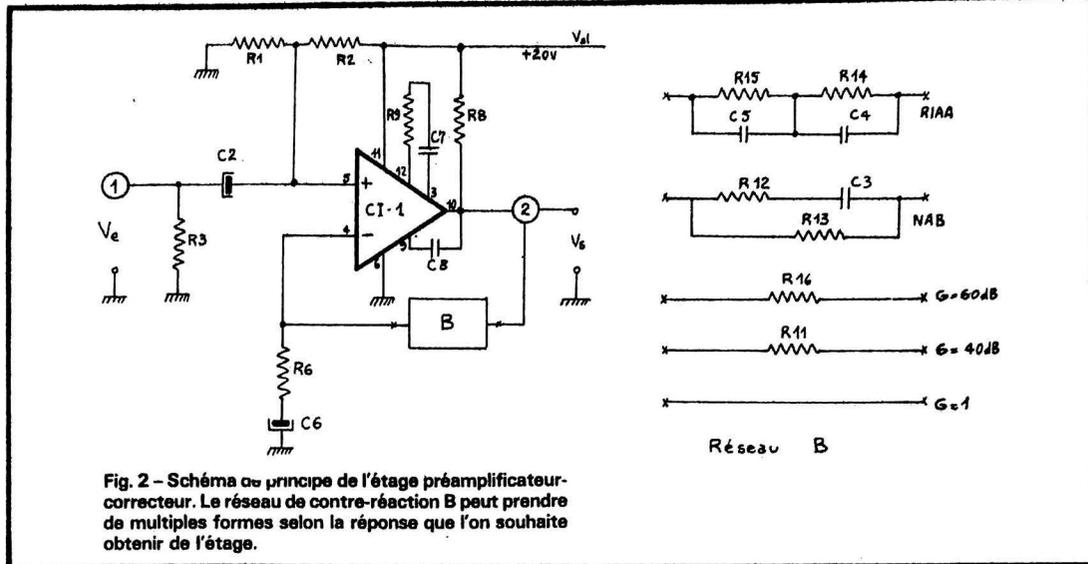


Fig. 2 - Schéma de principe de l'étage préamplificateur-correcteur. Le réseau de contre-réaction B peut prendre de multiples formes selon la réponse que l'on souhaite obtenir de l'étage.

R6 et contribue ainsi à réduire le gain de l'amplificateur. Pour obtenir une limitation du gain aux très basses fréquences (anti rumble) on peut utiliser cette particularité ; il suffit de choisir une valeur de capacité telle que le point d'articulation de la courbe se situe à l'endroit voulu. Pour obtenir une chute de 3 dB à la fréquence considérée, on utilisera la relation :

$$C_6 = 1/2 \pi F R_6$$

ce qui fera qu'à la fréquence F, la réactance de la capacité C6 sera égale à la valeur de la résistance R6. Dans notre cas, si l'on convient de prendre F = 16 Hz, nous trouvons :

$$C_6 = 1/6,28 \times 16 \times 1000 \approx 10 \mu F$$

Le réseau de contre-réaction B est constitué soit par un ensemble de résistances et de condensateurs, soit par une simple résistance voire même par un court-circuit. Ainsi que nous l'avons déterminé plus haut, le préamplificateur-correcteur doit comporter cinq possibilités différentes :

- Une correction RIAA avec un gain de 40 dB à 1 000 Hz
- Une correction NAB avec un gain de 40 dB à 1 000 Hz
- Une bande plate avec un gain de 60 dB
- Une bande plate avec un gain de 40 dB
- Une bande plate avec un gain unité.

On trouvera, sur la partie de droite de la **figure 2** les diverses combinaisons du réseau B qui permettent d'obtenir ces différentes possibilités.

En ce qui concerne le réseau RIAA, aux basses fréquences, l'impédance prédominante du ré-

seau est due à la résistance R15. Quand la fréquence augmente, aux environs de 50 Hz, la réactance de la capacité C5 (montée en parallèle avec R15) commence à faire diminuer l'impédance de la branche R15, C5. Vers 1 000 Hz, l'impédance équivalente à la branche R15, C5 est faible comparée à la valeur de la résistance R14. Donc c'est la valeur de la résistance R14 qui déterminera le gain au milieu de la bande.

Lorsque la fréquence atteint environ 2 000 Hz, l'impédance présentée par la capacité C4 (située en parallèle sur R14) commence à se faire sentir et l'impédance équivalente à la branche R14, C4 diminue, contribuant ainsi à diminuer une nouvelle fois le gain du préamplificateur. Si on le désire, on peut introduire en série avec C4 une petite résistance qui limitera la perte de gain aux fréquences élevées.

Pour ce qui a trait au réseau de compensation NAB, un seul réseau RC peut suffire puisque la courbe d'enregistrement ne présente qu'un seul point d'articulation. Le réseau R12, C3 détermine le point d'articulation : la valeur de R12 conditionne le gain du préamplificateur vers les fréquences élevées tandis que la valeur de la résistance R13 impose le gain aux fréquences inférieures.

La valeur des résistances R11 et R16 sont calculées pour obtenir un gain d'environ 40 dB et 60 dB : l'absence d'éléments réactifs dans la composition de ces deux réseaux rend la bande passante plate. On remarquera qu'un des réseaux B ne comporte en tout et pour tout qu'un court-circuit. Dans ce cas, le préamplificateur fonctionne en suiveur de tension

avec un gain unité et une bande passante plate.

Il convient toutefois de préciser, à propos des réseaux de compensation, que la précision avec laquelle ceux-ci suivent les courbes théoriques ainsi que leur aptitude à définir un gain déterminé sont conditionnées par les tolérances des résistances et des condensateurs employés pour la réalisation. En principe, il serait souhaitable de n'employer que des composants tolérancés à 5 % ou mieux.

Le montage non-inverseur présente une très grande impédance d'entrée ; du fait que la plus grande impédance de source, vue par le préamplificateur dans le montage, est environ 47 kΩ, ce qui correspond à l'impédance de charge optimale pour un capteur magnétique, on a réalisé physiquement cette impédance par deux résistances R1 et R2 de 100 kΩ chacune, et dont la résistance équivalente est précisément 50 kΩ. De plus, ces deux éléments servent à fixer le point milieu de la tension d'alimentation, qui est unique, déterminant ainsi, en quelque sorte, une masse virtuelle pour le préamplificateur. Le condensateur C1 est chargé de transmettre le signal d'entrée au préamplificateur et également d'assurer l'isolement au point de vue continu. La résistance R3 a pour but de maintenir chargé la capacité C1 même quand l'entrée est « en l'air » et d'éviter ainsi des claquements désagréables lors des commutations.

Le réseau R9, C7 ainsi que la capacité C8 assurent la compensation en fréquence du préamplificateur et un fonctionnement correct exempt d'accrochages.

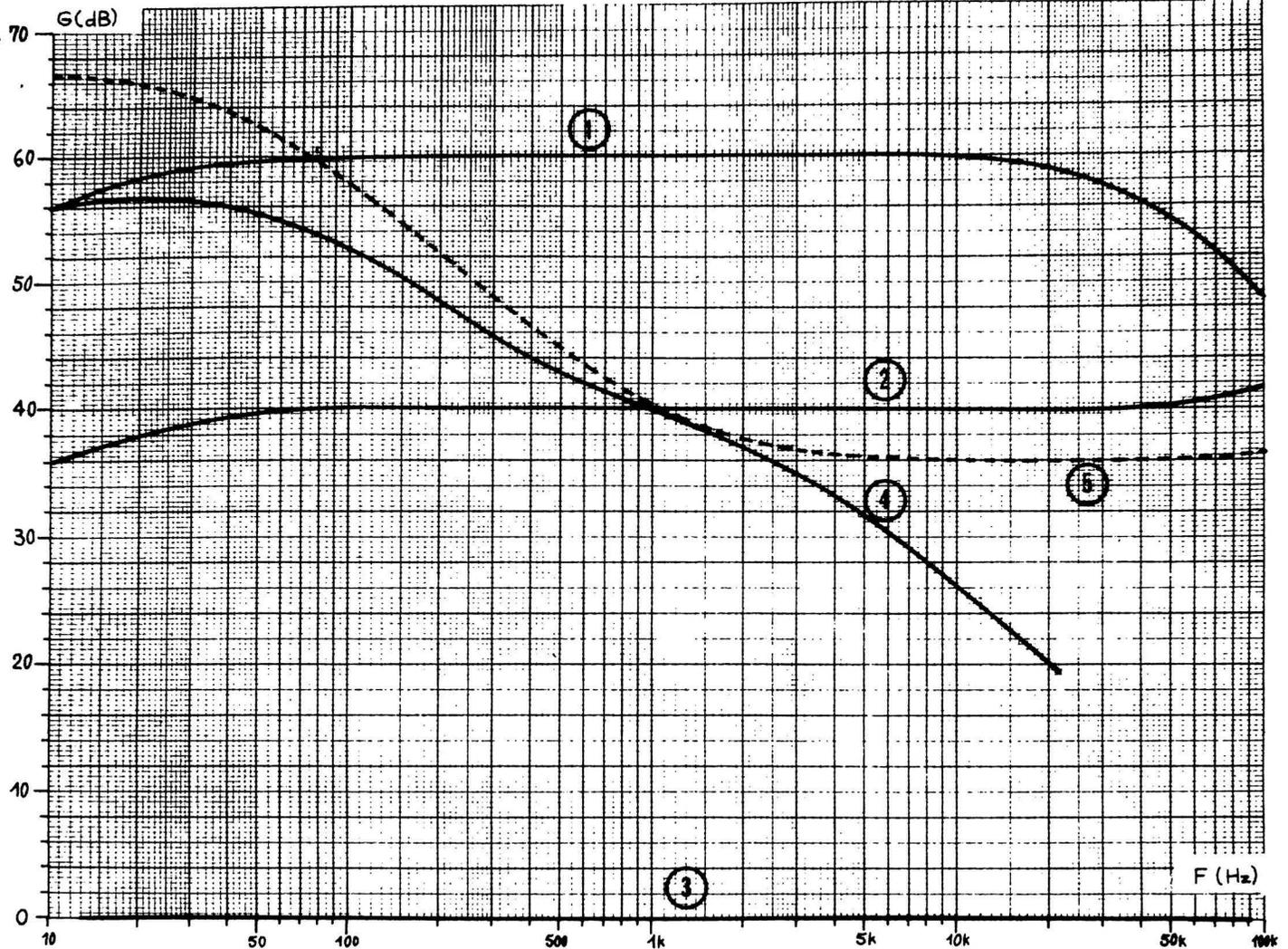


Fig. 3 - Différentes courbes de réponse de l'étage préamplificateur-correcteur obtenues avec les réseaux de contre-réaction :

- La courbe 1 correspond à une bande plate et à un gain de 60 dB (1000).
- La courbe 2 est une bande passante plate avec un gain de 40 dB (100).
- La courbe 3 correspond à un gain unité et à une bande plate.
- La courbe 4 représente la réponse obtenue avec la correction RIAA.
- La courbe 5 montre la correction fournie par le réseau NAB.

Les différentes courbes de réponses obtenues par relevés sur le montage sont données sur la figure 3.

- La courbe 1 correspond à une bande plate et à un gain de 60 dB (1 000).

- La courbe 2 est une bande passante plate et le gain est alors de 40 dB (100).

- La courbe 3 correspond à un gain unité et une bande passante plate.

- La courbe 4 représente la réponse obtenue pour la correction RIAA.

- La courbe 5 montre la correction fournie par le réseau NAB.

ETAGE CORRECTEUR DE TONALITE

Le schéma de principe du correcteur de tonalité (du type « Baxandall ») est représenté sur

la figure 4. L'amplificateur opérationnel CI 2 fonctionne en montage inverseur ; l'entrée est portée à un potentiel fixe, qui est égal à $V_{al}/2$, au moyen des deux résistances R_{18} et R_{19} . Le gain de l'étage correcteur de tonalité est égal à l'unité, dans le cas où l'on utilise une bande passante plate. La modification de la bande passante est obtenue par action sur un réseau complexe monté en contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse. Le potentiomètre P_1 (aigues) et P_2 (graves) permettent d'agir sur l'allure de la bande passante de l'étage, en procurant un gain supérieur à l'unité ou bien au contraire en affaiblissant le signal, ceci vers les deux extrémités de la bande des fréquences audibles. On peut obtenir une bande passante plate en mettant ces deux potentiomètres en position médiane.

Le fonctionnement de l'étage « Baxandall » peut s'expliquer sommairement de la façon suivante : à 60 Hz, par exemple, la réactance des capacités C_{10} et C_{11} est rendue égale à la moitié de la valeur ohmique du potentiomètre P_2 (ce qui correspond à mettre le curseur de ce dernier en position médiane si la loi de variation est linéaire). Si l'on convient de prendre $F = 60$ Hz, on trouve : $C = 1/2 \pi FR = 1/6,28 \times 60 \times 25.10^3 \approx 0,1 \mu F$. Quand la fréquence augmente ou diminue, les réactances des capacités C_{10} et C_{11} varient identiquement ; la bande passante n'est pas modifiée tant que le curseur du potentiomètre reste dans une position telle que la valeur ohmique de la portion de P_2 située en parallèle sur C_{11} soit égale à celle qui se trouve en parallèle sur C_{10} . Si l'on produit un déséquilibre d'un côté ou d'un au-

tre en modifiant la position du curseur de P_2 , on augmentera ou au contraire on diminuera l'action du réseau de contre-réaction sur les fréquences basses, ce qui se traduira par un changement dans l'allure de la bande passante vers les fréquences inférieures.

Un raisonnement quelque peu semblable permet d'expliquer l'action du potentiomètre de réglage des fréquences élevées P_1 ; toute modification de part et d'autre de la position centrale de P_1 provoquera une amplification ou bien, au contraire, un affaiblissement des fréquences aigues.

Les performances de l'étage correcteur de tonalité sont indiquées sur les courbes de la figure 5. On voit que l'action du potentiomètre « graves » P_2 permet une correction maximale de :

- 22 dB à +22 dB à 20 Hz
- 18 dB à +19 dB à 50 Hz

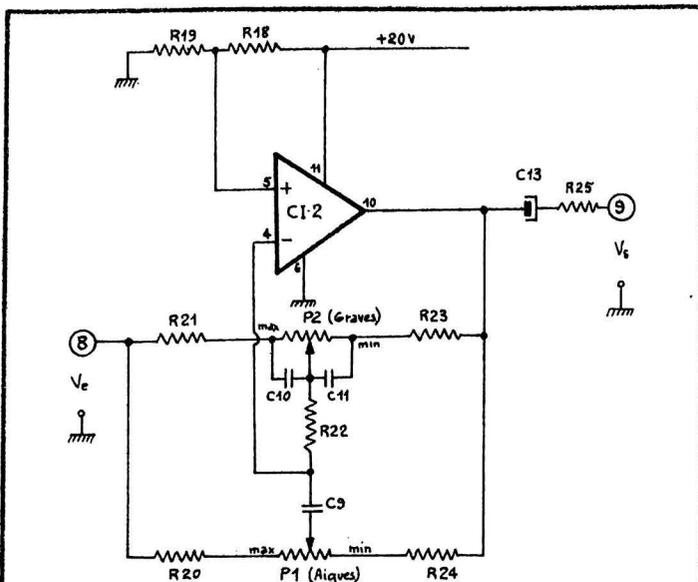


Fig. 4 - Schéma de principe du correcteur de tonalité. Le gain de l'étage est égal à l'unité. Les potentiomètres P1 (aigues) et P2 (graves) permettent d'agir sur l'allure de la bande passante de l'étage.

- 14 dB à + 14 dB à 100 Hz
 - 9 dB à + 9 dB à 200 Hz
 Pour des fréquences supérieures à 500 Hz, le potentiomètre P₂ n'agit pratiquement plus.
 L'action du potentiomètre « aigues » P₁ est la suivante :
 - 2 dB à + 2 dB à 2 000 Hz
 - 3,5 dB à + 3,5 dB à 3 000 Hz
 - 6 dB à + 6,5 dB à 5 000 Hz
 - 8,5 dB à + 9 dB à 7 000 Hz
 - 11 dB à + 11 dB à 10 kHz
 - 14 dB à + 15 dB à 15 kHz
 Pour des fréquences inférieures à 2 000 Hz, le potentiomètre P₁ n'agit pratiquement plus. La courbe 6 de la figure 5 montre l'allure de la réponse de l'étage en position bande plate. La courbe 7 de la figure 5 a été relevée, les potentiomètres P₁ et P₂ agissant au maximum, tandis que la courbe 8 a été relevée pour le minimum d'action des potentiomètres P₁ et P₂. Les courbes en trait plein concernent la réponse de l'étage correcteur seul ; les parties en

pointillé montrent les légères modifications qui se produisent quand l'étage correcteur est attaqué par un étage préamplificateur, tel que celui de la figure 2, présentant une bande passante plate.

Le schéma de la figure 6 indique la façon de brancher les potentiomètres de volume et de balance dans le cas où l'on réalise un ensemble stéréophonique. Le potentiomètre P₃ est un modèle double à axe simple. La balance, c'est-à-dire l'équilibrage entre la voie droite et la voie gauche, est obtenue par le potentiomètre P₄. Ce dernier réalise un diviseur de tension avec la résistance R₂₅. Le déplacement du curseur de part et d'autre du point milieu permet de faire varier en sens inverse l'une de l'autre l'amplitude des signaux existant sur les bornes n° 9 et n° 9'. Le signal basse fréquence présent sur la borne n° 9 est appliqué au potentiomètre de volume

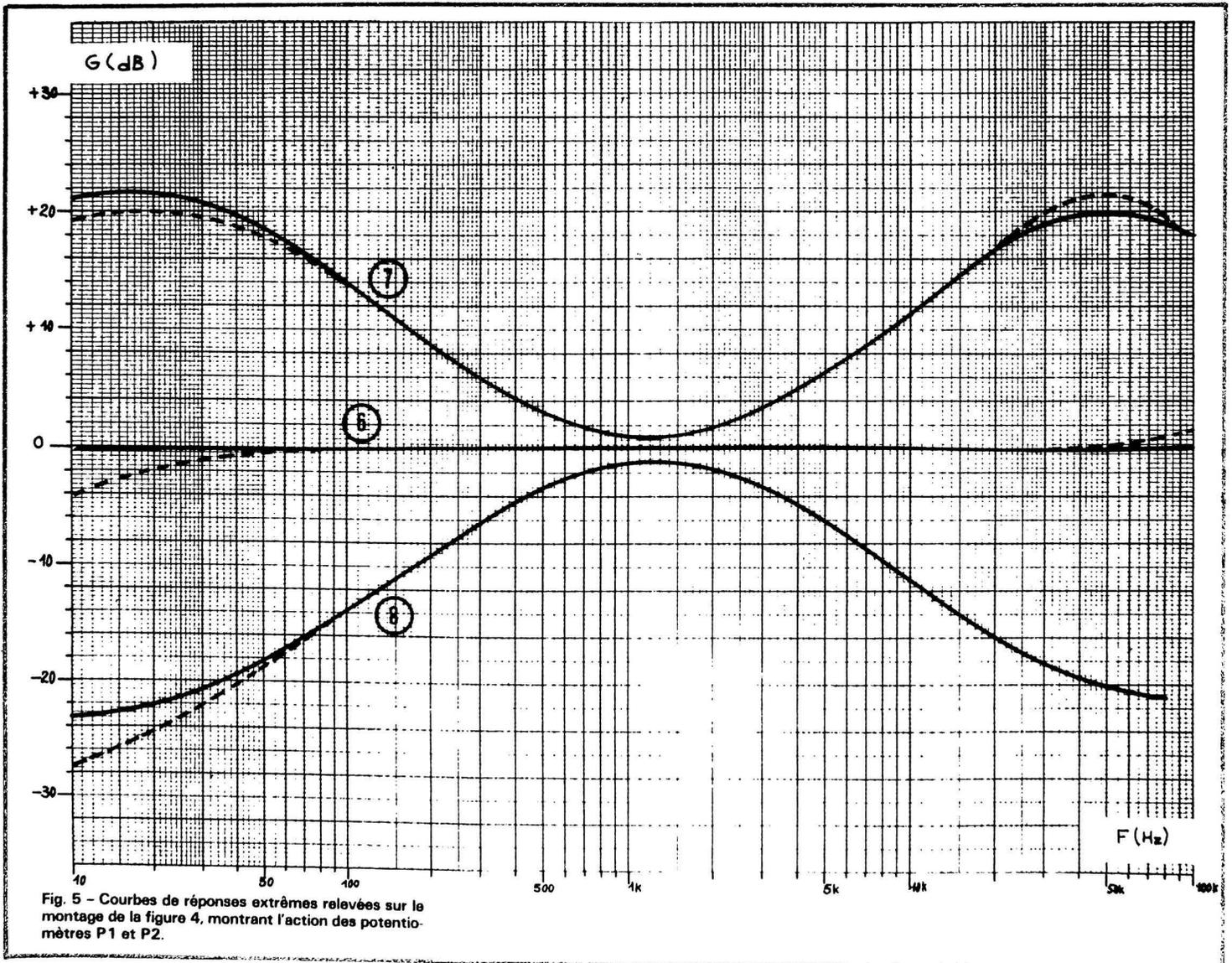


Fig. 5 - Courbes de réponses extrêmes relevées sur le montage de la figure 4, montrant l'action des potentiomètres P1 et P2.

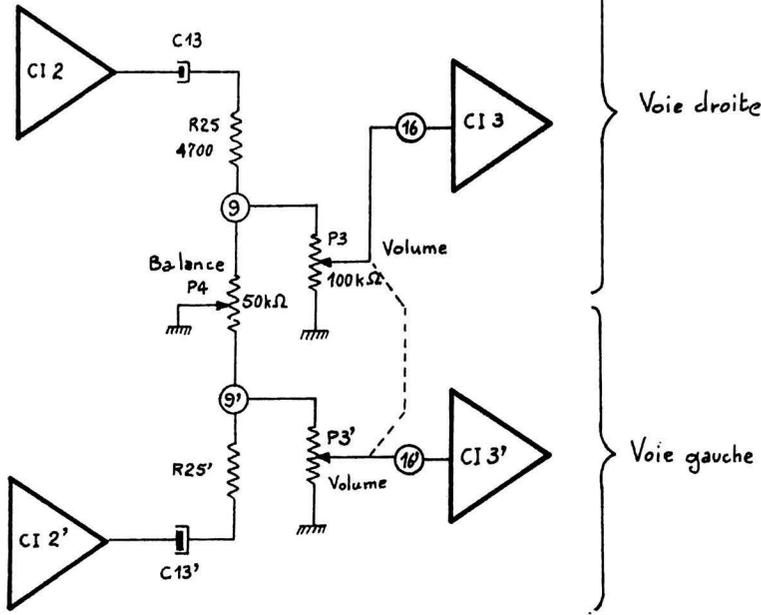


Fig. 6 - Façon de brancher les potentiomètres de volume et de balance si l'on réalise un ensemble stéréophonique.

P₃. Lorsque le curseur du potentiomètre de balance est exactement situé au milieu de la résistance de P₄, le diviseur de tension formé par P₄/2, soit 25 kΩ, associé en parallèle avec P₃, et la résistance R₂₅, fait que l'on retrouve sur la borne n° 9 les 4/5 de la tension alternative présente à la sortie du circuit intégré CI 2.

Si l'on utilise l'ensemble en monophonie, il convient de relier la borne n° 9 uniquement au potentiomètre de volume P₃ qui est alors un modèle conventionnel.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'amplificateur de puissance est réalisé à l'aide d'un circuit intégré monolithique spécialement étudié pour cet usage. Il s'agit de l'amplificateur basse fréquence ESM 231 de Sescosem. Il comprend tous les étages « basse fréquence » du préamplificateur aux étages finals. Le couplage avec le haut-parleur s'effectue directement, sans utiliser de transformateur, au moyen d'une capacité. Un système de compensation, actif en fonction de la température et de la tension d'alimentation, prépolarise en classe AB les éta-

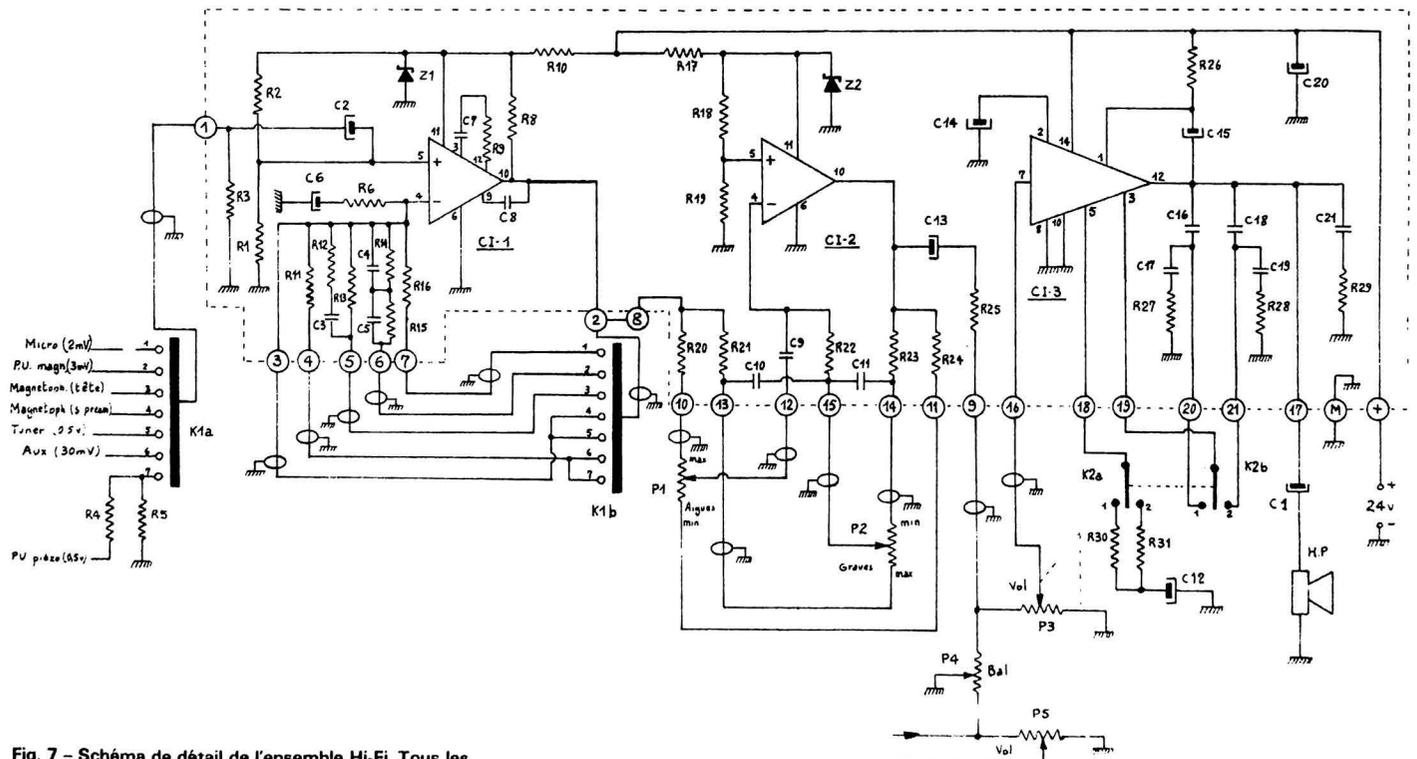


Fig. 7 - Schéma de détail de l'ensemble Hi-Fi. Tous les éléments situés à l'intérieur du pointillé sont montés sur le circuit imprimé.

ges de sortie. Un circuit d'auto-centrage de la tension continue de sortie permet d'optimiser la puissance de sortie maximale en fonction de la tension d'alimentation. Le système de compensation ainsi que le circuit d'auto-centrage ne nécessitent aucun composant extérieur, ajustable ou non. Le circuit comporte également une protection interne contre les surcharges thermiques qui agit par blocage des transistors de sortie dès que la température de jonction dépasse 150 °C. Le gain en tension de l'amplificateur est ajustable au moyen d'une résistance ; sa valeur maximale est de l'ordre de 48 dB. L'amplificateur de puissance est présenté dans un boîtier spécial à très faible résistance thermique interne.

Le montage de l'amplificateur de puissance est indiqué sur le schéma de détail de la figure 7. Le circuit intégré CI 3 est alimenté en 24 V continu. Le signal BF de commande, provenant du potentiomètre de volume P_3 , est appliqué sur la broche n° 7 qui est son entrée : on remarquera que le signal d'attaque est appliqué par rapport à la masse. La sortie du signal est faite sur la broche n° 12 du circuit intégré ; la liaison au

haut-parleur de 4 Ω est effectuée grâce au condensateur C_1 . Le contacteur K2A permet de fonctionner soit avec un gain de 46 dB, soit avec un gain de 35 dB ; le gain est déterminé par la valeur des résistances R_{30} et R_{31} . Il peut être calculé à l'aide de la relation $G = 8\,000/(30 + R)$. Lorsque l'on fait varier le gain de l'amplificateur, il faut également changer le réseau de compensation en fréquence : c'est le contacteur K2B qui effectue cette commutation. La capacité placée entre les broches n° 12 et n° 3 du circuit intégré (C_{16} et C_{18}) devra avoir une valeur d'autant plus élevée que le gain en boucle fermée est faible. La capacité qui assure un fonctionnement stable pour un gain faible garantit la stabilité pour un gain plus élevé, mais la bande passante en sera quelque peu rétrécie vers les fréquences hautes dans ce cas : c'est la raison pour laquelle il est préférable de commuter également cette capacité lorsque l'on modifie le gain de l'amplificateur.

La courbe de réponse du circuit amplificateur de puissance peut être plus ou moins ajustée. Quand le gain a été fixé au milieu de la bande au moyen d'une certaine

valeur de R_{30} ou de R_{31} , la limite inférieure de la bande (-3 dB) est déterminée par les capacités C_1 et C_{12} . Si la réactance de C_{12} est beaucoup plus petite que R_{30} ou R_{31} à la fréquence limite inférieure, C_1 reste seul à fixer la limite : sa valeur peut être déduite de la relation $C = 1/2 \pi FR$ ($R =$ impédance du haut-parleur).

La résistance placée à l'extérieur du circuit intégré, entre l'entrée et la masse, est parcourue par le courant de polarisation de l'amplificateur (il s'agit dans notre cas du potentiomètre de volume P_3). Ce courant est très faible (de l'ordre de 200 mA) ; il crée une tension de polarisation parasite qui n'intervient que fort peu, vu la contre-réaction, sur la tension de sortie. Cette tension de décalage étant très faible n'intervient pratiquement pas sur la puissance maximale de sortie. La résistance d'attaque peut donc être le potentiomètre de volume sans aucun risque de crachements dus au courant continu, puisque celui-ci est négligeable.

Le réseau C_{21} , R_{29} est destiné à compenser la rotation de phase qui se produit aux fréquences élevées et qui sont dues à la partie réactive de l'impédance du haut-

parleur : ce circuit limite également la bande passante du côté des fréquences élevées.

Le circuit ESM 231 est présenté dans un boîtier spécial comportant un étrier métallique sur lequel on vient fixer un refroidisseur. En effet, le circuit pouvant délivrer une puissance maximale de 18 W, il importe que la puissance dissipée dans l'amplificateur soit convenablement évacuée à l'extérieur. On sait que, dans un amplificateur fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur dans le circuit est :

$$P_{\text{diss (max)}} \geq 0,404 P_{\text{sort (max)}}$$

Cela signifie que la dissipation dans le circuit est au moins égale à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit quand :

$$P_{\text{sort}}/P_{\text{sort (max)}} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment, le rendement de l'étage de sortie est de 50 %. Dans notre cas, la puissance de sortie maximale étant fixée à 18 W, la puissance dissipée maximale est, théoriquement, au moins égale à 40 % de $P_{\text{sort (max)}}$.

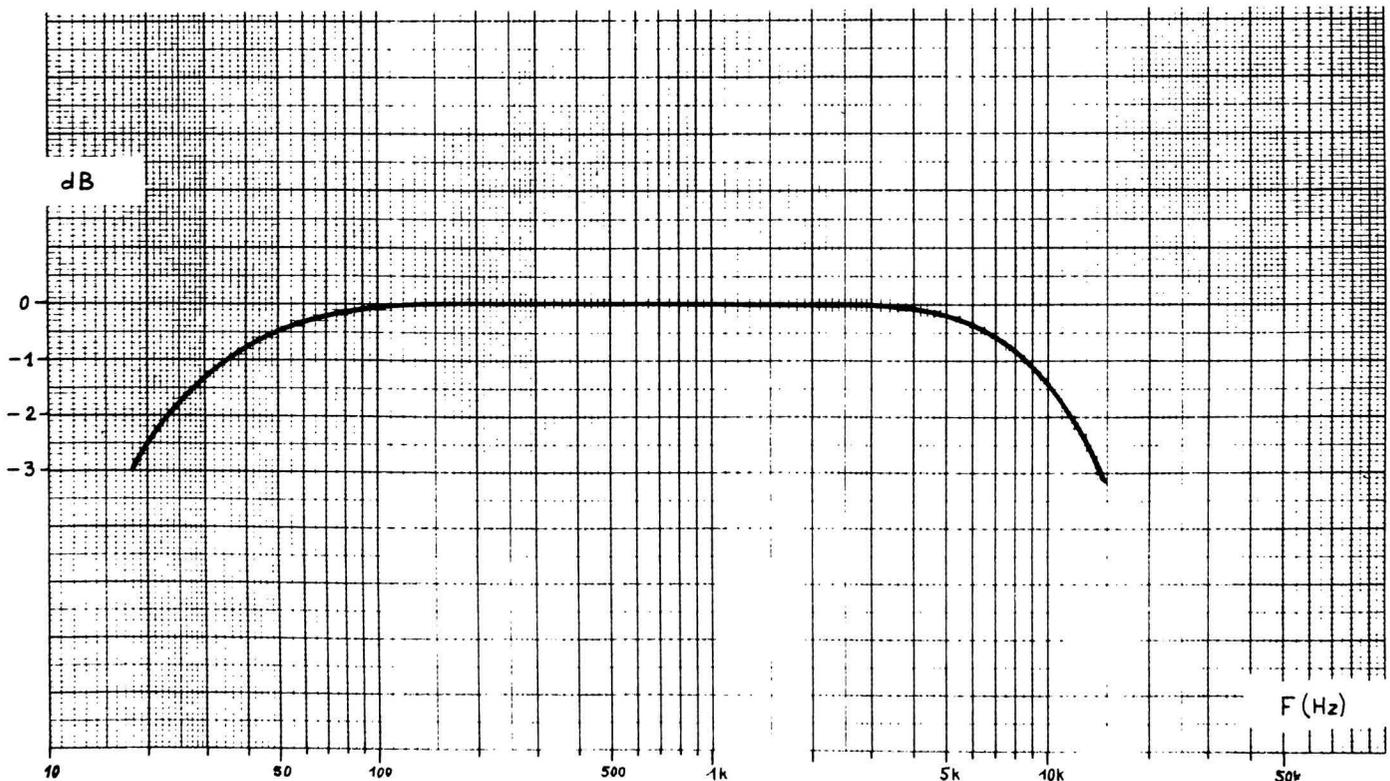


Fig. 8 - Bande passante typique de l'amplificateur de puissance relevée pour une puissance de sortie de 12 W, le contacteur K2 étant en position 1.

Il y aura donc à dissiper :

$$(18 \times 40)/100 = 7,2 \text{ W}$$

La résistance thermique jonction-boîtier de l'amplificateur est de 5°C/W au maximum. Si l'on désire qu'à la température ambiante de $+25^\circ\text{C}$, la température de jonction n'excede pas 100°C à la dissipation maximale, on doit prévoir une résistance thermique totale jonction-air de :

$$R_{\text{th(j-a)}} = (T_j - T_a)/P_{\text{diss}}$$

soit $R_{\text{th(j-a)}} = (100 - 25)/7,2$
 $= 10^\circ\text{C/W}$.

Du fait que la résistance thermique jonction-boîtier est de 5°C/W cela nous impose donc un radiateur de 5°C/W . Celui-ci peut être obtenu en utilisant une plaque d'aluminium d'environ 200 cm^2 et de $1,5 \text{ mm}$ d'épaisseur. Dans le cas où l'on jugerait ce radiateur trop encombrant, il est toujours possible de concevoir un pliage vertical qui, tout en conservant la même surface de refroidissement, réduise considérablement l'encombrement. Notons au passage qu'il s'agit d'une plaque offrant une surface de 200 cm^2 de chaque côté.

Si l'on estime que l'amplificateur sera attaqué par un signal audio dont la puissance moyenne est faible et qui ne fera dissiper la puissance maximale que pendant

une durée relativement courte, il devient alors possible de diminuer la taille du refroidisseur.

On remarquera, sur le schéma de détail de la **figure 7**, la présence d'un contacteur appelé K2. Celui-ci effectue la commutation de différents éléments afin qu'en position 1 le gain de l'amplificateur de puissance soit de 35 dB et qu'en position 2 celui-ci soit porté à 46 dB , comme nous l'avons précédemment déterminé. Cette seconde position sera utilisée chaque fois que le signal d'entrée est faible, principalement lorsque c'est une tête de magnétophone qui fait la lecture. Le gain de l'amplificateur de puissance est réglé au moyen d'une résistance (R_{30} et R_{31}) ainsi que nous l'avons déjà vu. Il est possible que l'on constate quelques légères différences entre le gain calculé à partir de la relation citée plus haut et celui mesuré effectivement ; cela tient au fait que les éléments constitutifs de l'étage présentent des dispersions. Si l'on désire obtenir une valeur de gain fixée très exactement, il sera préférable de mesurer le gain et d'ajuster R_{30} et R_{31} en conséquence.

On trouvera représenté sur la **figure 8** une courbe indiquant, en valeurs typiques la bande passante de l'amplificateur de puissance

lorsque l'attaque se fait par la borne n° 16 du circuit imprimé, le contacteur K2 étant en position 1, et pour une puissance de sortie de 12 W .

La **figure 9** est une courbe moyenne indiquant le niveau de distorsion apporté par l'amplificateur de puissance, pour trois fréquences différentes, en fonction de la puissance délivrée à la charge et dans les mêmes conditions d'attaque que précédemment.

REALISATION

La **figure 10** est un tirage à l'échelle 1/1 du circuit imprimé qui a servi à la réalisation pratique de l'ensemble CI/1174. Ce circuit est vu du côté cuivre, les zones sombres correspondant au métal qui doit subsister après attaque chimique. Le circuit comprend tous les éléments du schéma de la **figure 7** qui sont entourés par un pointillé. Les numéros portés sur le circuit sont ceux qui figurent sur le schéma de détail de la **figure 7**.

La **figure 11** indique les emplacements des composants sur le circuit imprimé. Celui-ci est vu du côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les éléments à travers ce dernier.

A noter que le fil négatif de l'alimentation doit être soudé sur la masse du circuit imprimé exactement au même endroit que la connexion de masse du haut-parleur.

ALIMENTATION

Il est bien connu que dans un étage de sortie à Push série, comme c'est le cas dans l'amplificateur de puissance, la capacité de sortie C_1 est, au repos, chargée à une tension assez sensiblement égale à $V_{\text{al}}/2$. Au début de l'écrêtage du signal de sortie, le courant de crête maximal dans la charge R_L est :

$$I_{L(\text{max})} = V_{\text{al}}/2R_L$$

Puisque l'alimentation ne fournit du courant à l'étage de puissance que pendant la demi-alternance positive du signal de sortie, le courant moyen délivré par celle-ci est :

$$I_{\text{al(moy)}} = I_{L(\text{crête})}/\pi$$

Dans notre cas, nous obtenons :

$$I_{\text{al(max)}} = 24/2 \cdot 4 \Omega = 3 \text{ A crête}$$

ce qui provoque un courant moyen de :

$$I_{\text{al(moy)}} = 3/\pi \approx 0,95 \text{ A}$$

c'est cette valeur d'intensité que l'on pourra lire en intercalant un

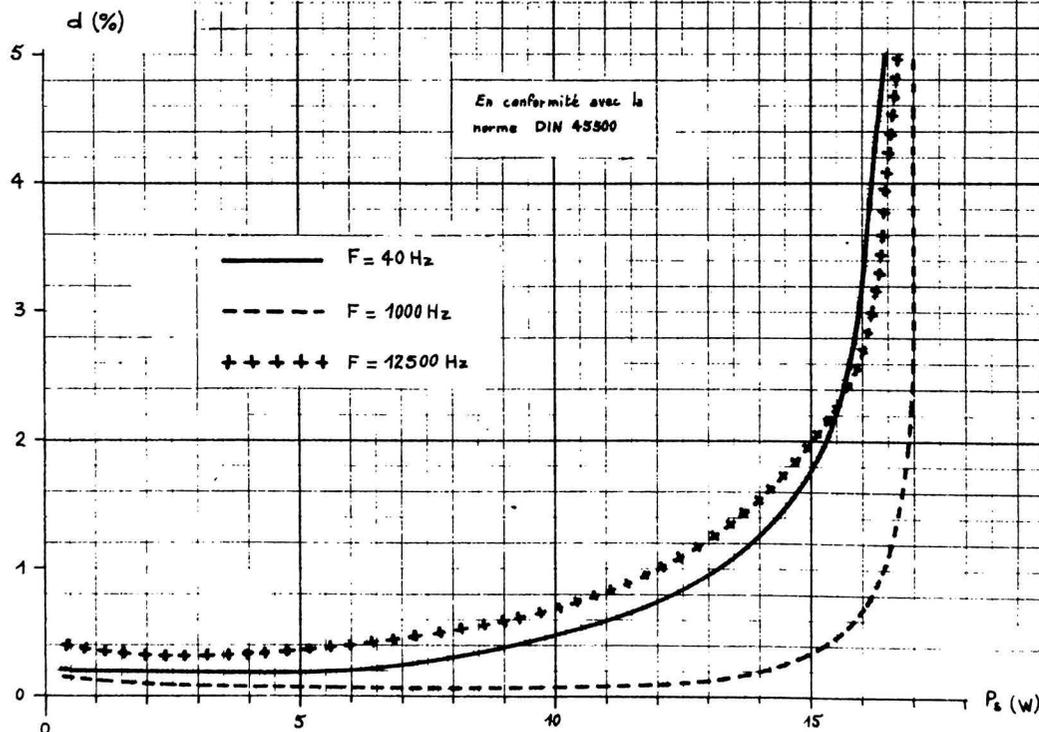


Fig. 9 - Niveau de distorsion moyen apporté par l'amplificateur de puissance en fonction de la puissance délivrée à la charge pour des fréquences de 40 Hz, 1000 Hz et 12500 Hz.

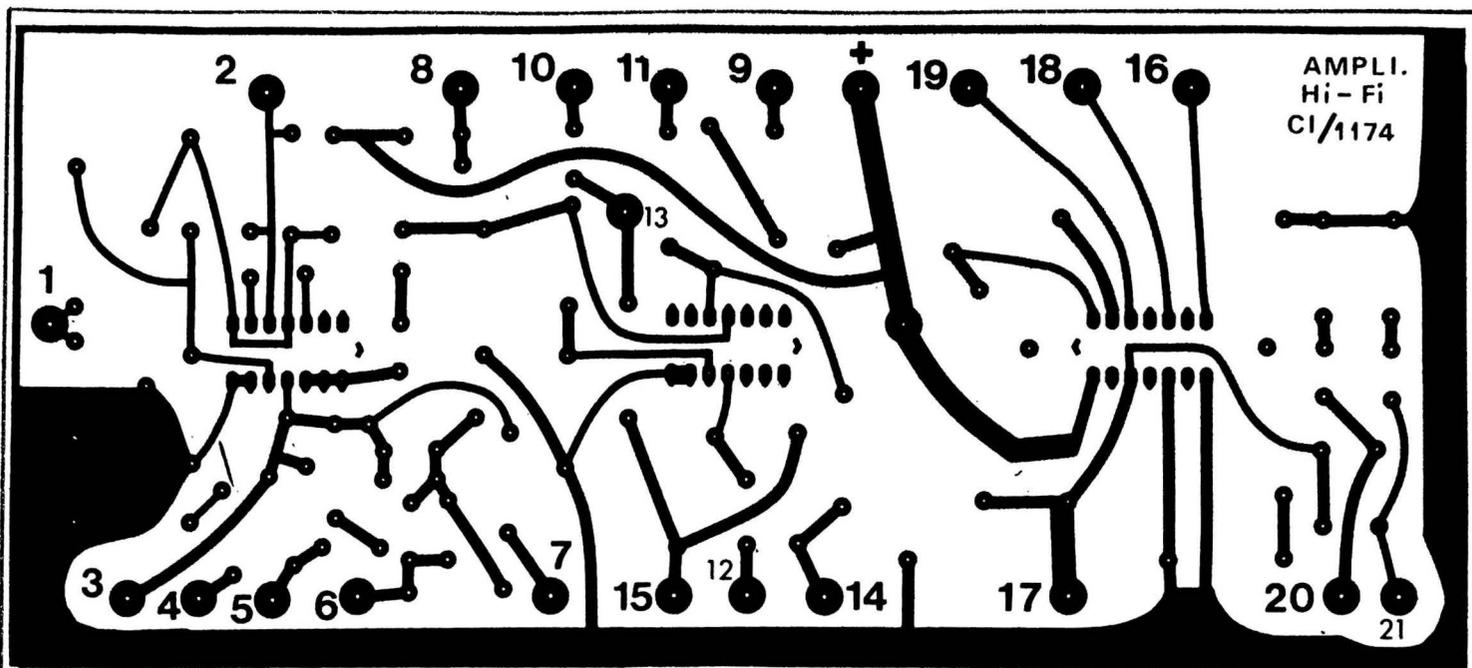


Fig. 10 - Représentation à l'échelle 1/1 du circuit imprimé. Ce dernier est vu du côté cuivre, les zones sombres correspondant au métal qui doit subsister après attaque chimique.

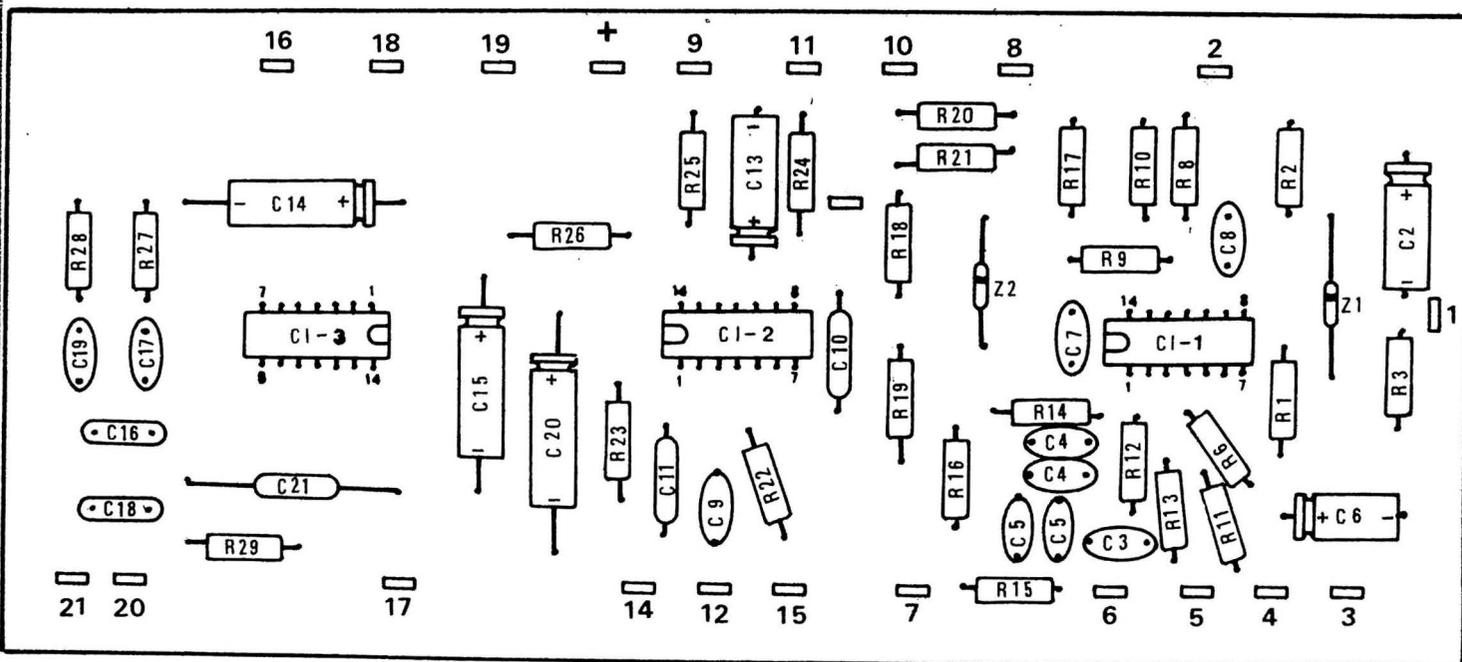


Fig. 11 - Implantation des éléments sur le circuit imprimé.

appareil de mesure dans le circuit de l'alimentation. Dans le cas d'un ensemble stéréophonique ces valeurs sont à doubler.

Bien que l'ensemble Hi-Fi que l'on vient de décrire puisse s'accommoder d'une composante alternative de ronflement relativement importante sur la tension d'alimentation sans qu'il en résulte un son audible dans le haut-parleur (la condition toutefois que le minimum de cette tension de ronflement reste au-dessus de la

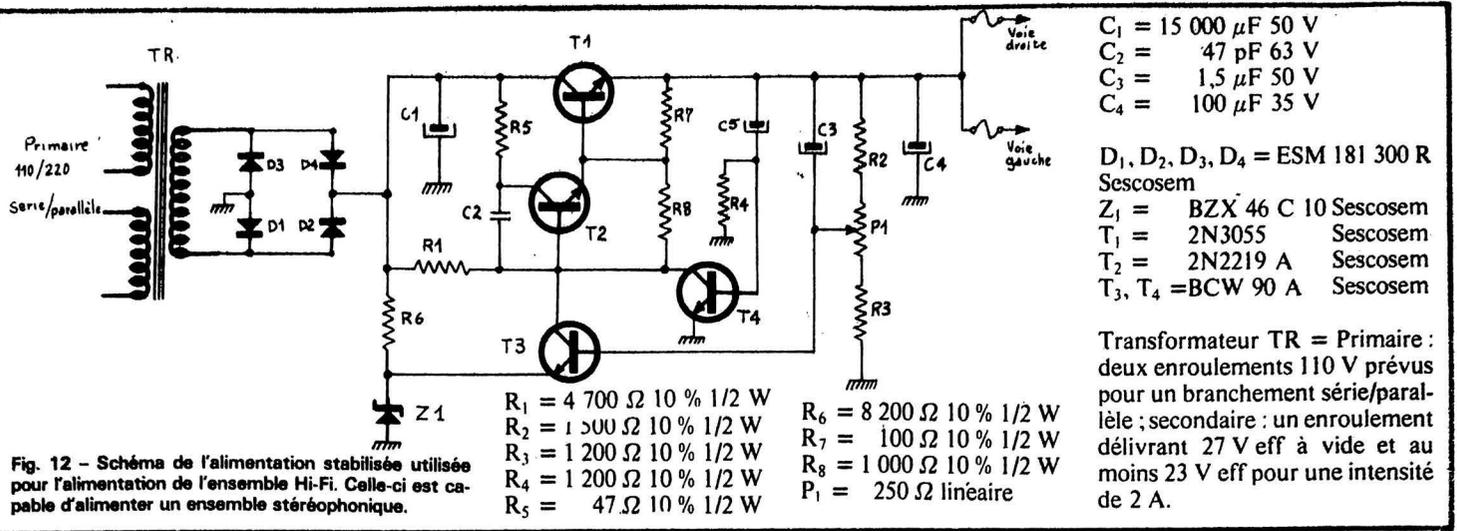
tension minimale nécessaire à l'amplificateur), il est préférable malgré tout de réguler la tension d'alimentation.

En effet, pour obtenir le maximum de puissance de l'amplificateur, on doit l'alimenter sous 24 V. Une tension plus basse limiterait la puissance maximale disponible et pourrait introduire de la distorsion; une tension plus élevée risquerait de mettre en danger l'amplificateur de puissance.

Si l'on veut qu'à pleine puissance de sortie (c'est-à-dire quand l'amplificateur consomme au maximum), la tension d'alimentation soit de 24 V, même quand le secteur alternatif est à sa valeur minimale de tension, il y a lieu de redouter, en utilisant une alimentation non stabilisée, que la tension fournie par celle-ci atteigne une valeur prohibitive pour un fonctionnement de l'amplificateur à très faible puissance ou

quand la tension du secteur monte à sa valeur maximale. Avec une alimentation régulée on peut toujours disposer, quand c'est nécessaire, de la pleine puissance de l'amplificateur sans que ce dernier puisse être endommagé par une élévation anormale de la tension d'alimentation.

Le schéma de la **figure 12** indique le montage de l'alimentation stabilisée qui a été utilisé pour l'alimentation de l'ensemble Hi-Fi. Parfaitement classique dans sa partie régulation, elle a été prévue



pour pouvoir alimenter deux ensembles, c'est-à-dire ce qui est nécessaire pour constituer une chaîne stéréophonique complète.

Le transistor ballast T_1 , commandé par l'étage « Darlington » T_2 , est relié à la sortie de l'étage amplificateur d'erreur T_3 . Ce transistor a son émetteur polarisé à environ +10 V par l'intermédiaire de la diode régulatrice de tension Z_1 ; sa base est commandée par une fraction de la tension de sortie rendue réglable par le potentiomètre P_1 . La capacité C_1 sert à filtrer la tension redressée par le pont de diodes D_1 à D_4 . Le condensateur C_2 élimine un accrochage éventuel de la partie amplification tandis que la capacité C_3 réduit la résistance interne dynamique de l'alimentation tout en améliorant sa stabilité. Le condensateur C_4 stabilise encore un peu plus le fonctionnement de l'ensemble.

Quand on met sous tension une alimentation stabilisée, la montée de la tension de sortie est rapide, et si dans l'amplificateur les potentiels ne s'établissent pas aussi rapidement, il peut en résulter un déplacement important de la membrane du haut-parleur ac-

compagné d'un « toc » aussi sonore que désagréable. Le transistor T_4 est chargé de pallier ce défaut gênant. Dès qu'il apparaît la moindre tension à la sortie de l'alimentation, la capacité C_5 se charge à travers la résistance R_4 mais surtout à travers la jonction base-émetteur du transistor T_4 , rendant ce dispositif conducteur (voir fig. 12). La conduction de T_4 abaisse le potentiel du collecteur de T_3 , dispositif qui commande l'amplitude de la tension de sortie de l'alimentation. Le courant reste donc à peu près constant et C_5 se charge d'une façon pratiquement linéaire. Une fois la capacité C_5 chargée, le courant à travers la jonction base-émetteur de T_4 cesse et ce transistor se bloque. A ce moment, la tension de sortie de l'alimentation atteint sa valeur normale. Il faut un peu plus de 3 secondes pour que la tension régulée atteigne sa valeur nominale. Grâce à ce système la montée de tension est quasiment linéaire, ce qui limite le courant maximal de charge du condensateur de sortie de l'amplificateur à une valeur parfaitement acceptable, établit doucement les différents potentiels et supprime ainsi le « toc »

désagréable. De plus, comme il n'y a aucune surintensité conséquente dans le courant débité par l'alimentation, cela permet en outre de dimensionner plus étroitement les fusibles de protection.

Le transformateur utilisé pour réaliser cette alimentation présentait une variation de sa tension secondaire telle que donnée ci-après. Partant de 27 V efficaces à vide, cette tension diminuait à peu près linéairement en fonction du débit pour atteindre environ 23 V eff pour 2 A, c'est-à-dire que le transformateur présentait une résistance interne d'environ 2 Ω . Avec une tension un peu supérieure, la régulation aurait été encore meilleure pour les débits élevés, mais la dissipation de puissance dans le transistor ballast T_1 aurait également été plus élevée.

MISE AU POINT DE L'ALIMENTATION

Il suffit, après avoir câblé l'ensemble, de régler le potentiomètre P_1 pour ajuster la valeur de la tension de sortie. On peut éventuellement régler cette tension un peu au-dessous de 24 V (par exemple 23 ou 22 V) si la tension

alternative du transformateur est un peu insuffisante. Evidemment, dans ce cas, la puissance maximale modulée de sortie en sera quelque peu diminuée. Il est également souhaitable de prévoir deux fusibles séparés de 1,5 à 2 A chacun pour la protection des deux voies.

Il faudra mesurer la tension présente aux bornes de T_1 (entre collecteur et émetteur) pour les différentes consommations et pour les différentes valeurs que peut prendre la tension du secteur. On peut ainsi estimer la dissipation maximale du transistor T_1 et prévoir le radiateur de ce dernier en conséquence.

Nous souhaitons que ces quelques indications permettent au lecteur une facile réalisation de l'ensemble Hi-Fi CI/1174 qui d'ailleurs ne demande que fort peu de mise au point. On nous pardonnera certainement d'avoir détaillé peut-être un peu longuement certaines parties du montage, mais nous pensons qu'une bonne compréhension du mode de fonctionnement était encore la meilleure garantie d'aboutir à une réalisation sans problèmes.

G.L.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

CI 1 = SFC 2709 AE Sescosem (dispositif trié en bruit)
 CI 2 = SFC 2741 EC Sescosem
 CI 3 = ESM 231 Sescosem
 $Z_1, Z_2 = \text{BZX 46 C 20 Sescosem}$

$R_1 = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_2 = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_3 = 470\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_4 = 1\ \text{M}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_5 = 15\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_6 = 1\ 000\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_7 =$

$R_8 = 10\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_9 = 1\ 500\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{10} = 560\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{11} = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{12} = 62\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{13} = 4,3\ \text{M}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{14} = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{15} = 1\ \text{M}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{16} = 1\ \text{M}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{17} = 470\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{18} = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{19} = 100\ \text{k}\Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{20} = 1\ 000\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{21} = 3\ 300\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{22} = 6\ 800\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$

$R_{23} = 3\ 300\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{24} = 1\ 000\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{25} = 4\ 700\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{26} = 47\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{27} = 82\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{28} = 270\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{29} = 1\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{30} = 110\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$
 $R_{31} = 10\ \Omega\ 5\ \% \ 1/2\ \text{W}$

$P_1 = 50\ \text{k}\Omega\ \text{linéaire}$
 $P_2, P_3 = 100\ \text{k}\Omega$
 $P_4 = 50\ \text{k}\Omega\ \text{linéaire}$
 $P_5 = 50\ \text{k}\Omega\ \text{linéaire}$

$C_1 = 2\ 200\ \mu\text{F}\ 50\ \text{V}$
 $C_2 = 10\ \mu\text{F}\ 50\ \text{V}$
 $C_3 = 2\ \text{nF}\ 63\ \text{V}$
 $C_4 = 3,2\ \text{nF}\ 63\ \text{V}$
 $C_5 = 800\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_6 = 10\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$
 $C_7 = 100\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_8 = 22\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_9 = 3,3\ \text{nF}\ 63\ \text{V}$
 $C_{10} = 0,1\ \mu\text{F}\ 63\ \text{V}$
 $C_{11} = 0,1\ \mu\text{F}\ 63\ \text{V}$

$C_{12} = 100\ \mu\text{F}\ 50\ \text{V}$
 $C_{13} = 22\ \mu\text{F}\ 35\ \text{V}$
 $C_{14} = 100\ \mu\text{F}\ 35\ \text{V}$
 $C_{15} = 100\ \mu\text{F}\ 35\ \text{V}$
 $C_{16} = 270\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_{17} = 2\ 200\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_{18} = 68\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_{19} = 470\ \text{pF}\ 63\ \text{V}$
 $C_{20} = 100\ \mu\text{F}\ 35\ \text{V}$
 $C_{21} = 0,1\ \mu\text{F}\ 63\ \text{V}$

TRANSFORMATION — ET UTILISATION — — DES MAGNETOPHONES — — A VITESSE VARIABLE —

L'ENTRAINEMENT de la bande magnétique dans les magnétophones à bobines ou à cassettes est assuré à une vitesse qui doit être aussi constante que possible, sous peine de déterminer des variations sonores extrêmement gênantes et, en particulier, suivant la cadence du phénomène, des pleurages et des effets de scintillement. Le maintien précis de la vitesse d'enregistrement et de lecture de la bande magnétique semble donc constituer généralement la condition nécessaire de la qualité de l'audition.

On peut évidemment restituer facilement un enregistrement à une vitesse supérieure ou inférieure à la vitesse initiale d'inscription ; il suffit de faire défiler la bande magnétique à une vitesse différente plus ou moins lente ou rapide. Une vitesse lente produit un débit moins rapide, une vitesse plus grande un débit accéléré, mais il n'y a pas que la cadence ou le rythme de la parole ou du chant qui varie.

Il se superpose à la variation de vitesse une variation de fréquence, c'est-à-dire de hauteur ; quand

on fait défiler une bande enregistrée trop lentement, les sons deviennent plus graves. Si le mouvement est accéléré, ils sont plus aigus. Les phénomènes ne sont pas seulement désagréables et gênants avec des miaulements souvent insupportables, les sons et les paroles sont déformés et peuvent devenir inintelligibles.

Pourtant, un système qui permettrait ces changements de vitesse de lecture sans déterminer des variations de hauteur des sons pourrait, en fait, avoir de nombreuses utilisations. Il deviendrait possible d'obtenir une vitesse de fonctionnement variable sans altérer la tonalité des sons produits, de réduire la durée de reproduction sonore des inscriptions magnétiques avec une hauteur de son inchangée. La vitesse pourrait ainsi varier de la moitié à deux fois et demi la vitesse originale, une heure de parole pourrait être entendue en 24 minutes, ce qui serait remarquable pour toutes les applications d'information et d'enseignement.

On pourrait envisager ainsi l'enseignement continu aussi bien que la dictée ; les exposés et les

annonces commerciales pourraient être traités de façon à exprimer les passages essentiels les synchronisations des films et des pistes sonores vidéo pourraient être simplifiées dans des proportions très importantes.

Les applications en vitesse lente sont non moins intéressantes ;

l'enseignement de la sténographie pourrait commencer avec une parole lente et la vitesse pourrait augmenter graduellement au fur et à mesure des progrès des élèves. Un système de ce genre peut s'appliquer à un grand nombre de problèmes, par exemple, la reconstitution du timbre de la voix

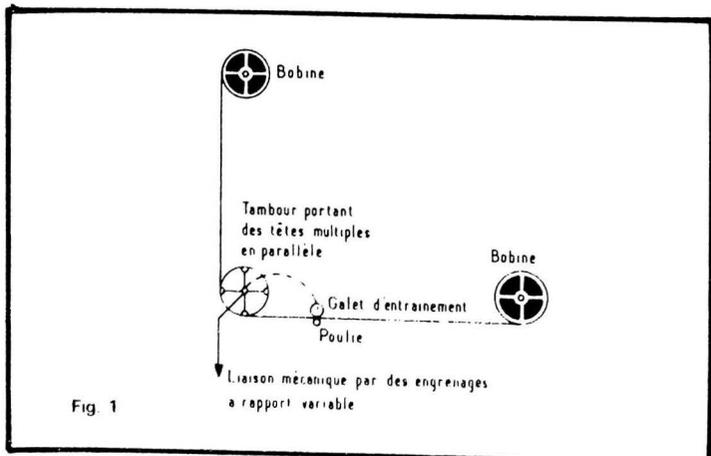


Fig. 1

The advertisement features a central image of a man in profile, wearing a white shirt and tie, speaking into a vintage microphone. To his right is a large, stylized graphic of a speech bubble containing a photograph of the 'infra' tape recorder. The text 'tournez la page' (turn the page) is written inside the speech bubble. Below the speech bubble, the 'infra' logo is prominently displayed, followed by the slogan 'vous informe' (informs you). The 'infra' logo, which consists of a stylized bird or wing shape above the word 'infra', is repeated several times around the advertisement.

modifiée par « l'effet hélium » par suite des hautes pressions, et qui constitue une question importante dans l'exploration sous-marine (tableau 1).

Mais, avant tout, sans doute, l'économie de support attire l'attention avec le développement rapide de l'information dans notre société complexe technologique. La radiophonie, la télévision, le cinéma, les appareils d'enregistrement et de lecture magnétique augmentent constamment l'importance des « media », audio et audiovisuels. Le problème des supports d'informations devient de plus en plus essentiel ; malheureusement, dans les présentations sonores la nécessité d'utiliser un mode de lecture à une vitesse précise constitue une gêne pour l'auditeur, et limite ses possibilités de compréhension.

S'il devenait possible de régler à volonté la vitesse de lecture du support enregistré sans risquer de distorsions sonores, l'inscription et l'utilisation des informations pourraient être améliorées dans de grandes proportions.

En utilisant des techniques électroniques plus ou moins complexes de précision, on a réussi

déjà, sans doute, à utiliser une vitesse de fonctionnement variable sans altérer la tonalité des sons produits. Il devient ainsi possible de réduire la durée de reproduction sonore des enregistrements sur bandes magnétiques avec une hauteur de sons inchangée ; on a, d'ailleurs, également réalisé des systèmes de variation de la vitesse de défilement de la bande pour obtenir volontairement des transformations surprenantes de la parole et de la musique à l'aide d'appareils curieux constitués par des « régulateurs temporels ».

Ces dispositifs permettent de dilater et comprimer les sons, de faire varier les tonalités aiguës ou graves, en permettant de dissocier la hauteur du son musical, qui dépend de la vitesse de passage de la bande magnétique, et sa durée qui dépend du nombre de fragments sonores reproduits à chaque instant à partir de la bande.

Des machines électromécaniques ingénieuses, et qui ont l'avantage d'être réalisées industriellement, ont déjà été signalées dans la revue, et leur intérêt n'a pas diminué. Elles ont, d'ailleurs, été constamment perfectionnées. Mais, ce sont des appareils com-

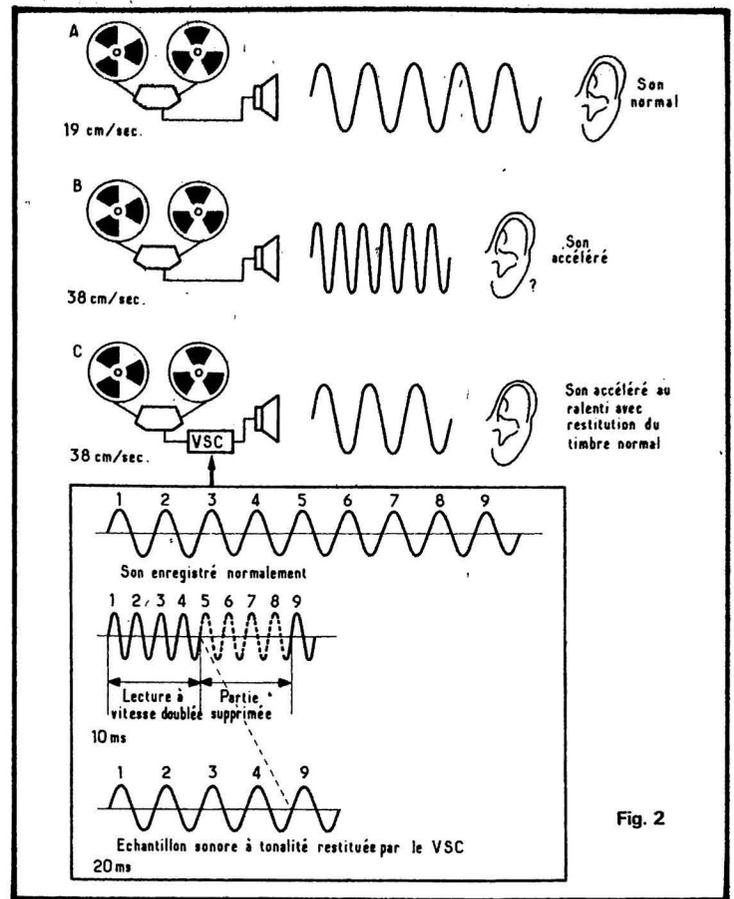


Fig. 2

Utilisateurs	Etudiants	Ecoles	Secrétaires Commerçants	Aveugles	Formation professionnelle	Appareils à cassettes	Militaires	Speakers	Avocats	Ecrivains	Radiophonie	Bibliothèques
Magnétophones à cassettes	X	X		X								X
Electrophones				X								X
Machines à dicter			X					X	X	X		
Projecteurs Son.....	X		X		X		X					
Radio-Phono	X		X		X							
Répondeurs téléphoniques			X			X		X	X			
Magnétophones à bobines	X		X	X	X			X				
Vidéoscopes		X			X		X					
Laboratoires de langues	X				X		X				X	
Installation de montage de films											X	

Tableau 1

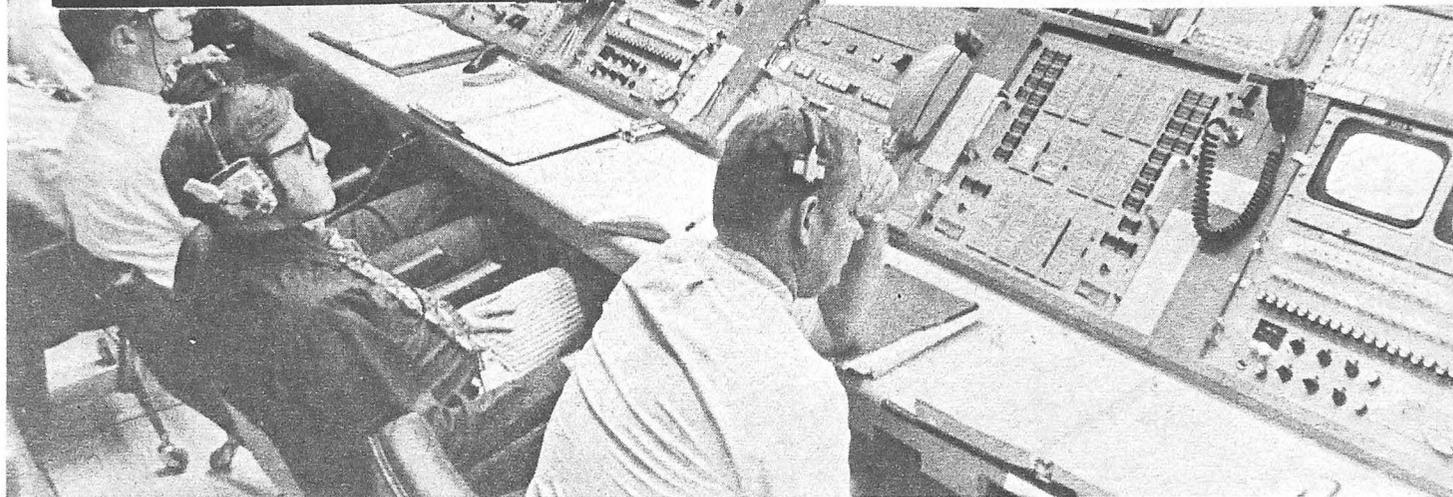
Utilisateurs possibles des procédés à variation de vitesse et appareils employés correspondants.

plexes et coûteux en général, et qui constituent des ensembles complets et nécessaires, qui ne peuvent être adaptés à des magnétophones habituels.

Le principe essentiel adopté consiste généralement à faire varier la vitesse réelle de défilement de la bande magnétique tout en maintenant une vitesse absolue constante et uniforme de son déplacement par rapport à la tête magnétique. On ne peut donc plus employer simplement des têtes magnétiques fixes et une bande mobile, et le principe consiste, par exemple, à utiliser des têtes magnétiques à fentes mobiles qui suivent, en quelque sorte, les déplacements de la bande magnétique, de façon à compenser d'une manière aussi complète que possible les variations de vitesse, en se déplaçant en même temps que la bande ou en sens contraire, suivant que la vitesse de défilement totale augmente ou diminue (fig. 1).

Une autre méthode à bande sans fin, avec emploi d'une tête tournante et à commande différentielle, permet également de reproduire des sons plus aigus et plus graves, tout en maintenant la vitesse de la bande et la hauteur du son.

moment historique
**LE TRIOMPHE
 DE L'ÉLECTRONIQUE :**
 l'homme sur la lune,
 conquête du cosmos.
**L'ÉLECTRONICIEN
 PEUT TOUT !**



LA RADIO-ÉLECTRICITÉ DEVENUE L'ÉLECTRONIQUE ÉVOLUE TRÈS RAPIDEMENT. INFRA CENTRE DE FORMATION PERMANENTE PAR CORRESPONDANCE, VOUS FORME, VOUS PERFECTIONNE, MAINTIEN VOS CONNAISSANCES. IL PEUT AUSSI LES RENOUVELER. cours progressifs par correspondance RADIO-TV-ELECTRONIQUE

**COURS POUR TOUS
 NIVEAUX D'INSTRUCTION
 ÉLÉMENTAIRE, MOYEN,
 SUPÉRIEUR**

■

Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Cours utiles aux candidats des carrières de l'industrie privée et aux candidats des diplômes d'état. (CAP - BEP - BP - BTS, etc Formation théorique). Orientation professionnelles - Facilités de placement

**TRAVAUX PRATIQUES
 (facultatifs)**

Sur matériel d'études professionnel ultra moderne à transistors.
MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV Service » Technique soudure
 - Technique montage - câblage - construction Technique vérification essai - dépannage alignement - mise au point. Nombreux montages possibles. Circuits imprimés Plans de montage et schémas très détaillés.
FOURNITURE Tous composants, outil large et appareils de mesure, trousse de base du Radio Electronicien sur demande

NOUVEAUX PROGRAMMES

<p>★ TECHNICIEN <i>Radio Electronicien et T.V.</i> Monteur, chef-monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point. NIVEAU DÉPART : BEPC - Durée 1 an.</p>	<p>★ INGÉNIEUR <i>Radio Electronicien et T.V.</i> Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle. NIVEAU DÉPART : BAC MATH - Durée 3 ans (Plate-forme de départ)</p>
<p>★ TECHNICIEN SUPÉRIEUR <i>Radio Electronicien et T.V.</i> Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. NIVEAU DÉPART BEPC-BAC - Durée 2 ans</p>	<p>AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT :</p> <ul style="list-style-type: none"> - DESSIN INDUSTRIEL - AVIATION - AUTOMOBILE - ÉLECTROTECHNIQUE

infra
 INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8^e • Tél. : 225.74-65
 Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

BON à découper ou à recopier

VEUILLEZ M'ADRESSER SANS ENGAGEMENT VOTRE DOCUMENTATION GRATUITE HR 169

(à joint 4 timbres pour frais d'envoi)

Degré choisi

NOM PRENOM

ADRESSE



NOUVELLE SECTION : ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE ET ÉLECTROTECHNIQUE

LES NOUVELLES METHODES SIMPLIFIEES

Les dispositifs permettant la variation de la vitesse de lecture sans altération de la tonalité, indiqués plus haut, présentent des possibilités remarquables, mais offrent l'inconvénient d'être complexes et onéreux, et de comporter des dispositifs électromécaniques délicats. De là, les recherches entreprises pour réaliser des systèmes comportant des montages plus spécialement électroniques, moins coûteux, pouvant être adaptés plus facilement à des magnétophones moins compliqués et même à cassettes.

Une firme américaine la « Cambridge Research and Development Group » a mis ainsi au

point récemment une solution intéressante des circuits intégrés étudiés par Murray Schiffman et Par Philips ; des accords ont été conclus avec les sociétés Sony et Matsuhita au Japon, et Magnetic Video aux Etats-Unis et plusieurs autres compagnies ont fait des demandes de licence.

Le brevet initial a été pris aux Etats-Unis en janvier 1974 et déposé dans 38 pays ; les montages réalisés permettent de reproduire l'enregistrement à des vitesses comprises entre la moitié et trois fois la vitesse normale initiale, ce qui constitue déjà une gamme étendue.

La lecture du signal enregistrée normalement sur la bande magnétique est effectuée de la manière habituelle, d'où une déformation du signal sonore initial, si la vitesse est accélérée.

Si l'on fait ainsi défileur la bande deux fois plus vite qu'à la vitesse normale, un son à 800 Hz donnera naissance à la lecture à une vibration à 1 600 Hz, et le signal devrait être traité de manière à obtenir un résultat final utilisable.

Le signal continu est, à cet effet, « découpé », en quelque sorte, en petites tranches de faible durée, et on supprime une tranche sur deux ce qui permet d'obtenir un signal, dont la fréquence est toujours de 1 600 Hz, mais pendant une durée très courte de l'ordre, par exemple, 1/100 de seconde, suivi de 1/100 de seconde de silence, puis on obtient, à nouveau, un signal de 1/100 de seconde à 1 600 Hz, puis à nouveau 1/100 de silence, et ainsi de suite. Mais les durées de découpage du signal sont variables en pratique.

Ce procédé ne permet pas en-

core de restituer l'audition normale et pour obtenir un signal utilisable d'une fréquence initiale de 800 Hz, il faut, au moyen d'un montage électronique, réduire de moitié la fréquence du signal à 1 600 Hz.

Un signal de 1/100 de seconde à 1 600 Hz produit, pendant 2/100 de seconde un signal à 800 alternances ; le procédé utilisé maintient en effet le nombre total de périodes. Dans 1/100 de seconde du signal à 1 600 Hz, il y avait 16 alternances, il y a encore 16 alternances dans un signal de 2/100 de seconde à 800 Hz.

Une fois cette transformation réalisée, on obtient une succession de signaux à 800 Hz ayant chacun une durée de 2/100 de sec ; en répétant ces signaux tous les 2/100 de seconde, on restitue bien le signal complet à 800 Hz sans discontinuité.

Ce procédé peut, en principe, être utilisé pour n'importe quelle vitesse de défilement, en faisant varier les durées de découpage, le mode de changement de fréquence, mais en conservant le nombre des alternances.

Le problème est un peu plus difficile à résoudre lorsqu'on veut non pas accélérer la vitesse, mais la réduire. Avec le même principe et en utilisant le même signal à 800 Hz, lorsqu'on veut obtenir une vitesse deux fois moins rapide à la lecture, il faut commencer par obtenir un signal à 400 Hz, c'est-à-dire à la moitié de la fréquence initiale de 800 Hz, puisqu'on fait défileur la bande à une vitesse deux fois moins rapide que la normale.

Puis on découpe encore ce signal à 400 Hz en petites fractions de l'ordre, par exemple, de 1/100 de seconde, correspondant chacune à trois alternances, puis on contracte ces trois alternances pour les transmettre et les restituer, non plus en 1/100 de seconde, mais en un 1/2 centième de seconde, ou 1/200 de seconde. On obtient ainsi pendant 1/200 de seconde trois alternances, c'est-à-dire un signal à 800 Hz, un arrêt de 1/200 de seconde, puis à nouveau on a eu 1/200 seconde le signal initial à 800 Hz, puis encore un arrêt, pendant 1/200 seconde et ainsi de suite.

Le signal initial n'est pas restitué intégralement, en fait, et on obtient un signal qui est à la même fréquence, mais, en quelque sorte, haché par des blancs. Pour restituer le signal initial, la solution consiste à répéter pen-

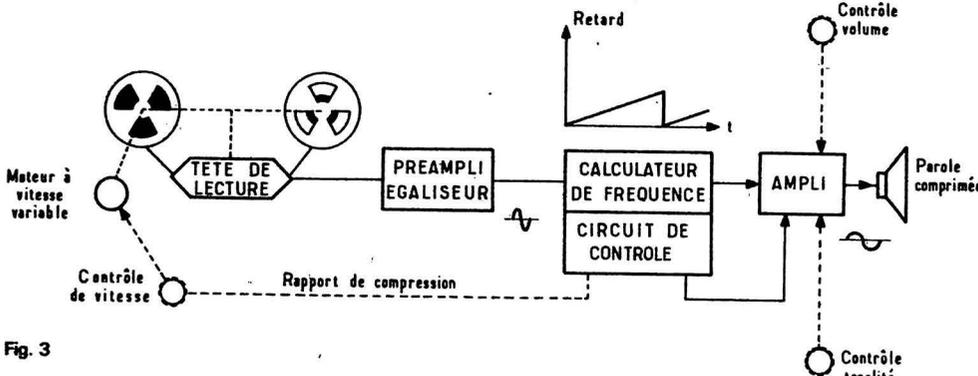
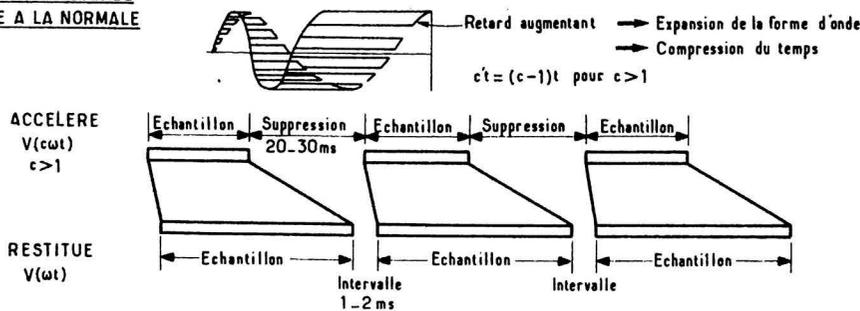


Fig. 3

(A) INFORMATION ACCELEREE RESTITUEE A LA NORMALE



(B) INFORMATION RALENTIE RESTITUEE A LA NORMALE

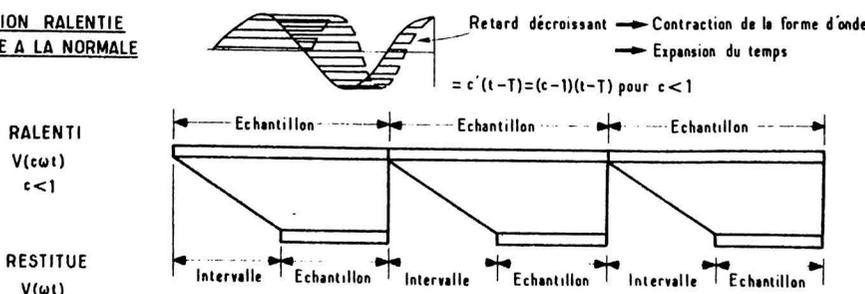


Fig. 4

durant le 1/200 seconde où il se produit un blanc, le signal à 400 Hz obtenu pendant la 1/200 seconde précédente (fig. 4).

En pratique, on peut admettre des blancs de courte durée en choisissant convenablement les fréquences de découpage pour éviter les difficultés.

Les résultats acoustiques obtenus ne visent pas évidemment la haute fidélité, mais ils sont suffisants pour que la parole enregistrée soit compréhensible, et c'est là le but recherché pour les applications envisagées.

LA PRATIQUE DU PROCÉDÉ VSC

Un procédé de ce genre, ou VSC, **Variable Speech Control System** assure un résultat pratique intéressant, puisqu'il permet à l'auditeur de contrôler la vitesse de lecture avec une variation de 1/2 à 3 fois la vitesse normale. Ses applications essentielles concernent toujours l'enseignement, l'industrie, le commerce, les usages professionnels, l'administration, la radiodiffusion.

On peut ainsi envisager la variation de la vitesse de lecture des publications et des ouvrages de librairie, l'étude de langues étrangères, les cours audiovisuels, les cours et les journaux professionnels, les télécommunications, la dictée, l'enregistrement des interviews, les discours, les montages, le doublage, etc.

Le tableau 1, ci-contre donne quelques indications à ce sujet précisant les différents appareils qui peuvent être munis de ce dispositif.

Baucoup de personnes lisent plus rapidement qu'elles ne parlent et elles peuvent assimiler des informations plus rapidement qu'elles peuvent les lire. Les lecteurs rapides envisagent des vitesses dépassant 1 000 mots par minute, mais, en comparaison, les vitesses de la parole ne varient guère que de 110 à 175 mots par minute. Les lecteurs de qualité moyenne parlent à une vitesse d'environ 125 mots par minute, et un speaker professionnel à 175 mots par minute.

Il y a ainsi une différence importante entre la vitesse à laquelle la plupart des individus peuvent prendre connaissance des informations sonores, et celle à laquelle elles sont présentées. Inversement, il peut être désirable de ra-

lentir le débit sonore pour l'enseignement des langues ou lorsque la compréhension des sujets étudiés est difficile.

Il existe, nous l'avons montré, un petit nombre de machines à vitesse variable de prix relativement élevé, de 15 000 à 25 000 F, à tête rotative à bobines, qui ont été étudiées depuis un certain nombre d'années. Les plus simples machines électromécaniques atteignent des prix qui ne sont pas inférieurs à 5 000 F.

Il y a, en fait, plus de soixante millions de magnétophones utilisés pour des applications nombreuses, ainsi qu'une grande variété d'appareils de lecture vendus chaque année. Il y a donc de grandes possibilités d'utilisations d'un matériel plus simplifié et moins coûteux à vitesse variable, qui pourrait être adapté aux appareils classiques.

LE PRINCIPE DE L'ÉCHANTILLONNAGE ET LE VSC

L'effet de l'accélération ou du ralentissement de la parole enregistrée est bien connu. Non seulement la durée de lecture est modifiée, mais la fréquence change proportionnellement lorsque la vitesse de lecture est augmentée ou diminuée ; il se produit une variation de hauteur gênante rapidement perceptible.

Lorsque la vitesse est doublée ou réduite de moitié, la parole devient inintelligible ; pour corriger cette distorsion, la forme d'onde du signal correspondant à la parole doit être restituée avec sa forme initiale et sa durée.

Puisque la forme d'onde de la parole accélérée est comprimée en quelque sorte dans des limites de durée plus courte, l'expansion appliquée ensuite de façon à restituer la forme initiale en maintenant la vitesse, exige que les portions de l'onde soit successivement traitées pour ménager un emplacement disponible pour les parties restantes expansées, comme on le voit sur la figure 2.

La figure 2 nous montre les sons normaux enregistrés à 19 cm/s avec audition normale ; on voit sur la figure 2 B, la transmission habituelle accélérée à 38 cm/s, la perception du son accéléré se produit avec un timbre de parole anormalement élevé.

La figure 2C, au contraire, nous

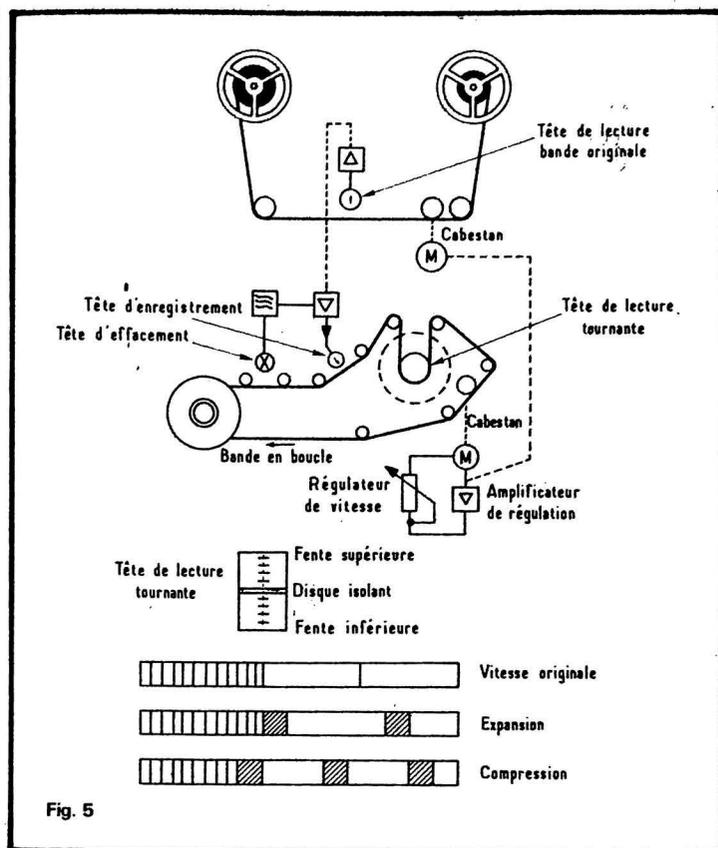


Fig. 5

montre le résultat qui est obtenu en employant toujours la vitesse de 38 cm/s au lieu de 19 cm/s, en accélérant ou en diminuant la perception sonore, avec un timbre de parole normal, en utilisant le VSC.

Il y a, heureusement, une grande quantité de redondances, c'est-à-dire de répétitions, et une durée suffisante de 100 milli-secondes en moyenne dans les sons de base de la parole, ou phonèmes, pour les parties d'enregistrement qui demeurent et sont restituées, pour qu'on obtienne un son normal et relativement homogène, malgré les effacements, lorsque la lecture est effectuée à une vitesse plus élevée. La solution consiste à supprimer les parties assez courtes de 20 à 40 milli-secondes pour éviter une perte gênante de la continuité de l'audition.

La méthode de coupure et de collage employée pour les bandes magnétiques peut fournir une bonne démonstration expérimentale de cette technique, en quelque sorte, « d'échantillonnage ». En coupant manuellement et en supprimant des parties alternées d'une bande magnétique pré-enregistrée normalement, et en assemblant les parties restantes, la bande composite résultante raccourcie, lue à une vitesse normale, peut produire une parole, en quelque sorte, comprimée, mais

avec une tonalité normale dans une durée très réduite.

Lorsqu'on ralentit, au contraire, la vitesse de lecture, un effet inverse se produit, de sorte que la vitesse réduite détermine l'expansion du signal sur une période correspondante plus longue.

Ainsi, la restitution du signal normal exige la compression des parties successives du signal, produisant des intervalles correspondant à l'augmentation de la durée de lecture entre les échantillons, en quelque sorte, du signal restitué fait que la parole produite de cette façon est corrigée de façon à assurer une hauteur convenable, les intervalles produisent des déformations audibles, lorsqu'ils sont assez longs et dépassent, par exemple, 5 milli-secondes. Cet effet peut être évité en remplissant ces intervalles avec des signaux et des paroles redondants, c'est-à-dire répétés.

Les calculateurs et les appareils de contrôle placés dans la chaîne sonore de lecture, comme le montre la figure 3, permettent d'obtenir l'échantillonnage du signal électronique et sa restitution. Leur effet se combine pour étendre ou réduire les échantillons successifs des signaux de lecture correspondants à la vitesse de lecture pour assurer leur restitution normale.

Ainsi, le retard augmentant

constamment, des segments successifs de signaux avec une vitesse d'échantillonnage rapide comme indiqué sur la figure 4A assure la production d'un signal qui subit une expansion de façon à restituer sa durée initiale. La répétition continue de ce traitement produit un signal composite, dont la durée est, en quelque sorte, comprimée.

Inversement, un retard diminuant successivement des échantillons du signal permet de restituer un échantillon de signal de parole ralenti, comme on le voit sur la figure 4B. La répétition continue de ce traitement assure la production d'un signal de parole de durée plus longue de qualité restituée, comportant des intervalles, qui sont remplis avec le signal répété, comme on le voit sur la figure.

Pour donner une explication plus mathématique de la modification des durées réalisées, considérons une onde sinusoïdale $V = E \sin(\omega t)$ enregistrée avec un magnétophone. Si l'enregistrement inscrit sur la bande est reproduit à une vitesse qui atteint c fois la vitesse initiale, le résultat est donné par l'expression :

$$V = E \sin(C \omega t)$$

Si le signal est ensuite transmis à un calculateur qui détermine sur chaque point de l'onde considérée un retard cumulatif de $c' t_e$ en passant dans le système, le signal qui ainsi était retardé devient :

$$V = E \sin[(c - c') \omega t]$$

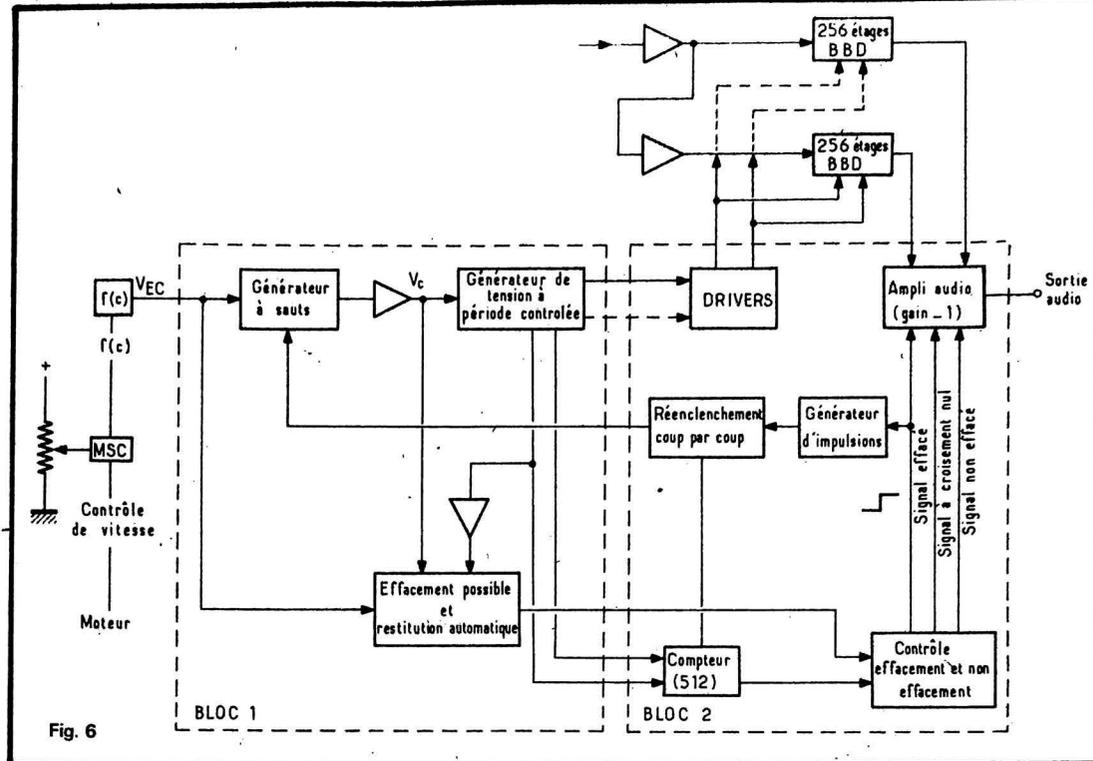
Le signal initial peut être restitué, si l'on a la relation :

$$c' = (c - 1)$$

En substituant $(c - 1)$ au lieu de c dans l'expression initiale $V = E \sin(\omega t)$ dans laquelle c représente le rapport de compression correspondant à l'augmentation de vitesse. Ainsi, c plus grand que 1 représente une compression du temps, et c plus petit que 1 une expansion.

LES TECHNIQUES D'ÉCHANTILLONNAGE DU TEMPS

La seule technique alternative différente appliquée à l'échantillonnage de temps, compression dans le temps de l'expansion de la parole, dépend des vitesses d'entrée et de sortie déterminées par rapport au canal de mise en mémoire de façon à obtenir un rap-



port de compression C satisfaisant à la relation : $C = \text{vitesse d'entrée/vitesse de sortie} = R_e/R_s$, dans laquelle R_e et R_s sont des paramètres constants pour toute valeur de c .

Cette technique a été proposée sous différentes formes, et appliquée dans des appareils déjà signalés plus haut et, tout d'abord, une platine de bande magnétique avec un système à tête multiple rotative, qui maintient la vitesse normale de la bande d'une manière différentielle par rapport à l'accélération ou au ralentissement de la bande, de façon à conserver finalement la tonalité musicale normale (fig. 5).

On peut envisager, par ailleurs, des canaux de traitement à simple entrée et à simple sortie, dans lesquels les échantillons sont traités alternativement à une fréquence double déterminée suivant le rapport entre la vitesse d'entrée et de sortie.

Le canal de traitement à simple entrée et à multiple sorties dans lequel le signal passe à travers une ligne de retard à prises ou un système de décalage constitue encore une autre solution. Dans ce dispositif, les prises sont échantillonnées en séquence à une vitesse relative inverse à la vitesse relative de lecture. Le système est analogue, en fait, en ce qui concerne les effets obtenus, aux dispositions à têtes multiples rotatives.

On peut enfin considérer les systèmes de traitement à entrées

multiples et à sorties multiples, dans lesquelles des mémoires à accès aléatoire assurent le moyen d'obtenir un emmagasinement séquentiel et la production d'échantillons de signal, dont la vitesse relative détermine le rapport de compression.

Pour la plus grande partie, les techniques électroniques indiquées plus haut ont été appliquées avec des dispositifs de mise en mémoire digitale exigeant une conversion analogique-digitale ou digitale-analogique. Lorsqu'on considère les facteurs économiques, la seconde catégorie d'appareils avec des dispositifs à simple entrée et à simple sortie paraissent présenter des avantages.

Mais il y a deux inconvénients, la nécessité d'un canal double et la déficience de fonctionnement due à une période d'échantillonnage de longueur fixe ou limitée, dépendant de la capacité de mémoire correspondante, et de la vitesse de sortie minimale possible avec la bande passante audible.

L'emploi d'un retard augmentant continuellement pour assurer l'expansion de l'onde sonore, ou d'une diminution continue du retard pour la comprimer, et la rendre plus « compacte », comme on le voit sur la figure 4, constitue une solution simple et directe.

Sur cette figure on voit en A la représentation visuelle d'une lecture normale restituée à tonalité musicale normale avec une vitesse

de lecture accélérée. Le timbre musical est restitué en supprimant des sections de 20 à 30 ms, et en produisant une expansion de l'onde musicale. Une lecture sans déformation du timbre musical, est obtenue en insérant des intervalles de 1 à 2 ms, et en comprimant l'onde musicale. La figure 4B montre la lecture ralentie à tonalité normale.

Dans ces conditions, la technique VSC peut constituer une solution valable au point de vue économique, qui supprime les inconvénients du système à deux fréquences fixes. Elle exige seulement un canal de sortie et en utilisant un dispositif de décalage analogique sous la forme d'un dispositif d'échantillonnage pour le traitement direct du signal, permet d'éviter la nécessité d'une conversion digitale-analogique ou analogique-digitale.

L'APPLICATION DU PROCÉDÉ VSC

Le principe du procédé VSC est simple, mais des recherches longues et nombreuses ont été nécessaires pour sa mise au point. Les premières études datent de 1960 ; à ce moment Sanford Greenberg envisageait l'emploi de magnétophones à moteurs à vitesse variable pour poursuivre des études à l'Institut de Harvard. Gêné par la variation de tonalité constatée, il demanda à un ingénieur d'essayer

de corriger par un procédé électronique la distorsion sonore.

Intéressé par le développement de ces recherches sur les lecteurs magnétiques, il entra en 1964 en relation avec Kenneth Scherman, et, par la suite, avec les chercheurs d'autres sociétés, tels que RCA et IBM.

Pendant ce temps, le docteur Gerhardt Schroeder des Laboratoires Bell avait étudié un calculateur électronique produisant la simulation de la parole avec un système de compression d'échantillonnage. Cette technique consistait à séparer les signaux de parole en bandes de 200 Hz au moyen d'une série de 36 filtres et ensuite à recombinaison ces bandes à des fréquences réduites de moitié. La lecture effectuée à vitesse double reproduisait les paroles comprimées dans le temps.

Avec le concours des Laboratoires Bell, Sherman et Greenberg se mirent en rapport avec les chercheurs de Burnell et Cie et, en particulier, l'expert en filtrage Bert Norvell, pour poursuivre l'étude des systèmes d'échantillonnage en fréquence, dans le but d'établir un dispositif compresseur produisant des bandes magnétiques à enregistrement comprimé, qui pourraient être employées avec des expanseurs correspondants de prix assez réduits, de l'ordre de 1 500 F.

La bonne qualité des machines à têtes rotatives permettait d'espérer l'obtention de dispositifs électroniques efficaces sous la forme d'appareils de traitement à ligne de retard.

Différentes recherches depuis 1970, réalisées également au groupe de Recherche et Développement de Cambridge, ont abouti à la réalisation d'un prototype avec un système de traitement à retard variable à circuit RC utilisant 160 étages de transistors à effet de champ, mais les difficultés étaient encore grandes pour aboutir à un dispositif de compression et d'expansion de la parole utilisable. Philips réussit à établir un système de commande analogique qui donna de très bons résultats et, avant la possibilité d'utiliser un circuit de contrôle intégré, des modules VSC à circuit de contrôle composés de composants discrets ont été mis au point pour permettre l'adaptation sur un grand nombre de magnétophones.

Un enregistreur à cassette de prix réduit a ainsi pu être réalisé avec intégration d'un système à variation de vitesse VSC ; les bre-

vets américains définitifs ont été accordés en janvier 1974 et des applications ont été réalisées dans 38 pays.

La figure 6 montre le schéma de principe d'un système de contrôle variable de la parole de ce type à deux voies, avec le contrôle de vitesse relié aux circuits de traitement du signal, un générateur à sauts contrôle la vitesse de connexion par l'intermédiaire d'un générateur de tension à période contrôlée pour assurer la compression et l'expansion.

Bien que le but initial ait ainsi pu être atteint le développement du procédé n'a pas cependant été rapide et facile et, en particulier, la réalisation des circuits intégrés a entraîné des retards importants. Les éléments de découpage n'ont pu être établis que récemment ; les prix de plus en plus élevés des éléments, les demandes accrues de circuits intégrés ont encore compliqué la situation, mais désormais la production de ces circuits paraît assurée et permet la construction de ces machines.

On peut ainsi espérer voir apparaître dans un proche avenir des machines de ce genre à des prix abordables. Un aspect intéressant de la méthode pour les fabricants de magnétophones consiste dans la possibilité offerte d'ajouter des éléments pour créer des systèmes variés à des prix plus élevés.

Par exemple, en utilisant de 4 à 6 éléments ou davantage plutôt que 3, le fabricant peut établir des dispositifs supplémentaires, tels qu'une expansion avec remplissage des intervalles, la possibilité d'une audition binaurale à deux canaux, la suppression des bruits dynamiques, la compensation d'amplitude, l'égalisation de la variation de vitesse, l'augmentation de la largeur de bande pour augmenter la qualité musicale. On peut ainsi envisager toute une série de dispositifs à vitesse variable.

L'objectif futur d'un montage VSC peut être l'intégration d'un système de base à basse tension et d'un montage à faible puissance. Des expériences récentes ont confirmé la possibilité d'obtenir de tels résultats avec des techniques MOS, de telle sorte que la nouvelle génération de ces montages VSC pourrait être établie en conséquence.

H.P.

NOTRE CLICHÉ DE COUVERTURE



La nouvelle gamme de microphones B.S.T. s'élargit et va dans le sens de l'évolution technique actuelle c'est-à-dire : « ELECTRET-CONDENSER ».

Ce type de capteurs très sensible utilise un préamplificateur à faible souffle : FET (transistor à effet de champ).

Une pile 1,5 V incorporée polarisant la membrane caprice caractérise ces microphones (durée de vie de la pile : entre 1 000 et 7 000 heures). Dans le but de démystifier les accessoires à prétentions professionnelles, la nouvelle gamme B.S.T. s'étend du microphone pour mini-cassette portable au type pour studio d'enregistrement.

A) pour mini-cassette

2 modèles sont proposés. Ils permettent de jouir de l'évolution vers la qualité des enregistreurs par les cassettes au cobalt ou au chrome.

B) sonorisation économique

3 modèles tendant à améliorer les possibilités des capteurs électro-dynamiques.

C) professionnels

7 modèles du type OMNIDIRECTIONNEL ou CARDOÏDE (uni-directionnel).

Différentes présentations sont proposées suivant les utilisations, avec ou sans bonnette anti-vent, connecteur verrouillage « CANON ».

DOCUMENTATION M75 sur demande

BISSET - B.S.T.

30-32, quai de la Loire, tél. : 607.79.30
37-39, avenue Jean-Jaurès, tél. : 607.06.03
75019 PARIS

mise au point sur les — TRANSISTORS PARAMETRES des transistors

(SUITE VOIR N° 1486)

§ 4. PLANCHE V : LES PARAMÈTRES DE PSEUDO-TRANSFÉRENCE Q, Q ₁₁ , Q ₁₂ , Q ₂₁ , Q ₂₂	§ 4. PLANCHE VI : LES PARAMÈTRES « DE BALANCEMENT » L l ₁₁ , l ₁₂ , l ₂₁ , l ₂₂	§ 4. PLANCHE VII : LES PARAMÈTRES DE DIFFUSION S S ₁₁ , S ₁₂ , S ₂₁ , S ₂₂	
<p>1. Conditions de mesure</p> <p>Gain inverse en tension pour la sortie en circuit ouvert :</p> $Q_{11} = \frac{v_1}{v_2}$ <p>pour $(-i_2) = 0$</p> <p>Inverse négatif du gain en courant pour la sortie en court-circuit :</p> $Q_{22} = - \frac{i_1}{i_2}$ <p>pour $v_2 = 0$</p> <p>Trans-impédance inverse négative pour la sortie en court-circuit :</p> $Q_{12} = - \frac{v_1}{i_2}$ <p>pour $v_2 = 0$; $Q_{12} \neq Z_{12}$ (pour $i_1 = 0$)</p> <p>Transadmittance négative inverse pour la sortie en court-circuit :</p> $Q_{21} = - \frac{i_1}{v_2}$ <p>pour $v_2 = 0$</p> <p>2. Observations à propos des paramètres Q</p> <p>Nommés paramètres de pseudo-transférance Q parce que le sens conventionnel de la figure 5a introduit des signes négatifs assez ennuyeux dans les montages en cascade des transistors. Pour pallier cet inconvénient, il est recommandé (Denis-Papin, Kauffmann) d'adapter les sens précisés figure 5b. Les équations qui résultent de l'observation de cette règle conduisent aux paramètres de « transférance » (vraie) ou paramètres T (planche VIII).</p>	<p>1. Conditions de mesure</p> <p>Gain en tension pour l'entrée en circuit ouvert :</p> $l_{11} = \frac{v_2}{v_1}$ <p>pour $i_1 = 0$</p> <p>Gain en courant (changé de signe à cause de la convention de la figure 2a) pour l'entrée en court-circuit :</p> $l_{22} = - \frac{i_2}{i_1}$ <p>pour $v_1 = 0$</p> <p>Trans-impédance directe (changée de signe) pour l'entrée en court-circuit :</p> $l_{12} = - \frac{v_2}{i_1}$ <p>pour $v_1 = 0$</p> $l_{21} = - \frac{1}{y_{12}}$ <p>Trans-admittance directe pour l'entrée en circuit ouvert :</p> $l_{21} = \frac{i_2}{v_1}$ <p>pour $i_1 = 0$</p> $l_{12} = \frac{1}{z_{12}}$ <p>2. Observations à propos des paramètres L</p> <p>Ces paramètres dits de « balancement » L sont utiles à connaître puisqu'ils dissocient la sortie (v_2, i_2) de l'entrée ($v_1, -i_1$) mais ils s'avèrent peu maniables à cause du signe négatif nécessairement affecté à l'intensité incidente dans la configuration de la figure 5a. En revanche, avec la convention de la figure 5b, nous aurions :</p> $\begin{cases} v_2 = l_{11} v_1 + l'_{12} i_1 \\ i_2 = l'_{21} v_1 + l'_{22} i_1 \end{cases} \text{ système } \begin{cases} \text{« caractéristique »} \end{cases}$ <p>ce qui allégerait l'écriture des paramètres l_{12} et l_{21}.</p>	<p>1. Conditions de mesure (cf. fig. 7 et système 7)</p> <p>Rapport de l'onde réfléchie à l'entrée sur l'onde injectée à l'entrée pour une onde injectée à la sortie de valeur nulle (ou pour une impédance caractéristique Z_E infinie) :</p> $S_{11} = \frac{d_1}{c_1} \text{ pour } c_2 = 0 \rightarrow$ $S_{11} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \text{ pour } \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} = 0$ <p>Rapport de l'onde réfléchie à la sortie sur l'onde injectée à la sortie pour une onde injectée à l'entrée de valeur nulle (ou pour une impédance Z_0 infinie) :</p> $S_{22} = \frac{d_2}{c_2} \text{ pour } c_1 = 0 \rightarrow$ $S_{22} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \text{ pour } \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} = 0$ <p>Rapport de l'onde réfléchie à l'entrée sur l'onde injectée à la sortie pour une onde injectée à l'entrée de valeur nulle (ou pour $Z_0 = \infty$) :</p> $S_{12} = \frac{d_1}{c_2} \text{ pour } c_1 = 0 \rightarrow$ $S_{12} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \text{ pour } \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} = 0$ <p>Rapport de l'onde réfléchie à la sortie sur l'onde injectée à l'entrée pour une onde injectée à la sortie de valeur nulle (ou pour $Z_0 = \infty$) :</p> $S_{21} = \frac{d_2}{c_1} \text{ pour } c_2 = 0 \rightarrow$ $S_{21} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \text{ pour } \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} = 0$	<p>2. Conditions de mesures</p> <p>Se reporter à la figure 7. Nous noterons que :</p> $V_1 = E_{i1} + E_{r1} \text{ et } V_2 = E_{i2} + E_{r2}$ $I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \text{ et } I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0}$ <p>En toute rigueur, il faudrait écrire :</p> $c_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2 \sqrt{Z_0}} \quad c_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2 \sqrt{Z_0}}$ <p>pour les variables indépendantes tandis que les variables dépendantes deviendraient :</p> $d_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2 \sqrt{Z_0}} \quad d_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2 \sqrt{Z_0}}$ <p>De plus :</p> <ul style="list-style-type: none"> - S_{11} et S_{22} sont les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie du montage ; - $S_{21} ^2$ et $S_{12} ^2$, valeurs absolues respectives de S_{21} et de S_{12}, élevées au carré, sont les gains d'insertion (du circuit hyperfréquence dans son site d'implantation) direct et inverse tandis que les angles rattachés à S_{21} et à S_{12} sont les décalages de phase précisément causés par cette introduction du composant dans le réseau qui l'abrite. <p>En pratique, il convient d'employer un abaque de Smith pour tirer toutes les astuces des paramètres de diffusion S (de « scattering »). Mais c'est une histoire que nous aborderons un jour, après cette période d'initiation.</p>

§ 4. PLANCHE VIII : LES PARAMÈTRES DE TRANSFÉRENCE T $t_{11}, t_{12}, t_{21}, t_{22}$	
1. Conditions de mesure (fig. 5b)	
8	$\begin{cases} v_1 = t_{11} v_2 + t_{12} i_2 \\ v_1 = t_{21} v_2 + t_{22} i_2 \end{cases}$ <p>ressemble au système 5 mais i_2, par convention (fig. 5b) est ici choisi de sens positif.</p>
Gain inverse en tension pour la sortie en circuit ouvert :	
$t_{11} = \frac{v_1}{v_2} \text{ pour } i_2 = 0$	
Gain inverse en courant pour la sortie en court-circuit :	
$t_{22} = \frac{i_1}{v_2} \text{ pour } v_2 = 0$	
Trans-impédance inverse pour la sortie en court-circuit :	
$t_{12} = \frac{v_1}{i_2} \text{ pour } v_2 = 0$	
Transadmittance inverse pour la sortie en circuit ouvert :	
$t_{21} = \frac{i_1}{v_2} \text{ pour } i_2 = 0$	
2. Remarquons sur les paramètres T	
Pour les montages « en cascade » (ou « en étage », ou « en chaîne »), la connaissance des paramètres T facilite le calcul de leurs associations (série). Les modules qui les composent sont parfois appelés « transfèreurs » dans la littérature.	
N.B. - Transférance : « qui assure un « transfert » d'énergie ».	

Pour achever ce paragraphe, disons que :

Les tensions d'entrée et de sortie (et les courants respectifs) sont des données expérimentales plus ou moins accessibles. Les paramètres Z et Y sont les plus commodes pour dresser les schémas équivalents des transistors*. En revanche, les paramètres H et S sont fournis par les constructeurs parce qu'ils sont plus faciles à déterminer dans les productions en série. Les paramètres de transférance $T = \{t_{11}, t_{12}, t_{21}, t_{22}\}$ et de comportement en haute fréquence

* Voir Appendice II.

§ 4. PLANCHE IX : LES PARAMÈTRES DE FRÉQUENCE F $f_{11}, f_{12}, f_{21}, f_{22}$	
1. Équations de définition (fig. 7)	
Ondes incidentes appliquées de tensions E_{i1} (entrée) et E_{i2} (sortie), variables indépendantes ; ondes émergentes mesurées de tensions E_{r1} (entrée) et E_{r2} (sortie), variables dépendantes :	
$\begin{aligned} E_{r1} &= f_{11} E_{i1} + f_{12} E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21} E_{i1} + f_{22} E_{i2} \end{aligned}$	
2. Conditions de mesure	
Coefficient de réflexion à l'entrée (1) pour une onde appliquée en sortie T (2) de valeur nulle :	
$f_{11} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \text{ pour } E_{i2} = 0$	
$f_{11} = \Gamma_1 = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0}$ <p>avec Z_u, impédance de charge, pour $E_{i2} = 0$.</p>	
Coefficient de réflexion à la sortie (2) pour une onde appliquée à l'entrée (1) de valeur nulle :	
$f_{22} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \text{ pour } E_{i1} = 0, f_{22} = \Gamma_2$	
Coefficient de transmissibilité de la sortie (2) sur l'entrée (1) pour une onde appliquée à l'entrée de tension nulle :	
$f_{12} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \text{ pour } E_{i1} = 0$	
Coefficient de transmissibilité de l'entrée (1) sur la sortie (2) pour une onde appliquée à la sortie de tension nulle :	
$f_{21} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \text{ pour } E_{i2} = 0$	
3. Remarques sur les paramètres F	
Ces paramètres s'inscrivent dans le cadre des paramètres de diffusion S, ils ne sont cités ici que pour préciser la notion de coefficient de réflexion qui, en hyperfréquence, souligne la qualité de l'adaptation des impédances par sa grandeur (ρ) et le décalage en phase θ qui résulte de l'insertion du composant dans son circuit sustentateur.	
$\Gamma = \frac{v_r}{v_i} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_c}{Y_0 + Y_c}$	
L'impédance normalisée Z_n vaut :	
$Z_n = \frac{Z_c}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$	
ainsi que le prouvent des calculs extrêmement faciles.	
Nous noterons, aussi, que :	
$\begin{aligned} v_1 &= e_{i1} + e_{r1} \\ v_2 &= e_{i2} + e_{r2} \end{aligned}$	
$i_1 = \frac{e_{i1} - e_{r1}}{Z_0} \text{ et } i_2 = \frac{e_{i2} - e_{r2}}{Z_0}$	
comme l'établit la seule loi d'Ohm appliquée à la figure 7, en tenant compte des signes algébriques des tensions et des courants.	
Un autre système est alors proposé qui utilise les paramètres F liés aux ondes progressives :	
$\begin{aligned} e_{r1} &= f_{11} e_{i1} + f_{12} e_{i2} \\ e_{r2} &= f_{21} e_{i1} + f_{22} e_{i2} \end{aligned}$ <p>où : $\{F\} = \{f_{11}, f_{12}, f_{21}, f_{22}\}$</p>	
Les indices i et r se lisent, respectivement, « incident » et « réfléchi », tandis que les indices 1 et 2 restent affectés à l'entrée et à la sortie.	

ce $\{F\}$ sont rarement rencontrés mais les ignorer empêche de bien saisir la portée des autres.

Pour les paramètres de transférance T, il convient de se reporter à la figure 5b :

$$8 \left\{ \begin{aligned} v_1 &= t_{11} v_2 + t_{12} i_2 \\ i_1 &= t_{21} v_2 + t_{22} i_2 \end{aligned} \right.$$

qui **correspond au système « 5 »**, précédemment établi, avec, toutefois, le courant de sortie i_2 , pris **positivement**, ce qui facilite les opérations successives relatives à des **associations de circuits en série** (d'où le nom de **transférance** formé par MM. Denis-Papin et Kaufmann).

5. DIVERSES COURBES DES CATALOGUES DES FABRICANTS

Lorsqu'un achat est décidé, il faut, répétons-le, se procurer les manuels des fabricants. Nul ne peut inventer à partir de rien et s'engager sur un produit sans le connaître conduit à des déboires certains. Un vieux maître disait qu'il était plus rapide de construire son circuit dans sa tête avant que de le façonner. Il y a beaucoup de vérité derrière cette boutade.

5.1. Généralités

Les constructeurs procurent, en général, les **réseaux de caractéristiques statiques** (à partir desquels on trace les caractéristiques dynamiques, une fois définies les conditions de charge, donc d'utilisation) qui comprennent les **courbes** (fig. 8) :

- 1) $\pm I_C = f_1 (\pm V_{CE})$, pour diverses intensités $\pm I_B$; + en N.P.N., - en P.N.P.
- 2) $\pm I_C = f_2 (\pm I_B)$, pour différentes grandeurs de $\pm V_{CE}$ (rarement) ou une seule (souvent).
- 3) $\pm V_{BE} = f_3 (\pm I_B)$ pour une, ou exceptionnellement, plusieurs tensions $\pm V_{CE}$.
- 4) $\pm V_{BE} = f_4 (\pm I_B)$.

Les valeurs indiquées sont « typiques », donc « moyennes » pour un « type de fabrication ». Elles sont donc variables à l'intérieur des plages de tolérances admises. Tant que les pièces acquises demeurent ainsi dans les limites extrêmes de la dispersion, aucune réclamation ne peut être acceptée. Les données sont toujours formulées pour une température de fonctionnement σ_F , ou T_F , fixée, exprimée en degrés centésimaux [°C], ou degrés Celsius (ne jamais parler, à propos de chaleur, de degrés centigrades... le grade [Gr] étant une unité... d'angle !)*. On dit aussi « température ambiante » T_A .

D'autres paramètres sont indiqués aux côtés des grandeurs en tensions et en courants, soient alternatives, soient continues, sans omettre les notions relatives aux fréquences, aux bruits, aux fuites, aux temps de commutation, de reconversion, etc., que nous verrons au fur et à mesure de notre progression (tableau III).

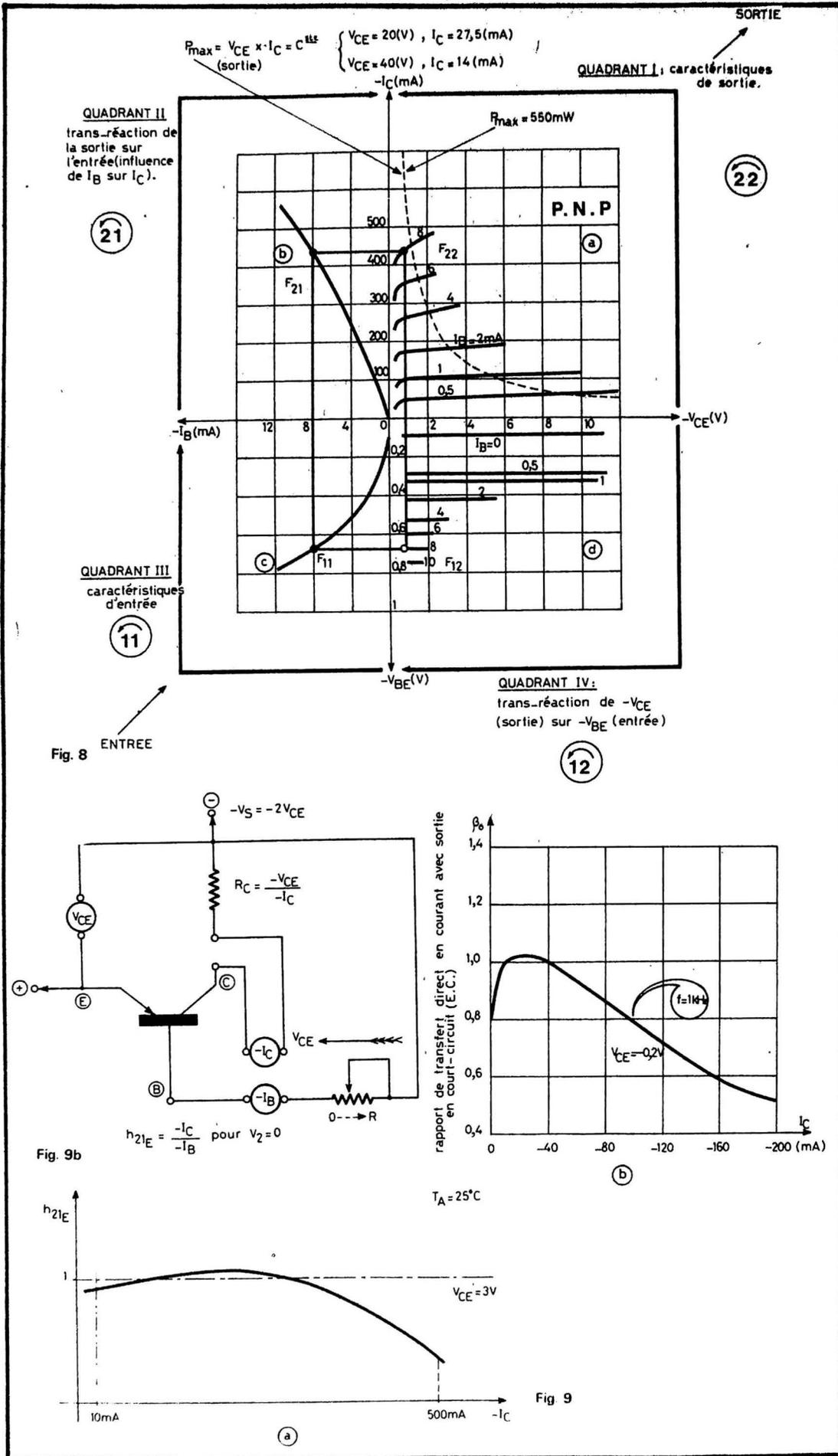
Les points de fonctionnement relatifs aux quatre quadrants sont indiqués par F_{11}, F_{12}, F_{21} et F_{22} (fig. 8).

Il convient de bien noter sur les fiches pratiques que :

— Le **montage émetteur-commun** (E.C.) procure : un grand gain en tension, un grand gain en courant $\beta = h_{21e}$, un grand gain en puissance, une impédance d'entrée faible, une impédance de sortie forte.

— Le **montage base-commune** (B.C.) entraîne : un grand gain en tension, un gain en courant inférieur à l'unité $\alpha = -h_{21b}$, une impédance d'entrée très basse, une impédance de sortie très élevée.

* Cela rappelle la mésaventure de cet adjudant qui pensait que l'angle droit bouillait à 100 degrés... alors que chacun sait qu'il « bouille » à 90 degrés seulement !



— Le montage collecteur-commun (C.C.) permet : un gain en tension inférieur à l'unité, un gain en courant élevé, un gain en puissance faible, une impédance d'entrée forte, une impédance de sortie basse.

Quelques indications sur les grandeurs rencontrées couramment en (E.C.) et en (B.C.) sont reprises tableau III.

5.2. Paramètres de réalisation

Les paramètres $\{Z\}$, $\{Y\}$ et $\{H\}$ sont utiles pour déterminer les valeurs des tensions et des courants admissibles dans les montages tant pour les grandeurs continues que pour les petits signaux basse-fréquence.

Désignons le rapport de transfert direct de courants, émetteur à la masse, par

$$h_{21E} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_C}{I_B}$$

Nous savons que :

$$\alpha_o = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_B + I_C}$$

Divisons le numérateur et le dénominateur de cette fraction par I_C :

$$\alpha_o = \frac{1}{\frac{I_B}{I_C} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{h_{21E}} + 1} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$$

La figure 9(a) montre comment h_{21E} varie en fonction de l'augmentation du courant collecteur. La figure 9(b) indique, de même, la variation de β_0 pour un transistor PNP. On constate que β_0 croît rapidement au départ et, après un palier plus ou moins étalé, diminue. Lorsque les intensités deviennent trop grandes, tous les transistors possèdent un gain décroissant.

La figure 10 montre les variations des paramètres $\{Y\}$ en fonction du courant émetteur I_E , en faisant ressortir les conductances, les capacités et les angles de déphasage (voir tableau II). La figure 11 rassemble ce qu'il convient de retenir à propos des paramètres hybrides $\{H\}$, déterminés en fonction de I_C (fig. 11a) et de V_{CE} (fig. 11b). Les tensions de saturation que l'on observe lorsque les tensions de polarisation inverse des jonctions base-collecteur, collecteur-émetteur (fig. 12-a), base-émetteur (fig. 12-b) deviennent inférieures au volt. Dans ces conditions les champs de polarisation et

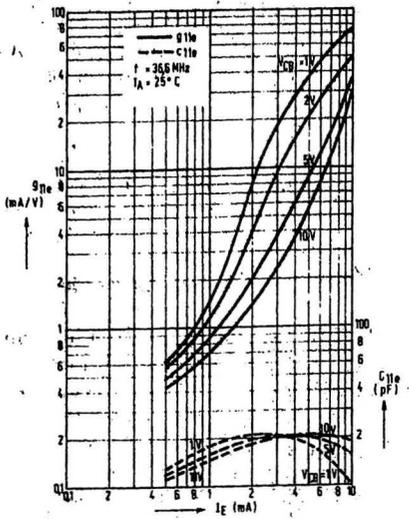


Fig. 10a - Admittance d'entrée.

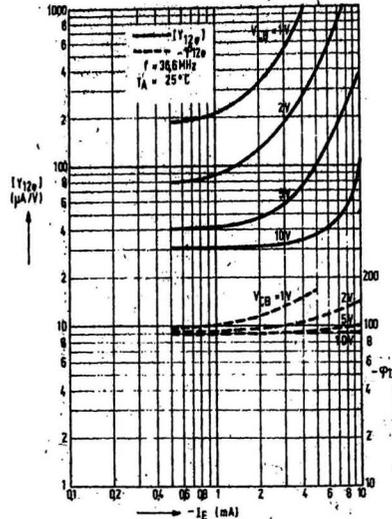


Fig. 10b - Admittance inverse.

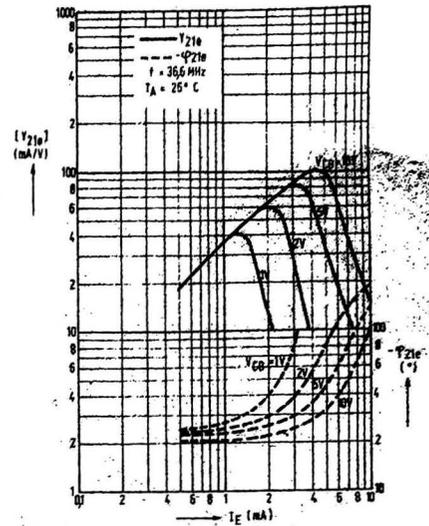


Fig. 10c - Admittance de transfert.

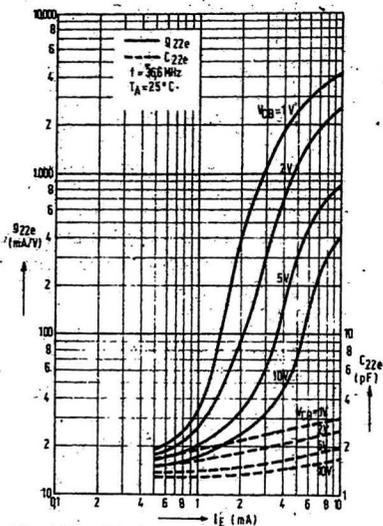


Fig. 10d - Admittance de sortie.

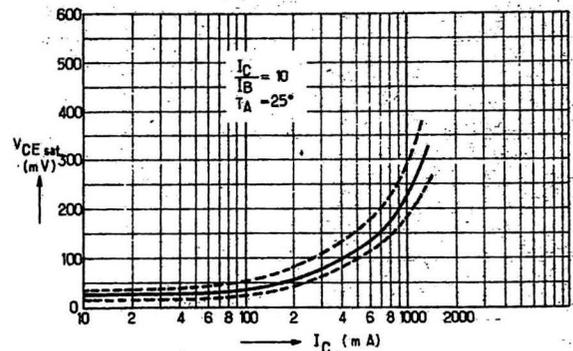


Fig. 12a - Tension de saturation collecteur-émetteur.

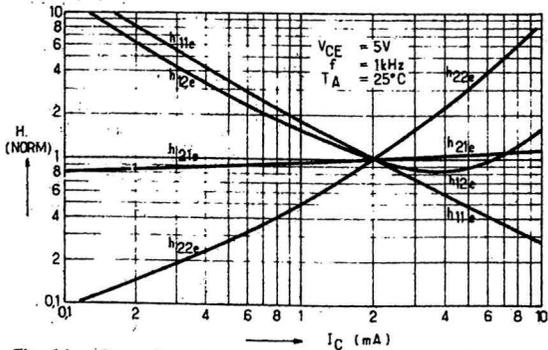


Fig. 11a - Paramètres hybrides en fonction du courant.

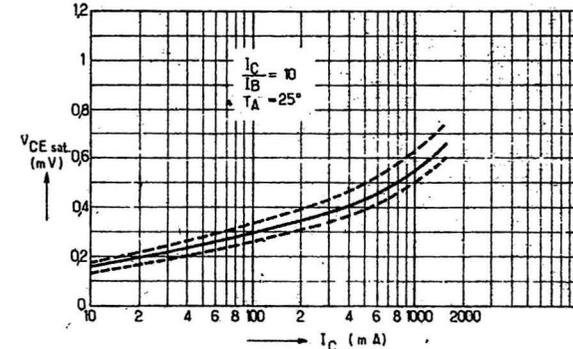


Fig. 12b - Tension de saturation base-émetteur.

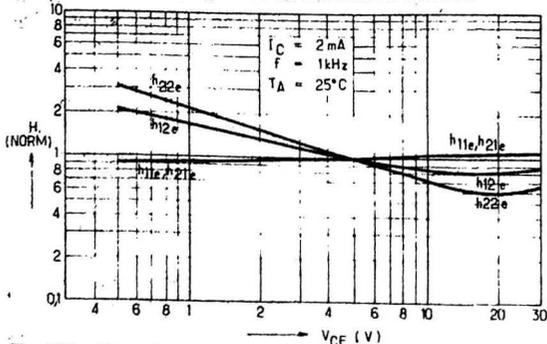


Fig. 11b - Paramètres hybrides en fonction de la tension.

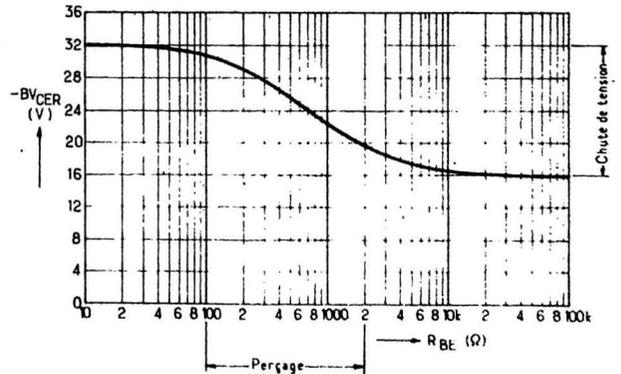


Fig. 12c - Tension de claquage collecteur-émetteur (valeur minimum).

TABLEAU III
Symboles utilisés
par les conducteurs de transistors (résumé)

Facteurs	Symboles
Courant de coupure émetteur base pour une tension $V_{BE} = X$ [V] (polarisation inverse) et une tension V_{CE} spécifiée	$I_{BE(X)}$
Courant collecteur moyen (= avérage, en Anglais)	$I_C(AV)$
Courant de coupure collecteur-base avec I_E nul et V_{CB} spécifiée	I_{CB0} ou I_{CBO}
Courant de coupure collecteur-émetteur, avec $I_B = 0$ et V_{CE} notée	I_{CEO}
Courants résiduels correspondants	I_{CBS}, I_{CES}
Courant résiduel émetteur-base avec I_C nul et V_{EB} spécifié	I_{EB0} ou I_{EBO}
Tension continue collecteur-base avec $I_E = 0$ et I_C spécifié	V_{CBO}
Tension continue collecteur-émetteur, avec $I_B = 0$ et I_C spécifié	V_{CEO}
Tension de saturation collecteur-émetteur, avec I_B et I_C spécifié	$V_{CE sat}$
Tension équivalente de bruit (noise, en Anglais)	V_n
Facteur de bruit (noise figure) à ne pas confondre avec le facteur de mérite	N.F. F.M.
Grandeurs alternatives :	
réactances :	x
inductives	x_L
capacitives	x_C
susceptances :	b
inductances	b_L
capacitives	b_C
Capacités (dans les montages E.C., B.C., C.C.) avec grandeurs communes en alternatif (e, b, c)	C_{11e}, C_{12e} C_{21e}, C_{22e} ou b, ou c,
Valeurs angulaires dans les mêmes conditions que précédemment, ou rapportées aux paramètres (Y), le plus souvent	$\varphi_{11b}, \varphi_{11e}$ $\varphi_{12b}, \varphi_{12e}$ $\varphi_{21b}, \varphi_{21e}$ $\varphi_{22b}, \varphi_{22e}$

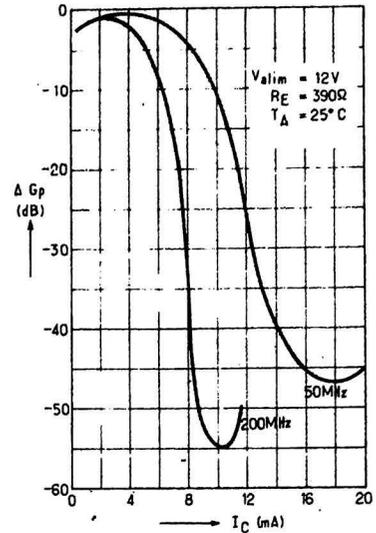


Fig. 13 - Plage de régulation de gain (base commune).

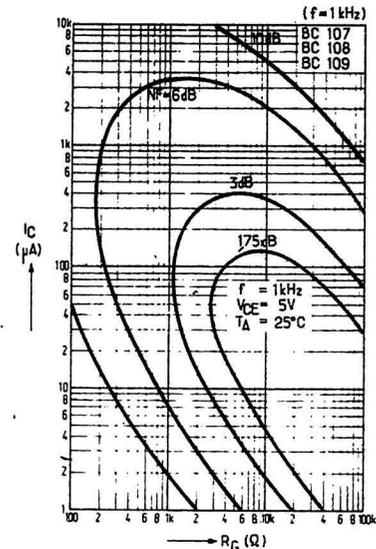


Fig. 14a - Courbes ISO-bruit (f = 1 kHz).

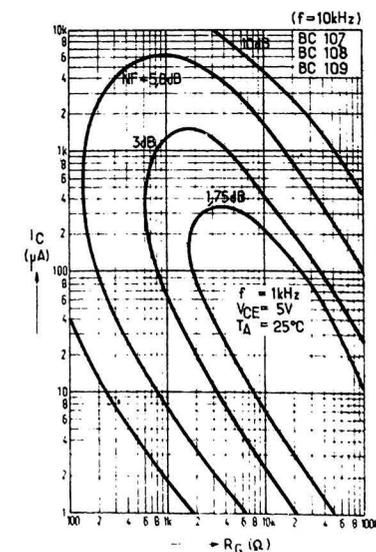


Fig. 14b - Courbes ISO-bruit (f = 10 kHz).

TABLEAU III
Grandeurs des paramètres (H)
en montages (B.C.) et (E.C.)

Définition *	Gammes des valeurs (H)	Unités
$\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (B)	$0,5 < h_{11B} < 1\ 500$	[Ω] ohms
$\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (E)	$5 < h_{11E} < 3\ 500$	[Ω]
$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (B)	$10^{-4} < h_{12B} < 1,0$	sans dimensions (rapports de deux grandeurs de même nature)
$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (E)	$10^{-4} < h_{12E} < 1,0$	
$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (B)	$10^{-2} < h_{21B} < 10$	
$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (E)	$1 < h_{21E} < 1\ 000$	
$\left(\frac{I_2}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (B)	$0,1 < h_{22B} < 100$	[μS] mhos ou siemens
$\left(\frac{I_2}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (E)	$1 < h_{22E} < 200$	

N.B. : Ces valeurs sont encore respectées dans une plage de fréquence couvrant le continu à 500 kHz, elles commencent à varier au-delà. A partir de 1 GHz, il faut utiliser les paramètres (S).

* (B) : base commune
(E) : émetteur commun

d'ionisation sont trop faibles pour « aspirer » les charges mobiles de l'émetteur. Seule une fraction α' , très petite, du courant d'émetteur est alors captée par le collecteur. La figure 12(c) reprend la variation de la tension de claquage collecteur-émetteur (phénomène de perçage ou « punch-through ») en corrélation avec la valeur de la résistance base-émetteur R_{BE} en ohms. Lorsque ce processus a lieu, le transistor ne « meurt » pas si on ne prolonge pas l'action jusqu'à échauffement (emballage thermique destructif en l'absence d'aération libre ou forcée).

Disons, ici, que les conditions de refroidissement et de ventilation s'avèrent draconiennes pour les semi-conducteurs et que nous leur consacrerons une étude dans la suite de ce travail.

Parfois les constructeurs renseignent sur les variations du gain en puissance G_P écrites ΔG_P et exprimées en décibels [dB]. La figure 13 trace cette courbe en fonction du courant de collecteur I_C :

$$\Delta G_P = \frac{G_P - G_{P0}}{G_{P0}} \text{ [dB]} = f(I_C)$$

en indiquant les fréquences aux-

quelles cette évaluation a été effectuée. Cette réponse correspond à la plage de régulation du gain (montage B.C., à $T = 25^\circ\text{C}$, sous 12 V d'alimentation ; résistance d'émetteur $R_E : 390 \text{ } \Omega$).

5.3. PARAMÈTRES D'EXPLOITATION

Ces paramètres renseignent sur les capacités d'entrée et de sortie, dynamiques, sur les résistances thermiques, qui interviennent à propos des calculs sur la dissipation en puissance des jon-

tions, des boîtiers, etc. (dont nous reparlerons). Entrent dans cette catégorie, les courants de rupture, de fuite, de saturation, ainsi que les tensions de perçage et de claquage, sans oublier le comportement du composant considéré à diverses fréquences, ni l'importante question du bruit.

Chacun sait que les transistors sont « plus bruyants » que les tubes, car ils cumulent les effets perturbateurs (fluctuations de tension, courants erratiques, recombinaisons en surface, piègeages intempestifs, etc. dus au matériau lui-même, mais aussi au circuit extérieur dans lequel il est inséré).

La courbe du facteur de bruit (en anglais « noise factor », ou « noise figure ») N.F. est, en général, étalée sur une gamme de fréquences Δf , débutant à la fréquence de première stimulation f_m et s'arrêtant à la fréquence de désensibilisation, ou de coupure f_c (au-delà de laquelle tout processus s'interrompt). Les niveaux de bruit sont notés en décibels (valeurs relatives, par rapport au seuil d'intelligibilité, en deça duquel aucun signal utile n'est perceptible, parce que « noyé » dans « l'herbe »). Les facteurs de bruit sont déterminés, soit à partir de la tension émetteur-base V_{BE} , soit en fonction du courant collecteur, soit de la résistance de la source R_G , pour une fréquence particulière (fig. 14). Quand on se sert de plusieurs fréquences, on a intérêt à se référer aux courbes dont l'allure est reprise figure 15 (surtout en V.H.F., U.H.F., S.H.F.) afin de choisir les transistors disponibles en considérant leur palier de moindre effet de bruit (courbe de la figure 15, entre f_m et f_c). Pratiquement :

$$N.F. = K(\beta_o) \left[1 + \beta_o \left(\frac{f}{f_{\alpha b}} \right)^2 \right]$$

où $K(\beta_o)$ est un facteur dépendant des grandeurs physiques du transistor et du gain en courant (E.C.) à basse fréquence β_o ; f est la fréquence de coupure et $f_{\alpha b}$ est la fréquence de coupure en base commune.

Puisque nous abordons le problème des fréquences, il convient de bien préciser celles dont il est souvent question dans les catalogues ; tout d'abord :

— la fréquence f de coupure f_c (à laquelle le gain a diminué deux fois), notée f_{h21} avec sur-indication du montage (E.C., par e ; B.C., par b) ;

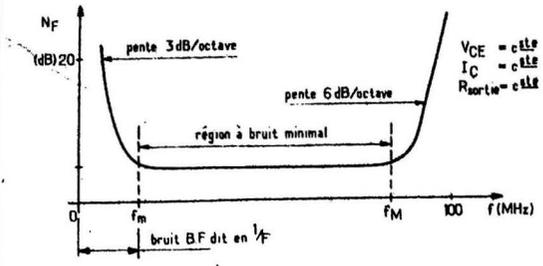


Fig. 15

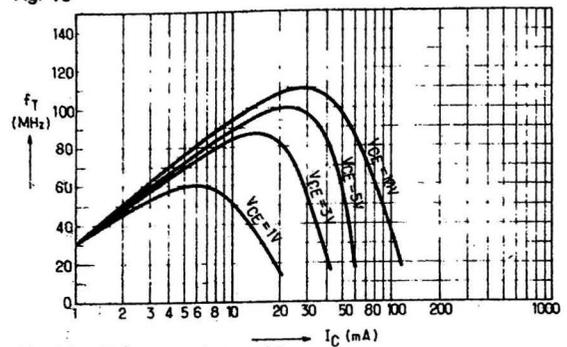


Fig. 16a - Fréquence de transition.

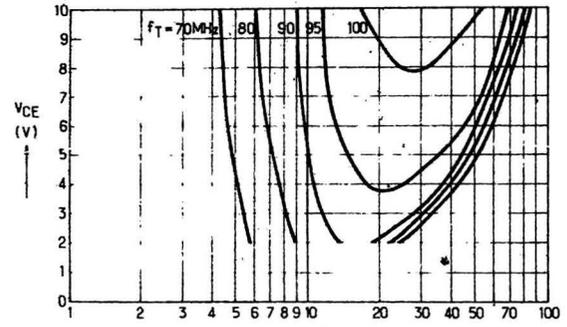


Fig. 16b - Courbes ISO-ft.

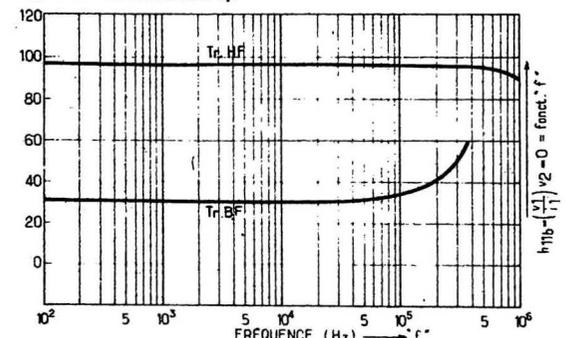


Fig. 17a - $h_{11b} = \left(\frac{v_1}{i_1}\right)_{v_2=0} \rightarrow h_{ib} [\Omega]$:
impédance d'entrée pour la sortie en court-circuit (base commune).

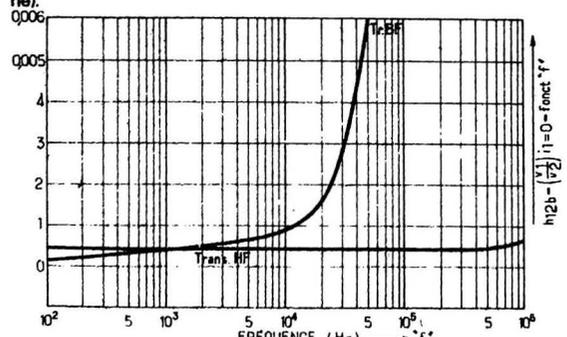


Fig. 17b - $h_{12b} = \left(\frac{v_1}{v_2}\right)_{i_1=0} \rightarrow h_{vb}$:
gain inverse en tension pour l'entrée en circuit ouvert (base commune).

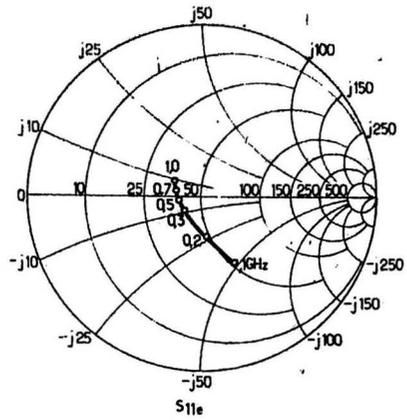


Fig. 18a - Impédance d'entrée [Ω]

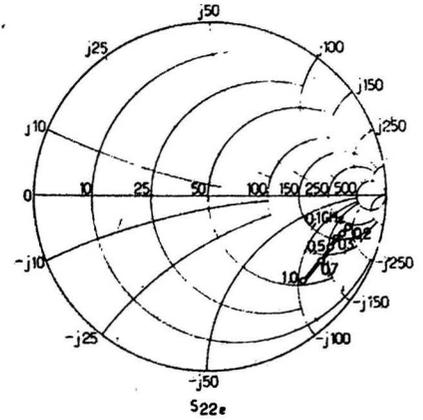


Fig. 18b - Impédance de sortie [Ω]

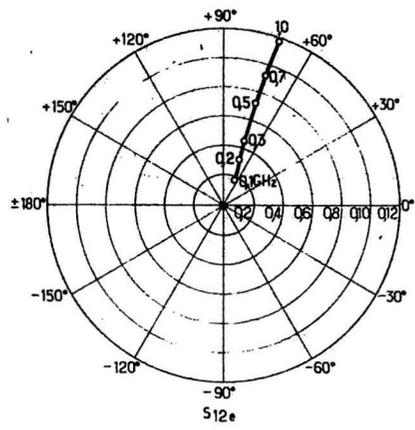


Fig. 18c - Paramètres de transfert - inverse.

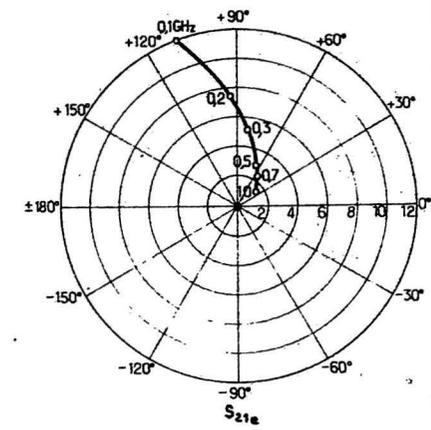


Fig. 18d - Paramètres de transfert - direct.

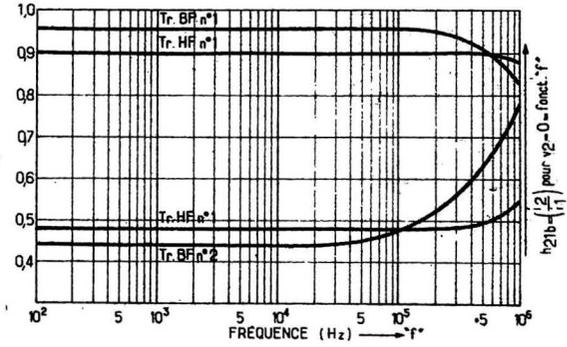


Fig. 17c - $h_{21b} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{v_2=0} \rightarrow h_{fb}$:
gain direct en courant pour la sortie en court-circuit (base commune).

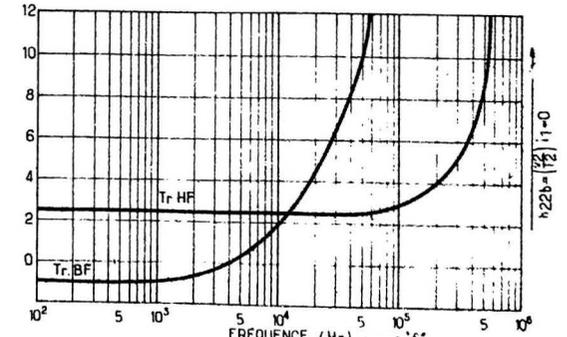


Fig. 17d - $h_{22b} = \left(\frac{v_2}{v_1}\right)_{i_1=0} \rightarrow h_{ob}$ en [μS]:
admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert (montage base commune).

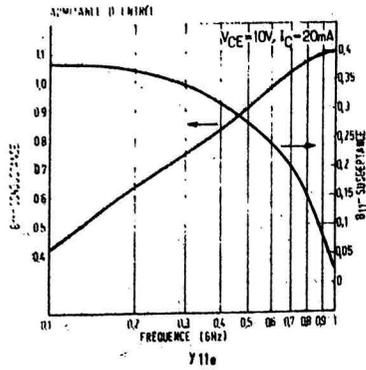


Fig. 19a - Admittance d'entrée.

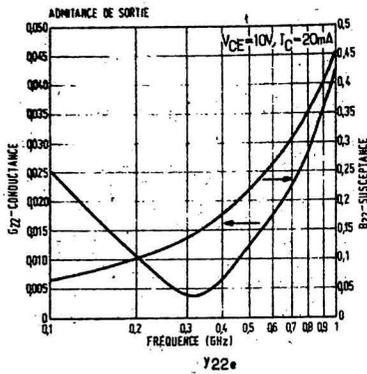


Fig. 19b - Admittance de sortie.

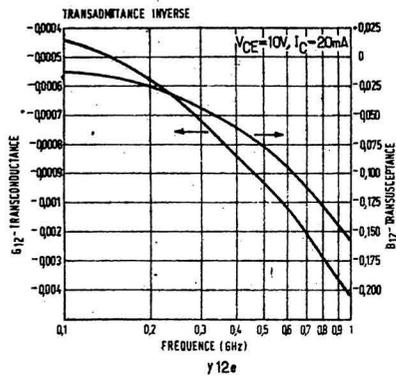


Fig. 19c - Transadmittances inverse.

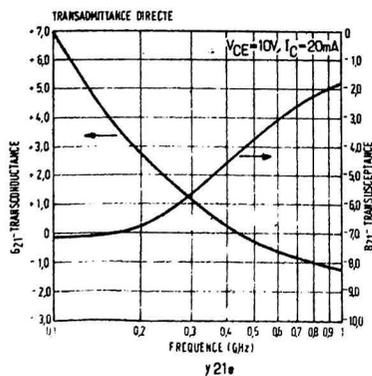


Fig. 19d - Transadmittances directe.

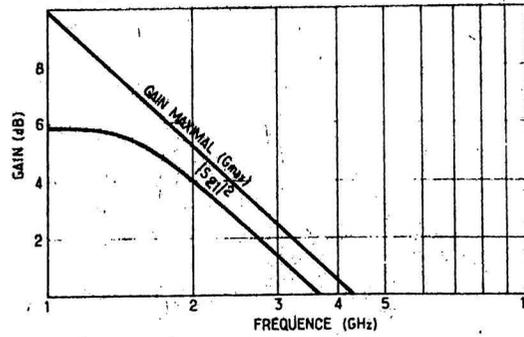


Fig. 20a

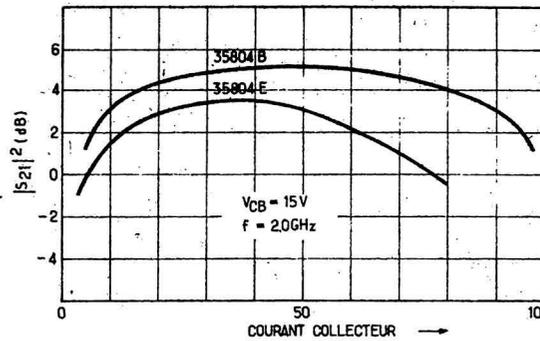


Fig. 20b

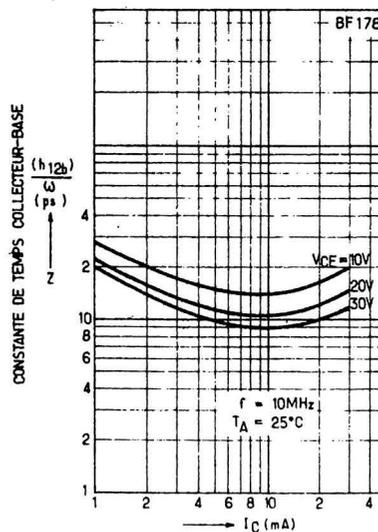


Fig. 21

— la fréquence maximale f_M (à laquelle un transistor peut osciller dans des conditions données) qui vaut :

$$f_M = \sqrt{\frac{f_1}{8 \pi r_b C_b}}$$

où r_b et C_b sont les résistance et capacité de base tandis que f_1 est la fréquence pour laquelle le β_o a été ramené à l'unité.

La fréquence de transition f_T est une grandeur primordiale. Elle marque le produit du gain h_{21e} par la fréquence de mesure prise dans la partie du spectre pour laquelle h_{21e} décroît sensiblement de 6 dB/octave; pratiquement $f_T = f_1$. La figure 16(a) montre comment f_T varie en fonction du courant collecteur I_C , pour des valeurs de V_{CE} différentes. La figure 16(b) trace sur un abaque (et non pas « une »... abaque, du latin « abacus », mot masculin) les courbes d'égales valeurs de f_T (iso- f_T) pour V_{CE} en [V] fonction de I_C en [mA]. Le paramètre de distinction est la fréquence f_T en [MHz].

Certains auteurs ajoutent les diagrammes « puissance P, bande passante Δf », comprise entre $f_{initiale}$ et f_{finale} . Ces indications sont indispensables aux concepteurs qui s'occupent de radiocommunications « large bande » (plage de 2 à 30 [MHz]) avec suppression de l'accord sélectif. Il est d'ailleurs nécessaire à ce propos de consulter les courbes d'intermodulation (produits de composition des fréquences spectrales introduisant des distorsions H.F. importantes) établies en fonction de la puissance de sortie haute-fréquence, mesurée sur les différents étages constituant l'émetteur, à tension et courant collecteur constants, dans un créneau de fréquence très étroit (par exemple : 30,000 à 30,001 [MHz]).

Dans certains cas, il est indispensable de suivre les variations, en fonction de la fréquence f , des paramètres $\{Y\}$ ou $\{H\}$. Nous aurons donc à connaître les courbes des figures 17 (a, b, c, d) relatives à un montage B.C. pour h_{11b} , h_{12b} , h_{21b} , h_{22b} , dans la zone de fréquences de fonctionnement du transistor.

Lorsque les fréquences d'exploitation s'accroissent (au-delà du [GHz]) ce sont les paramètres $\{S\}$ qui apparaissent. Les constructeurs reproduisent dans leurs livres les schémas, tracés par des analyseurs de réseaux automatiques, dont les figures 18 (a, b, c, d) rassemblent les informations principales, en grands vecto-

Dans le N° 1482 de la présente revue, la figure 3 a montré le circuit équivalent en T d'un transistor. Nous reprenons ce schéma pour les trois configurations de montage E.C., B.C., C.C., (fig. A'-1).

La résistance de l'émetteur se note r_E , celle de la base r_B et celle du collecteur r_C , avec des lettres majuscules parce que nous travaillons en courant continu (autrement, il nous aurait fallu employer les impédances et... compliquer les explications). La résistance r_M est égale au produit du gain α par la résistance du collecteur r_C . Elle traduit « l'activité » du transistor, source d'énergie d'amplification :

$$\alpha \cdot i_E \cdot r_C = r_M \cdot i_E$$

La résistance de la source, le générateur G, symbolisée r_G , ferme les pôles 1 et 1' du quadripôle de la figure A'-2. La résistance de charge R réunit les pôles 2 et 2'. Adapté sur son entrée et sur sa sortie, le transistor possède alors des résistances d'entrée r_i et de sortie r_s , respectivement égales à r_G et à R, nous aurons donc :

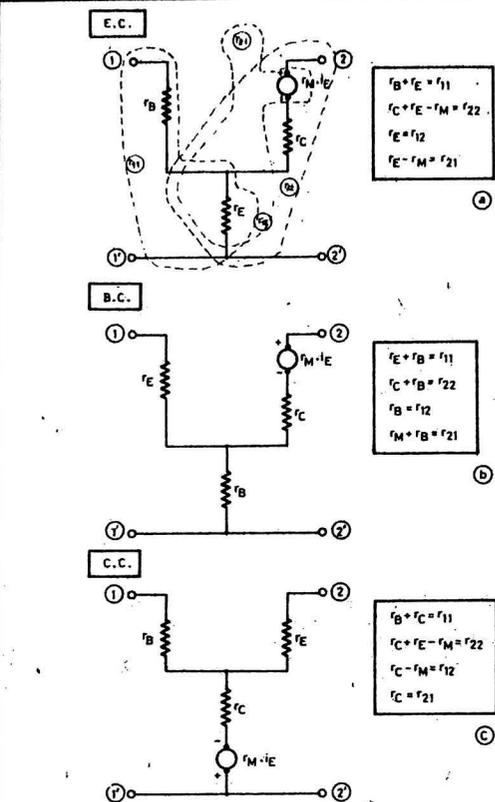
$$r_G = r_i = r_{11} - \frac{(r_{12} \cdot r_{21})}{(R + r_{22})}$$

et :

$$R = r_s = r_{22} - \frac{(r_{12} \cdot r_{21})}{(r_G + r_{11})}$$

Par ailleurs, il faut toujours se souvenir que les paramètres varient suivant les configurations E.C., B.C., C.C., ainsi :

$$\begin{aligned} h_{11B} &\approx 30 \text{ ohms}; & h_{11E} &\approx 700 \\ h_{12B} &\approx -5 \times 10^{-4}; & h_{12E} &\approx 4 \times 10^{-4} \\ h_{21B} &\approx -0,9; & h_{21E} &\approx 150 \end{aligned}$$



A

$$\begin{aligned} r_B + r_E &= r_{11} \\ r_C + r_E - r_M &= r_{22} \\ r_E &= r_{12} \\ r_E - r_M &= r_{21} \end{aligned}$$

B

$$\begin{aligned} r_E + r_B &= r_{11} \\ r_C + r_B &= r_{22} \\ r_B &= r_{12} \\ r_M + r_B &= r_{21} \end{aligned}$$

C

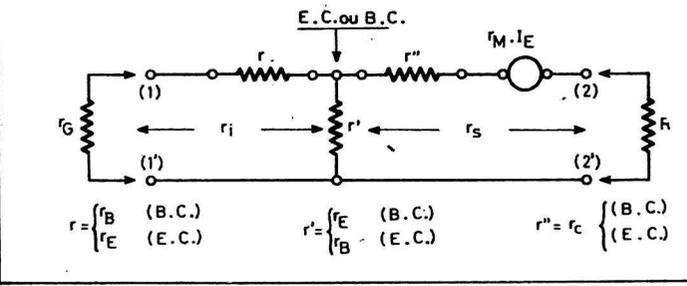
$$\begin{aligned} r_B + r_C &= r_{11} \\ r_C + r_E - r_M &= r_{22} \\ r_C - r_M &= r_{12} \\ r_C &= r_{21} \end{aligned}$$

BARRETTA

$$\begin{aligned} r_{11} &= \frac{V_1}{I_1}, I_2 = 0 \\ r_{22} &= \frac{V_2}{I_2}, I_1 = 0 \\ r_{12} &= \frac{V_1}{I_2}, I_1 = 0 \\ r_{21} &= \frac{V_2}{I_1}, I_2 = 0 \end{aligned}$$

Transistors de faible puissance

$$\begin{aligned} 20[\Omega] &< r_E < 50[\Omega] \\ 50[\Omega] &< r_B < 500[\Omega] \\ 10^3[\Omega] &< r_C < 10^4[\Omega] \\ 0,9 &< \frac{r_M}{r_C} < 0,99 \end{aligned}$$



$$r = \begin{cases} r_B & \text{(B.C.)} \\ r_E & \text{(E.C.)} \end{cases} \quad r' = \begin{cases} r_E & \text{(B.C.)} \\ r_B & \text{(E.C.)} \end{cases} \quad r'' = r_C \begin{cases} \text{(B.C.)} \\ \text{(E.C.)} \end{cases}$$

$h_{22B} \approx 50 \times 10^{-6} [\Omega]$; $h_{22E} \approx 100 \times 10^{-6} [\Omega]$
Le signe $[\Omega]$ qui est un omega

inversé représente l'unité de conductance, en « mhos » ou en « siemens ». Bien voir que

« mho » est formé sur « ohm », écrit à l'envers.

Les 7 planches, données dans notre précédent numéro et dans celui-ci, dont les quatre relatifs à {Z}, {Y}, {H} et à {S} seront conservés par nos lecteurs dans une chemise séparée afin de les avoir à portée de main pour les exploiter le moment venu. Soulignons comment nous devons mesurer les quatre éléments de chacun des ensembles {Z} à {S} des sept systèmes d'équations formulés plus haut*. Rien n'empêche ensuite (pour le seul plaisir d'être complet) d'y adjoindre les cas de {T} et de {F}.

Nous nous tiendrons, ensuite, aux seules expressions de {Z}, {Y}, {H} et {S} afin d'utiliser toutes les ressources des manuels des fabricants. Nous terminerons, enfin, par des courbes représentatives dont nous expliquerons l'usage (§ 5) afin de ne pas nous tromper dans les applications pratiques. Apparemment, ce luxe de détails semble une perte de temps ; mais, à la vérité, une réflexion pondérée, avant de bondir sur un fer à souder n'a jamais nui à un électronicien de talent, homme d'ordre et de méthode, s'il veut réussir ses maquettes, presque aussi méticuleux qu'un comptable.

* Oserions-nous écrire à l'attention des « matheux » (c'est bien leur droit d'aimer les « maths » !) que ces équations appartiennent à la catégorie dite « linéaire », à « coefficients constants »... du moins à l'instant t_0 de la mesure ajouterait un physicien sourcilieux.

rielles et en phases, pour V_{CE} , I_C et T_{ambiante} , constants. Dans les mêmes conditions expérimentales, il est, parfois, ajouté les paramètres {Y} (fig. 19 - a, b, c, d). Les valeurs du gain, en [dB], s_{21}^2 sont utiles en fonction de la fréquence f et du courant collecteur I_C , en [mA] (fig. 20). Le rapport du gain inverse en tension h_{12B} à la pulsation $\omega = 2\pi f$ [radians/s] exprime la constante de temps base (connectée à la masse-collecteur, pour différentes valeurs de V_{CE} ; ce temps s'exprime en picosecondes [ps] en fonction du courant collecteur I_C [mA] ainsi que l'indique la figure 21. Ceci introduit le problème de la commutation. Les temps de retard à la montée t_d , de montée t_r , de chute t_f et de délai de restauration du ni-

veau de référence t_s sont traduits en nanosecondes et fournis en fonction du courant collecteur I_C . Nous reviendrons sur ces données ultérieurement, à propos des circuits basculeurs, aussi ne nous y attarderons-nous pas.

CONCLUSION

Si les tableaux des paramètres ne sont pas très agréables à lire, il faut bien dire qu'ils ne reflètent qu'un mince aspect de la question. En effet, nous n'avons pas montré comment l'on passe des uns aux autres, ni comment on se sert d'eux pour calculer certains comportements des transistors. Mais nous voulons progresser lentement, préférant manquer de

rigueur pour l'instant au profit d'une meilleure pédagogie. Les libraires regorgent d'ouvrages savants destinés aux érudits. Nous ne sommes ici que des initiateurs. Avant d'apprendre à nous servir de ce qui a été souligné jusqu'à présent, nous aurons à détailler les technologies car elles correspondent à des particularités d'exploitation dont il est nécessaire de tenir compte en pratique. De plus, avant d'acheter un transistor il convient de savoir à quoi on le destine ! Cette boutade souligne la nécessité de réfléchir au montage avant de tenter quelque infructueuse manipulation :
- Nature du courant (continu, alternatif, périodique lent, haute fréquence, impulsionnel, etc.).
- Grandeur des signaux (ampli-

tudes de tension, de puissance, faibles ou élevées...)
- Fonctions auxquelles le composant doit satisfaire (amplification, commutation, conversion d'énergie, régulation, relais statique, oscillation, multiplication de fréquences, de tensions, etc.).
- Recherche d'un gain important, ou non, montages d'émission ou de réception, applications industrielles.
- Bruit tolérable, rapport du signal (utile) ou bruit (perturbation), etc.
Enfin, le lecteur sera avisé de se faire avertir des conditions de mesures propres à la « pièce » sur laquelle aura porté son choix. Cette précaution protège contre toute contestation ultérieure.

parasites..

interférences..

perturbations..

IL serait superflu de rappeler ici l'extraordinaire développement de l'électricité, puis de l'électronique en général, durant les cinquante dernières années. On a assisté à une succession de nouveautés, d'inventions, et à une prolifération d'appareils de toutes sortes... les uns gênant hélas les autres. Mais on peut dire que c'est surtout pendant ces quinze dernières années que le mal est devenu inquiétant.

Des millions de récepteurs de toutes sortes, de petits émetteurs, d'équipements médicaux ou industriels, de tubes fluorescents, de moteurs « ménagers », etc., génèrent parasites et interférences à longueur de journée :

Le préposé au radar d'un aéroport est gêné par les harmoniques des émetteurs de radio-communication des avions proches ; les usagers des talkies-walkies ont leur écoute perturbée par des équipements de diathermie ; les auditeurs de radio voient leurs réceptions troublées par des sifflements ou des gazouillis provoqués par un téléviseur voisin (harmoniques de la base de temps lignes) ou par des parasites issus des petits moteurs de divers appareils ménagers ; l'oscillateur d'un récepteur FM voisin d'un aéro-

port provoque des perturbations dans la réception du trafic d'approche des avions ; l'amateur-émetteur ou tout autre émetteur de trafic officiel peut perturber les réceptions de télévision (image notamment, dans un rayon assez important) ; ces réceptions de télévision peuvent être troublées aussi par l'allumage des moteurs à explosion (automobiles, cyclo-moteurs, ou autres). Etc., etc. car la liste pourrait être longue !

Mieux même : il a été démontré qu'une radiation de 3 à 4 MHz (si elle est d'une intensité suffisante) peut affecter les cellules de reproduction ; qu'une radiation de 5 MHz peut doubler le volume d'une tumeur ; qu'une radiation UHF peut agir sur les yeux et les nerfs de l'homme ; que les micro-ondes peuvent réduire la durée de vie des humains et de certains animaux ; que certains rayonnements HF détruisent le mécanisme d'orientation des pigeons ou autres oiseaux migrateurs. Mais ici nous sortons du cadre de notre propos.

Toutes ces perturbations arrivent hélas malgré les offices de répartition de fréquences, les lois pour la lutte contre les parasites et le contrôle sévère des rayonnements indésirables

On sait, nous l'avons dit à maintes reprises, que les actions les plus efficaces dans la lutte contre les parasites et les interférences sont obtenues en s'attaquant directement à la source perturbatrice ; généralement, l'effet est dix fois plus grand par action sur la source que par action sur le récepteur. Bien entendu, il faut donc en premier lieu pouvoir localiser cette source.

Les services spécialisés de détection et de recherche des parasites et interférences utilisent un récepteur de radio portatif à cadre orientable ; l'orientation de ce dernier indique la direction de la source perturbatrice avec une précision suffisante. En outre, un indicateur gradué en μ V/m peut renseigner sur la valeur du niveau parasite et l'on apprécie facilement les variations de ce niveau si l'on s'approche ou si l'on s'éloigne de la source.

Plus modestement, dans la plupart des cas, on peut aussi utiliser un récepteur de radio portatif ordinaire (ou un téléviseur portatif, selon le genre de perturbation) et se fier uniquement au niveau **auditif** parasite. L'observation de ce niveau durant quelques petits déplacements renseigne rapidement sur la bonne direction à

prendre pour aboutir à la source recherchée.

S'il s'agit de parasites issus d'un moteur électrique par exemple, il ne faut pas oublier qu'ils peuvent être rayonnés aussi par les fils de distribution du réseau sur des distances assez importantes. Lors de toute recherche, il faut donc s'éloigner le plus possible des fils d'installation et de distribution si l'on veut aboutir sûrement et sans trop d'hésitation à l'appareil perturbateur.

La plupart des appareils industriels, ou des émetteurs, ou des appareils de diathermie, etc. sont montés dans des boîtiers, des coffrets, des baies, ou des racks métalliques qui forment blindage et qui sont déjà une excellente précaution s'ils sont conçus convenablement. Aux assemblages des divers panneaux, les angles doivent être bien joints et renforcés intérieurement et extérieurement par des cornières vissées ou rivées sur des surfaces propres, polies, sans oxydation, ni peinture, afin d'avoir un contact électrique parfait. Les ouvertures d'aération doivent être obturées par un grillage métallique à mailles fines soudé à l'intérieur du coffret. Si une porte d'accès a été prévue, celle-ci doit présenter un bon

contact électrique avec le reste du coffret ; on peut prévoir des doigts de contact à ressorts ou des tresses souples soudées. Enfin, l'ensemble du coffret sera toujours avantageusement relié à une bonne prise de terre par un câble de forte section et aussi court que possible.

RÉALISATION D'UN FILTRE SECTEUR

Un type de filtre-secteur blindé particulièrement efficace est représenté sur la figure 1, et l'on voit aussi la réalisation pratique sur la figure 2. Le filtre est monté dans un petit boîtier auxiliaire fixé contre le coffret de l'appareil. Il est difficile de donner les caractéristiques précises des éléments, car ils dépendent de l'intensité consommée par l'appareil (diamètre du fil des bobinages parcourus par le courant d'alimentation) et de la bande de fréquences des perturbations à éliminer (nombre de tours et valeurs de capacités) ; une détermination expérimentale est d'ailleurs toujours souhaitable pour l'obtention d'une efficacité maximale.

Le déparasitage des petits moteurs électriques universels de faible puissance (disons jusqu'à 90 W environ, soit 1/8 de CV) peut être facilement obtenu par le montage de la figure 3. Pour des puissances supérieures avec des moteurs de ce type, les parasites sont plus violents et des filtres plus efficaces du genre de ceux représentés sur la figure 4 sont alors nécessaires. Le diamètre des fils constituant les bobinages dépend, comme précédemment, de l'intensité consommée par le moteur.

Enfin, voici les caractéristiques de fabrication d'un filtre secteur dit « passe-partout » (ou « universel ») car il convient efficacement dans la majorité des cas. Son schéma est représenté sur la figure 5 ; nous avons :

L = bobine d'une centaine de tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés à spires jointives et en couches successives sur un noyau cylindrique de ferroxcube de 10 à 12 mm de diamètre (non critique). Le nombre de tours et le diamètre du fil peuvent évidemment varier selon la puissance de l'appareil à alimenter.

C = condensateur d'une capacité à déterminer par expériences pour l'obtention de la meilleure efficacité (type papier 1 500 V es-

sai). Généralement, des condensateurs de 0,1 μ F - parfois moins - donnent satisfaction. M = à relier à la masse de l'appareil à alimenter et à une bonne prise de terre (T), tuyau de distribution d'eau par exemple.

FILTRES POUR TUBES FLUORESCENTS

L'éclairage par tubes fluorescents droits ou circulaires tend de plus en plus à se généraliser. L'ionisation du tube suffit à provoquer des parasites du genre « souffle » ou « bruit de friture » sur une étendue extrêmement large de fréquences, mais toutefois avec des niveaux de perturbation très différents. Cela est représenté par les deux graphiques de la figure 6 : à gauche, pour un tube de 40 W et de 1,20 m ; à droite, pour un tube de 2,40 m. En réalité, les parasites rayonnés sont encore décelables au-dessus de 140 MHz, mais leur amplitude est alors excessivement faible.

Deux filtres efficaces pour tubes fluorescents sont représentés sur la figure 7. Le montage (A) du haut suffit généralement dans la

plupart des cas ; celui du bas (B) peut être nécessaire dans les cas plus rebelles. Les points médians de masse sont à relier au bâti métallique du luminaire et éventuellement à la terre.

Ces filtres peuvent s'appliquer également aux tubes au néon, enseignes lumineuses, etc. sur le primaire du transformateur élévateur de tension. En outre, toutes les parties métalliques d'une telle installation (bâti d'enseigne, masse du transformateur, etc.) doivent être reliées entre elles par un fil de forte section aboutissant à une bonne prise de terre.

S'il s'agit d'une enseigne clignotante, l'interrupteur automatique ou les interrupteurs automatiques doivent être déparasités en les shuntant par une résistance de faible valeur en série avec un condensateur dont la capacité optimale est à déterminer expérimentalement (Fig. 8).

Enfin, un dernier mot concernant les prises de terre. Rappelons encore que les fils ou câbles de liaison à la terre doivent être de forte section (cuivre de 16/10 de mm minimum, par exemple) et surtout directs et d'une longueur

aussi réduite que possible. Un fil de terre trop long risque de se comporter comme une « antenne », et le remède est alors pire que le mal.

ANTIPARISATAGE DES TÉLÉVISEURS

On connaît bien aussi les perturbations apportées par certains téléviseurs en fonctionnement sur les récepteurs de radio voisins, notamment sur la gamme GO. A l'écoute, cela se traduit par des sifflements, des suintements, des gazouillis, assez déplaisants. Il s'agit des harmoniques rayonnés par la base de temps « lignes » du téléviseur. La solution consiste à enfermer la base de temps « lignes », et notamment le transformateur de lignes et THT (ainsi que les lampes correspondantes : pentode de puissance lignes, diode de récupération et redresseuse THT) à l'intérieur d'un boîtier métallique ajouré fixé sur le châssis du téléviseur. Par ailleurs, l'intérieur de l'ébénisterie du téléviseur, sur toutes ses faces y compris le panneau-arrière, doit également être

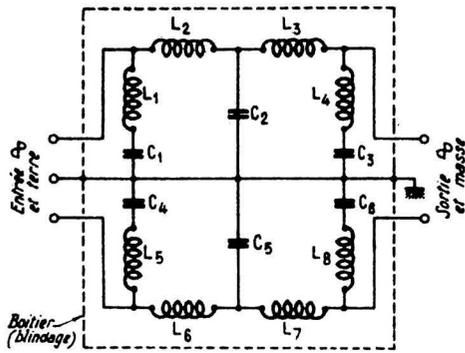


Fig. 1

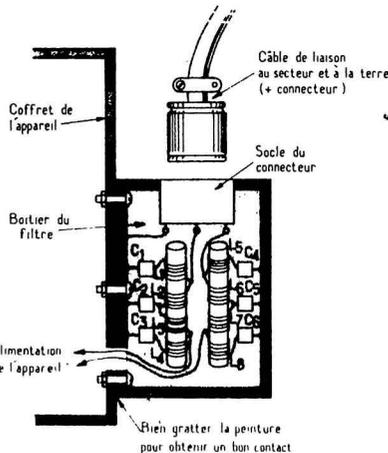


Fig. 2

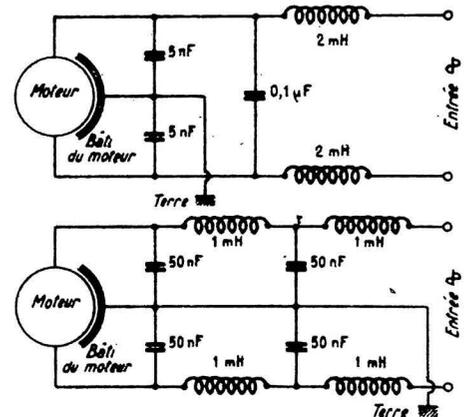


Fig. 4

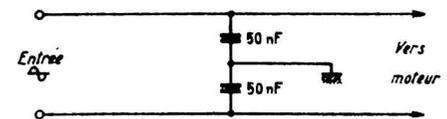


Fig. 3

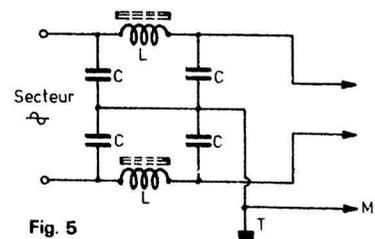


Fig. 5

recouvert de feuilles d'aluminium reliées entre elles et à la masse du châssis. Enfin, un filtre secteur en double π , du même genre que celui représenté sur la figure 7-B, doit être monté sous le châssis du téléviseur, à l'arrivée du cordon d'alimentation.

Mais, d'une manière générale, ces dispositions d'ailleurs obligatoires, sont prises et réalisées avec soin sur tous les téléviseurs de grande marque.

BCI ET TVI

Mais tout d'abord, parlons des abréviations formant notre sous-titre ?

BCI signifie : perturbations pouvant être créées sur des récepteurs de radiodiffusion par un émetteur voisin (amateur, services officiels, pompiers, police, gendarmerie, etc.). On dit aussi **RFI** : perturbations sur radio-fréquences.

TVI signifie : perturbations pouvant être créées sur des téléviseurs par un émetteur voisin (comme précédemment).

Nous avons bien dit « pouvant être » ; car si les perturbations ont pour source l'émetteur voisin, ce dernier n'en est pas toujours, et obligatoirement, la cause (mais bien plus souvent le récepteur lui-même, parce que mal conçu). Voyons donc de plus près ces perturbations et leurs éventuels remèdes.

BCI PRÉCAUTIONS ESSENTIELLES À PRENDRE SUR L'ÉMETTEUR

Naturellement, pour que le responsable d'un émetteur puisse travailler en toute conscience (et

dormir en paix), il se doit de prendre certaines précautions sur son installation. Nous allons les examiner ci-dessous :

a) Précisons, tout de suite, que l'installation de circuits bouchons, filtres ou trappes entre la sortie de l'émetteur et la base de l'antenne, circuits destinés à réduire, - voire à supprimer - le rayonnement harmonique, est absolument inopérante dans le cas de perturbations dans la gamme PO (voire GO). En effet, contrairement à ce que beaucoup s'imaginent, ce n'est pas le rayonnement harmonique de l'émetteur OC qui amène des perturbations dans la gamme PO ; le rayonnement harmonique ne pourrait apporter des troubles que sur des bandes de fréquences plus élevées que la fréquence d'émission (harmoniques 2, 3, etc.). En fait, les « harmoniques » 1/2, 1/3, 1/4, etc. n'existent pas. Nous en reparlerons au paragraphe consacré aux dispositions à prendre sur le récepteur.

b) Quelle que soit l'antenne utilisée, la masse de l'émetteur doit être reliée à une excellente prise de terre.

c) Afin d'éviter que la HF soit canalisée par les fils du secteur, il est nécessaire de placer un filtre en π sur chaque fil du réseau d'alimentation de l'émetteur, le plus près possible de ce dernier (Fig. 9). Quatre condensateurs de 0,1 μ F isolés à 1 500 V sont nécessaires. De plus, on a $L_1 = L_2 = 60$ à 80 tours sur un tube de carton de 50 mm de diamètre ; la section du fil est évidemment fonction de la consommation de l'émetteur (afin de ne pas introduire une chute de tension trop importante).

Les fréquences à bloquer étant assez élevées, ce filtre en π peut être réduit comme suit : Capacité des condensateurs = 4,7 nF ; L_1

= $L_2 = 20$ tours jointifs sur air, diamètre intérieur 10 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm (fil valable pour les puissances autorisées aux amateurs-émetteurs français).

d) En télégraphie, l'exploitant doit tout mettre en œuvre pour supprimer les claquements de manipulation. Pour ce faire, ne jamais manipuler dans un circuit, ou dans une électrode, où la tension et l'intensité sont importantes. La manipulation par blocage de grille est, dans ce sens, sans aucun doute la meilleure. De plus, utiliser toujours un filtre efficace aux bornes mêmes du manipulateur.

e) En téléphonie, ne dépasser en aucun cas la profondeur maximum de modulation, soit 100 %. Pour cela : limiter la profondeur moyenne vers 70 %, ce qui laissera une marge en cas d'emportement vocal de l'opérateur entraîné dans le feu de l'action, ou, ce qui est mieux encore, utiliser un compresseur de modulation, soit électronique, soit thermique, qui, après réglage, permettra une modulation toujours voisine de 100 %, sans toutefois pouvoir dépasser ce taux.

f) En S.S.B., s'assurer que l'étage final HF - PA de l'émetteur est parfaitement et rigoureusement neutrodyné.

g) Soigner l'adaptation de l'antenne et toujours fonctionner avec un taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) aussi faible que possible.

DISPOSITIONS À PRENDRE SUR LE RÉCEPTEUR

1° S'assurer que le récepteur possède un collecteur d'ondes

correct : antenne extérieure, antenne intérieure convenable ou cadre. Proscrire radicalement l'emploi d'une terre (gaz, eau ou autres) en guise d'antenne ! Par contre, cette prise de terre sera avantageusement connectée à la douille « terre » du récepteur, après l'installation d'un collecteur d'ondes normal.

2° Si de la HF est canalisée par le secteur, les perturbations peuvent être notablement réduites en intercalant un filtre en π sur chaque fil du réseau à l'entrée du récepteur, comme nous l'avons fait à l'émetteur (voir Fig. 9). Néanmoins les bobines L_1 et L_2 pourront avoir des dimensions plus réduites, et le fil constitutif, un diamètre moindre (la consommation d'un récepteur étant en général, plus faible que celle d'un émetteur).

3° Si les perturbations existent encore après ces deux essais préliminaires, il convient alors d'opérer directement sur le récepteur.

On peut évidemment placer un circuit bouchon (Fig. 10), en série à l'arrivée de l'antenne sur le récepteur (si tel est le cas). Mais ce dispositif présente des inconvénients : d'abord, il bloque le poste sur une certaine bande de fréquences (en OC), parce que peu sélectif ; ensuite, ce circuit bouchon devra être réaccordé par l'utilisateur si l'émetteur change de fréquence ou de bande de fonctionnement, puisque ce dispositif doit être réglé sur la fréquence de l'émission dite perturbatrice.

Lorsque l'émission est entendue sur plusieurs points du cadran (en PO par exemple), il ne s'agit nullement d'harmoniques de la fréquence d'émission ; revoici ce qui a été dit en a). Par contre, le phénomène est bel et bien dû aux harmoniques de l'oscillateur local

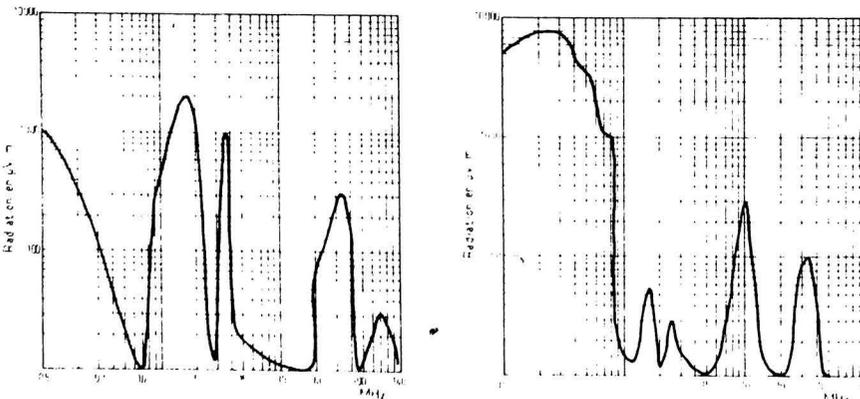


Fig. 6

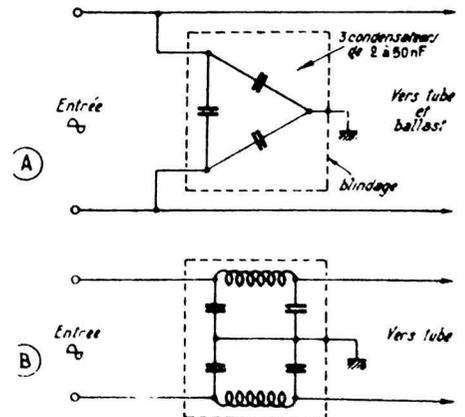


Fig. 7

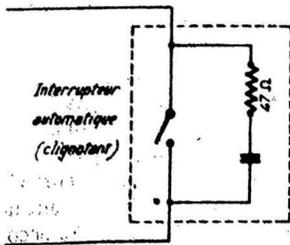


Fig. 8

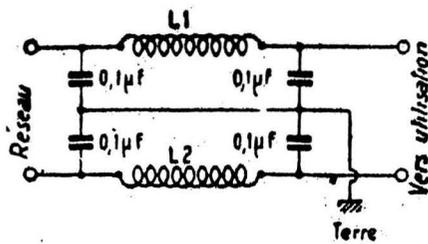


Fig. 9

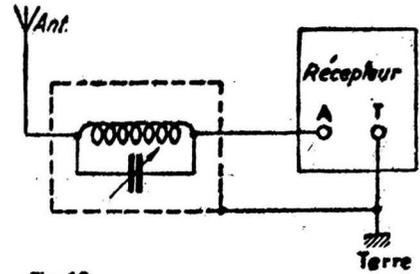


Fig. 10

du récepteur ; le couplage de cet oscillateur est souvent exagéré, et l'oscillation, de ce fait, riche en harmoniques... Lesdits harmoniques viennent alors interférer avec la fréquence porteuse de l'émission voisine pour donner, par battement, une fréquence de 472 kHz (ou 455 kHz) normalement amplifiée par le canal MF du récepteur, et ce, naturellement, pour plusieurs points de réglage de l'aiguille du cadran, suivant le rang de l'harmonique provoquant un battement égal à la MF.

Le problème consiste à réduire notablement l'amplitude des oscillations harmoniques de l'oscillateur local du récepteur, sans trop altérer, toutefois, l'oscillation fondamentale et sans entraîner un décrochage pur et simple aux extrémités inférieures en fréquence des diverses gammes.

Devant la multitude des schémas d'étages oscillateurs ou d'étages changeurs de fréquence susceptibles d'être rencontrés dans les radio-récepteurs à transistors, il est très difficile de préconiser telle solution plutôt qu'une autre. Le schéma de la figure 11 est donc donné uniquement pour étayer nos commentaires. On pourra :

- essayer d'augmenter la résistance du circuit d'émetteur R_1 ;
- essayer de réduire la tension d'alimentation en augmentant R_2 ;
- essayer de réduire l'amplitude de l'oscillation, soit en intercalant une résistance de faible valeur (point R_3), soit en shuntant par une résistance R_4 ou R_4' l'enroulement de couplage ou l'enroulement d'entretien (selon le montage oscillateur rencontré), soit en réduisant la capacité de C_1 .

Les nouvelles valeurs des composants à modifier sont évidemment à déterminer expérimentalement avec soin.

En outre, il faut compter avec l'effet bien connu dit « de diode »

des transistors oscillateur, changeur de fréquence, voire amplificateur HF, et il est toujours *très imprudent* de connecter une antenne (surtout si elle est un peu longue) sur un récepteur à transistor (transmodulation).

4° Arrivons au cas où l'on écoute la station dite perturbatrice quelle que soit la position de l'aiguille sur le cadran et quelle que soit la gamme d'ondes, voire en position « pick-up », ... ou avec un électrophone ou une chaîne Hi-Fi...

Cette fois, il s'agit tout bonnement d'un étage BF qui détecte, et en général, le *premier* étage. Le remède est montré sur la figure 12 : Le plus près possible de l'électrode d'entrée du transistor BF fautif, on intercale un petit filtre passe-bas en π composé d'une résistance et de deux condensateurs dont les valeurs sont à déterminer avec soin. Par ailleurs, il importe de bien s'assurer que la connexion qui y aboutit est parfaitement et efficacement *blindée*, avec un blindage bien relié à la masse.

Nous reviendrons plus loin sur le cas des chaînes amplificatrices Hi-Fi.

Il est bien rare d'avoir à faire toutes ces modifications sur un même récepteur, nous conseillons à l'amateur de procéder dans l'ordre que nous avons indiqué et de s'arrêter dès que les perturbations ont disparu !

TVI

Pour les perturbations en télévision, les causes sont toutes différentes de celles des BCI, en ce sens qu'ici, ce sont bel et bien les **harmoniques** de l'émetteur qui sont redoutables, les transmissions TV s'effectuant sur VHF. On réduira donc les TVI en minimisant le rayonnement harmoni-

que, de rangs élevés surtout, de l'émetteur.

Comment l'interférence pénètre-t-elle dans le récepteur TV ? Deux chemins sont possibles : soit par l'antenne et la suite normale (donc harmonique VHF) ; soit par attaque directe des MF du récepteur (harmonique de fréquence moins élevée).

L'émission de télévision s'opère sur deux fréquences porteuses : la porteuse son et la porteuse image, distantes l'une de l'autre de 11,15 MHz dans le standard français 819 lignes VHF.

Mais n'oublions pas que cette plage de 11,15 MHz est entièrement utilisée pour la transmission de l'image. En conséquence, il suffit qu'une harmonique VHF de l'émetteur tombe **en un endroit quelconque** de cette plage pour qu'il y ait perturbation. Quant aux « moyennes fréquences » des récepteurs de TV, la situation est encore plus grave. Les valeurs MF sont standardisées aux fréquences suivantes : MF son = 39,2 MHz ; MF image = 28,05 MHz (32,7 MHz lors de la réception des canaux UHF). Cela, avec la même remarque que précédemment, à savoir que l'écart entre ces deux « moyennes fréquences » est occupé par la bande passante image.

Si l'émission perturbatrice a lieu entre ces deux fréquences, les troubles sont presque inévitables. Dans le cas d'émissions sur des bandes de fréquences inférieures, il faudra donc chercher à réduire le plus possible l'harmonique susceptible de tomber entre ces deux fréquences (si l'interférence entre par le canal MF du téléviseur). Il nous faut donc procéder par ordre :

1° Débranchons l'antenne de l'émetteur, éloignons le feeder et, l'émetteur étant en fonctionnement, chargeons le PA par une antenne fictive.

Si la perturbation est stoppée, cela indique que l'harmonique est

rayonnée par l'antenne. Un remède efficace consiste alors à monter un circuit Collins à la base du feeder, ou un circuit Jones comme circuit anodique du PA ; ces circuits étant des filtres passe-bas, suppriment le passage des harmoniques.

Il est également possible d'intercaler un circuit bouchon $L_1 C_1$ à la sortie anodique du tube PA (voir Fig. 13). Si l'on utilise un push-pull au PA, un circuit $L_1 C_1$ devra être monté à la sortie anodique **de chaque tube**. Bien entendu, le circuit $L_1 C_1$ doit être réalisé de façon telle qu'il puisse s'accorder sur la fréquence perturbatrice à éliminer (bande 28 à 39 MHz ou canal VHF, selon le cas).

2° Si la perturbation existe toujours, il faut en déduire qu'elle est rayonnée par l'émetteur lui-même, ou véhiculée par les fils du secteur électrique.

Il faut alors couper successivement l'alimentation des divers étages, étage par étage, dans l'ordre : PA, doubleurs, jusqu'au pilote ; ceci, en observant chaque fois ce qui se passe au point de vue TVI.

Lorsque l'on aura trouvé l'étage en cause, nous lui ferons subir le traitement suivant :

- Découpler les cosses filament du tube par deux condensateurs de 2 000 pF céramique ;
- Monter une bobine d'arrêt VHF, découplée par un condensateur de 2 000 pF céramique à la masse dans l'alimentation HT de plaque et d'écran ;
- Monter dans le circuit plaque de l'étage perturbateur, un circuit bouchon $L_1 C_1$ accordé sur la fréquence de perturbation (comme nous l'avons indiqué pour le PA, Fig. 13) ;
- S'assurer que l'étage perturbateur n'auto-oscille pas ; placer des résistances de 40 ohms environ en série aux sorties des cosses de grille et d'écran ;
- Dans la liaison de grille four-

nissant l'excitation HF à l'étage en défaut, monter un circuit de couplage en π ;

f) Intercaler des filtres VHF sur les fils du secteur (comme indiqué sur la Fig. 7, mais avec des bobines ne comportant que quelques tours et des capacités de l'ordre de 22 pF) ;

g) Entre grille et masse de l'étage en défaut, placer une capacité céramique de 10 pF environ (C_2 sur la Fig. 13) ; réaccorder ensuite pour obtenir l'excitation correcte de l'étage ;

h) Utiliser un rack métallique, fermé sur toutes ses faces, correctement relié à la terre ;

i) Shunter tous les milliampères-mètres de mesure par un condensateur céramique de 2 000 pF ;

j) Enfin, ne pas faire travailler l'étage PA en doubleur de fréquence, ne pas surmoduler et supprimer tout claquement de manipulation.

Il est extrêmement rare d'avoir à effectuer toutes ces modifications sur un même émetteur. Généralement, l'emploi d'un filtre Jones ou Collins dans la liaison à l'antenne, la trappe $L_1 C_1$ à la sortie anodique du PA, la liaison inter-étage par circuit π (grille PA) et un rack métallique, suffisent et donnent toutes satisfactions.

Pour un émetteur VHF, les perturbations ne peuvent attaquer que l'entrée du récepteur TV ; les interférences sur le canal MF image ne sont plus à craindre. Les précautions à prendre seront donc les suivantes :

Montage des trappes $L_1 C_1$ dans les circuits anodiques, trappes accordées dans la bande

« image » transmise par l'émetteur TV...

Puis, les précautions indiquées aux alinéas : a, b, c, d, f, h, i et j.

Si, après tous ces essais, soit sur ondes décamétriques, soit sur VHF, les TVI persistaient encore un petit peu, il conviendrait de s'attaquer au récepteur de TV lui-même : filtre secteur ; blindage complet (revêtement métallique interne de l'ébénisterie) ; orientation de l'antenne TV ; trappe intercalée à l'entrée « antenne » du téléviseur et accordée sur l'onde VHF perturbatrice, etc. Dans certains montages, la gaine extérieure du câble coaxial d'antenne n'est pas reliée directement au châssis du téléviseur ; la liaison s'opère par l'intermédiaire d'un condensateur céramique de 1 500 à 2 000 pF. C'est insuffisant ; shunter cette capacité par un condensateur au papier de forte valeur (20 000 à 50 000 pF environ).

FILTRES/TRAPPES POUR TVI

Nous allons voir successivement :

- a) Un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur pour ondes décamétriques (OC) ;
- b) Un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur VHF ;
- c) Un filtre destiné à être intercalé à l'entrée d'un téléviseur.

FILTRE POUR ÉMETTEUR À ONDES DÉCAMÉTRIQUES

Il s'agit évidemment d'un filtre passe-bas. Sa fréquence de coupure se situe à 45 MHz ; à 55 MHz, l'atténuation est de - 80 dB ; à 100 MHz, elle est de - 90 dB et se maintient constante jusqu'à plus de 220 MHz. Les harmoniques de rang élevé de l'émetteur sont donc affaiblis de telle façon qu'ils sont pratiquement négligeables dans les canaux réservés à la télévision, et, en tout cas, ne risquent pas de provoquer des interférences.

Ce filtre est prévu pour une impédance de l'ordre de 75 ohms. Son schéma est montré sur la figure 14. Nous l'intercalons dès la sortie de l'émetteur, entre émetteur proprement dit et le circuit accordé auxiliaire d'antenne, au milieu du câble coaxial de liaison à 75 ohms, au moyen des fiches coaxiales E et S (E = côté émetteur ; S = vers circuit auxiliaire d'antenne).

La liaison entre le circuit PA et le circuit auxiliaire d'antenne se fait par une ligne à basse impédance, généralement une ligne torsadée. C'est cette dernière qu'il faut remplacer par un morceau de câble coaxial de 75 ohms d'impédance caractéristique, dans lequel se trouve intercalé le filtre passe-bas.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 12 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm, espacement entre spires égal au diamètre du fil.

Nous avons :

$$L_1 = L_4 = 4 \frac{1}{2} \text{ tours.}$$

$$L_2 = 1 \frac{1}{2} \text{ tour.}$$

$$L_3 = \frac{3}{4} \text{ tour.}$$

$$L_5 = 5 \frac{1}{2} \text{ tours.}$$

$$L_6 = 6 \frac{1}{2} \text{ tours.}$$

$$L_7 = 7 \frac{1}{2} \text{ tours.}$$

$$L_8 = 6 \frac{1}{2} \text{ tours.}$$

Les condensateurs C_1 à C_4 inclus sont du type ajustable à air. Ils sont destinés à accorder chaque branche des circuits-série sur les fréquences suivantes :

$L_1 C_1$ sur 55 MHz ; $L_2 C_2$ sur 70 MHz ; $L_3 C_3$ sur 85 MHz ; $L_4 C_4$ sur 55 MHz.

Nous avons :

$C_1 = C_4 = 100 \text{ pF}$ (à régler sur 42 pF).

$C_2 = 140 \text{ pF}$ (à régler sur 110 pF).

$C_3 = 140 \text{ pF}$ (à régler sur 120 pF).

Le condensateur C_3 est fixe ; sa capacité doit être de 134 pF ; il est constitué par deux condensateurs en parallèle de 67 pF à mesurer pour obtenir la capacité requise (condensateurs type céramique à forte tension de claquage ; valeur normalisée = 68 pF).

L'ensemble du filtre doit être monté dans un blindage parallélépipédique totalement clos et cloisonné en quatre compartiments comme il est représenté en traits mixtes sur la figure 14.

Les liaisons à la masse des différents points des circuits et des parties extérieures des douilles coaxiales E et S se font directement par soudure au boîtier, ce dernier étant relié par ailleurs à la masse et à la terre de l'émetteur. Les plaques de cloisonnement sont également soudées à l'intérieur du boîtier ; elles sont percées d'un trou muni d'une perle de stéatite pour le passage de la connexion. Seule une face du boîtier est amovible (fixation par vis parker)

FILTRE POUR ÉMETTEUR

C'est évidemment encore un filtre passe-bas ; son schéma est représenté sur la figure 15. Son impédance est de l'ordre de 75 ohms. Il s'intercale donc dès la sortie de l'émetteur, sur le câble coaxial de liaison à l'antenne.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 6 mm, en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

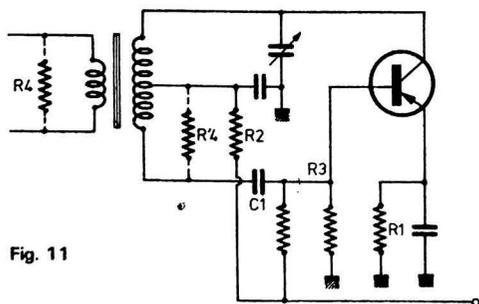


Fig. 11

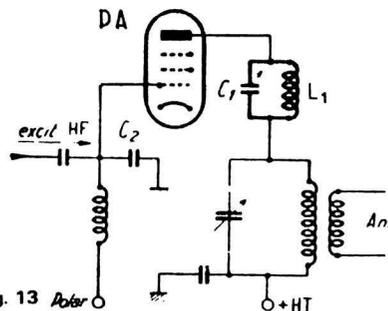


Fig. 13

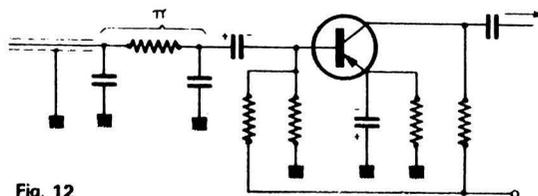


Fig. 12

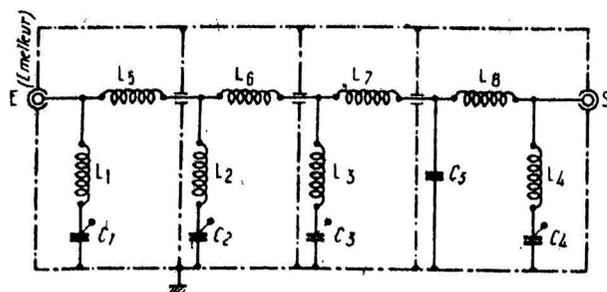


Fig. 14

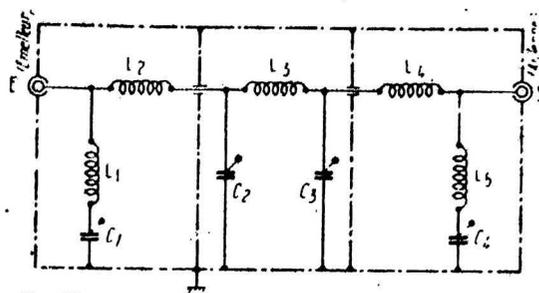


Fig. 15

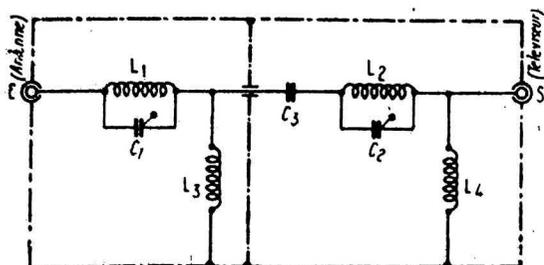


Fig. 16

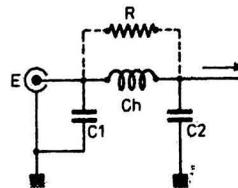


Fig. 17

Nous avons :

$L_1 = L_5 = 3$ tours ; largeur de la bobine : 6 mm.

$L_2 = L_4 = 2$ tours ; largeur de la bobine : 3 mm.

$L_3 = 5$ tours ; largeur de la bobine : 20 mm.

Quant aux condensateurs ajustables à air, nous avons :

$C_1 = C_4 = 25$ pF (à régler sur 11 pF).

$C_2 = C_3 = 50$ pF (à régler sur 38 pF).

Nous indiquons les capacités de réglage à titre indicatif... car sur VHF, c'est une autre histoire ! La plus petite différence dans la construction des bobines, la longueur des connexions, les capacités parasites, sont autant de facteurs qui modifient la fréquence de résonance des circuits. Il sera donc prudent de retoucher éventuellement les réglages des condensateurs C_1 , C_2 , C_3 et C_4 , la fréquence de coupure du filtre devant se situer à 160 MHz.

La réalisation pratique se fait comme dans le cas précédent : boîtier parallélépipédique cloisonné en trois compartiments égaux ; soudures au boîtier, etc. Nous n'insisterons donc pas davantage. Néanmoins, comme l'inductance des connexions intervient fortement sur ces fréquences élevées, nous donnerons les dimensions du boîtier : $32 \times 32 \times 180$ mm. Ce qui permet une construction suffisamment aérée, sans atteindre des longueurs prohibitives pour les connexions.

FILTRE POUR TÉLÉVISEUR

Un filtre peut être placé avantageusement à l'entrée d'un téléviseur lorsque les ondes perturbatrices attaquent directement le canal MF « image » de l'appareil, c'est-à-dire lorsque la fondamentale ou les harmoniques de l'émission gênante tombent dans la bande passante MF « image » du récepteur (bande large de 11,15 MHz dans le standard français 819 lignes).

Il s'agit d'un filtre prévu pour l'impédance caractéristique de 75 ohms des câbles coaxiaux d'antenne de télévision ; ce filtre s'intercale à l'entrée « antenne » du téléviseur (E = antenne ; S = vers téléviseur ; voir Fig. 16). Mais cette fois, il s'agit d'un filtre passe-haut dont nous allons régler la fréquence de coupure vers 30 MHz.

Il s'agit d'un filtre simple à deux sections seulement, dont le schéma est représenté sur la figure 16. La réalisation pratique est la même que pour les filtres précédents ; nous n'insisterons donc pas davantage.

Nous avons :

$C_1 = C_2 = 150$ pF (condensateur ajustable à air) ;

$C_3 = 22$ pF céramique ;

$L_1 = L_2 = 4$ tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur de 12 mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_3 = L_4 = 7$ tours, comme précédemment.

Les circuits L_1C_1 et L_2C_2 doivent être accordés sur 28 à 30 MHz. Mais il est possible aussi d'accorder une cellule (L_1C_1 par exemple) sur 28 MHz, et l'autre cellule (L_2C_2) sur 21 MHz. Pour cela, nous devons alors avoir :

$L_2 = 8$ tours ; $L_3 = 9$ tours ; autres caractéristiques, comme précédemment.

CAS DES CHAÎNES BF HI-FI

Nous allons examiner ici le cas plus particulier des amplificateurs Hi-Fi perturbés par des auditions indésirables de radio... sans pour autant qu'il s'agisse d'un radioamateur ou d'un quelconque émetteur proche. En effet, on a vu des chaînes BF perturbées par des auditions de stations étrangères (réception OC !).

Il s'agit évidemment de l'étage d'entrée du préamplificateur qui « détecte » ; quant au collecteur d'ondes et à l'accord, ce sont naturellement les fils aboutissant à ce préamplificateur qui en tiennent lieu. Comme les chaînes Hi-Fi présentent généralement un très grand gain, un signal perturbateur de quelque fraction de microvolt arrivant sur l'entrée suffit pour être bien gênant...

Les remèdes à apporter sont les suivants :

— Montage d'un filtre secteur en double π à l'arrivée de l'alimentation électrique, à l'intérieur de l'amplificateur (Fig. 5).

— Montage de l'amplificateur à l'intérieur d'un coffret métalli-

que relié à la masse de l'appareil et à la terre.

— Blindage plus particulier de l'étage d'entrée du préamplificateur et de ses éventuelles commutations, à l'aide d'un boîtier en aluminium par exemple, relié à la masse.

— Il faut noter que, parfois, le fait de relier l'ensemble BF à la terre, provoque un accroissement des perturbations. C'est que le pseudo collecteur d'ondes indésirables voit alors son fonctionnement en « antenne » nettement amélioré...

— Il nous faut donc blinder efficacement tous les fils de liaison aboutissant aux différentes entrées (blindage relié à la masse) ; en fait, trop souvent, le blindage de ces fils est assez illusoire !

— Intercaler une petite bobine d'arrêt HF (Ch) dans la liaison au premier transistor d'entrée (ou une résistance R, de valeur à expérimenter) ; voir figure 17. Placer un condensateur C1 de faible valeur (100 à 200 pF max.) en shunt sur l'entrée (ou les entrées). Éventuellement, en monter un autre (C2) à la sortie de la bobine d'arrêt HF.

Bibliographie :

Radio - Electronics.

L'Émission et la Réception d'Amateur.

Nous ne pouvons pas clore cette étude dont une partie importante a été consacrée aux parasites sans citer l'ouvrage « Les Parasites Radioélectriques » de Charles Fevrot

Roger A. RAFFIN
F3 AV

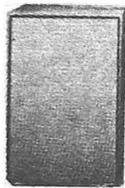
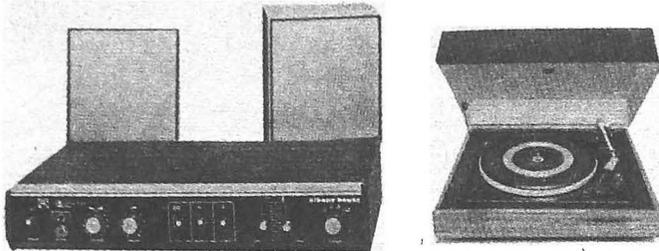
VENTE DE TOUTE URGENCE CAUSE MANQUE DE PLACE :

Une nouveauté sensationnelle AMPLI QUADRASOUND

4 ENCEINTES

Puissance 30 W (4 x 7,5) music HI-FI norme DIN 45-500
Marque « LIBERTY » - Importation anglaise

18 silicons transistor, 6 silicons, diode, Mono, stéréo, balance, potentiomètre linéaire, aiguë et grave séparés, sélecteur rotatif, tuner, magnétophone, Loudness auxiliaire anti-parasites, filtres.



Platine « GARRARD »
SP25MKIV sans changeur.
ou BSRC142
avec changeur
4 enceintes 2 voies « ELAN »

Prix : **1 490 F** + port 40 F

Credit 450 F à la commande + port
12 mensualités de 105,30 F

Tous les articles
composant ces
chaînes peuvent
être vendus sépa-
rément

PROMOTION HV25 AMPLI-PREAMPLI stéréophonique 50 watts
2 x 25 puissance musicale

11

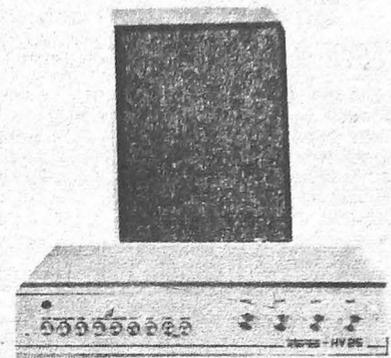
30 semi-conducteurs, rép. : 20 à 30 000 Hz, distorsion 1 %, graves et aigus séparés, balance. Entrées : micro, radio, magnétophone enregistrement et reproduction. Prise de casque, pick-up cristal et magnétique. Ebenisterie noyer. 40 x 26 x 8,5 cm.



Garrard

SP.25 MK IV
SEMI-PROFESSIONNELLE

Relève-bras commandé à distance - Anti-skating et équilibrage, bras réglable, équipé tête magnétique EXCEL ES 70 S
Complète avec socle et capot.



Un prix jamais vu : **1 350 F** - port 50 F.
Credit assurance : 1^{er} versement : **410 F**, 12 mensualités de **91,20 F**.

OPTION pour modèle 80 W . 250 F



OPTION pour tuner assort. . . 750 F

• 2 nouvelles enceintes ELAN 2 voies, 1 HP 21 cm + 1 tweeter

PROMOTION

13

FERGUSON

SUGGESTION

40 WATTS

HI-FI



UN ENSEMBLE DE GRANDE CLASSE

3448 - TUNER AMPLI - Ampli 2 x 20 W Music sur 4 Ω - 2 x 12 W Sinus sur 4 Ω - Distorsion 0,8 % à puissance nominale - Réglage séparé des graves et aigus - Contrôle physiologique - A.F.C. - Bande passante 0-1,5 dB, 40 à 18 000 Hz - Tuner PO-GO-OC-FM - Présélections en FM - A.F.C. - Décodeur - Sensibilité 2 μV - Présentation noyer - Dimensions 585 x 250 x 110 mm - Table de lecture B.S.R. - C142 sur socle, changeur 4 vitesses - Automatique et manuelle avec centreur 45 tours - CELLULE MAGNETIQUE et CAPOT PLASTIQUE - DEUX ENCEINTES ACOUSTIQUES 2 voies équipées d'un HP 21 cm + 1 tweeter aigus avec filtre condensateur, musicalité parfaite

Credit assurance 590 F à la commande + port 60 F et 12 mensualités de 139,10 F

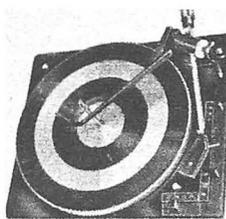
Au comptant : **1990 F** + port 60 F

PROMOTION

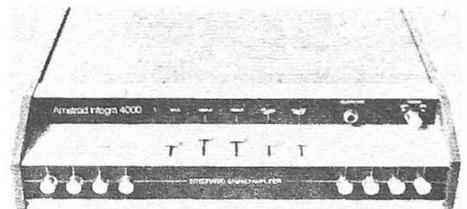
14

AMSTRAD

INTEGRA 4000

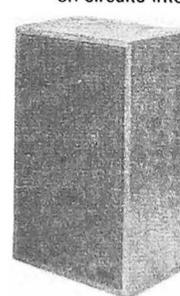
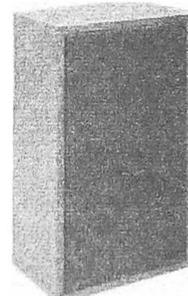


• Equipé d'une platine CHANGEUR BSR C142 - SEMI-PROFESSIONNELLE - Relève-bras commandé à distance - Anti-skating et équilibrage, bras réglable, équipé tête magnétique EXCEL ES 70 S.
Complète avec socle et capot.



SUGGESTION
POUR UNE CHAÎNE IMPECCABLE

• AMPLI 50 W, 2 x 25 puissance musicale potentiomètres à curseurs pour les volumes, les graves et les aigus, un pour les fréquences médium. C'est rare — un filtre pour les graves et un pour les aigus — un filtre éliminant les médiums pour le soir, en musique d'ambiance. Naturellement, il est conçu entièrement en circuits intégrés et il est garanti 1 an.



GRANDE MUSICALITE
L'ensemble en
SUPER-PROMOTION

1 450 F
50 F de port

Credit 1^{er} versement 450 F
+ 50 F port
Solde en 12 mensualités de
101,50 F.

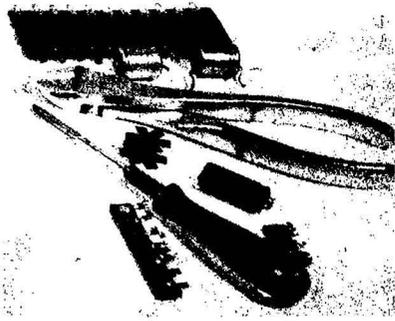
• 2 nouvelles enceintes ELAN 2 voies, 1 HP 21 cm + 1 tweeter.

COMPTOIR MB RADIOPHONIQUE

CREDIT ACCELERE. Pour achat minimum 600 F 30% à la commande
Solde 6 9 ou 12 mois.

160, rue Montmartre, Paris 2^e Face à la rue Saint Marc (fond de la cour)
Métro Bourse (Parking Place de la Bourse)
Ouvert tous les jours sauf dimanche de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h 30 à 19 h
Tél. 236 41 32 236 91 61 C.C.P. 443-39 PARIS

TOUS LES PRIX INDIQUEES sont toutes taxes comprises
A toute demande de renseignement, joindre un timbre pour la réponse



ABC de L'ELECTRONIQUE

compléments :

NOUVEAUX COMPOSANTS T.V. & B.F.

INTRODUCTION

LES progrès de l'électronique sont dus aussi bien aux nouveaux montages imaginés par les spécialistes chercheurs, qu'aux nouveaux composants permettant non seulement une réalisation pratique de ces montages, mais aussi leur fiabilité augmentée et une plus grande simplicité de la réalisation, allié à un prix de revient moindre.

Parmi les composants récents, citons d'abord les tubes cathodiques trichromes tricanons à masque à canons alignés dans un plan horizontal.

Plusieurs fabricants ont réalisé de tels tubes. Voici un exposé des caractéristiques et du principe de fonctionnement des tubes proposés par RTC - La Radiotechnique - Compelec.

TUBES 20 AX POUR TÉLÉVISEURS 110°

La RTC construit des tubes de la série 20 AX, convenant aux téléviseurs couleur les plus modernes. Il existe des tubes 110° de 66, 56 et 47 cm de diagonale. Ils constituent une avance sur la simplicité et l'économie.

Les canons à électrons du tube-image sont alignés dans un plan horizontal, au lieu d'être disposés en delta, et les luminophores sont déposés en bandes verticales continues. La sélection des couleurs est obtenue par un masque à

fente verticales. Le maintien d'un col standard de 36,5 mm de diamètre a permis d'espacer suffisamment les canons pour avoir un angle de sélection optimal. Des cathodes à chauffage rapide permettent d'obtenir l'image dans les cinq secondes qui suivent la mise sous tension.

Des bobines en selle à sections multiples produisant une déviation « parastigmatique » permettent d'éliminer les unités de convergences dynamiques usuelles. Au lieu des 15 réglages de convergences dynamiques plus ou moins compliqués exigés par les systèmes précédents et même 21 pour un récepteur binorme, le 20 AX ne requiert que sept corrections relativement simples pour la compensation des dispersions et, de plus, aucune commutation n'est nécessaire. La suppression des convergences dynamiques et des pièces polaires correspondantes a permis de raccourcir le tube image de 20 mm, donc de réduire encore la profondeur des coffrets des appareils de télévision ; pour une dimension de 66 cm, la différence par rapport à un 90° est de 12 cm.

Les avantages du 20 AX sont obtenus sans faire appel à de nouvelles technologies des circuits ; ces circuits sont similaires à ceux déjà utilisés, mais de conception et de réglage plus aisés.

Principe et réalisation

Depuis l'apparition de la télévision en couleur, les développements ont tourné autour du tube

à canons en delta. Et pourtant, dès 1954, les travaux de J. Haantjes et G. Lubben du Laboratoire de Recherche Philips avaient abouti à une autre solution très intéressante. Ils proposaient d'utiliser l'astigmatisme des champs magnétiques de déviation pour obtenir la convergence automatique de trois faisceaux coplanaires issus de canons à électrons en ligne. Bien que cette proposition n'ait pas échappé aux spécialistes, elle représentait une innovation trop importante vis-à-vis des pratiques établies pour recevoir un large intérêt. L'industrie était en train d'acquiescer de l'expérience dans la technologie des canons en delta et tout perfectionnement de cette technologie était considéré comme offrant un résultat plus immédiat.

Ceux qui s'intéressent à la question pourront consulter, par exemple, les documents suivants :

(A) Brevet Philips Hollande n° 110 569 (brevet français n° 1.122.284 du 9.2.55).

(B) Littérature Philips « Research reports » 12, 46-48 (1968) (1957) et 14, 65-97 (1959).

A l'époque mentionnée plus haut, donc vers 1954, les laboratoires Philips orientaient leurs études vers de nouvelles solutions.

Ces tubes à canons alignés ne sont intéressants que dans le cas des angles de 110°, ce qui a retardé leur mise en construction industrielle

La RTC s'est servie de l'expé-

rience accumulée depuis 1963 pour lancer en 1974 les tubes 20 AX.

La réalisation d'une déviation auto-convergente le long des médianes horizontale et verticale de l'écran ne présente pas de difficultés sérieuses, mais il en est tout autrement pour obtenir des résultats également satisfaisants dans les coins. En principe, la configuration requise pour le champ peut être obtenue avec des bobines toroïdales ou en forme de selle. Cependant, une évaluation comparative des deux technologies a montré clairement que dans le 20 AX un bobinage en selle crée moins de contraintes dans la conception et permet aussi une fabrication plus précise et plus reproductible. La séparation physique des bobines de déviation de lignes et de trames dans un déviateur en selle fait qu'aucun compromis mécanique ou électrique n'est nécessaire pour éviter les interférences entre les enroulements. Un autre avantage est qu'un déviateur en selle produit le minimum de perturbations sur les composants des circuits environnants. Etant effectivement blindé par sa propre bague de ferrite, il a un champ de fuite plus faible qu'un déviateur toroïdal.

Malgré sa supériorité pratique du déviateur en selle, d'énormes difficultés restaient à surmonter. Fabriquer un tel déviateur avec la précision requise, sans sacrifier ni l'aspect économique, ni l'interchangeabilité, demandait une avance dans le « savoir-faire » du

moment. Cette avance fut acquise récemment grâce à la technique de bobinage à sections multiples par insertion d'ergots, appliquée dès 1971 dans le système 110° canons en delta. Depuis, on a accumulé une expérience industrielle suffisante dans cette technique pour ouvrir la voie à la réalisation pratique d'un système de déviation entièrement auto-convergent.

Parallèlement, une plus grande maîtrise de la technologie de fabrication des tubes-images a été acquise. Des améliorations ont été déjà introduites dans la fabrication des masques et des canons. Du fait de la réduction progressive des tolérances sur toutes les pièces et de l'augmentation de la précision des assemblages, des centrages et des alignements dans le tube-image, un ensemble de canons en ligne satisfaisant a pu être développé, mesuré et approuvé, par la RTC.

On disposait des éléments principaux d'un système auto-convergent nouveau :

(a) Un nouveau tube, plus court muni de canons coplanai-

rés, d'un masque à fentes et de lumiphores en bandes.

(b) Un déviateur en selle auto-convergent à sections multiples.

Grâce à ces éléments et à leur association, on a pu passer à la réalisation pratique du système couleur 110° 20 AX.

PRINCIPE DE LA CONVERGENCE

La déviation parastigmatique (para = proche, ressemblante ; stigmatique anastigmatique) est le principe fondamental du 20 AX et convient à l'adaptation de l'astigmatisme des champs magnétiques de déviation horizontal et vertical, afin d'obtenir la convergence automatique de trois faisceaux coplanaires sur toute la surface de l'écran.

Bien que la théorie de la déviation parastigmatique ait été traitée abondamment, son application dans un système pratique est suffisamment nouvelle pour justifier ici une brève description.

DÉVIATION CONVENTIONNELLE ET CONVERGENCES DYNAMIQUES

Considérons le cône formé par les trois faisceaux du plan de déviation et convergés statiquement au centre de l'écran du tube-image (fig. 1). Quand cet ensemble est dévié par un champ astigmatique, les faisceaux ne convergent plus en un point. Ils forment deux lignes de focalisation, l'une parallèle à la direction de la déviation et l'autre perpendiculaire (fig. 2). En un point situé entre les deux lignes de focalisation, la section est circulaire, mais le lieu décrit par cette section pendant la déviation est plus incurvé que l'écran est situé dans sa plus grande partie loin de l'intérieur du tube-image.

La figure 3 montre comment un tel astigmatisme affecte les trois faisceaux en delta d'un tube-image conventionnel. Comme ils ne convergent que dans la position non déviée, pour obtenir la convergence sur tout l'écran, il faut appliquer des corrections qui

varient suivant la direction et l'importance de la déviation.

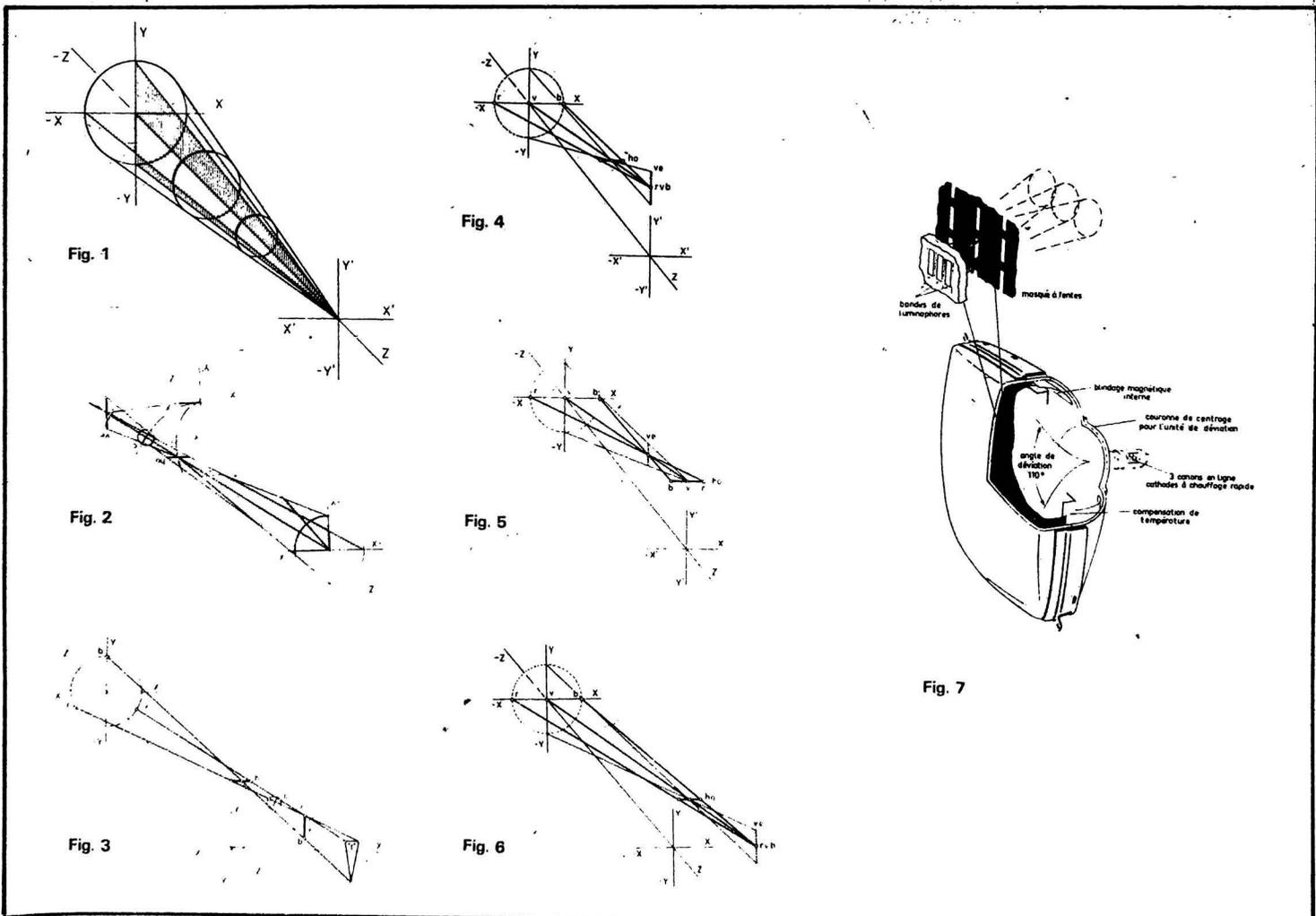
De plus, comme on peut le voir sur cette même figure, les corrections nécessaires pour chacun des trois faisceaux ne sont, en général, pas identiques.

Comme il est impossible de produire des champs de déviation qui soient entièrement anastigmatiques, des corrections additionnelles de convergence dynamique doivent être prévues.

Non seulement de telles corrections sont coûteuses et compliquées, mais encore leur réglage est long et fastidieux.

DÉVIATION PARASTIGMATIQUE

La solution proposée par Haantjes et Lubben était de placer les canons, non pas en delta mais dans un plan parallèle à l'une des directions de déviation, verticale ou horizontale. La figure 4 montre comment l'astigmatisme dû à la déviation horizontale affecte les faisceaux issus de



trois canons disposés sur un plan horizontal. La ligne de focalisation horizontale demeure - comme avec le canon delta - une ligne horizontale passant par trois points séparés. Mais, comme la section du cône formé par les faisceaux est réduite à une ligne horizontale, la ligne de focalisation verticale se réduit en un point. Il est en outre possible de concevoir le champ magnétique de déviation horizontale tel que ce point de focalisation tombe sur la surface de l'écran pour n'importe quel angle de déviation.

Pour obtenir le même résultat pour la déviation verticale, on doit tenir compte d'une complication supplémentaire. Si le champ de déviation verticale était similaire à celui de l'horizontale mais tourné de 90°, la ligne de focalisation horizontale due à l'astigmatisme tomberait alors sur l'écran (fig. 5), ce qui est exactement le contraire du résultat recherché.

Pour placer le point de focalisation verticale sur l'écran (fig. 6) les positions normales du point et de la ligne de focalisation doivent être interchangeables. Cela veut dire que la bobine de déviation verticale doit être conçue de telle sorte que l'astigmatisme qu'elle produit soit de signe opposé à celui du champ de déviation horizontale.

Il est alors possible de définir la condition nécessaire pour obtenir la convergence des trois faisceaux issus de canons placés sur un plan horizontal : les lignes de focalisation verticales dues à l'astigmatisme des deux champs de déviation horizontale et verticale doivent se situer sur l'écran. Cela nécessite un champ de déviation horizontale à fort effet de coussin et un champ de déviation verticale à effet de tonneau. En outre, les enroulements des deux bobines de déviation doivent être répartis de telle manière que les lignes de focalisation verticale engendrées par l'action combinée des deux champs se situent sur l'écran (par exemple dans les coins). Bien que les deux champs soient fortement astigmatiques, leur combinaison donne un résultat qui s'apparente à une absence complète d'astigmatisme, d'où le terme : déviation parastigmatique.

TUBE-IMAGE

La gamme tubes-images 110° 20 AX existera dans les dimensions d'écran de 47, 56 et 66 cm. Une vue en coupe est donnée figure 7. Tous les types de cette

gamme ont les caractéristiques communes suivantes :

- canons coplanaires,
- mise en forme astigmatique des faisceaux,
- cathodes à chauffage rapide,
- convergence par rapport au vert,
- masque à fentes,
- luminophores en bandes,
- blindage magnétique interne,
- faible nombre d'ampères-tours pour la désaimantation,
- diamètre de col standard,
- couronne de centrage du déviateur,
- écran dégagé.
- 20 mm plus court.

AVANTAGES

Qu'apportera l'ensemble tube-image et déviateur 20 AX aux constructeurs de téléviseurs ? En deux mots, simplicité et économie. Cela apparaît nettement en comparant les circuits de déviation et de convergence pour un tube 110° en delta conventionnel à ceux du 20 AX. 9 réglages prenant du temps (voire 16 pour un récepteur binorme) ont été supprimés.

Mais malgré sa simplicité, le 20 AX est, sans conteste, un système à pleine performance, capable de répondre aux plus hautes exigences :

- (a) de pureté de couleur,
- (b) de convergence,
- (c) de qualité d'images.

En fait, le 20 AX marque un nouveau pas dans les performances de la télévision couleur et permet de réaliser une gamme de trois dimensions de récepteurs équipés d'un même châssis.

Voici quelques remarques concernant les figures 1 à 7 :

A la figure 1, on montre le cône formé par les faisceaux à partir du plan de déviation XY et convergé statiquement au centre O de l'écran X'Y'.

Les plans XZ et YZ sont ombrés afin de permettre la comparaison avec la figure 2. La section est partout circulaire.

A la figure 2, on montre la distorsion du cône des faisceaux due à un champ de déviation horizontale astigmatique. Les surfaces décrites par la ligne de focalisation horizontale ho, la ligne de focalisation verticale ve, et le cercle de moindre confusion c sont incurvés en arrière du plan de l'écran X'Y'.

L'effet de l'astigmatisme du champ de déviation sur les trois

faisceaux d'un tube à masque conventionnel est montré à la figure 3. Les corrections nécessaires pour converger les trois faisceaux en un point sont indiquées par des flèches.

On peut voir à la figure 4 que les trois faisceaux issus des canons coplanaires convergent en un même point centré sur la ligne de focalisation verticale ve. Si le champ de déviation horizontale est conçu pour que la ligne ve se situe toujours sur l'écran, les trois faisceaux demeurent correctement convergés pour tous les angles de déviation.

Lorsque le champ de déviation horizontale de la figure 4 est tourné de 90°, comme le montre la figure 5, la ligne de focalisation sur l'écran du tube est horizontale. Pour obtenir à nouveau la convergence, la ligne de focalisation horizontale ho doit être amenée à la place de la ligne de focalisation verticale ve et vice versa.

Sur la figure 6 on montre qu'en inversant le signe de l'astigmatisme du champ de déviation, on inverse la position relative des deux lignes de focalisation. Sur cette figure, la déviation verticale est telle que la ligne de focalisation verticale ve se situe sur l'écran et les trois faisceaux issus de canons coplanaires horizontaux convergent en un seul point.

La vue en coupe du tube a été montrée à la figure 7.

LES SOLUTIONS DE SYLVANIA-VIDEON

Ces tubes coplanaires sont aussi nommés « In line », c'est-à-dire en ligne.

Il faut d'abord préciser que les tubes à canons « in line » ne sont pas à proprement parler une nouveauté : ils ont été étudiés aux Etats-Unis il y a une quinzaine d'années, d'abord par **General Electric**, puis par **Sylvania**, ce dernier proposant aux Etats-Unis des tubes de ce type associés à un ensemble de déviation/convergence simplifié. Mais dans le passé, les réalisations « in line » étaient réservées, pour des raisons de technologie, aux petits cathoscopes de moins de 40 cm de diagonale.

Le tube GE à canons « in line » a été décrit par nous dans cette revue au moment où il est paru ; mais il est maintenant remplacé par les nouveaux modèles que nous venons de décrire.

Dans ceux-ci, ce qui est nouveau, c'est l'application du systé-

me « in line » aux grands tubes cathodiques, 66 ou 67 cm de diagonale. Bien entendu, grâce à son expérience, **Sylvania** était bien placé dans ce domaine et on trouvera chez **Sylvania-Vidéo** plusieurs réalisations présentées sous le nom « Uni-Line ».

Le principal avantage des tubes à canons coplanaires est de permettre une grande simplification de l'ensemble de déviation/convergence et des circuits associés. L'une d'elles consiste à réaliser un déviateur du type « en selle » rendu auto-convergent grâce à un **champ magnétique non uniforme**, les écarts inévitables de convergence étant corrigés par un enroulement du type quadripolaire dont la technique est aujourd'hui bien connue (les premiers quadripôles placés dans le plan du déviateur datent de plus de dix ans). Cette solution demandée une très grande précision dans la réalisation du déviateur proprement dit et un centrage parfait de ce dernier par rapport au canon central du tube cathodique ; il est donc absolument indispensable de prévoir à l'extérieur du tube un moyen permettant le centrage rigoureux du déviateur lors de la mise en place de ce dernier sur le tube ; on peut donc craindre que dans la production industrielle en grande série cette précision technologique nécessaire pose quelques problèmes. En outre, avec cette solution, les circuits de base de temps conventionnels doivent être complètement modifiés, en particulier ceux qui concernent le balayage vertical du fait de son manque de sensibilité.

Sylvania-Vidéo a adopté une solution légèrement différente ; elle consiste à réaliser un déviateur ayant un **champ magnétique à peu près uniforme** et à assurer la convergence à l'aide d'un quadripôle bobiné sur la ferrite du déviateur. Cette solution permet une bien plus grande souplesse dans la réalisation de l'unité formée par tube cathodique associé à l'ensemble de déviation/convergence.

En outre, du fait de l'expérience de **Sylvania-Vidéo** dans le domaine des bobinages toroïdaux d'une part et dans les bobinages « en selle » d'autre part, on trouvera chez **Sylvania-Vidéo** deux ensembles possibles de déviation/convergence destinés à être associés aux tubes à canons en ligne : l'un comporte un déviateur du type « bitoroïdal » et l'autre un déviateur du type « en selle ».

le quadripole de convergence étant identiquement bobiné sur la ferrite, dans les deux cas.

ADAPTATION AUX TÉLÉVISEURS-COULEUR

Grâce aux deux solutions citées, l'adaptation à n'importe quel récepteur couleur existant est très simple, car les caractéristiques électriques des nouveaux ensembles de déviation/convergence destinés au tube à canons en ligne sont très voisines des caractéristiques électriques des modèles précédents destinés aux tubes cathodiques à canons en delta.

On remplacera aisément un tube cathodique grand col à canons en delta par le tube à canons en ligne associé à l'ensemble de déviation/convergence dont le déviateur est du type « en selle », et on remplacera aussi aisément un tube petit col à canons en delta par le tube à canons en ligne Sylvania associé à l'ensemble de déviation/convergence dont le déviateur est du type « bitoroidal », la seule modification des circuits électroniques du récepteur consistant pratiquement dans le remplacement d'une platine de convergence conventionnelle comportant 18 réglages par une nouvelle platine économique et simplifiée, ne comportant que 7 ou 8 réglages sans interaction, ce qui permet d'abaisser le temps de mise au point du récepteur.

Il y a lieu d'insister sur la facilité, pour un constructeur de récepteurs de télévision couleur, de passer de l'ancienne technologie du tube à canons en ligne grâce à l'ensemble « Uni-Line », car cette facilité doit intervenir largement pour raccourcir d'une façon appréciable le délai de la mise sur le marché des nouveaux récepteurs de télévision dont le tube cathodique sera à canons coplanaires.

Voici maintenant une analyse des applications d'un nouveau circuit intégré ITT destiné à la réalisation des amplificateurs basse fréquence de puissance dans les radiorécepteurs, les chaînes à haute fidélité et dans la partie son des téléviseurs.

LE TBA 800 ITT

Ce CI forme un ensemble complet BF depuis l'entrée à laquelle on applique le signal à amplifier jusqu'à la sortie à laquelle sera branché le haut-parleur.

Le TBA 800 permet d'obtenir 5 W avec une tension d'alimentation de 24 V. Sa distorsion atteint 2% à 4 W et 0,7% à 3 W.

Dans un CI de ce type, on trouve les parties suivantes :

- 1) un étage d'entrée,
- 2) un étage driver,
- 3) un étage d'inversion,
- 4) un étage push-pull à symétrie complémentaire, comme on peut le voir sur le schéma de la figure 8 qui représente le montage intérieur de ce CI.

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DU TBA 800

En réalisant le montage de la figure 9, on tiendra compte des caractéristiques données par le tableau 1.

TABLEAU I

Conditions de fonctionnement :

$V_B = 24 V$, charge $R_L = 16$,

$f = 1 kHz$, $T_1 = 25 ^\circ C$.

Puissance de sortie $P_o = 5 W$

Gain de tension $G_v = 43 dB$

Résistance d'entrée $R_o = 5 M\Omega (> 1 M\Omega)$

Fréquences de coupure (3 dB) $f_{3dB} = 35 Hz$ et $20 000 Hz$

Courant de repos consommé $I_B = 8,5 mA (< 20 mA)$

Tension de sortie au repos $V_{12} = 12 V (11 \text{ à } 13 V)$

SCHEMA PRATIQUE PROPOSE

On donne ce schéma à la figure 9. Le CI est représenté comme un rectangle avec l'emplacement exact des broches lorsqu'il est vu de dessus (le point 1 est alors à gauche du repère).

Les broches sont au nombre de 12 car celles du milieu sont remplacées par les pattes de dissipation de chaleur.

De ce fait, les numéros de certaines broches sont différents de ceux du boîtier 14 broches, mais celui du TBA 800 est du type 14 broches, à la différence près, indiquée plus haut.

A la figure 10 on donne le brochage et les dimensions de ce CI. Les dimensions sont en millimètres et le poids est de 1,5 g.

Analisons rapidement le schéma de la figure 9.

Le signal d'entrée doit être corrigé s'il y a lieu par un préamplificateur ou des circuits correcteurs si la source des signaux à amplifier nécessite une compensation ce qui est, par exemple, le cas du PU magnétique, magnétophones, etc.

Le signal, supposé « linéaire », sera appliqué au potentiomètre de 100 k Ω dont le curseur est connecté à l'entrée point 8 du CI.

La sortie du signal amplifié est

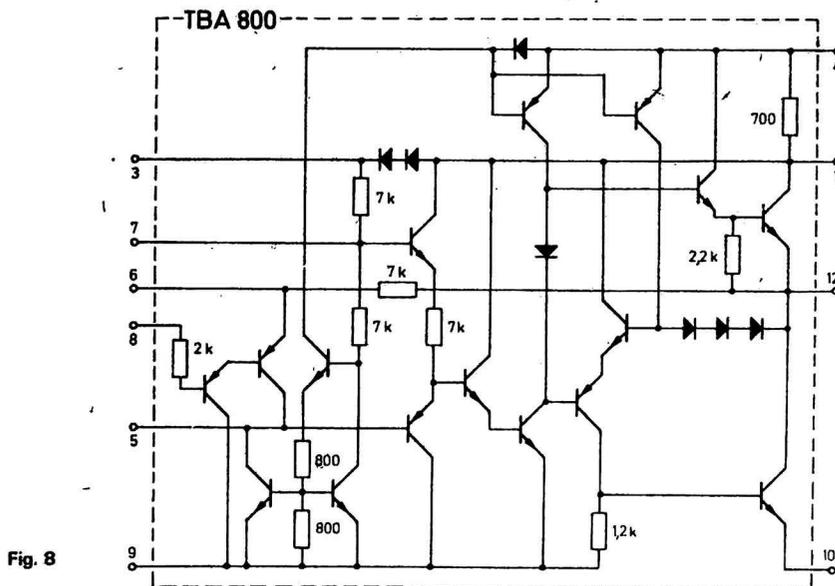


Fig. 8

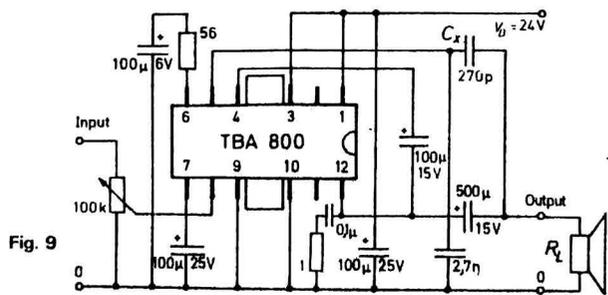


Fig. 9

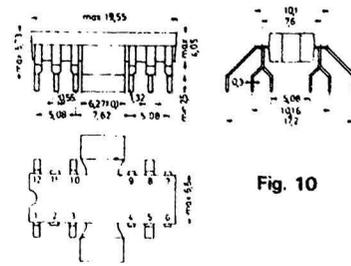


Fig. 10

entre le point 12 et la ligne de masse (ligne zéro). Le haut-parleur doit être de 16Ω et supporter une puissance égale ou supérieure à 5 W.

Ce schéma est du type HP « branché à la masse ».

Un circuit correcteur RC est monté entre le point 5 et la ligne de masse (ou ligne zéro).

Entre le point 4 et la masse, il y a un condensateur de découplage de $100 \mu\text{F}$ 15 V.

Le niveau des signaux transmis dépend de la valeur de C_x , vers les fréquences élevées comme on peut le voir sur les courbes de la figure 11, par deux valeurs de cette capacité 270 pF et 470 pF. On voit que la transmission des signaux à 10 kHz nécessite que C_x soit égale à 270 pF.

Si l'on diminuait ou supprimait C_x , des oscillations pourraient se produire.

RÉSULTATS DES MESURES

En plus de celle qui a permis d'établir les courbes de la figure 11, on a effectué d'autres mesures sur le montage de la figure 9.

Puissance de sortie : à la figure 12 on donne en ordonnées la puissance, jusqu'à 5 W, en fonction de la tension d'alimentation, en abscisses, jusqu'à 25 V. Les deux courbes sont valables pour un haut-parleur de 8Ω et un de 16Ω .

On peut voir qu'avec $R_L = 8 \Omega$, les 5 W sont atteints avec une alimentation de 18 V environ, tandis qu'avec $R_L = 16 \Omega$ il faut 24 V d'alimentation.

La distorsion a été mesurée en fonction de la puissance. A la figure 13 on donne la courbe montrant que pour des applications en haute fidélité, il ne faut pas dépasser 4 W et que l'on doit avoir aussi $R_L = 16 \Omega$ et une alimentation de 24 V. A 5 W les résultats ne sont plus conformes à ce qui est exigé en HiFi. Les mesures ont été faites à $f = 1 \text{ kHz}$. La distorsion dépend aussi de la fréquence comme on le voit sur les courbes de la figure 14.

En ordonnées, on a inscrit la puissance de sortie et, en abscisses, la fréquence.

Une des courbes correspond à une puissance $P_o = 50 \text{ mW}$ et l'autre à $P_o = 2,5 \text{ W}$.

Dans les deux cas, la distorsion est de 0,5% vers le médium et croît vers les graves et vers les aigus.

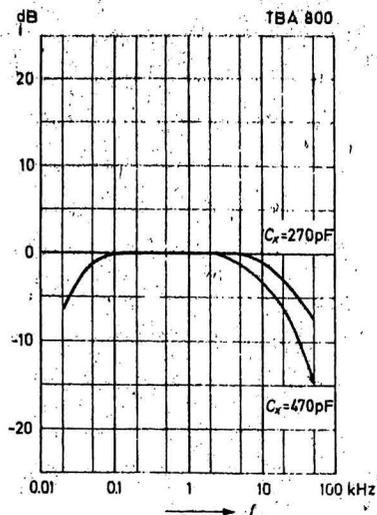


Fig. 11

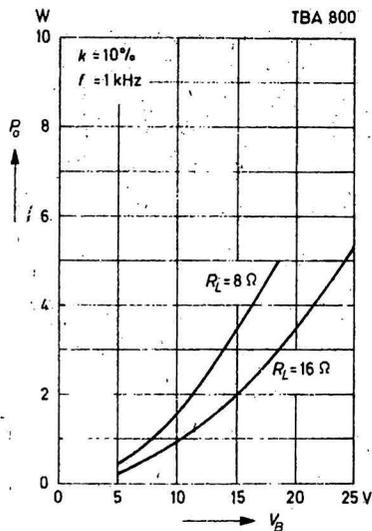


Fig. 12

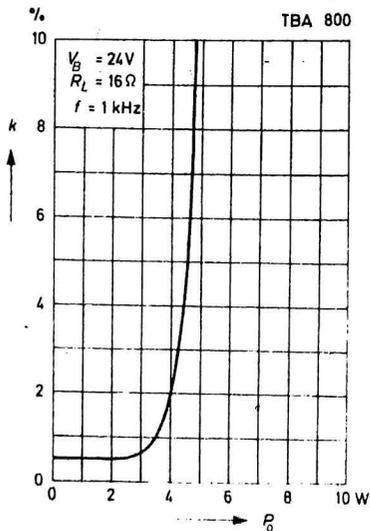


Fig. 13

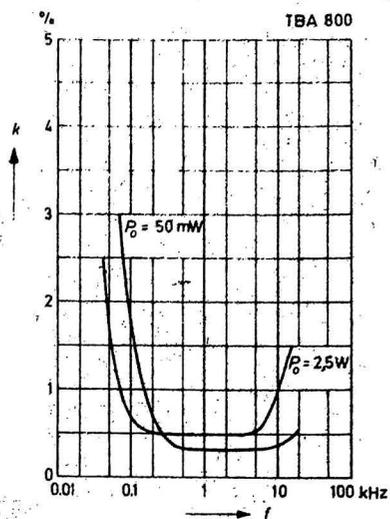


Fig. 14

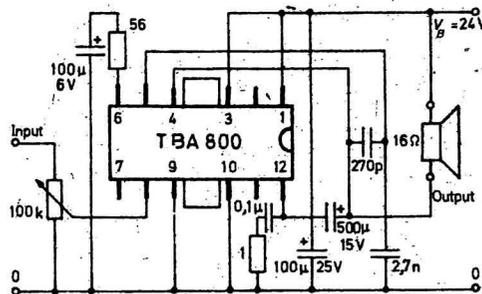


Fig. 15

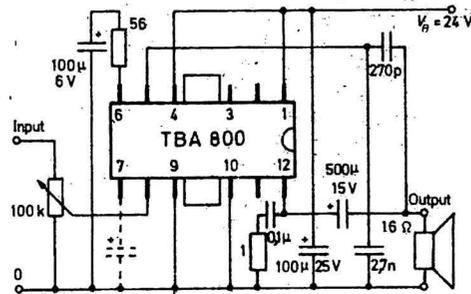


Fig. 16

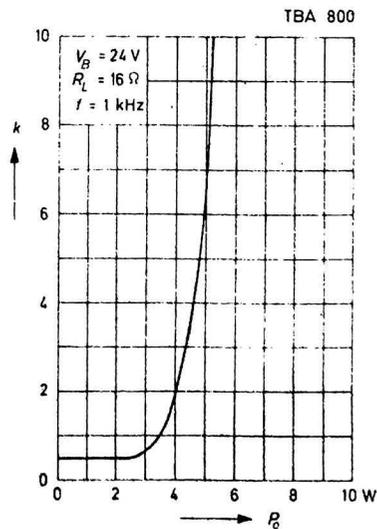


Fig. 17

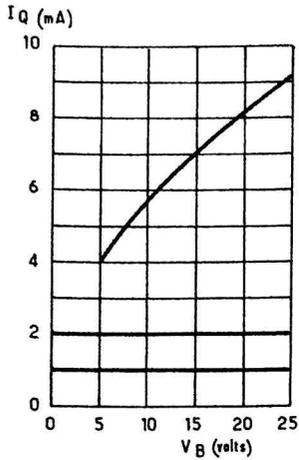


Fig. 19

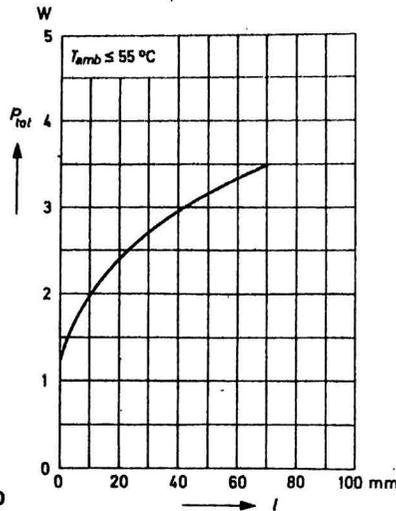


Fig. 20

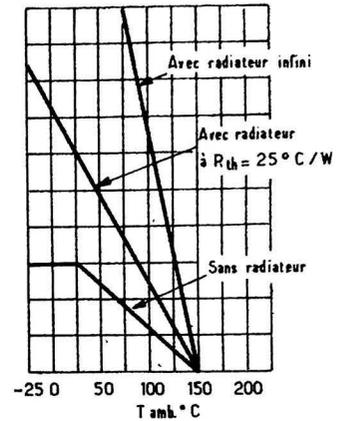


Fig. 21

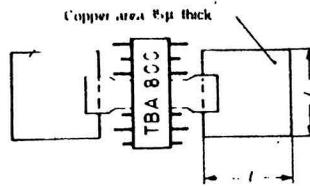


Fig. 18

A $P_o = 2,5$ W et à 40 Hz la distorsion ne dépasse pas 2% et à 10 kHz, elle ne dépasse pas 1%.

MONTAGE AVEC HP RELIÉ AU +

A la figure 15, le montage de l'amplificateur a été étudié pour le branchement du haut-parleur avec un point à la ligne positive d'alimentation.

Ce montage nécessite un moindre nombre de composants et fonctionne bien également avec des tensions inférieures à 24 V.

Par contre le montage de la figure 16 exige des tensions élevées de 24 V. Le HP est de 16Ω avec un point à la masse.

Cette variante est excellente au point de vue de la distorsion comme le montre la courbe de la figure 17. A 5 W, la distorsion n'est que de 6% et à 3,5 W de 1%.

On prendra $V_B = 24$ V, $R_L = 16 \Omega$.

DISSIPATEUR DE CHALEUR

Pour terminer, voici à la figure 18 la forme des plaquette de cuivre à souder aux pattes pour réaliser une bonne dissipation de chaleur.

Voici comment calculer la dimension l .

Calculer le maximum de puissance dissipée à l'aide de la relation

$$P_{tot} = \frac{0,4(V_B \max)^2}{8 R_L} + V_B \max \cdot I_Q \quad (1)$$

découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ELECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

HPS 52

Dans cette relation :

V_B = maximum de la tension d'alimentation.

Prendre $V_B + 0,1$ $V_B = 1,1$ V_B si la tension n'est pas stabilisée. R_L est la charge, par exemple 8Ω ou 16Ω .

I_Q est le courant de repos. On peut le déterminer d'après la courbe de la figure 19. Par exemple si $V_B = 15$ V, $I_Q = 7$ mA. Courbe valable pour le montage de la figure 9.

Le maximum de sécurité est toutefois obtenu en prenant $I_Q = 20$ mA.

La valeur de l est donné par la courbe de la figure 20. Connaissant P_{tot} on en déduit l , par exemple si $P_{tot} = 3,5$ W, $l = 70$ mm, donc deux plaques carrées de 70 mm de côté.

EXEMPLE NUMÉRIQUE

Soit $V_B = 24$ V non stabilisée, $R_L = 16 \Omega$.

On trouve en vertu de (1) :

$P_{tot} = 2,6$ W et $l = 25$ mm environ.

Autre exemple :

$V_B = 12$ V stabilisée, $R_L = 8 \Omega$. On trouve $P_{tot} = 1$ W ce qui conduit à prendre $l = 0$, autrement dit, pas de plaquettes supplémentaires de dissipation de chaleur à condition que la température ambiante ne dépasse pas $55 \text{ }^\circ\text{C}$.

La figure 21 donne P_{tot} en position de T_{amb} .

F.J.

FERS A SOUDER « THUILIER »



MONOTENSION 110 ou 220 V. Disponible en 35 W ou 48 W ou 62 W et 2 pannes de rechange 27 F
 En 100 W, avec 3 pannes de rechange .. 43 F + port 4 F
 En 150 W, avec 3 pannes de rechange .. 50 F + port 4 F
 BITENSION - 110/220 V.
 Disponible en 48 et 62 W 38 F + port 4 F

RESISTANCES DE RECHANGE

35 W, 48 W ou 62 W en 110 ou 220 V 10 F
 48 W ou 62 W bi-tension, 110/220 V 13 F
 Pour 100 W - 110 ou 220 V 12 F
 Pour 150 W - 110 ou 220 V 13 F

Nous vendons toutes les pièces de rechange pour cette marque

SOUDURE RADIO 1^{er} CHOIX Ø 10/10

Bobine de 100 g 9 F • Bobine de 250 g 20 F

BOUTON VERNIER DEMULTIPLIEUR

pour axes de 6,3 mm

Type D 1, Ø 36 mm

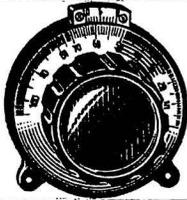
PRIX 20 F + port 2 F

Type D 2, Ø 50 mm

PRIX 23 F + port 2 F

Type D 3, Ø 70 mm

PRIX 33 F + port 2 F



DIODES

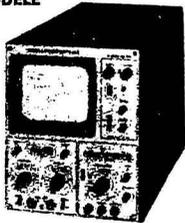
Silicium
 1 250 V - 1,3 A 3,00 F • Les 10 pièces 25,00 F
 1 500 V - 1,3 A 3,50 F • Les 10 pièces 30,00 F
 200 V - 20 A 4,50 F • Les 10 pièces 35,00 F
 500 V - 4 A 4,00 F • Les 10 pièces 35,00 F

Germanium
 1 N 277, 100 V, 50 mA 0,50 F
 Les 10 pièces 3,00 F • Les 100 pièces 25,00 F
 Les 1 000 pièces 200,00 F

OSCILLOSCOPE HM 312 « HAMEG »

NOUVEAU MODELE

AMPLI V : de 0 à 15 MHz à 5 mV/cm. Temps de montée : 0,03 µs/cm.
 Atténuateur à 12 positions.
 Entrée : 1 M/30 pF.
 AMPLI X : de 0 à 1 MHz à 0,1 V/cm.
 Base de temps déclenchée en 12 positions, étalonnées de 0,3 s/cm à 0,3 µs/cm. Loupe électronique x 5.
 SYNCRO INTER, EXTER T.V. générateur de signaux carrés à 500 Hz 2 V pour étalonnage.
 Sonde.



Dim. : 210x275x380 mm

Equipement : 34 transistors + 2 circuits intégrés + 16 diodes. Tube D 13-620 GH alimenté sous 2 kV. Alimentation secteur 110/220 V, 35 VA. Poids 8 kg.
 PRIX TTC 2 232 F FRANCO

OSCILLOSCOPES HM 207 « HAMEG »

Ampli V : de 0 à 8 MHz à 50 mV/cm. Temps de montée : 0,025 µs.

ATTENUATEUR A 12 POSITIONS - Entrée : 1 MΩ/40 pF.
 Ampli X : de 3 Hz à 1 MHz - 0,25 V/cm. Entrée : 10 MΩ - 30 pF - BT relaxée en 7 gammes de 10 Hz à 500 kHz. Loupe électron x 3.

Equipement : 21 transistors. Tube 3 RP 1. Alim. : 110/220 V - 25 VA. Dim. : 160x203x240 mm. Poids : 5 kg.

Le meilleur rapport prix/performance du marché.
 PRIX TTC EN ORDRE DE MARCHÉ 1 380 F FRANCO

HM 207 EN KIT PRIX 1 150 F TTC

OSCILLOSCOPE HM 512 « HAMEG »

BI-COURBE, 0 à 20 MHz à 5 mV.

PRIX TTC 3 456 F FRANCO

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

« HAMEG HZ 36 »

BP de 2 Hz à 30 MHz TOUT TRANSISTORS

PRIX TTC 660 F FRANCO

SUR DEMANDE

Documentation générale du matériel HAMEG

DESSOUEUR ELECTRIQUE

Fer de 25 W - 220 V, combiné avec pompe à dessouder
 PRIX TTC 110 F



+ port 4 F

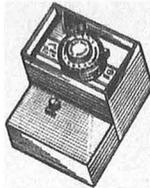
ECONOMISEZ LE COURANT

3 MODELES DE PROGRAMMEURS

COMMANDES par un petit moteur synchrone 220 V - 2 W permettant d'établir ou de couper le courant aux heures choisies - coupure maxi 10 A en 220 V. Notice sur demande.

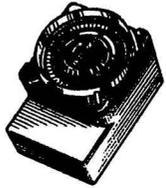
MODELE « CHROMATIK »

Livré avec cordon secteur. Programmation par déplacement d'index : 1 tour par 24 heures. 3 index rouges pour le courant 3 index bleus pour les coupures Emploi très facile. Dimensions : 85x85x70 mm.
 PRIX TTC 110 F + port 6 F



MODELE FT (Journaier) (A ENCASTRER)

16 coupures et 16 mises en route par 24 heures. Programmation par taquets enfilables. MINIMUM entre coupure et COURANT : 1/2 heure. Dimensions : 105x70x55 mm. LIVRE AVEC 10 TAQUETS.
 PRIX TTC 114 F + port 6 F FT et FW



MODELE FW (hebdomadaire)

1 tour de cadran en 7 JOURS. 14 mises en route et 14 coupures maxi par semaine à l'aide de taquets enfilables. MINIMUM entre coupure et COURANT : 4 heures. Dimensions : 105x70x55 mm. LIVRE AVEC 20 TAQUETS.
 PRIX TTC 161 F + port 6 F

THERMOSTATS D'AMBIANCE



TA 60 TA 80 C 67 U

Commande de régulation de température pour radiateurs électriques, chaudières à gaz et à mazout, etc. Réglages entre 6 et 28 °C. Pouvoir maxi de coupure en 127 V - 12 A - 220 V - 10 A. Ecart entre coupure et enclenchement : 0,5 °C.

TA 80 : Dimensions : 80x58x40 mm.
 PRIX TTC 40 F + port 4 F
 TA 60 : Avec thermomètre de contrôle incorporé. Dimensions : 110x55x35 mm.
 PRIX TTC 54 F + port 4 F
 C 67 U : Dim. : 96x54x40 mm. Contacts inverseurs.
 PRIX TTC 48 F + port 4 F

RECEPTEURS DE TRAFIC

Secteur 110/220 V - Vendus avec GARANTIE
 BC 312 800 F • RR 10 B 2 500 F
 SP 600 3 000 F
 QUANTITE LIMITEE

CABLES COAXIAUX « EMISSION »

RG 11, 75 Ω, Ø 11 mm. NEUF. Le m TTC 3 F
 50 PD, 50 Ω, Ø 4,5 mm. NEUF. Le m TTC 2 F
 RG 8 U, 50 Ω, Ø 11 mm. NEUF. Le m 3,50 F

MATERIEL NEUF (DIVERS)

TOS/METRE SWR 3 140 F
 TOS/METRE SWR 100 220 F
 TOS/WATTMETRE FS 5 280 F
 CHAMPMETRE FL 30 80 F
 GENERATEUR HF - VOC 2 416 F
 VOLTMETRE A LAMPE - VOC-VE 1 450 F
 GENERATEUR BF - MINIVOC 2 780 F
 GENERATEUR BF - Type 465 - EN KIT 565 F



S.A.R.L. au capital de 50 000 F
 RADIO - APPAREILS DE MESURE
 131, boulevard Diderot - 75012 PARIS
 METRO : NATION - Tél. : 307-62-45

PAS DE CATALOGUE

(voyez nos publicités antérieures)

PAS D'ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT
 EXPEDITION : Mandat ou chèque à la commande
 C.C.P. 11803-09 PARIS

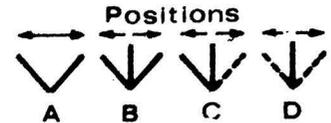
Les commandes inférieures à 20 F

peuvent être payées en timbres-poste.

FERME DIMANCHE ET JOURS FERIES

OUVERT : 9 à 12 heures - 14 à 19 heures

INTERRUPTEURS SUBMINIATURES A ENCASTRER 2 A - 250 V



CI-DESSUS : en traits pleins : positions stables ; en traits pointillés : positions instables.

SIMPLE INVERSEUR

TYPES	POSITIONS	Prix franco
5536	A	6,50 F
5539	B	8,00 F
5538	C	9,00 F
5537	D	9,20 F
DOUBLE INVERSEUR		
5546	A	9,00 F
5549	B	11,50 F
5548	C	12,00 F
5547	D	12,00 F
TRIPLE INVERSEUR		
M 3 D	A	13,00 F
M 3 C	B	14,00 F
QUADRUPLE INVERSEUR		
5566	A	16,00 F
5569	B	18,00 F

CONTROLEURS UNIVERSELS

Cortina	249 F	VOC 20	159 F
Minor	195 F	VOC 40	179 F
2000 Super	339 F	VAC	175 F
Record	258 F	CM1	200 F
Centrad 819	298 F		
VOC 10	139 F	+ port 5 F par pièce	
Contrôleur Pekly type 89	- 10 kΩ/V		408 F
Contrôleur Pekly type 897	- 40 kΩ/V		510 F
Contrôleur Pekly type 898	- 100 kΩ/V		625 F

NOUVEAU GRIP DIP ELC

Type GD 743



EQUIPE de 3 transistors dont 1 à effet de champs. Alimentation par piles 9 V.
 GAMMES COUVERTES par bobines INTERCHANGEABLES
 1) 300 à 600 kHz
 2) 0,6 à 2 MHz
 3) 2 à 6 MHz

4) 6 à 20 MHz - 5) 20 à 60 MHz - 6) 60 à 200 MHz
 FONCTIONNE EN EMISSION/RECEPTION avec ou sans modulation 800 Hz
 POSSIBILITE CAPACIMETRE Indication d'accord par galvanomètre 100 mA. Dimensions 150x80x60 mm
 PRIX TTC 432 F + port 5 F

GALVANOMETRE MINIATURE A ENCASTRER



DIMENSIONS 40x35x18 mm

TYPES	CADRES		GRADUATIONS	PRIX
	µA	Ω		
1	120	150	0 à 6	18 F
4	100	1 200	0 à 10	20 F
8	100-0-100	600	1-0-1	20 F
DIMENSIONS : 40x40x20 mm				
5	400	850	Vu-mètre	28 F
7	400	850	0 à 10	28 F
10	100	1 750	S mètre	28 F
6	100	1 750	0 à 10	28 F
11	1 000	350	0 à 1	38 F
DIMENSIONS : 60x45x20 mm				
12	400	800	Vu-mètre	35 F
avec lampe éclairage 6 V				

APPAREIL DE MESURES A ENCASTRER FERROMAGNETIQUE



Dimensions 71x55 mm
 En 5 A 25 F + port 2 F
 En 30 V 25 F + port 2 F

TYPE EC 4

Dimensions 50x50x25 mm
 Disponible en 15 30 ou 60 volts ou 3 ou 6 ampères

PP:K 24 F + port 2 F

un générateur de signaux pour moteur au banc

AVANT de passer à la phase ultime de l'envol, le modèle réduit subira les derniers réglages nécessaires à son bon fonctionnement évitant ainsi aux amateurs de voir leur maquette prendre un mauvais départ pouvant être catastrophique. Le présent article permettra aux adeptes de la radiocommande de régler leur moteur au « banc ». En effet, il peut être dangereux de régler le ralenti moteur, par exemple, avec l'émetteur en fonctionnement, celui-ci risquant de perturber d'autres récepteurs et de rabattre au sol des avions ou autres maquettes un peu trop brutalement ! Le présent montage sera inséré dans le circuit décodage ; produisant des signaux semblables à ceux de l'émetteur, dont la durée et la répétition sont réglables, il est donc facile, en faisant varier la durée du signal de ce générateur d'observer la réaction du moteur et de régler son ralenti ou sa carburation à pleine vitesse, tout ceci sans perturber son voisin et sans risque de malfaçon quelconque.

LE SCHEMA (fig. 1)

Il est composé de deux ensembles, l'un astable et l'autre monostable. L'oscillateur astable, composé des deux transistors T₁ et T₂ est un modèle du plus classique qui soit, celui que l'on apprend dans ses pre-

miers cours d'électronique et que nos lecteurs ont l'habitude de trouver dans les ouvrages spécialisés. Les transistors employés sont des 2N 2222, mais une large gamme de composants peut être utilisée, l'auteur ayant essayé d'autres types tels que : 2N 914, 2N 720 et même des germaniums grand gain, sans que le bon fonctionnement de la bascule n'en soit affecté ; néanmoins, il faut que le transistor ait un gain égal ou supérieur à 50 pour 1 mA de courant collecteur (seul critère de bonne

oscillation). Deux résistances de 100 kΩ assurent le courant base et définissent le gain en continu, les deux condensateurs, l'un de 60 nF et l'autre de 200 nF, fournissent la répétition du signal, celle-ci est réglée sensiblement à 25 ms, le rapport cyclique étant asymétrique et fonction de celui des capacités, soit environ de 3. Le signal fourni par cet étage est de forme carrée sévèrement déformée sur les flancs, cependant il est suffisant pour exciter le circuit intégré SN 74 121.

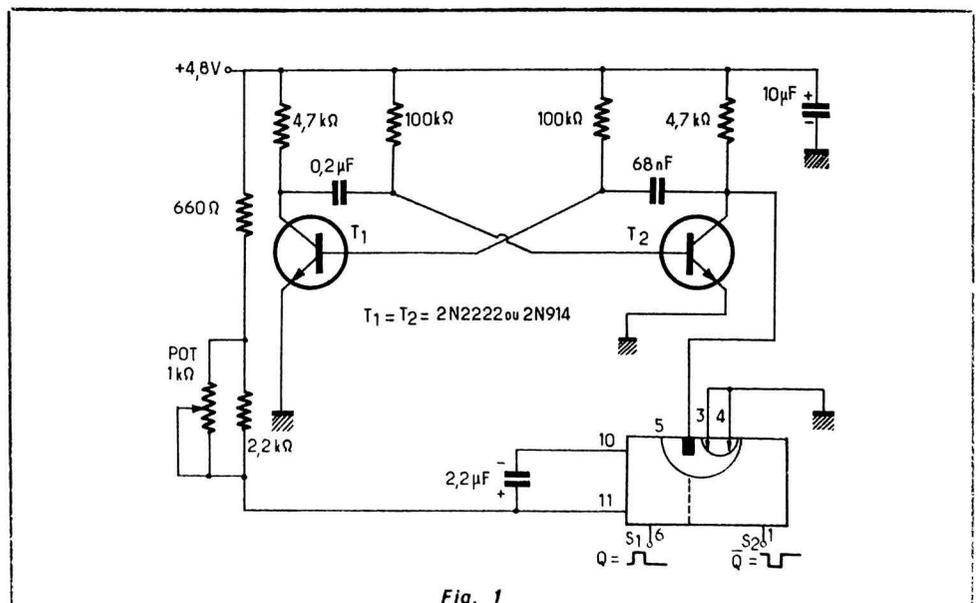


Fig. 1

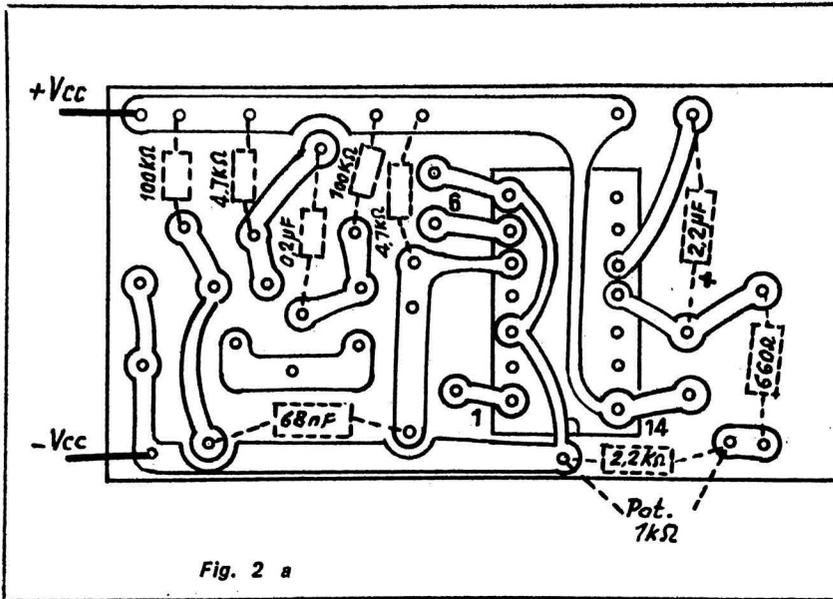


Fig. 2 a

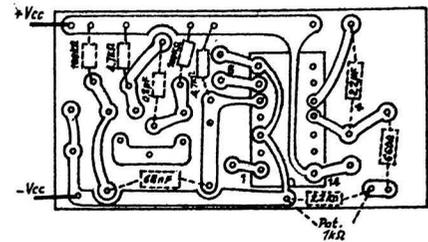


Fig. 2 b

Le monostable

Il est formé d'un circuit monostable T.T.L. ; SN 74 121, ce circuit est très utilisé dans les montages car il est d'une grande souplesse, le seul obstacle à son développement en radiocommande reste certainement sa consommation. Ici, il fournira le signal de durée variable nécessaire au réglage de la vitesse du moteur. Ce circuit est attaqué par son entrée directe, les deux autres NAND étant à la masse, il déclenchera donc sur les flancs descendants qui sont sans aucun doute les plus fidèles. Son ensemble R.C. définissant la durée de monostable (delay time) est com-

posé d'un condensateur de 2,2 μ F et d'une série de résistances permettant l'ajustage de la durée conformément au signal de l'émetteur, il suffit pour cela de modifier la résistance série de 660 Ω , le potentiomètre de 1 k Ω en parallèle sur la résistance de 2,2 k Ω donnant l'excursion comprise entre 1 ms et 2 ms. Deux sorties sont disponibles, l'une avec un signal positif sur la broche 6, l'autre inverse (Q) sur la broche 1.

Les résistances choisies sont de 1/8 de watt, 5 % ; Les condensateurs de série miniature sont à ± 20 % excepté le chimique de 2,2 μ F, au tantale, de tolérance ± 10 %. Afin d'éviter une erreur sur le positionnement du circuit intégré, nous le montrons tel qu'il doit se présenter avant d'être monté et soudé, si le circuit imprimé vu côté cuivre est dans la position donnée à la figure 2, le circuit intégré vu de dessous présentera son encoche repère, de face. L'alimentation nécessaire est de 4,8 V, c'est celle utilisée pour les servos et le récepteur, la consommation totale moyenne de l'ensemble en fonctionnement est d'une quinzaine de mA.

LA REALISATION (fig. 3)

Le circuit imprimé, vue côté cuivre, est donné en vraie grandeur à la figure 2b.

LISTE DU MATERIEL A UTILISER

- $T_1 = T_2 = 2N 2222$
- SN 74 121
- potentiomètre linéaire : 1 k Ω
- résistance à 5 %, 1/8 W :
 - 2 \times 4,7 k Ω
 - 2 \times 100 k Ω
 - 600 Ω
 - 2,2 k Ω
- condensateurs fixes : 68 nF
- 220 nF
- condensateurs polarisés : 10 μ F
- (tantale, ± 10 %) 2,2 μ F

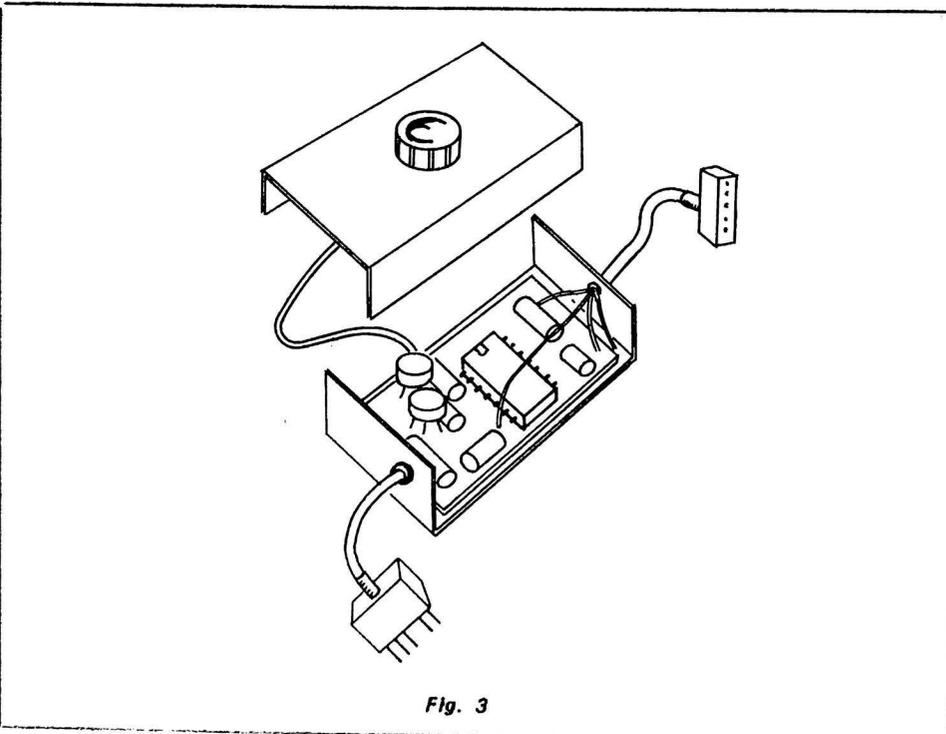
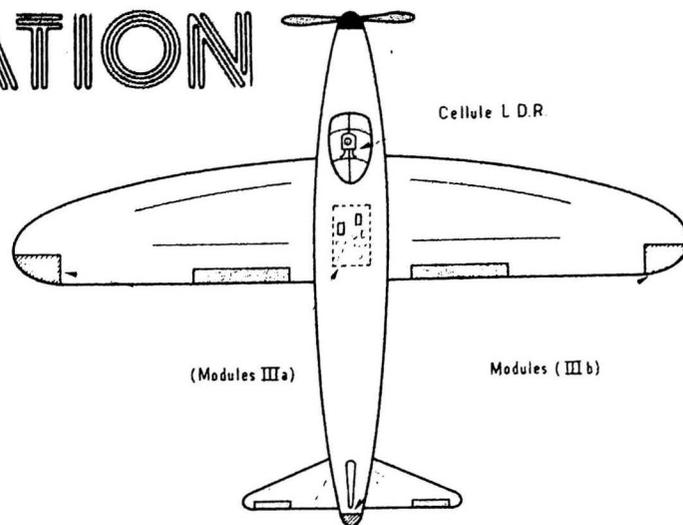


Fig. 3

UNE VISUALISATION AUTOMATIQUE



La radiocommande est une discipline complète, elle fait intervenir aussi bien la dextérité de l'amateur que les prouesses techniques de la maquette, elle se compose d'aérodynamisme, d'habileté et d'électronique ; dans cette dernière faculté, plusieurs techniques sont nécessaires, la maîtrise de la haute fréquence et l'art de l'électronique digitale se complètent admirablement pour former émetteur et récepteur, décodage et pilotage. Si la technique a fortement évolué, la manière de piloter a, elle aussi, progressé. On assiste actuellement à une recherche accrue dans le domaine de la technologie, révolution des ensembles qui donnera un pilotage précis, souple et sans faille. Néanmoins, en ce qui concerne les modèles de maquette et leur aérodynamisme, un certain ralentissement semble être constaté, la recherche de l'équilibre parfait, celle orientée vers le fuselage de la vérité paraissent freinées par une difficulté majeure : le manque de moyens de l'amateur.

Que nos lecteurs ne prennent pas ceci pour une brimade, mais pour une constatation, car loin d'être négligée, au contraire, la radiocommande française se porte bien. Les ensembles électroniques s'étant perfectionnés, les composants modernes s'étant implantés, les prix de revient ayant augmenté, la radiocommande s'est orientée vers une certaine qualité de sport, des concours se sont créés, de nouvelles idées se sont formées, et à l'heure actuelle, parallèlement à d'autres disciplines amateurs, on cherche du nouveau.

La nouveauté, certains l'ont trouvée dans les gadgets, ces petits appareils qui par définition ne sont pas indispensables, mais donnent du panache à vos réalisations et permettent de les personnaliser. Ce terme né dans notre société et qui se développe à une vitesse extraordinaire, synonyme de « truc » et de « design », prolifère dans tous les domaines et se trouve quelquefois bien utile, c'est l'un de ceux-ci que nous vous présenterons ci-après.

Si l'un de vous décide de s'entraîner pour le grand concours d'endurance et désire

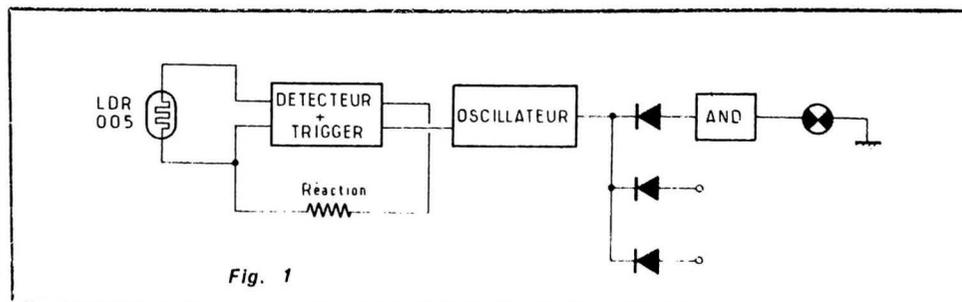
s'attaquer au record de France (ou d'Europe) de la durée en vol, ce montage, bien que gadget, lui est indispensable. En effet, ce concours a pour but de récompenser celui des concurrents qui restera le plus longtemps possible en vol, la durée de ce concours dépassant la dizaine d'heures, l'avion évoluera donc forcément (en début ou en fin de périple) dans l'obscurité ou du moins dans une pénombre, à ce moment, il faudra pouvoir identifier et localiser tout aussi rapidement, et pour cela le signaler par un moyen lumineux quelconque ; ce moyen devra être évidemment minime, au point de vue du poids et insignifiant à la consommation, de manière à ne pas perturber le fonctionnement en plein jour, le seuil de ce détecteur sera réglable pour s'adapter aux yeux de chacun et réduire la consommation, en reculant le déclenchement de la visualisation à la limite du discernement, enfin, ce détecteur agira sans aucune commande extérieure autonome. Pour que ce détecteur soit autonome, il faut qu'il soit auto-déclenchable sur le niveau de lumière ambiante. Un composant électronique bien connu : la cellule photo-sensible, transforme l'intensité lumineuse, exprimée en LUX, en unité électrique : l'ohm ; grâce à cette fonction, nous pourrions agir sur un détecteur travaillant en courant, en effet, en écrivant la simple loi d'Ohm : $U = R.I.$, on s'aperçoit que si la tension U reste constante, les autres termes sont inversement proportionnels entre eux, nous aurons ainsi réalisé un

convertisseur : LUX-courant. Ce détecteur suivi d'un amplificateur courant, grand gain, se transformera en trigger par le simple fait d'utiliser un transistor en tout ou rien, celui-ci sera alors, soit saturé ou bloqué. Faisant suite à cette logique à composants discrets, un oscillateur asservi par cet ensemble, commande un ensemble AND permettant ainsi la signalisation par ampoule ou diode, ceci nous amène au schéma synoptique, figure : I.

LE SCHEMA (figure : II)

Le premier transistor T_1 , dont la charge collecteur se compose de R_2 et R_3 , est polarisé par la chaîne R_1 , R_0 et la cellule, en lumière ambiante normale celle-ci est équivalente à une résistance comprise entre 5 k Ω et 10 k Ω , ce transistor polarisé en un point milieu de sa courbe, agit comme un amplificateur piloté par la L.D.R. et lorsque celle-ci passe à une centaine de kilohms (dans l'ombre ou l'obscurité) la tension collecteur varie, asservissant le transistor T_2 monté en amplificateur continu, celui-ci ayant un gain compris entre 50 et 150, passe de la position bloquée à saturée.

Le transistor unijonction 2N2646, voit sa caractéristique oscillatoire fixée par l'ensemble R_0 , C_2 et l'ensemble T_2 , d_2 et R_1 . En effet, lorsque T_2 est bloqué, en lumière ambiante, le seuil de déclenchement de T_1 n'est pas atteint, celui-ci n'oscille pas :



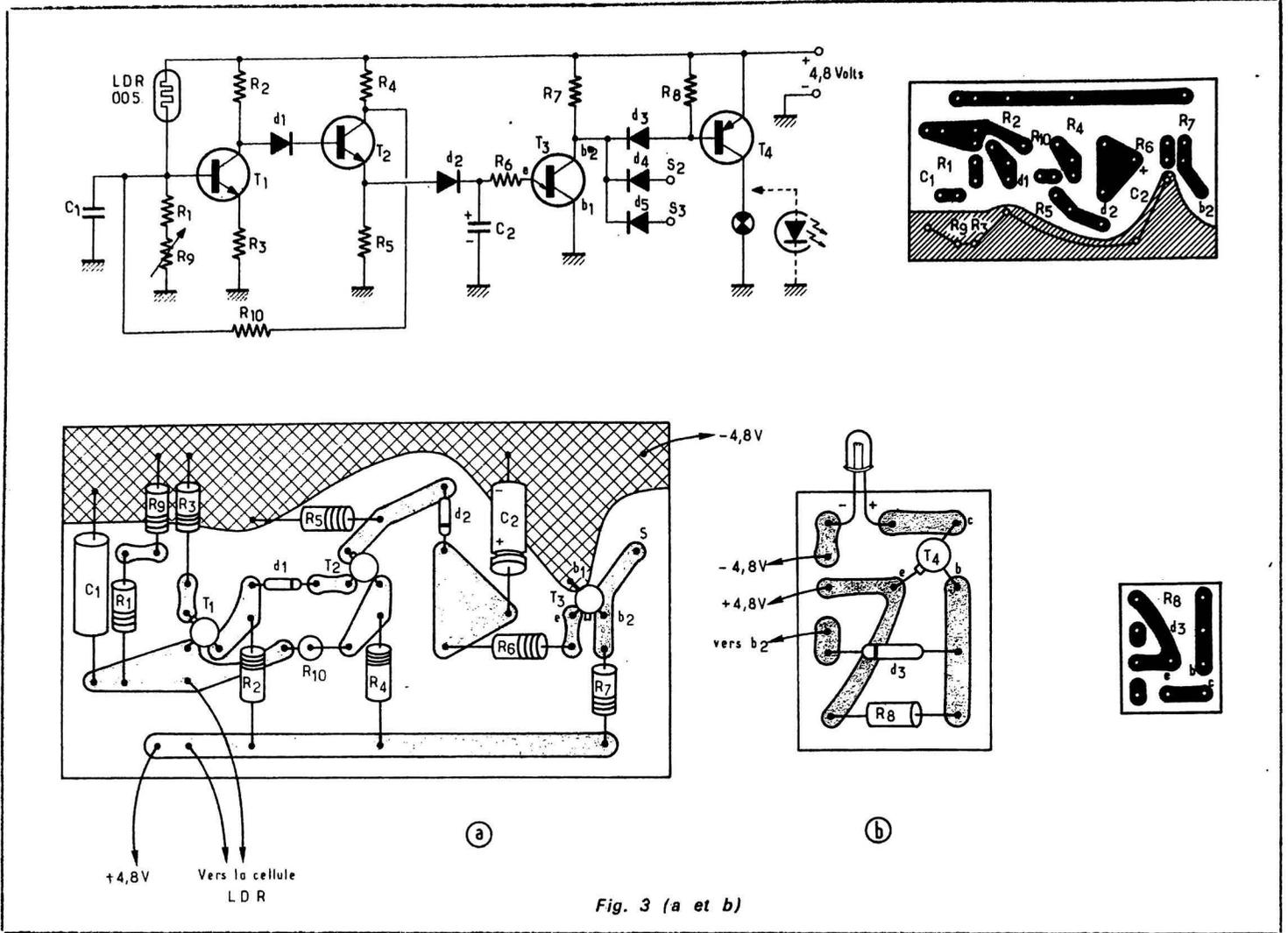


Fig. 3 (a et b)

Mais lorsque T_2 est saturé, la charge R, de l'ensemble R, C de l'unijonction se compose de R_4 , T_2 saturé et d_2 , l'ensemble doit avoir une résistance statique d'environ 10 k Ω , avec $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$ et $R_0 = 2 \text{ k}\Omega$, le transistor T_3 oscille.

Lorsque T_3 oscille, sa résistance b_1 , b_2 , varie, entraînant une variation du courant base de T_4 , celui-ci passant du point bloqué à saturé, commande alors un courant collecteur entraînant la visualisation. Aucune oscillation parasite du trigger ou due à une instabilité quelconque n'est possible car le condensateur C_1 régule la tension base, en supprimant les zones d'ombres subites, la résistance R_{10} reboucle en phase l'ensemble détecteur, reproduisant ainsi un ensemble trigger de Schmitt.

Trois montages tels que le AND comprenant le transistor T_1 , peuvent être connectés en parallèle sur la base 2 de l'unijonction, au-delà de ce nombre, il n'est pas certain que ces circuits soient totalement saturés, n'entraînant alors qu'un faible courant collecteur, perturbant le bon fonctionnement de la signalisation.

LA REALISATION

Elle se compose uniquement des circuits imprimés vus côté cuivre donnés en vraie grandeur à la figure III a et III b, la centrale clignotante II a étant positionnée dans le fuselage de l'avion, sur la ligne du centre de gravité, les circuits III b étant, comme l'indique la figure de titre, montés dans les bouts d'ailes ; Les diodes électroluminescentes ayant remplacé les ampoules dans ce montage, celles-ci sont directement câblées sur le circuit imprimé. Un capot plexiglas recouvrant le tout, ne brise pas la ligne d'aéro-dynamisme et ne modifie pas les caractéristiques de l'engin en vol. La cellule est placée sous le cockpit de l'appareil, le seuil de déclenchement étant réglé pendant l'assemblage, le capot peut être collé.

Liste du matériel utilisé

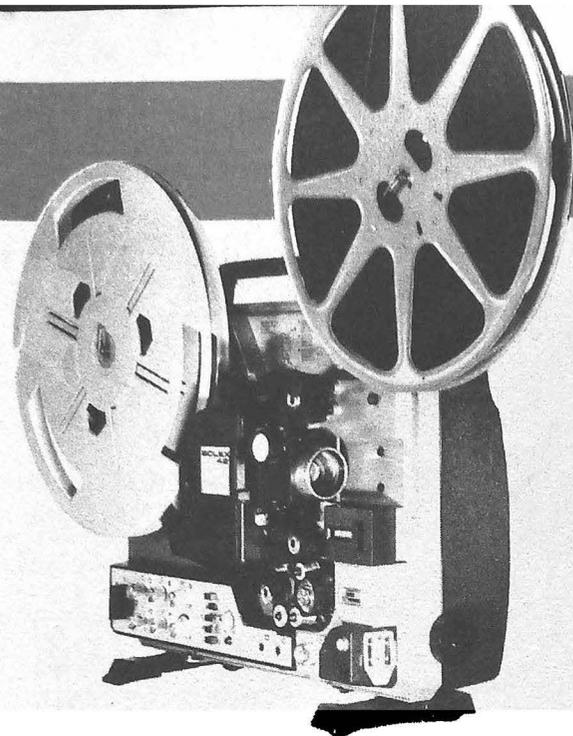
$T_1 = T_2 = 2N914$
 $T_3 = 2N2646$
 $T_4 = 2N2905$
 $d_1 = d_2 = d_3 = d_4 = d_5 = 1N914$ ou $1N4446$ (BAV19, etc.)

$C_1 =$ condensateur fixe : 2 μF
 $C_2 =$ condensateur polarisé : 4,7 μF
 10 V.
 10 V.
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 330 \Omega$
 $R_4 = 2,4 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_0 = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 1,2 \text{ k}\Omega$
 $R_9 =$ résistance ajustable : 1 k Ω
 $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$

La charge collecteur de T_4 doit être d'environ 30 mA, une ampoule type « mid-get » peut convenir, mais celle-ci peut être remplacée par une diode électroluminescente, laquelle sera moins encombrante et de couleur rouge, plus attrayante ; seul inconvénient peut-être : son prix et sa disponibilité en province.

Types de diode et différents fournisseurs :

Hewlett-Packard : 5082-4403.
 Monsauto : MV 5026.
 R.T.C. : 183 CQY.
 LITRONIX : RL 21.
 N.S.C. : NSL 5026.



NOUVEAUTES TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

LES POSSIBILITES NOUVELLES DU SUPER-8

LES perfectionnements des techniques audiovisuelles permettent, à égalité de résultats, de réduire la surface ou la quantité des supports d'images et de sons utilisés pour l'enregistrement et la restitution. C'est ainsi, par exemple, que dans les magnétophones, la bande magnétique de 6,25 mm entraînée à une vitesse de 38 ou tout au moins de 19 cm/seconde est, bien souvent, remplacée dans les appareils à cassettes par la bande magnétique étroite ultra-mince de 3,81 mm portant deux, sinon quatre pistes ; il en est de même en photographie et en cinéma.

L'avènement du film réduit est déjà ancien ; on a employé d'abord le 16 mm, puis le 9,5 cm, le 8 mm, et actuellement essentiellement le Super-8, qui est, en quelque sorte, une modification de ce dernier. La suprématie pratique du film Super-8 est indiscutable, et il est devenu sonore dans les nouvelles caméras récentes à prise de son synchrone.

La nouveauté la plus récente ne réside pas dans de nouvelles caractéristiques, mais dans ses possibilités d'emploi encore élargies. Ses applications ne so nt plus

seulement limitées, en effet, aux usages d'amateur, et il est adopté pour les usages semi-professionnels ou même professionnels ; il peut désormais dans de nombreux cas remplacer le 16 mm, qui était considéré antérieurement comme le véritable format substandard.

Grâce au Super-8, les prises de vues deviennent, en effet, beaucoup plus faciles et plus rapides ; il est possible d'utiliser des caméras très perfectionnées, mais, en même temps, très maniables et très légères, de véritables **caméras stylos**, et les nouveaux appareils enregistrant, en même temps, les images et le son. La prise de vue sonore immédiate est devenue une réalité pratique.

L'emploi du Super-8 permet des économies extrêmement considérables des frais de réalisations des films, des formes de réalisations beaucoup plus diverses, une très grande liberté pour le metteur en scène et le producteur.

Le premier Festival Mondial du Super-8, qui a eu lieu récemment à l'Espace Cardin, comportait un laboratoire de développement et de traitement montrant aux visiteurs toutes les possibilités de ce format.

Les amateurs utilisent généralement des bobines ou chargeurs de faibles métrages, mais il devient possible également de réali-

ser de longs métrages en Super-8 puisque le prix de revient de la minute du film est de l'ordre d'une dizaine de francs.

En fait, même dans la production semi-professionnelle, sinon professionnelle, la définition du 16 mm n'est plus nécessaire à l'heure actuelle. Un film d'enseignement, d'information, ou de publicité destiné à être utilisé dans un projecteur portatif ou une mallette de projection n'a pas besoin d'être réalisé en 16 mm et, d'ailleurs, bien souvent, le 16 mm employé est obtenu à partir d'une copie du Super-8. L'emploi de ce film est d'autant moins nécessaire que la projection est effectuée, dans ce cas, sur un écran de petites dimensions.

Le Super-8 est ainsi devenu le format idéal pour la réalisation à bon marché de films de la catégorie publicitaire ou d'information destinés à un petit public, jusqu'à une trentaine de personnes, et qui doivent circuler facilement.

Ce sont surtout les systèmes de prise de vue synchrones sur des normes professionnelles et les appareils de montage qui ont été perfectionnés, et qui permettent de monter avec précision les bandes d'images et de sons.

Le coût moyen total d'un film commercial réalisé dans des conditions normales en 16 mm est de l'ordre de 5 000 à 10 000 F la minute, ce qui oblige à avoir re-

cours à des méthodes commerciales bien étudiées, à des circuits de distribution complets, ou à un financement publicitaire. Le prix de revient du film en Super-8 est au moins quatre fois inférieur, avec un matériel très compact, très maniable et très automatisé, manié par une équipe technique beaucoup plus réduite.

Il est désormais possible de choisir et d'utiliser des matériels de haute qualité et de haute précision, des caméras à film prépipé asservies ou reliées à un magnétophone à cassettes, avec une table de montage utilisant une bande-son pour Super-8. On peut, en tout cas, obtenir un synchronisme rigoureux de l'image ou du son sans utiliser de câble de liaison entre la caméra et le magnétophone grâce au système d'asservissement.

Les économies réalisées sont ainsi inégalables, mais il est surtout intéressant à l'heure actuelle de considérer les possibilités existantes pour le Super-8 dans le domaine de l'audiovisuel et les relations pouvant être établies entre les appareils optiques de cinéma Super-8 et le système de vidéoscopes permettant la transformation des images photographiques en signaux électriques transmis directement à un ou plusieurs téléviseurs ou envoyés à distance par fil ou sans fil.

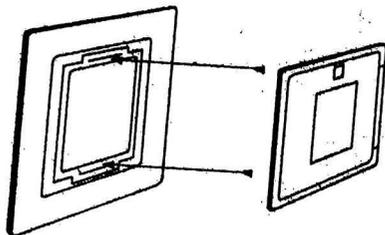


Fig. 1

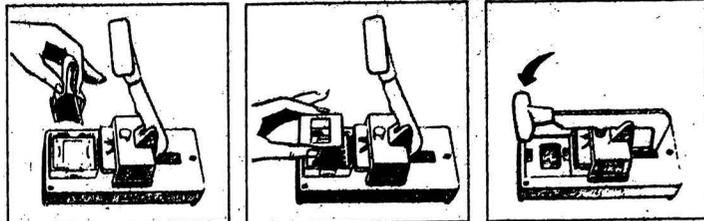


Fig. 2

Les ciné-lecteurs sont, en fait, de petits appareils de télé-cinéma utilisant le film Super-8, et qui permettent de projeter les images sur l'écran d'un ou plusieurs téléviseurs, chaque fois que le film est destiné à une projection réduite. L'emploi du Super-8 est ainsi très intéressant ; il est possible de copier ce film suivant les applications, soit en éditant un nombre relativement réduit de copies destinées à être projetées directement sur un écran ou au moyen d'un ciné-lecteur sur un téléviseur, soit d'obtenir des bandes vidéo, des vidéo-cassettes, ou des vidéo-disques pour la diffusion de copies vidéo-en grand nombre et à prix réduit.

Les copies directes en Super-8 sont, en fait, relativement difficiles à tirer, et la distribution des bandes positives en Super-8 dans les salles publiques pose des problèmes difficiles ; au contraire, la télé-distribution, soit en circuit fermé, soit par câble à plus ou moins longue distance, offre des possibilités beaucoup plus grandes.

Le Super-8 peut être ainsi transformé facilement en support vidéo, et il est compatible avec tous les systèmes de vidéoscopes présentés à l'heure actuelle. Il peut ainsi être employé aussi bien pour la télé-distribution par câble, que pour les télévisions régiona-

les ou nationales, et servir d'intermédiaire pour la production des disques, des cassettes et des bandes vidéo.

Le Super-8 paraît donc à l'heure actuelle comme le système de format réduit offrant les plus grandes possibilités pour les applications audiovisuelles.



Les diapositives actuelles en couleurs sont généralement renvoyées à l'amateur montées sous caches avec cadres en carton ou en matière plastique après traitement. Il y a, cependant, encore de nombreux cas où il est utile d'avoir à sa disposition des cadres de types particuliers pour ce montage, pour des applications spéciales. D'ailleurs, l'utilisation de cadres avec verres de protection offre évidemment une sécurité plus grande pour les amateurs qui désirent mettre à l'abri des images particulièrement précieuses.

C'est ainsi qu'une nouvelle série de cadres pour diapositives GPE de (Techni-ciné-Phot.) en matière plastique insensible à la chaleur, avec verres incorporés ont une épaisseur de 3 mm, suivant la norme européenne. Une armature métallique sur chaque

demi-cache permet d'obtenir une fenêtre de projection en contact avec l'émulsion et à bords francs, la surépaisseur déterminée par les deux armatures métalliques évite la pression du film entre les deux verres, et la formation d'anneaux de Newton (fig. 1).

Les caches, une fois montés, sont facilement ouverts pour récupérer une diapositive, et servir à nouveau ultérieurement. Pour des formats plus grands de 6 x 6 par exemple, l'un des deux verres subit un traitement anti-Newton, car la surépaisseur ne suffit pas à éviter les anneaux.

Chaque cache est composé d'une moitié blanche et d'une moitié grise ou foncée. Le côté blanc, dirigé du côté de la source de lumière du projecteur, assure une réflexion maximale de la lumière et des rayons calorifiques nuisibles à la bonne conservation de la diapositive ; le côté foncé, dirigé vers l'objectif, absorbe, au contraire, la lumière et évite les réflexions parasites au niveau des lentilles de l'objectif.

Le bon cadrage de l'image est facile à obtenir. Ces caches standard peuvent être montés inversés de 90°, et donner ainsi une fenêtre de projection de 24 x 24 au lieu de 24 x 36. Avec des encoches aménagées spécialement dans l'armature métallique, ce qui permet de déterminer exacte-

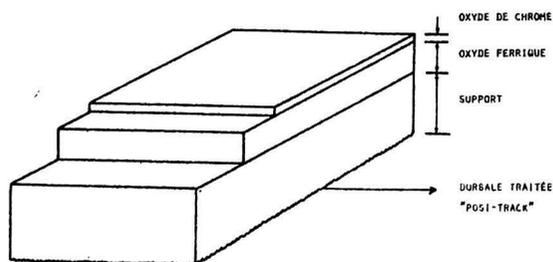
ment la position de la diapositive et de la centrer.

Ces encoches permettent également le montage de la diapositive du côté adéquat, pour que la projection soit possible dans le bon sens.

Une série de caches extra-minces de 2 mm pour diapositives à verre prémontés offrent, par ailleurs, des avantages particuliers ; ils sont beaucoup plus légers et moins encombrants, ce qui facilite le stockage. Ce sont surtout les seuls caches avec verre utilisables dans tous les projecteurs sans exception, même ceux employant uniquement les caches cartons, parce qu'ils ont une épaisseur égale au standard des caches cartons.

On utilise également souvent une double projection. On peut ainsi, pour la projection stéréo, projeter un jeu de deux diapositives 18 x 24, soit ensemble, soit sur deux écrans séparés grâce à un cadre spécial établi pour ces deux vues 18 x 24. Pour le domaine audiovisuel, également, un cache 24 x 36 spécial audiovisuel comporte une fenêtre pour l'image et une fenêtre prévue pour un texte en sous-titre.

De petits accessoires établis par ce fabricant facilitent, en outre, le montage. Une petite pince spéciale de forme à becs écartés permet ainsi de saisir la diapositive par ses perforations, et de la placer dans



LE PROCÉDE DE LA DOUBLE COUCHE D'OXYDE DES NOUVELLES CASSETTES "3M SCOTCH CLASSIC"

Fig. 3

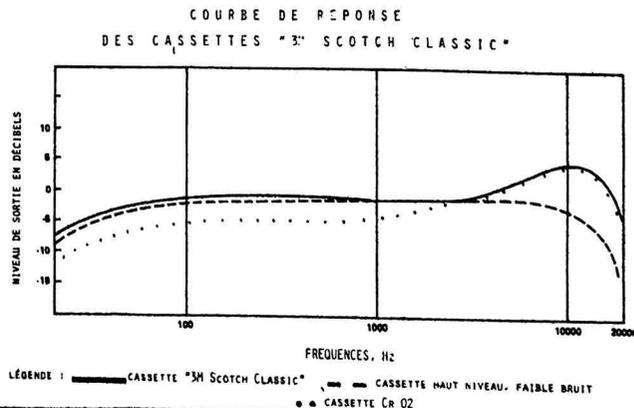


Fig. 4

LÉGENDE : — CASSETTE "3M SCOTCH CLASSIC" — CASSETTE HAUT NIVEAU, FAIBLE BRUIT •• CASSETTE Cr 02

COURBE DE REPOSE
DES BANDES "3M SCOTCH CLASSIC"

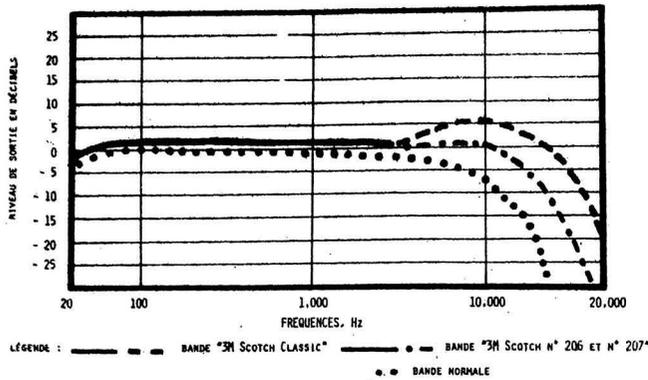
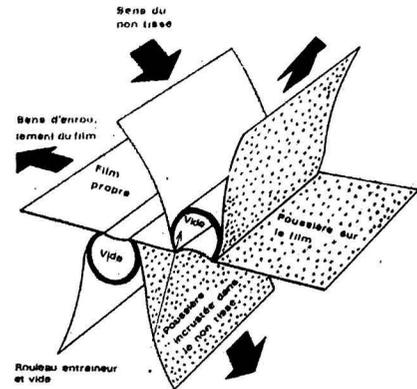


Fig. 5



SYSTEME D'ELIMINATION
DES MICRO-POUSSIERES

Fig. 6

les fentes de positionnement du cache sans avoir à la manipuler avec les doigts, ce qui permet d'éviter tout risque d'empreinte digitale.

Le montage d'une grande quantité de diapositives sous caches et effectué à la main peut être long et fastidieux. Une petite presse de montage manuelle facilite cette opération, on supprime ainsi tout risque de rayures et l'emploi simultané de la pince précédente assure une sécurité de montage totale.

NOUVELLE BANDE POUR CASSETTES DE SONORISATION

L'emploi des enduits au chrome a permis d'améliorer la qualité des enregistrements obtenus, en particulier, dans les magnétophones à cassettes, et qui peuvent être utilisés pour la sonorisation des diapositives et des films de formats réduits.

Une nouvelle catégorie de bandes en bobines et en cassettes pour l'enregistrement permet encore d'améliorer les possibilités de reproduction des sons aigus et graves. Cette nouvelle bande 3 M au ferrichrome offre, en effet, à la fois, la qualité de l'oxyde ferrique et des avantages du di-oxyde de chrome, grâce au procédé de la double couche d'oxyde en utilisant une couche de di-oxyde de chrome sur une couche d'oxyde de fer (fig. 3).

Cette superposition d'oxydes permet d'utiliser les propriétés particulières du di-oxyde de chrome pour l'enregistrement des sons aigus inscrits sur la surface et celles de l'oxyde ferrique pour les sons graves inscrits surtout en profondeur.

Le bruit de fond est ainsi réduit de l'ordre de 5 dB, avec une augmentation de 4 dB du niveau de sortie maximal. En principe, le rapport signal/bruit est ainsi augmenté de 9 dB, mais, bien entendu la qualité des résultats obtenus est surtout mise en valeur sur les appareils à haute fidélité.

La face dorsale est traitée pour les bobines, de façon à assurer un défilement souple, et elle est lubrifiée pour les bandes en cartouches et en cassettes, de façon à réduire la friction et à assurer un bon enroulement. La courbe de réponse est très étendue et peut s'étendre entre 100 et 20 000 Hz (fig. 4).

Les cassettes sont adaptables sur tous les enregistreurs et dans la position de polarisation normale dans les appareils servant, soit aux cassettes ordinaires ferriques ou aux cassettes au dioxyde de chrome; dans les modèles moins nombreux, comportant un contacteur de polarisation à trois positions, avec possibilité spéciale pour bande au chrome, on utilise évidemment cette position (fig. 5).

Le boîtier est scellé aux ultrasons, ce qui assure la résistance

mécanique, et des guides de bandes en acier inox contrôlent la tension de la bande en assurant un défilement uniforme.

L'ELIMINATION DES POUSSIERES ET DE L'ÉLECTRICITÉ STATIQUE

Le problème de l'élimination des poussières est essentiel en photographie et en cinématographie; il est très difficile à résoudre, en raison, en particulier des effets d'électricité statique dans l'industrie photographique, la fabrication des bandes magnétiques, le couchage, l'enduction. Les solutions proposées ont donc une grande importance pour la qualité des produits utilisés en photographie et en cinématographie, aussi bien que pour l'enregistrement sonore.

Une nouvelle machine 3 M très ingénieuse permet d'enlever d'une façon continue les particules de poussières jusqu'à 1 micron, en absorbant les poussières sans les redéposer.

L'appareil comporte trois éléments essentiels: une feuille de

produit non tissé qui enlève les particules de poussière, et les retient sans risque de rayures, ni de contaminations du support, un dispositif anti-statique autonome neutralisant l'électricité statique, et évitant la redéposition des poussières, et un moteur pneumatique entraînant la feuille non tissée (fig. 6 et 7).

PROJECTEURS A ECRANS INTERNES

Les projecteurs de vues fixes utilisant des films en bandes sonorisées sont des appareils très pratiques; le film contient un montage de diapositives, diagrammes, croquis, ou dessins animés, inscrits sur une bande de 35 mm. Il permet un accompagnement sonore avec commentaire, dialogue, musique ou effets spéciaux, synchronisés avec l'image projetée sur l'écran. Il est ainsi possible d'obtenir une projection souvent aussi intéressante que celle d'un film 16 mm, mais d'un prix de revient beaucoup plus faible.

L'Attache 35 présenté par Bell-Howell est réalisé sous la forme d'une mallette portable à écran incorporé, la sonorisation est assurée automatiquement par une cassette avec liaison du magnétophone par des impulsions électroniques. La projection peut durer de quelques minutes à 1 heure avec possibilités d'interruption à tout moment (fig. 8).

Le poids de l'appareil, qui contient 180 vues pour une heure d'enregistrement, ne dépasse pas 8 kg; le rebobinage du film est rapide, la durée moyenne de la lampe de projection est d'environ

LE WEB CLEANER 3M.532

Vue en coupe

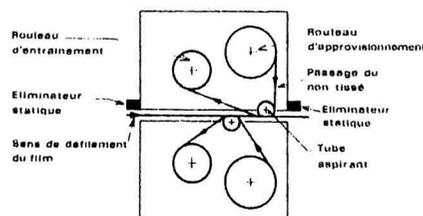


Fig. 7

300 heures. L'écran rigide et lavable est incorporé au couvercle.

Suivant le même principe une autre forme de projecteurs sonore **Filmosound 35** comporte un écran incorporé de 20 x 25 cm, et permet aussi de projeter le film en bande de 35 mm 280 vues accompagné d'une sonorisation synchrone enregistrée sur cassette standard. Le chargeur du film et la cassette constituent un seul bloc ; la sonorisation reste synchrone, quel que soit le mode de projection marche avant, marche arrière, recherche de séquence, vue par vue. (fig. 9).

PHOTO-PROJECTEURS À GRADATEUR ELECTRONIQUE

Les projecteurs de diapositives sont des appareils de plus en plus perfectionnés, dont le fonctionnement peut être rendu automatique, comportant des paniers chargeurs rectilignes ou circulaires, munis d'objectifs à focale variable, et dont la commande peut être réalisée à distance à l'aide d'un boîtier relié à l'appareil par un câble, sinon par des signaux, généralement ultra-sonores. La mise au point peut également être rectifiée constamment par un système automatique généralement à rayons infra-rouges.

De nouveaux projecteurs **Malik** présentent cependant des particularités originales, en particulier, en ce qui concerne la télécommande ; chaque fonction possède son propre micro-moteur, ce qui assure une plus grande robustesse.

Ces appareils peuvent, en outre, recevoir les principaux types de paniers, tels que le Leitz, le Rototray et le Malik avec maintien des diapositives en place, quelle que soit la position du panier, et couvercle abritant de la poussière (fig. 10).

Ces appareils comportent également un système de variation télécommandée d'intensité lumineuse, ce qui constitue une caractéristique nouvelle. Le gradateur électronique incorporé commandé à distance permet de faire varier la puissance lumineuse du projecteur aussi rapidement que l'on désire, pour étudier la transformation d'un sujet en fonction de l'éclairage, ou corriger une erreur d'exposition pour chaque cliché. Il est ainsi possible d'obtenir des effets artistiques et personnels (fig. 11).

Cette variation d'intensité lumineuse permet aussi d'exécuter des fondus enchaînés avec changement de vues effectué automatiquement lorsque la luminosité est minimale. Inversement, lorsque la luminosité atteint le niveau maximum, un voyant lumineux situé à l'arrière du projecteur le signale à l'opérateur.

La télécommande de la variation de focale de l'objectif zoom permet, en outre, à l'opérateur d'utiliser toute la surface de l'écran dans toutes les circonstances et sans quitter sa place ; il peut mettre un détail en valeur pour réaliser des effets spéciaux en combinant les effets de zoom et de fondu.

Une lampe témoin est incorporée au bloc de télécommande, ce qui permet de rechercher une vue

dans l'obscurité, de lire un commentaire et de réapprovisionner l'appareil sans rompre le rythme de la production ; le câble de télécommande est monté sur un enrouleur incorporé au projecteur, et le bloc de télécommande possède un logement dans le boîtier. Il peut être utilisé sans le sortir.

Bien entendu, l'appareil comporte une prise de synchronisation de magnétophone ; le rendement lumineux permet d'atteindre plus de 1 000 lux sur un mètre de base, et avec l'objectif à grande ouverture de 8 lentilles, on obtient avec 2 mètres de recul une image de très haute qualité sur un écran de 2 mètres.

NOUVELLES TECHNIQUES D'ENREGISTREMENT POUR PROJECTEURS SONORES

La post-sonorisation, procédé simple et pratique suffisant dans de nombreux cas, peut être réalisée sous une nouvelle forme dans un nouveau type de projecteur sonore **Super-8 Agfa Gevaert le Sonector LS** (LS = Live Sound). Dans cet appareil une nouvelle technique d'enregistrement brevetée permet une simplification sensible pour la réalisation des films parlants ; il devient possible de corriger ultérieurement une première sonorisation, et d'ajouter ensuite d'autres effets sonores.

Lors de la post-sonorisation, on enregistre d'abord les voix ; par un deuxième enregistrement, on pourra enregistrer de la musique, pour remplir les pauses entre les

textes parlés. S'il se produit une erreur dans les paroles, il ne sera plus nécessaire de répéter toute l'opération de mixage. Par un contrôle simultané, les passages mal réussis de l'enregistrement « live » peuvent être effacés, pour les remplir par de la musique.

Toutes ces améliorations techniques ont été rendues possibles par l'installation d'une tête magnétique supplémentaire devant la fenêtre d'images du projecteur. La piste magnétique du film passe par la tête d'enregistrement, et aux endroits où il y a des enregistrements « live », la musique ajoutée par tourne-disque ou magnétophone est automatiquement atténuée de 3 %. Aux endroits non remplis, la musique est ajoutée à pleine force.

Ce projecteur permet d'obtenir une vitesse de 18 ou de 24 images/seconde ; il comporte une lampe à miroir halogène de 100 W, un répéteur de scènes, permet l'utilisation de bobines de 180 m. L'amplificateur de la partie son d'une puissance de 5 W, le haut-parleur est incorporé, et toutes les fonctions sont indiquées par une lampe témoin : rouge pour l'enregistrement et l'effacement, jaune pour le son ajouté, vert pour la reproduction.

On peut adapter un électrophone ou un microphone pour l'enregistrement et un amplificateur de puissance supplémentaire, ainsi qu'un haut-parleur. La courbe de réponse du son enregistré s'étend de 80 à 8 000 Hz à 18 images/seconde et de 80 à 10 000 Hz à 24 images/seconde.



Fig. 8

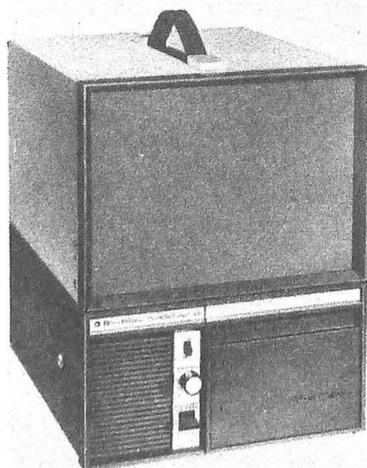


Fig. 9

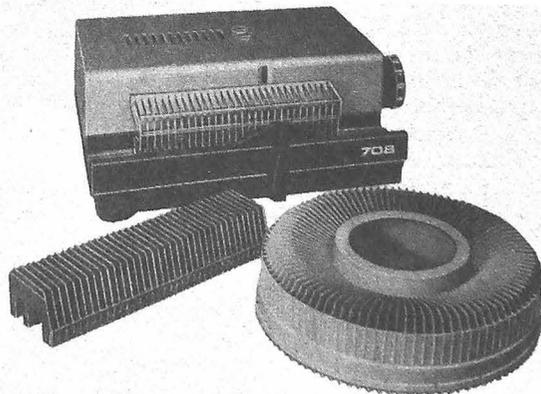
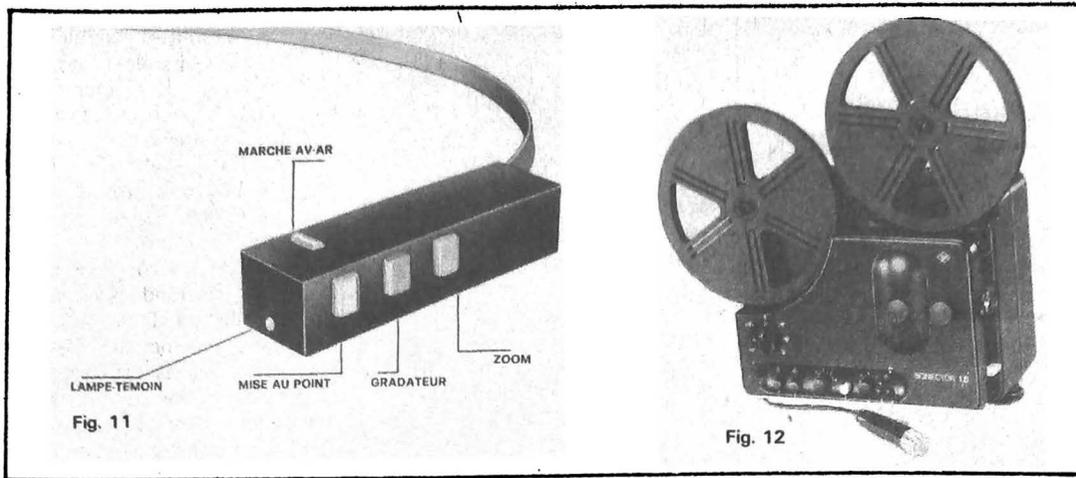


Fig. 10



PERFECTIONNEMENTS DES FLASHES ELECTRONIQUES

Les perfectionnements des flashes électroniques désormais munis la plupart du temps de systèmes de réglage automatique ou computers se manifestent par un nombre guide élevé, par un système automatique de dosage de la lumière par un calculateur, la fréquence rapide des éclairs, et le mode d'alimentation.

Bien souvent, en effet, on prévoit des systèmes d'alimentation mixtes à volonté à piles ou à batteries. La pile doit sans doute être changée après utilisation, mais elle permet d'obtenir avec sécurité un nombre d'éclairs plus grand qu'un accumulateur plus ou moins déchargé. La possibilité de charge des accumulateurs à une cadence rapide constitue également un perfectionnement intéressant.

Un nouveau flash **Agfatronic 360 CBS** comporte ainsi un dosage automatique variable de la lumière avec différents diaphragmes. En réglant le diaphragme à 5,6, la portée est de 0,5 à 6 m, en le réglant à 11, elle est de 0,5 à 3 m suivant la distance de prise de vue. La durée entre les éclairs est de 0,5 à 10 secondes et le rendement des quatre piles d'alimentation de 250 à 5 000 éclairs. La durée de l'éclair dépendant de la distance de prise de vue peut varier entre 1/1 000 et 1/50 000.

Dans la série des flashes électroniques sur accumulateurs la durée de charge est réduite. Les accumulateurs reçoivent une nouvelle charge en trois heures pour un nombre d'éclairs de l'ordre de 45 et un d'une heure pour 10 éclairs.

Les accumulateurs sont enlevés du flash et placés dans un

chargeur branché directement sur le réseau, ce qui permet de supprimer les câbles toujours gênants.

Le dosage de la lumière est toujours contrôlé par le calculateur entre 0,5 et 4 m, la fréquence des éclairs varie entre 6 et 8 secondes.

PROJECTEUR SONORE STEREOPHONIQUE

Un nouveau projecteur Super-8 permet de projeter des films sonores en stéréophonie en utilisant deux pistes magnétiques séparées. Les bobines de 240 m offrent la possibilité d'une heure de projection continue et la lampe halogène de 150 W avec économiseur produit une lumière froide à grande intensité.

Cet appareil **Bauer** comporte un moteur asynchrone silencieux ne nécessitant aucun entretien. Pour réduire encore le bruit de fonctionnement, un nouveau système d'entraînement assure le défilement du film progressivement et sans à coup ; à cet effet, un système électromécanique commandé par un computer freine la double griffe d'entraînement, de façon qu'elle pénètre doucement et progressivement dans la perforation du film (fig. 14).

Le chargement est automatique et un bouton central de commande assure les principales fonctions : marche avant, marche arrière, éclairage maximum, éclairage réduit.

Le couloir de défilement est très facile à nettoyer, en enlevant le capot protecteur de la lampe ; en tirant un bouton central de commande, l'ensemble du couloir est prêt pour le nettoyage.

Ce projecteur est établi pour la sonorisation et la reproduction du son en Super-8 avec double bande magnétique : les pistes peuvent

être aussi bien utilisées en combiné, en stéréo, Duoplay, qu'en mono. En pratique, la sonorisation peut être obtenue sur une piste seulement ou sur les deux pistes à la fois.

La double piste permet également la sonorisation de deux voies séparées, par exemple, pour les films audiovisuels commerciaux ou d'enseignement. Les nouveaux films Ektasound destinés aux nouvelles caméras sonores peuvent recevoir une seconde piste permettant une post-sonorisation, sans modifier la bande originale.

Le montage sonore établi suivant les normes DIN 15868 présente de nombreux perfectionnements. La puissance de l'amplificateur atteint 40 W soit 2 x 20 W ; les étages terminaux comportent un système de protection électronique avec système de stabilisation, la bande protégée contre la poussière est constamment tendue avec précision et automatiquement. Le système permet le truquage aussi bien que la reproduction et l'ensemble est bien équilibré.

Les touches de commande sont faciles à employer pour l'utilisation en mono et en stéréo, le choix de la piste, l'enregistrement, la commande automatique ou manuelle, l'inscription avec microphone ou phono-captur.

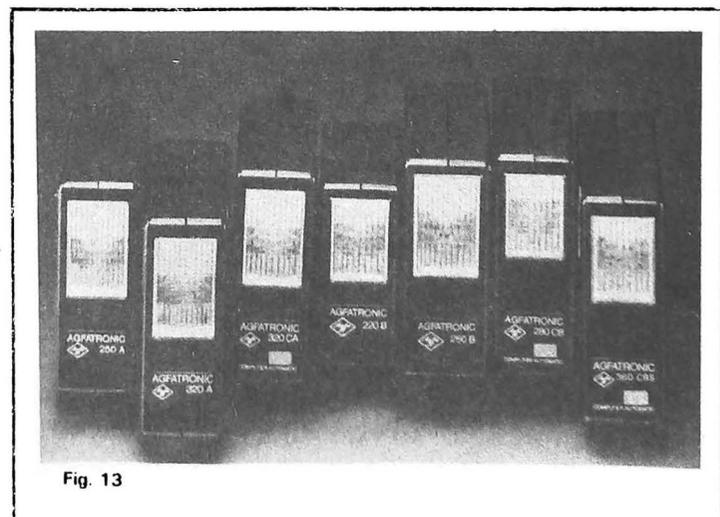
Des voyants lumineux indiquent clairement la fonction choisie et l'appareil peut être relié, s'il y a lieu, à une chaîne Hi-Fi ; d'ailleurs, l'amplificateur stéréophonique incorporé peut aussi être utilisé directement pour la reproduction stéréophonique sans projeter, avec des films de bandes magnétiques des cassettes, des disques, ou même un microphone pour l'audition directe.

L'appareil peut être utilisé aussi bien pour le format Super-8 que pour le Simple 8 ; les vitesses prévues sont de 18 et 24 images/seconde pour les films d'édition. Le bouton de commande central assure la projection en pleine lumière et en lumière réduite, la marche arrière sans lumière, avec lumière réduite, le réenroulage rapide, l'ouverture du couloir de défilement et d'alimentation.

La bande de fréquences obtenue est de 80 à 8 000 Hz pour 18 images/seconde et de 90 000 Hz pour 24 images/seconde, enfin, une touche d'enregistrement de sécurité évite les risques de fautes d'utilisation et une position particulière d'un contacteur diminue les bruits de fond.

UN NOUVEAU FLASH ELECTRONIQUE A ELEMENTS SEPARES

Une nouvelle forme de flash électronique comporte un computer détachable. Pour obtenir des résultats efficaces, c'est-à-dire un réglage de la durée de l'éclair cor-



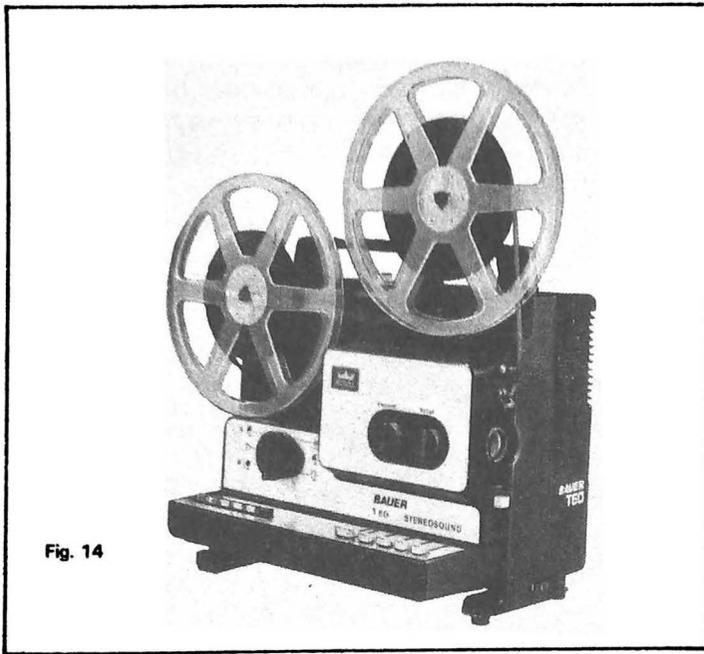


Fig. 14

respondant aux positions de la caméra photographique par rapport au sujet, le computer avec sa cellule de commande doit se trouver sur le boîtier de l'appareil. Par contre, pour obtenir des prises de vues artistiques, par exemple, pour le portrait, l'effet du flash doit être moins direct, ce qui est difficile avec les appareils forme « bloc ».

Le flash ne doit donc pas, dans ces conditions, rester sur l'appareil, et l'éclairage indirect est souvent insuffisant et difficile à obtenir. Le flash **National P E 2850** présenté par **Develay** peut être utilisé comme un flash à computer ordinaire, mais il peut aussi servir pour des photographies en éclairage indirect et en lumière diffuse.

A cet effet, on détache le computer du flash et on le fixe sur la caméra de la lumière ordinaire ; le flash relié par un câble assez long à l'appareil est placé à la position et à la distance voulues.

Le computer étant disposé sur l'appareil près de l'objectif, son circuit continue à calculer automatiquement l'exposition correcte quelle que soit la position ou l'orientation du flash lui-même. Il est muni, en outre, d'un circuit de lecture à gain d'énergie et de recyclage rapide, dont la durée est de 0,5 seconde seulement à 0,70 m.

Le nombre-guide peut atteindre 46 pour une sensibilité de 25 ASA couleur par mètre ; les diaphragmes peuvent être choisis entre F 11 et 5,6 pour 50 ou 100 ASA ; le fonctionnement automatique est obtenu de 0,7 à 5 m, ou 2,7 à 2,5 m, l'angle de mesure du

computer est de 20°. Le temps de recyclage automatique est 0,5 à 8 secondes avec des piles manganèse ; le nombre d'éclairs en automatique est de 200 à 1 000, le sabot permet une rotation de 180°, et le champ normal est de 60° vertical et 45° horizontal, pour un objectif de 50 mm en position verticale, et 35 mm en position horizontale.

LA STEREOSCOPIE COMPATIBLE

La stéréoscopie est un procédé pratique, mais simplifié, pour obtenir des images en relief plus ou moins agréable, en photographiant le même objet de deux points de vue différents, de sorte que les images obtenues présentent entre elles de légères différences, surtout pour les plans antérieurs.

Les deux images positives et inversées pour l'observation directe sont examinées chacune avec un œil, au moyen d'un système sélecteur correspondant, de façon qu'elles soient observées virtuellement et superposées à la distance de vision distincte.

Cette méthode est encore très appréciée d'amateurs de photographie enthousiastes et avertis n'est pourtant plus très répandue ; cette limitation est due surtout aux défauts de caractère pratique. Il faut employer des appareils plus ou moins encombrants à deux objectifs, des visionneuses spéciales, ou des lunettes de sélection et surtout monter les vues positives dans des cadres, ce qui exige une

certaine manipulation et une certaine habileté, car ce montage n'est plus effectué par les laboratoires de développement.

De là, la recherche de procédés permettant d'obtenir un effet stéréoscopique, en ayant recours à des méthodes facilitant la prise de vues et l'observation des images obtenues. Les tentatives ont été très nombreuses, mais les résultats, tout au moins en ce qui concerne les amateurs, n'ont pas été très efficaces jusqu'ici.

Un nouveau procédé américain récent, le Video-West, dont les brevets datent de 1973, mérite de retenir l'attention. Il offre, en effet, à l'observateur la possibilité d'obtenir facilement l'image standard en couleurs en deux dimensions mais, en outre, s'il le désire, d'obtenir également la vision en relief et en couleurs de l'image en trois dimensions, en plaçant seulement devant ses yeux une lunette très légère à filtres anaglyphiques colorés en rouge pour l'œil gauche, et en bleu-vert pour l'œil droit.

Ces images en couleurs, en quelque sorte, compatibles, utilisables ainsi pour la vision ordinaire ou en relief, sont simplement inscrites sur papier, ou réalisées sous la forme de diapositives ordinaires. Il n'y a pas deux images distinctes placées côte à côte ; elles sont superposées sur la surface de format ordinaire.

Pour obtenir les prises de vues, on ne modifie pas la caméra, il suffit de disposer sur son objectif un dispositif optique particulier, qui a pour but la séparation des deux champs colorés. Cette séparation permet de réaliser des images observables en deux ou trois

dimensions, puisqu'elle n'est pas visible lorsqu'on observe l'image en deux dimensions, et n'apparaît qu'en employant les lunettes de sélection.

Le procédé peut être utilisé pour tous les formats de photographies en couleurs, qu'il s'agisse d'images fixes ou animées. On peut l'appliquer facilement sur les appareils à films de 35 mm, et même sur les caméras à film Polaroid à développement rapide, et pour les différents formats.

Pour le cinéma, le dispositif optique particulier peut aussi être disposé sur l'objectif normal de la caméra. La surface habituelle de films disponibles permet d'inscrire les deux images superposées et l'on obtient ainsi une projection observable avec des lunettes anaglyphiques.

Le seul inconvénient du système réside dans la réduction effective et inévitable de l'ouverture réelle possible de l'objectif modifié, qui est de l'ordre d'environ une graduation et demie.

Par contre, il n'y a aucun changement pour le développement du film négatif, ni pour le tirage du film positif, ni pour les appareils de projection. Le film impressionné est développé et tiré prêt pour la projection ; il suffit d'effectuer la mise au point de la manière habituelle, et de projeter sur un écran quelconque, sans avoir à se préoccuper de l'alignement correct des deux images sur l'écran, comme dans les procédés habituels de stéréoscopie à sélection.

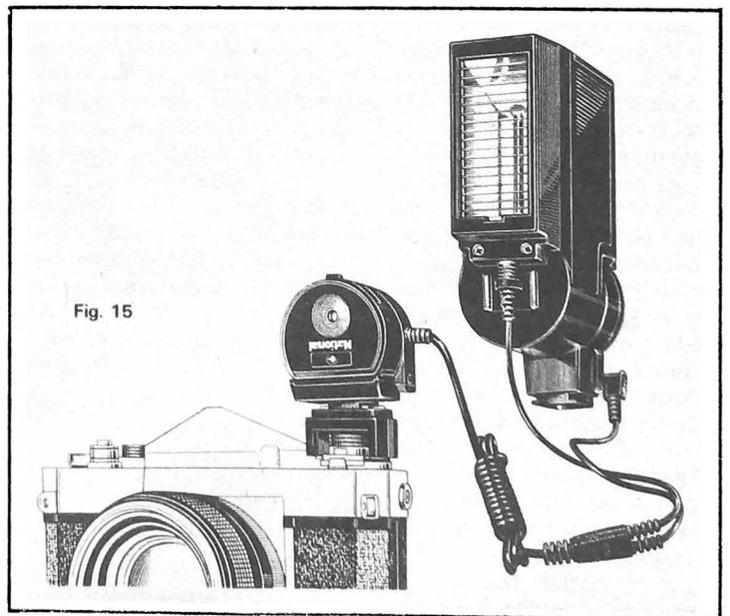


Fig. 15

MAGNETOCASSETTE STEREO



CD-301

SUPERSCOPE

SUPERSCOPE est la marque déposée d'une firme américaine (USA) spécialisée à l'origine dans la projection cinématographique sur grand écran.

Dans le domaine de la haute fidélité, cette firme commercialise les produits Marantz (USA) et Sony (Japon). Elle contrôle également la firme japonaise Standard.

Le magnétocassette CD-301 a été étudié dans des laboratoires californiens mais il a été fabriqué à Formose.

Ses caractéristiques principales, outre son faible encombrement et son élégante présentation, consistent en une judicieuse disposition de ses organes de commande, de réglage et de visualisation.

Bien que les moyens techniques utilisés soient parfaitement

classiques, les performances sont beaucoup plus qu'honorables, sinon, excellentes pour un appareil de cette catégorie.

LES SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

Vitesse de défilement : 4,76 cm/sec. (1. 7/8 pouce/sec.).
Système d'enregistrement lecture : quart de piste stéréo. Effacement : demi-piste. Marche avant et rebobinages rapides : 80 sec. pour cassette C-60. Fréquence de pré-magnétisation : 85 kHz. Moteur à courant continu et à vitesse régulée. Indication des niveaux d'enregistrement ou lecture : 2 Vu-mètres. Pleurage et scintillement : 0,2% à 4,76 cm/sec. Réponse en fréquence : 40 Hz à 10

kHz avec bande standard et 40 Hz à 14 kHz avec bande au bioxyde de chrome.

Rapport signal/bruit : 48 dB avec bande standard et 51 dB avec bande au bioxyde de chrome.

Entrées : deux entrées microphone (une par canal) par jacks miniatures (diamètre 4 mm) pour basse impédance et sensibilité : - 72 dB.

Deux entrées auxiliaires (lignes), une par canal, par prises coaxiales RCA (CINCH), impédance 390 k Ω et sensibilité 60 mW.

Deux entrées sur prise DIN à cinq broches pour enregistrement/lecture, impédance 2 k Ω et sensibilité 12 mV.

Sorties : deux sorties lignes

(une par canal) par prises coaxiales RCA (CINCH), impédance 6 k Ω et niveau de sortie 0,775 V (pour 0dB au V.U-mètre).

Deux sorties de caractéristiques identiques sur prise DIN enregistrement/lecture.

Une sortie pour casque stéréo par jack diamètre 6,25 mm, impédance 8 Ω et niveau de sortie 44 mV.

Alimentation : secteur 110, 200 ou 220 V - 50/60 Hz.

Dimensions : 318 x 83 x 225 mm.

Poids : 2,7 kg.

L'appareil comporte 16 transistors et 12 diodes et possède un réglage séparé du niveau d'enregistrement pour chaque canal ainsi qu'un dispositif de contrôle automatique de niveau.

PRÉSENTATION DU CD-301

Malgré ses dimensions réduites, cet appareil possède une allure élégante et soignée. Ceci est dû à l'utilisation de matériaux qui se mettent réciproquement en valeur. En effet, la présence des parois latérales et du bord avant, réalisés en bois de noyer, atténue la sévérité du contraste de la face supérieure, résultat de la juxtaposition de matière plastique noire et d'aluminium satiné. La partie réalisée en matière plastique noire occupe, sur plus de la moitié de sa surface, la partie arrière du plan supérieur.

Cette partie se décompose comme suit : un bandeau arrière qui comporte, vers le centre, le compteur à trois chiffres avec son bouton de remise à zéro et le sigle Superscope placé à l'extrémité de droite.

Sous ce bandeau, l'espace est partagé entre le volet de protection de la cassette, placé à droite et entre un panneau de visualisation et des organes de réglage et de commande, placés à gauche.

Le panneau de visualisation, réalisé en plexiglas fumé et relevé vers l'avant, abrite les deux VU-mètres et comporte, entre ceux-ci, les voyants indicateurs des fonctions : contrôle automatique du niveau d'enregistrement et position C_0 , si l'on agit sur la touche correspondant à l'utilisation d'une bande au bioxyde de chrome.

Sous ces deux voyants, mais à l'extérieur du panneau de plexiglas, un voyant rouge miniature s'allume lorsque le défilement de la bande est en cours.

Egalement, sous le panneau, sont disposés les deux boutons de réglage du niveau d'enregistrement, un sous chaque VU-mètre, ce qui est très confortable et entre ces deux boutons de réglage sont placés les deux poussoirs qui, par enfoncement, provoquent la mise en service du dispositif de contrôle automatique du niveau d'enregistrement ou du circuit correspondant à l'utilisation d'une bande au bioxyde de chrome. Ces deux commandes sont également placées logiquement sous leurs voyants de contrôle.

La partie avant du plan supérieur de l'appareil, réalisée en aluminium satiné, comporte une importante dénivellation, ce qui permet un bon dégagement des cinq

touches des commandes conjuguées du défilement de la bande.

Ces cinq touches, du genre touches de piano, sont placées devant le volet de protection de la cassette.

Ce volet porte la mention : « Arrêt automatique », ainsi qu'une flèche, orientée vers la droite, qui signifie que l'arrêt automatique s'effectue en fin de bande, en défilement normal (enregistrement ou lecture), ou, éventuellement, en cas de blocage de la cassette.

Les cinq touches correspondent, de gauche à droite, aux fonctions suivantes : enregistrement, défilement rapide vers l'avant, défilement normal et arrêt + éjection de la cassette. Cette dernière touche est à double détente. Enfoncée à mi-course, elle provoque l'arrêt du défilement et, enfoncée complètement, l'éjection de la cassette. De plus, une bande transversale de couleur bleue la différencie des touches de défilement, ainsi que de la touche enregistrement, repérée de la même façon par une bande transversale rouge.

Ces couleurs sont couramment employées sur le matériel d'origine nippo-américaine.

Complètement à gauche, et sur le rebord que surplombent les cinq touches déjà mentionnées, l'interrupteur à basculement commande la mise en marche ou l'arrêt de l'appareil. Non loin de là sont disposés : le jack pour casque stéréo (fiche 6,35 mm) et les deux petits jacks (fiche 4 mm) destinés au raccordement des micros des voies droite et gauche.

Sur la face arrière de l'appareil sont disposées les prises pour enregistrement et lecture, à savoir la prise DIN à cinq broches encadrée par les deux paires de prises coaxiales RCA (CINCH).

ETUDE DU SCHEMA

Compte tenu des performances dont cet appareil est capable, nous ne pouvons que reconnaître que, là encore, la simplicité bien comprise est payante. En effet, il n'est fait appel qu'à sept transistors pour chaque voie, ce qui nous amène bien à la quantité spécifiée (16) en ajoutant les deux transistors de l'oscillateur de prémagnétisation.

L'amplificateur pour l'enregistrement et la lecture est à deux étages. Chacun de ces étages uti-

lise deux transistors montés en liaison directe et dotés d'un double réseau de contre-réaction. Un des ces réseaux fixe le gain de l'étage et l'autre, commuté, effectue la correction nécessaire pour la lecture et pour l'enregistrement. Dans le deuxième étage, ce réseau n'est commuté que pour la lecture et son action correctrice de la courbe de réponse peut être dosée par un potentiomètre ajustable de 50 k Ω (R131.231).

Entre ces deux étages amplificateurs sont disposés les potentiomètres de réglage des niveaux de lecture et d'enregistrement. Le niveau de lecture est ajusté à l'origine par R117-217 (50 k Ω), tandis que le niveau d'enregistrement est réglable à volonté au moyen des boutons de commande placés sous les VU-mètres. C'est sur ce réglage que se trouve le dispositif de contrôle automatique du niveau d'enregistrement dont la mise en service s'effectue par le poussoir approprié, également placé sous les VU-mètres.

Le dispositif, dont le fonctionnement est analogue à celui d'un anti-fading (ou CAV) utilisé dans les radiorécepteurs, comporte un transistor et quelques diodes. Le transistor agit comme un shunt variable placé sur une partie du potentiomètre de réglage manuel. A la suite de ces deux étages amplificateurs, un sixième transistor est utilisé à trois fins distinctes. D'abord fournir la tension de commande du transistor de contrôle automatique du niveau d'enregistrement. Ensuite, fournir le courant nécessaire au VU-mètre. Et, enfin, par le moyen d'un transformateur approprié, permettre l'écoute au casque.

C'est également à la sortie du deuxième étage amplificateur que sont reliées les prises CINCH et DIN, pour la lecture, ainsi que le circuit particulier à l'utilisation de la tête magnétique lors de l'enregistrement.

Ce dernier circuit utilise un septième transistor et le dosage du signal enregistré est effectué par un potentiomètre ajustable de 50 k Ω (R143-R243) tandis que l'égalisation peut être effectuée par le moyen d'une self à noyau réglable (L101-L201). Ceci a pour effet d'augmenter, ou de diminuer, la fréquence dont ce dispositif relève le niveau dans les fréquences élevées de la courbe de réponse. A ce dernier circuit est associé un système simple (résistance ou condensateur en parallèle) qui, par commutation, permet

l'utilisation de bandes au bioxyde de chrome.

Après égalisation par ce circuit, le signal est appliqué à la tête magnétique à travers un filtre. Egalement appliquée à la tête magnétique, la fréquence de prémagnétisation est obtenue par un montage multivibrateur. Les deux transistors ont leur collecteur chargé par un demi-primaire d'un transformateur. Une partie du secondaire alimente la tête d'effaçement, tandis que l'autre alimente la tête magnétique pour l'enregistrement. Le réglage du courant de prémagnétisation est effectué par une résistance ajustable de 100 k Ω (R153-253) placée en série dans la liaison vers la tête magnétique. Dans le cas de l'utilisation de bande au bioxyde de chrome, une commutation est également établie dans le but de relever la tension d'alimentation de l'oscillateur.

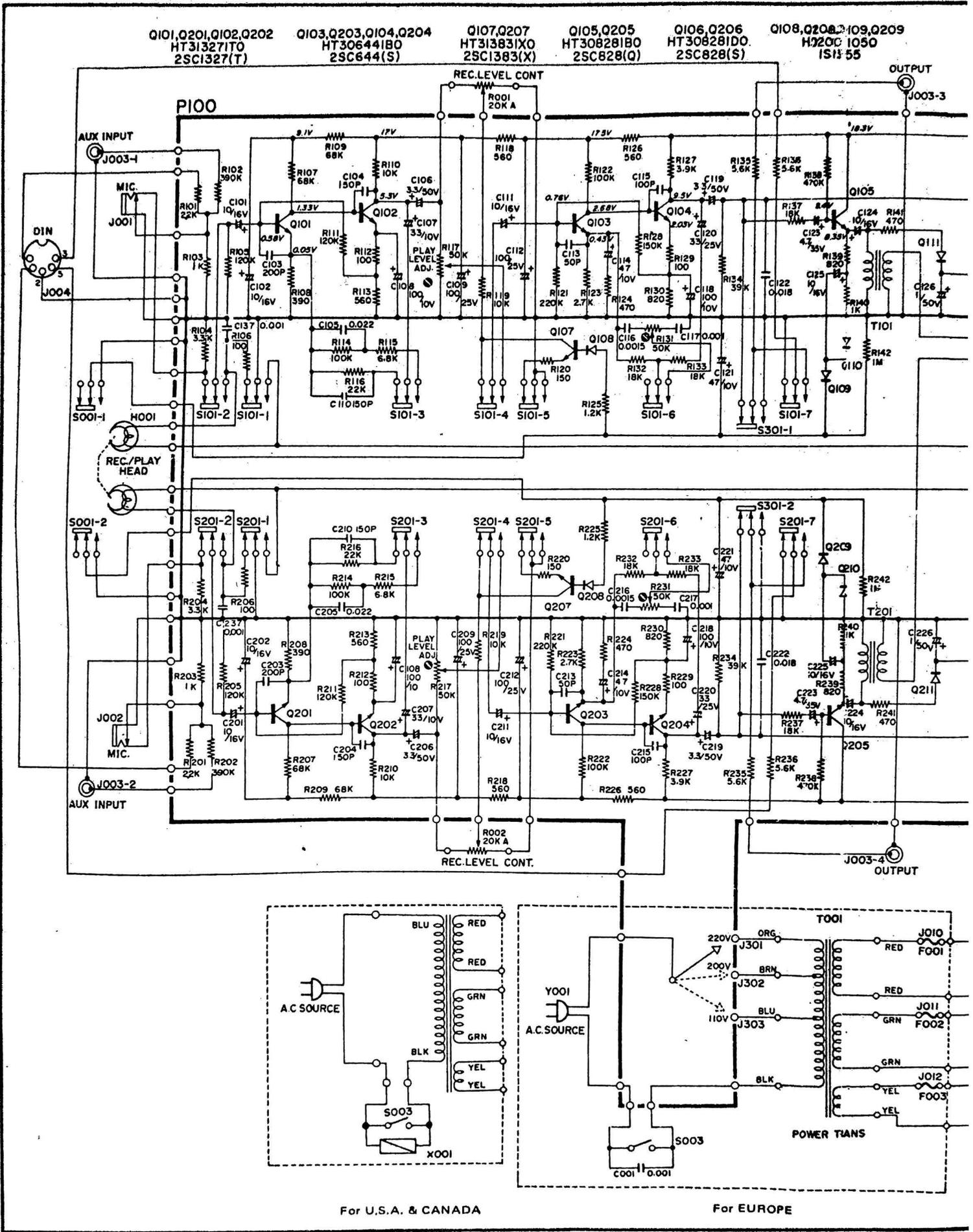
Les tensions d'alimentation sont obtenues à partir de deux des trois secondaires du transformateur, après redressement par diodes montées en pont et filtrage sériel, l'une pour le moteur, l'autre pour les circuits. Le troisième secondaire du transformateur sert à l'éclairage des deux vu-mètres de la cassette, ceci en permanence, et, par commutation, des voyants : contrôle automatique du niveau d'enregistrement, bande au bioxyde de chrome et enregistrement.

Il est à noter que ces trois dernières lampes sont remplacées par des résistances appropriées lorsqu'elles ne sont pas allumées, ce qui évite une surtension, ménageant ainsi les autres lampes, peu accessibles, il est vrai, s'il est nécessaire de les remplacer. Chacun de ces trois secondaires est protégé par un fusible et dans ce modèle destiné à l'Europe, un sélecteur de tension permet d'alimenter l'appareil sur les réseaux 110,200 et 220 volts, 50/60 Hz.

PERFORMANCES

Mesurée avec une cassette où une fréquence de 3000 Hz a été enregistrée à la vitesse de 4,75 cm/sec., la vitesse est effectivement de 4,8 cm/sec., comme spécifiée et ne varie pas sensiblement du début à la fin de la bande.

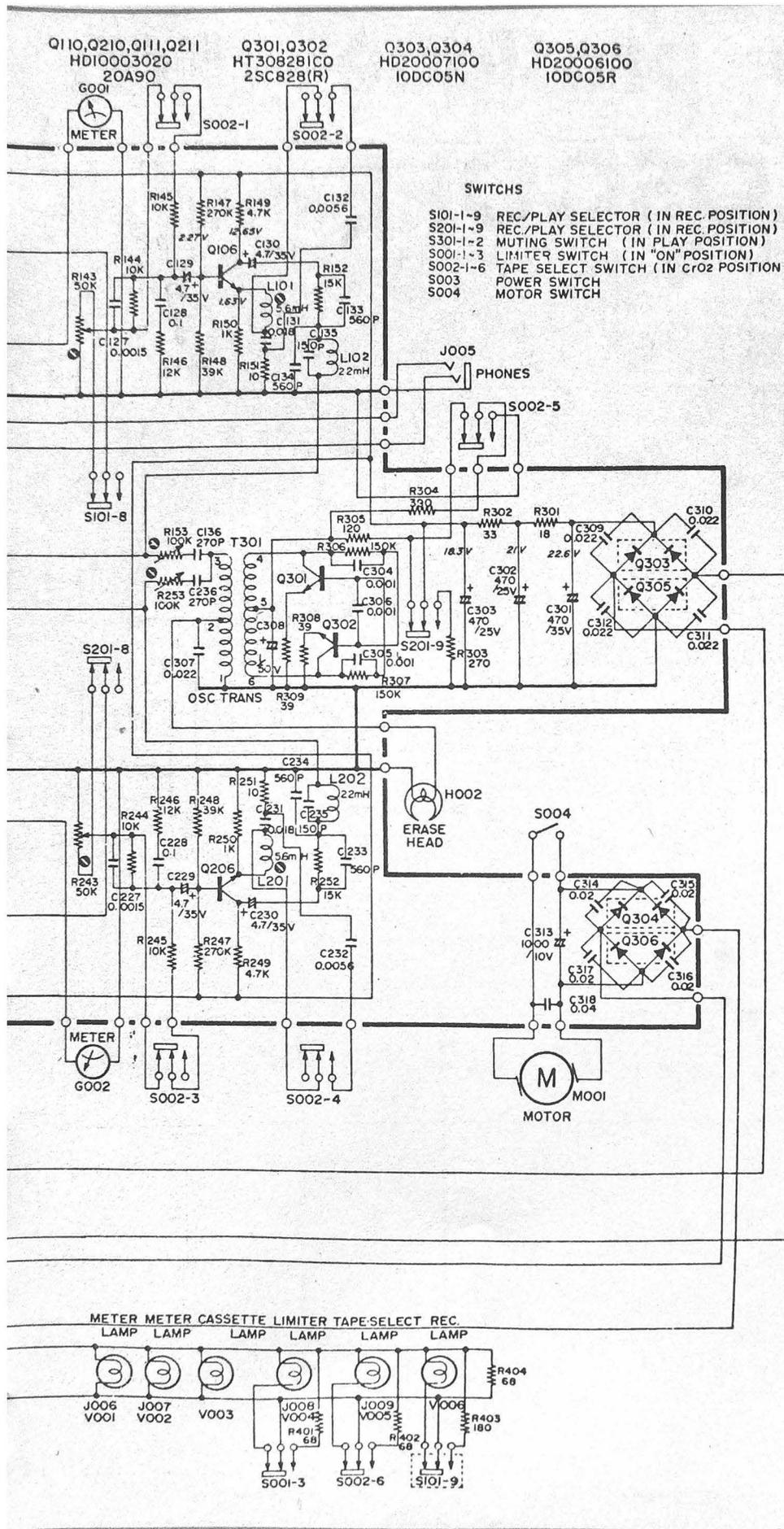
Le temps de rebobinage rapide est correct : 80 sec. pour une cassette C-60.



Q101, Q201, Q102, Q202 HT313271TO 2SC1327(T)
 Q103, Q203, Q104, Q204 HT306441BO 2SC644(S)
 Q107, Q207 HT313831XO 2SC1383(X)
 Q105, Q205 HT308281BO 2SC828(Q)
 Q106, Q206 HT308281DO 2SC828(S)
 Q108, Q208, Q109, Q209 H320C 1050 IS1:55

For U.S.A. & CANADA

For EUROPE



Le taux de pleurage et scintillement est excellent : 0,1% à 0,12% du début à la fin de la bande. La fréquence de prémagnétisation est légèrement plus élevée que celle qui est spécifiée : 87.660 Hz/85.000 Hz, ce qui n'est pas un mal, au contraire

La sensibilité des entrées est très correcte : 73 mV/0dB au VU-mètre sur les entrées CINCH, 25 mV/0dB au VU-mètre sur les entrées DIN et 0,2 mV/0dB au VU-mètre sur les entrées micro, ce qui donne à peu de chose près - 71 dB.

Les tensions de sortie correspondante sont évidemment de 0.775 V (0dB). Le rapport signal/bruit est tout à fait conforme à celui des appareils de cette catégorie. Par exemple, avec une bande normale, il est de 47 dB en mesure non pondérée et de 51 dB en mesure pondérée. Avec une bande au bioxyde de chrome, on obtient respectivement 45 dB et 51 dB.

Le taux de distorsion est également correct. Pour des niveaux d'enregistrement à - 3 dB, 0dB et + 3dB, on obtient respectivement des taux de distorsion harmonique de 1%, 1,3% et 2,4%. Rappelons que ces niveaux sont ceux qui précèdent la saturation et que les taux de distorsion à des niveaux d'enregistrement courants sont beaucoup moins élevés. La courbe de réponse est excellente. En enregistrement + lecture, nous avons mesuré une courbe de réponse à ± 2dB de 40 Hz à 12.500 Hz, avec - 7dB à 14.000 Hz et - 12 dB à 16.000 Hz, ceci pour une bande normale. Avec une bande au bioxyde de chrome, la courbe de réponse enregistrement + lecture à ± 3dB s'étend de 40 Hz à 16.000 Hz. La nouvelle génération de magnétocassettes tient ses promesses.

RÉSULTATS D'ÉCOUTE

Bien entendu, l'écoute est très agréable et de classe Hi-Fi. Ce magnétocassette, malgré le fait qu'il ne soit pas équipé d'un système Dolby, mérite d'être un complément de chaîne haute fidélité.

Pour terminer, signalons que le matériel Superscope est distribué par Pizon-Bros et qu'il existe un modèle CD-302 avec Dolby, dont notre revue-sœur, Hi-Fi Stéréo, vient de publier un banc d'essai.

A.B.

Utilisation pratique d'un OSCILLOSCOPE

2. FONCTIONNEMENT ...SES RÉGLAGES, SON EMPLOI

MISE EN ROUTE

QUEL que soit le type d'appareil à mettre en route, la plus élémentaire des précautions consiste à vérifier la valeur de la tension du réseau alternatif : bien que les circuits d'alimentation internes soient en général régulés, une surtension s'avère toujours dangereuse ; par contre, une sous-tension fait travailler l'appareil aux limites inférieures de ses performances. Dès lors que l'on est assuré que le secteur correspond à celui prévu pour l'oscilloscope, avec, éventuellement, une tolérance de $\pm 10\%$, on peut tourner le bouton de mise en route. Cette manœuvre est pratiquée généralement en absence d'attaque de l'oscilloscope et l'on doit rechercher, en premier lieu, la présence

d'une trace sur l'écran.

Dans le cas où rien n'apparaît, on procédera comme suit :

— On localise tout d'abord les différentes parties de l'oscilloscope en observant chacun des réglages qui leurs sont afférents.

— Dans la partie « **alimentation du tube** » (voir figure 1) les réglages d'« **intensité** » et de « **focus** » agissant sur la luminosité et la concentration du spot sont poussés à 2/3 de leur course.

— Dans la partie « **déviations verticale** » les boutons de cadrage « **Y POS** » seront tournés à mi-course (figure 2) ; dans le cas d'un oscilloscope « **bi-courbe** », on répète la même opération sur les deux voies (POS I et POS II).

— Dans la partie « **alimentation** » (figure 1) le cadrage horizontal « **X POS** » est également placé à mi-course. Ce réglage est souvent repéré par un trait fléché horizontal. Il peut aussi se trouver

dans la partie « **base de temps** ».

— Comme il est plus commode de situer sur l'écran une trace horizontale, plutôt qu'un spot, la base de temps doit fonctionner en permanence. Pour ce faire, le niveau de déclenchement doit être disposé sur « **AT** », position qui correspond à un balayage **relaxé** synchronisable. L'inverseur de mode de synchronisation doit être évidemment placé sur un branchement interne (INT). Le signe « **+ ou -** » importe peu, tout d'abord. Rappelons ici, qu'en balayage **déclenché**, la trace n'apparaît que si l'on applique un signal sur l'entrée verticale reliée au circuit interne de synchronisation. Or, ce n'est pas le cas, ici, puisque rien n'est branché, à priori...

— Toutes les dispositions ci-dessus correspondent à une situation d'« **attente** » à partir de laquelle l'oscilloscope **peut être maintenant réglé**.

LUMINOSITE

On suppose donc que les dispositions intermédiaires de cadrage amènent la (ou les) trace(s) au niveau de l'écran. L'intensité lumineuse du « **spot** » sera choisie en fonction :

- de la lumière ambiante,
- de la fréquence du signal à observer.

Une pièce très éclairée oblige, en effet, l'utilisateur à pousser la luminosité aux limites des possibilités de l'appareil, nous verrons que cela peut s'accompagner d'un « **écrasement** » du spot sur l'écran surtout si le phosphore utilisé se révèle rémanent ; il est donc préférable de réduire cette luminosité et d'employer une visière adaptable sur le pourtour de l'écran (figure 4) et qui protégera la trace des rayons lumineux di-

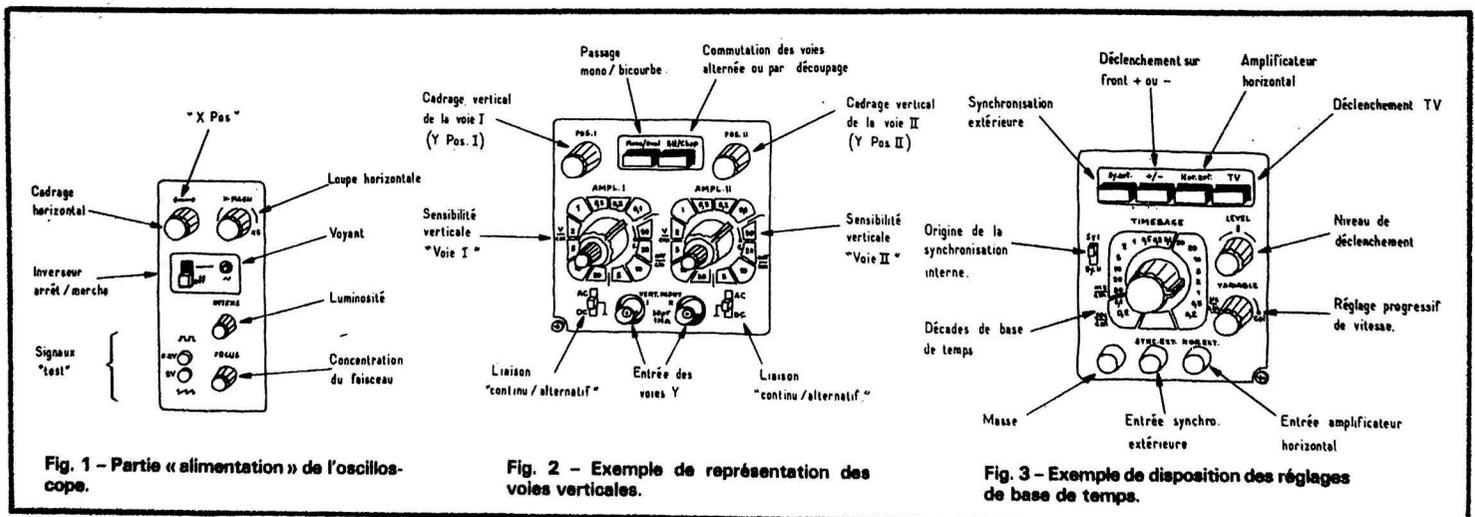


Fig. 1 - Partie « alimentation » de l'oscilloscope.

Fig. 2 - Exemple de représentation des voies verticales.

Fig. 3 - Exemple de disposition des réglages de base de temps.

rects. Par ailleurs, si le signal observé présente une fréquence propre très élevée, le spot mettra trop peu de temps pour impressionner efficacement la matière luminescente de l'écran. Il s'en suit nécessairement une baisse de luminosité car la **vitesse d'écriture** d'un écran n'est pas infiniment grande. Pour les tubes cathodiques courants, cette vitesse avoisine 75 cm/ μ s pour un matériau de type P31 (vert). Concrètement, cela signifie qu'un écran de 10 cm de largeur ne peut valablement reproduire qu'une vitesse de balayage de 0,13 μ s, évaluée en linéaire. Avec un signal d'amplitude donnée, le chemin emprunté par le spot pour décrire les contours des alternances est évidemment plus long, d'où baisse notable de luminosité. Ainsi, pour une sinusoïde inscrite dans le cadre d'un écran de 8 x 10 cm (si tel est le signal !), la ligne courbe parcourue par le spot atteignant très approximativement $10 + 8 = 18$ cm, la période limite monte à 0,24 μ s correspondant à une fréquence extrême de 4 MHz (environ !).

Pour les fréquences supérieures ou pour un nombre plus grand d'alternances la **luminosité relative devra être accrue** : on agit donc sur le bouton marqué « Intens ». Il est évident qu'une relation physique existe entre le choix du phosphore de l'écran — donc du tube cathodique — et la limite supérieure en fréquence de l'oscilloscope.

Enfin, dans le cadre d'un oscilloscope bi-courbe à commutateur électronique la trace étant encore dédoublée, les possibilités en luminosité propre doivent être encore augmentées.

CADRAGE

Aussitôt que la luminosité s'avère suffisante pour voir quel que chose sur l'écran il faut centrer la trace obtenue vers le milieu du graticule (1) cette opération s'effectue au moyen des boutons de cadrage « Y POS » et « X POS » que l'on ajuste au mieux pour cadrer le signal.

CONCENTRATION

On affine la trace obtenue au moyen du bouton de « focus » tout en ajustant au mieux le cadrage et la luminosité.

Si l'appareil est muni d'un ré-

glage d'astigmatisme, accessible de l'extérieur, il peut être souhaitable de couper la base de temps au moyen du niveau de déclenchement (voir ci-dessus) ou en plaçant la vitesse de balayage sur « EXT » ou en appuyant sur la touche « Hor Ext » selon les oscilloscopes (voir figure 3). Le spot apparaît alors sous la forme d'un point lumineux plus ou moins rond et plus ou moins ponctuel. Le but à atteindre, en retouchant aux réglages de « focus » et d'« astigmatisme » est un point « bien rond » en **tous les points de l'écran** ; pour ce faire, il peut s'avérer utile de déconcentrer légèrement le spot au moyen du focus et d'agir sur le réglage d'astigmatisme pour que la tache ainsi obtenue **soit bien ronde quelle que soit sa position sur l'écran**. Ce contrôle s'effectuera évidemment au moyen du cadrage que l'on modifie dans les deux sens. Il est évident que lorsqu'un signal est décrit sur le tube, la focalisation s'observe globalement **puisque toute la surface de l'écran est ainsi balayée**. Des retouches pourront donc se pratiquer, plus loin, lorsqu'on en sera à l'observation du signal.

Signalons que dans beaucoup d'oscilloscopes le réglage d'astigmatisme n'est pas accessible et est effectué, une fois pour toutes, en usine.

BRANCHEMENT DE L'ENTREE VERTICALE

Bien que nécessitant beaucoup d'explications, les opérations précédentes se font généralement en quelques secondes dès que l'on a bien en main l'appareil. Ainsi, lorsque la trace s'avère bien cadrée et convenablement concentrée, il convient de brancher les entrées de la voie verticale sur le circuit à contrôler. Cette opération doit s'effectuer en prenant certaines précautions, si l'on ignore la nature du signal à observer. Tout d'abord (voir figure 2) on disposera l'inverseur alternatif continu (AC/DC) sur **alternatif**, de telle sorte que l'entrée verticale soit protégée d'une éventuelle tension continue moyenne superposée au signal. Ensuite, le contacteur de sensibilité doit être tourné sur la position la moins sensible (exemple : 30 Vcc/cm). Pour brancher l'appareil, il faut soit des fils de raccordement souples, soit un câble de liaison. Dans le premier cas, **réservez à l'obser-**

vation des signaux de fréquences basses (ondes sinusoïdales jusqu'à 1 MHz ou rectangulaires jusqu'à 100 kHz), on adaptera un raccord spécial puisque l'entrée s'effectue normalement sur fiche BNC. Lorsqu'on veut éviter le rayonnement dû aux fils souples et si la fréquence de travail reste faible, on peut employer un câble coaxial muni, d'un côté, d'une fiche BNC identique au connecteur de l'oscilloscope et, de l'autre, des fiches « bananes ». Mais, pour observer des fréquences élevées, on utilisera soit une sonde spéciale à haute impédance d'entrée, disponible chez tous les fabricants d'oscilloscope, soit une sonde détectrice si la fréquence est très élevée et si elle supporte une modulation. Dans ce dernier cas, l'oscilloscope peut fonctionner en « **signal-tracer** ». Ces accessoires seront décrits en détail dans le cadre des prochains articles. Nous verrons également, que le câble de prélèvement (ou de mesure) demande, parfois, à être **adapté**, donc terminé en bout, c'est-à-dire à l'entrée de l'oscilloscope, par une charge qui correspond à l'impédance caractéristique du câble (50, 60 ou 75 Ω).

Ces précautions prises, le signal doit normalement apparaître sur l'écran. On passera l'inverseur d'entrée sur DC afin de mettre en évidence l'éventuelle tension continue superposée (figure 6). On réduira quelque peu la sensibilité verticale afin de cadrer le signal dans l'écran **sans toucher au cadrage** ; le signal est donc situé par rapport au niveau 0. Ensuite pour avoir plus de détail sur le signal on pourra revenir sur AC et pousser la sensibilité (voir aussi plus loin).

REGLAGE DE LA BALANCE D'ENTREE

Les oscilloscopes modernes « passent le continu » ; autrement dit, la liaison est **directe** entre les étages depuis l'entrée jusqu'aux plaques de déflexion. Cet avantage certain ne peut s'effectuer que moyennant certaines précautions ; notamment en ce qui concerne les tensions d'alimentation des étages d'entrée.

Comme il arrive parfois que les transistors d'entrée « dérivent », il faut convenir d'un mode de compensation qui rende le point de repos de ces étages indépendant de la résistance de l'atténua-

teur d'entrée. En clair, les réglages « par bond » (ou progressif !) de sensibilité ne doivent pas déclencher l'image de sa position moyenne, sans quoi l'évaluation de cette tension moyenne serait erronée.

Pour éviter cela un axe fendu de potentiomètre, souvent accessible sur la face avant de l'appareil, agit sur cette compensation marquée « DC balance ». Son réglage s'effectue au moyen d'un tournevis ; on recherche la position optimale pour laquelle, en **absence de signal**, la trace horizontale ne bouge pas, lorsqu'on manœuvre le réglage progressif de gain vertical (bouton de sensibilité vers les bas calibres si l'oscilloscope ne comporte pas de réglage progressif). Les oscilloscopes qui ne comportent pas de réglage de balance accessible doivent présenter une grande stabilité d'alimentation des étages d'entrée ou être équipé d'une compensation automatique des dérives. En réalité, le réglage de balance, véritable compensation d'« offset », n'est pratiqué que de temps à autre, ceci explique et justifie que les constructeurs le place souvent à **l'intérieur** du coffret.

CHOIX DE LA SENSIBILITE

Si le signal n'apparaît pas sur l'écran — alors que l'oscilloscope est branché normalement — ce peut être le fait d'une sensibilité verticale insuffisante. Il n'apparaît alors qu'un trait. On élèvera donc la sensibilité au moyen des contacteurs « Ampli I ou II » (figure 2) de telle sorte que le signal occupe les deux tiers de la hauteur. Si le gain vertical s'avère insuffisant, on peut encore, parfois pousser la sensibilité au moyen d'un inverseur ou d'un bouton qui accroît la déviation verticale et qui divise d'autant les valeurs de sensibilité marquées sur le contacteur. On peut aussi adjoindre un préamplificateur d'appoint (Citons par exemple le modèle HZ37 Hameg) branché sur l'entrée verticale. Enfin, certains oscilloscopes possèdent un réglage progressif de gain vertical, concentrique du contacteur de sensibilité verticale. Ce réglage doit faire l'objet d'une grande attention car l'on risque des erreurs de lecture ; **en effet, ce réglage n'est jamais étalonné**. Par conséquent si l'on veut que les indications portées sur le contacteur

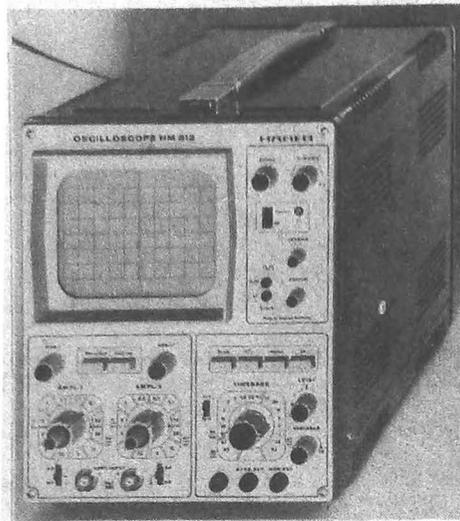


Fig. 4 - Oscilloscope bicourbe HMS 12 HAMEG qui sert d'exemple à cette description.

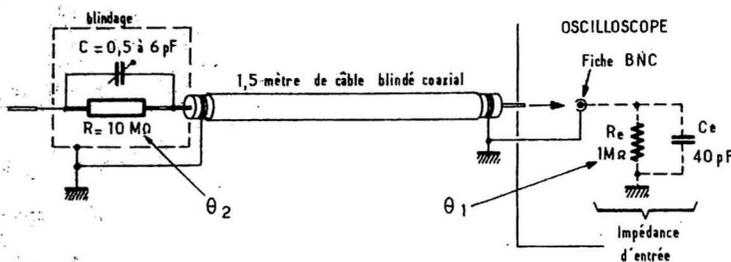


Fig. 5 - Schéma de base de l'atténuateur constituant la sonde de prélèvement à haute impédance d'entrée. La mise au point consiste à faire $\theta_1 = Re Ce = \theta_2 = RC$

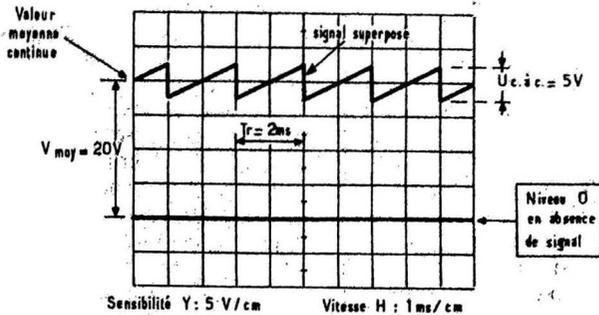


Fig. 6a - Oscillogramme du signal d'étalonnage délivré par l'appareil HM 512 HAMEG. (Cas d'un oscilloscope bien étalonné et bien cadré).

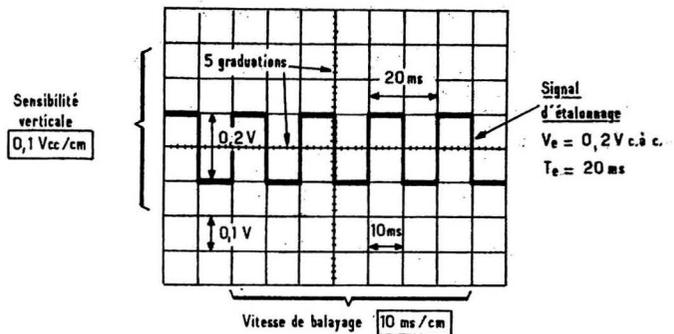


Fig. 6b - Exemple de relevé d'oscillogramme dans le cas d'une tension complexe.

principal soient vraies, il faut disposer le réglage sur un repère pré-établi pour cette lecture.

CONTROLE DE L'ETALONNAGE

Afin de s'assurer que la sensibilité affichée correspond bien au déplacement sur l'écran, la voie verticale comporte toujours un dispositif de calibration approprié.

Généralement cette opération se pratique au moyen de signaux rectangulaires d'amplitude et de fréquence prédéterminés. Il faut alors relier cette sortie spéciale sur l'entrée verticale correspondante. Signalons que pour inscrire le signal de calibration entre des repères bien précis (voir l'exemple de la figure 6), il faut retoucher au cadrage vertical ; par ailleurs, il ne faut pas oublier de placer le bouton de gain progressif sur le repère prévu pour que l'étalonnage affiché reste vrai.

COMMUTATION « ALTERNATIF/CONTINU »

Selon la nature du signal, il faut adapter un condensateur en série avec la voie verticale. En règle générale, un relevé d'oscillogramme s'effectue compte tenu de la valeur moyenne ; par conséquent, les réglages précédents étant faits, on peut passer l'inverseur « AC/DC » sur « DC ». Si la trace sort du cadre de l'écran on peut soit réduire la sensibilité afin qu'elle reste dans le graticule soit déplacer la valeur moyenne du signal dans la direction contraire du déplacement au moyen du cadrage, soit, dans l'extrême rigueur, revenir sur « AC » si le signal superposé s'avère trop faible en amplitude (voir figure 6). Quelque soit le cas, il faut bien noter la position initiale de la trace horizontale, c'est-à-dire la hauteur occupée en absence de signal : c'est le niveau 0 référence de l'axe des abscisses.

FREQUENCE DE BALAYAGE

Dans l'état actuel des réglages, le signal défile sur l'écran avec n'importe quelle période de balayage. Pour le fixer, il faut tout d'abord laisser le niveau de déclenchement sur la synchronisation « automatique » (position « AT », voir figure 3), condition essentielle, rappelons-le, pour que la base de temps apparaisse en absence de signal. Puis, on tourne le bouton de durée de balayage (Time-Base) jusqu'à ce que le signal à observer ait une ou plusieurs périodes décrites.

Avec le vernier de fréquence, ce nombre peut être plus ou moins augmenté, de même que la stabilité du signal peut être obtenue au mieux sur l'écran. Toutefois, si l'on déplace le réglage de « vernier » ailleurs qu'en face du repère marqué « CAL » (calibration), les indications de vitesse de balayage deviennent fausses.

DECLENCHEMENT DU BALAYAGE

Pour certains signaux complexes il n'est pas possible de stabiliser l'image sur les positions prévues par le contacteur de base de temps. Il faut donc faire travailler l'appareil en « déclenché » et tourner le bouton de niveau (figure 3) ailleurs qu'en face du repère « AT » (BDT relaxée) : il existe alors une position où le signal — qui avait disparu aussitôt l'interrupteur tourné — revient bien stable sur l'écran. En principe, ce phénomène est favorisé par le sens des polarités de synchro, eu égard aux polarités propres du signal (inverseur + ou -).

Si la stabilité est douteuse on peut éventuellement retoucher, sur certains oscilloscopes, à l'axe du potentiomètre marqué « stabilité », mais les critères de réglage optimal restent à la disparition de la base de temps en ôtant le signal. Enfin, le réglage de niveau de déclenchement optimal ne doit pas alors s'éloigner des 2/3 de sa course normale.

SYNCHRONISATION EXTERIEURE

Lorsque le signal paraît difficile à maintenir en place sur l'écran, il peut être utile de déclencher la base de temps à partir d'une tension de fréquence rigoureusement synchrone avec celle du signal à observer mais préparée et filtrée à l'avance cette tension, amplifiée, permet alors sans difficulté la synchronisation souhaitée.

Nous verrons ultérieurement plusieurs exemples de ce fonctionnement notamment en télévision où des tops de synchronisation calés sur les fréquences « lignes » ou « images » sont constamment disponibles sur le récepteur.

Pour ce faire, on applique le signal de synchronisation sur l'entrée « SYNC. EXT » et on déplace l'inverseur de mode de synchro sur la position extérieure. La suite du réglage reste inchangée. On procède comme indiqué ci-dessus.

CAS DES OSCILLOSCOPES BI-COURBES

La synchronisation d'une base de temps ne peut se faire que sur un seul signal à la fois ; aussi, on trouve généralement un inverseur supplémentaire qui déplace le prélèvement interne de la synchronisation sur l'une ou l'autre des traces. Si l'on a affaire à un oscilloscope double-trace à commutateur électronique, en fonctionnement « CHOPPER », la base de temps est alors synchronisée à partir d'une trace précise (Y₁ ou voie A au canal de gauche, selon les oscilloscopes). Les deux signaux observés devront donc être de même fréquence si l'on veut qu'ils restent bien stables, tous les deux sur l'écran.

LOUPE HORIZONTALE

Lorsqu'on veut observer un détail précis sur un signal, on peut dilater l'axe horizontal en poussant le gain de cette voie. Ceci se pratique au moyen d'un bouton « X3 » ou « X5 », selon les oscilloscopes (voir figure 1), qui agit directement sur l'amplitude de la dent de scie de balayage. On retouche au besoin la luminosité car

celle-ci baisse naturellement avec l'expansion.

Il est évident que, là encore, les indications de durée de balayage sont fausses, sauf aux extrémités de ce réglage, marquons X1 ou X5. Dans les cas extrêmes, on divise donc la vitesse de balayage par les chiffres exprimés. Cela revient à pousser les performances de la base de temps du côté des fréquences élevées.

Un calibrage par axe fendu accessible parfois sur la face avant ajuste exactement l'expansion (loupe) désirée en cas de dérégla-

AMPLIFICATEUR HORIZONTAL

L'expansion précédente suppose l'existence d'un amplificateur horizontal précédé d'un réglage progressif de gain (la loupe horizontale). En tournant le contacteur de vitesse de balayage sur un repère particulier (position extrême marquée EXT), ou en appuyant sur une spéciale « HOR-EXT » (figure 3), on accède directement à cette voie horizontale, la base de temps étant arrêtée automatiquement. L'entrée horizontale est disponible au bas de l'appareil (HM512) sur des douilles pour fiches « bananes ». L'oscilloscope peut alors fonctionner en traceur de courbes X/Y (en appliquant les méthodes de Lissajous : voir plus loin).

Les réglages de gain sont alors évidemment maintenus.

BALAYAGE DISPONIBLE

Dans bon nombre d'applications, il peut être souhaitable de récupérer la tension de balayage d'un oscilloscope. Or, les modèles Hameg HM312 et HM512 délivrent sur une sortie spéciale placée dans la partie « Alimentation du tube » (voir figure 1), une rampe de temps de montée variable au moyen du contacteur de vitesse de balayage.

(à suivre)

Roger CH. HOUZE
Professeur à l'ECE

(1) cadran muni d'un reticule gradué (voir figure 4)

TOUS NOS PRIX
SONT DONNÉS SOUS
RÉSERVE.

ale

tél. 887.23.36

A 50 METRES
DE LA PLACE DE
LA REPUBLIQUE

2000

11, Bd
SAINT-MARTIN
75003 PARIS

**NOS PRIX PROMO SONT LES MOINS CHERS
COMPAREZ-LES !**

CHAINE PIONEER N° 1



comprenant :
1 AMPLI-TUNER SX300 - 2 x 15 W
1 PLATINE "LENCO" B55
2 ENCEINTES "VIDEOTON" DF202
PRIX CATALOGUE : 3 150 F

PRIX : 2 690 F

CRÉDIT : COMPTANT 830 F
+ 12 mensualités de 186,31 F
AVEC TD165 - 2 990 F

CHAINE SANYO



comprenant :
1 AMPLI-TUNER DCX 2500L - 2 x 15 W
1 PLATINE TD 165
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202
PRIX CATALOGUE : 3 600 F

PRIX : 2 990 F

CRÉDIT : COMPTANT 900 F
+ 12 mensualités de 209,81 F
AVEC B55 - 2 690 F

CHAINE "ONKYO" N° 1



comprenant :
1 AMPLI A 7022 - 2 x 72 W
1 PLATINE THORENS TD160
2 ENC. GOODMAN MAGNUM
PRIX CATALOGUE 7 780 F

PRIX : 6 250 F

CRÉDIT : COMPTANT 1 920 F
+ 12 mensualités de 417,22 F

CHAINE « ONKYO » N° 2



comprenant :
1 AMPLI-TUNER AT 225 - 2 x 27 W.
1 PLATINE Lenco B 55
2 ENCEINTES VIDEOTON D 204
PRIX CATALOGUE 4 500 F

PRIX : 3 490 F

CRÉDIT : COMPTANT 1 070 F
+ 12 mensualités de : 238,07 F
AVEC TD165 - 3 840 F

CHAINE PIONEER N° 2

comprenant :
1 AMPLI SX434 2 x 25 W
1 PLATINE Lenco B55
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202
PRIX CATALOGUE 3 750 F

PRIX : 2 990 F

CRÉDIT : COMPTANT 900 F
+ 12 mensualités de : 209,81 F
AVEC TD165 - 3 340 F

CHAINE PIONEER N° 3

comprenant :
1 AMPLI SA 500 A - 2 x 20 W
1 PLATINE Lenco B 55
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202
PRIX CATALOGUE 2 650 F

PRIX : 2 200 F

CRÉDIT : COMPTANT 680 F
+ 12 mensualités de : 154,23 F

CHAINE ONKYO N° 3

comprenant :
1 AMPLI A 7055 - 2 x 40 W
1 PLATINE THORENS TD160
2 ENCEINTES GOODMAN MEZZO
PRIX CATALOGUE : 6 180 F

PRIX : 4 950 F

CRÉDIT : COMPTANT 1 520 F
+ 12 mensualités de 332,35 F

CHAINE ONKYO N° 4

comprenant :
1 AMPLI-TUNER TX 440 - 2 x 40 W
1 PLATINE THORENS TD165
2 ENC. GOODMAN MEZZO
PRIX CATALOGUE : 6 800 F

PRIX : 5 450 F

CRÉDIT : COMPTANT 1 700 F
+ 12 mensualités de : 365,36 F
AVEC TD160 - 5 800 F

UN SYSTÈME AUTOMATIQUE D'IDENTIFICATION DES VEHICULES

CE vocable désigne un système électronique et, partant totalement automatique, qui permet d'identifier un véhicule, se déplaçant, même à allure rapide, et de définir ainsi, sans ambiguïté aucune, sa position géographique exacte à un instant donné, ce qui signifie par exemple, que l'on saura, sans erreur possible, que le véhicule immatriculé 9168ZK 75 a pénétré sur l'autoroute A6 par l'entrée de Nemours à 10 h 21 le jeudi 28 novembre 1974 et se dirigeant vers le sud.

Une autre mesure, tout aussi automatique et ne nécessitant même pas l'arrêt du véhicule, nous apprendra que ce même véhicule a quitté l'autoroute du sud A6 par la sortie de Montélimar nord, ce même jeudi 28 novembre 1974 à 17 h 23 et que par conséquent, le tarif de péage qui devra lui être facturé sera, par exemple, de 46 F compte tenu que la catégorie de ce véhicule est la N° 2. Ceci n'est qu'un exemple parmi cent autres; en ce qui concerne le domaine d'application de ce nouveau procédé, actuellement mis au point et développé par la Compagnie britannique Plessey dont les usines travaillent pour la Division Trafic, se trouvent à Poole dans le Dorset.

Ce dispositif qui est maintenant parfaitement au point et particulièrement fiable permettrait, s'il était généralisé sur les autoroutes à péage d'éviter tout arrêt au guichet d'entrée et tout nouvel arrêt à la sortie pour payer la redevance; seraient ainsi finies les longues attentes pour entrer ou sortir des autoroutes et les problèmes de monnaies seraient par

voie de conséquence résolus puisque les prélèvements automatiques sur comptes bancaires ou par facturation ultérieure; cela permettrait également de réduire le nombre de personnel nécessaire au contrôle tant à l'entrée qu'à la sortie de ces mêmes autoroutes.

Ce système d'identification est particulièrement astucieux et sa fiabilité est liée à sa grande simpli-

cité, que nous allons voir plus loin.

De même, les problèmes de circulation et la congestion du centre des villes qui en résulte de plus en plus, avec, comme corolaire une véritable trahison envers la vie sociale et économique de la région, peuvent trouver tout ou partie de solution dans l'emploi de ce dispositif nouvellement créé.

En effet, bien que des circuits de contrôle de la circulation aux croisements puissent fournir une solution relativement efficace et économique pour l'ensemble des usagers de la route, il n'en reste pas moins que les véhicules prioritaires doivent pouvoir être identifiés et nécessitent un système de reconnaissance propre.

Des dispositifs radio ont été étudiés et équipent déjà, à notre

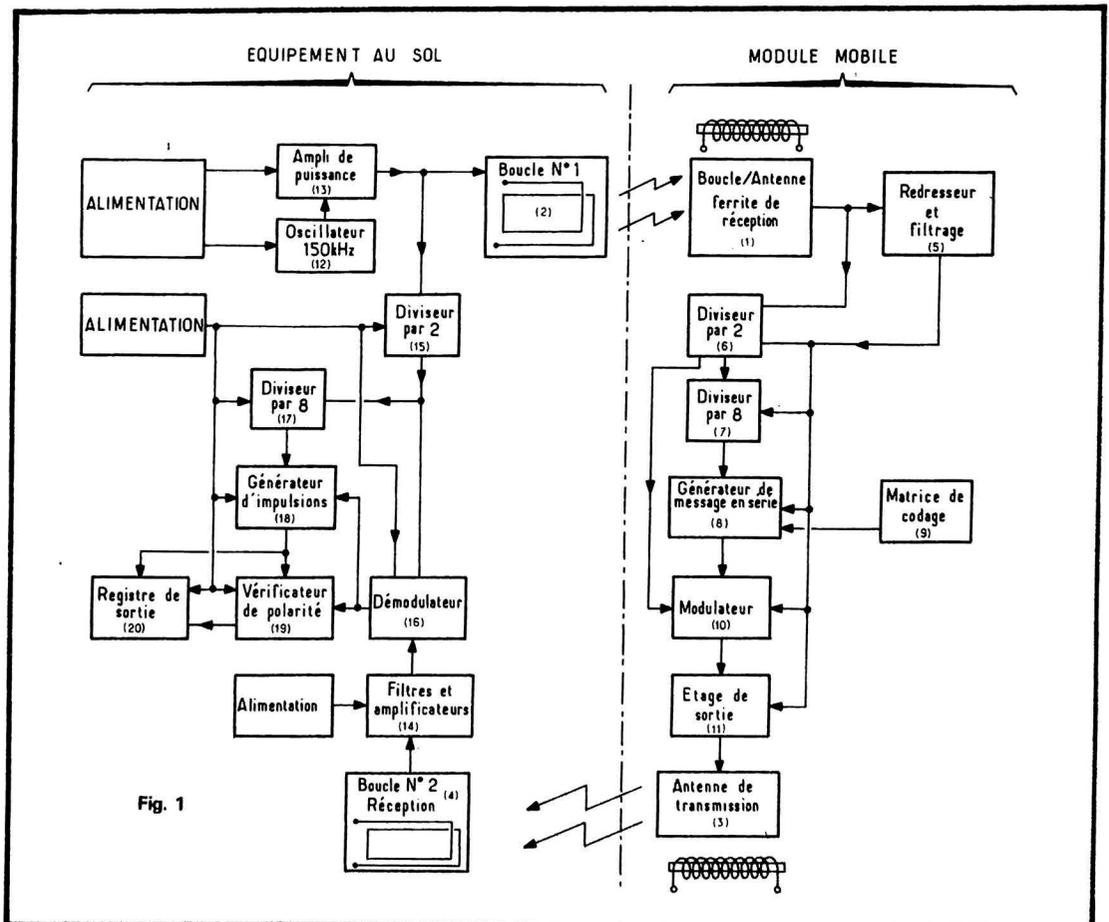


Fig. 1

connaissance certaines lignes d'autobus, mais les liaisons radio sont d'une fiabilité relative et sont davantage troublées par les niveaux parasites que des signaux purement magnétique à fréquence basse, tels que peuvent en « générer » des boucles placées dans la chaussée.

Le système d'identification de véhicule dont il est question, utilise des moyens électroniques électro-magnétiques à fréquence relativement faible, pour identifier des véhicules sélectionnés (dans un premier temps et avant sa généralisation éventuelle) circulant sur la chaussée et l'information peut être utilisée pour accélérer leur progression, dans le cas de voitures de pompiers ou de police, ou encore d'ambulance... etc, ou plus simplement pour localiser un véhicule quel qu'il soit et à quelqu'endroit qu'il puisse être.

Programmés au moyen d'un code digital permanent, avec des nombres de référence individuelle, les circuits placés sur les véhicules répondent à l'interrogation formulée par le circuit placé au sol ou sur la chaussée ; et permettent l'identification précise du véhicule interrogé : dans ce cas, plusieurs possibilités sont alors offertes : soit une action locale et directe sur les contrôleurs de circulation : par exemple, bloquer tous les feux au rouge à l'exception de celui ou de ceux qui permettent au véhicule prioritaire de circuler et de progresser plus librement ; soit, transmission de cette information jusqu'à un calculateur qui assurera une véritable gestion telle que l'on pourrait la concevoir pour le trafic sur des autoroutes.

Il apparaît déjà une plage assurément très large quant aux applications locales ou généralisées de ce dispositif.

Dans le cas d'une utilisation localisée, il est tout aussi possible d'envisager de suivre la progression d'un véhicule prioritaire tout au long d'un trajet en enregistrant successivement son passage aux divers points de contrôle et en commandant de la sorte la succession des passages des feux de signalisation au vert pour que cette progression soit facilitée au mieux.

Autre utilisation localisée du système : pour l'accès ou la sortie de parkings dont la barrière ou la porte ne pourrait être commandée que par une information satisfaisante résultant d'une reconnaissance positive du véhicule in-

terrogé. Pour l'utilisation de parkings réservés ou privés, ce serait une solution très élégante et très fiable.

Cependant, jusqu'à présent, tous les dispositifs de contrôle de la circulation qui impliquaient des captures de données et de la transmission d'informations suivie de leur traitement se sont avérés complexes et coûteux ; or, les travaux préliminaires effectués en Grande-Bretagne et financés par le laboratoire de Recherche sur les Moyens de Transports et des Routes, ont montré qu'il pouvait être développé un système à la fois simple, passif, très fiable et pouvant être fabriqué en grande série, donc à prix de revient modeste, et d'autant plus bas, qu'il pourrait être plus largement développé et plus largement utilisé. Les principales conditions requises pour satisfaire à ces différents critères sont les suivantes :

1) être particulièrement fiable, et insensible tant aux vibrations et chocs subis par un véhicule en marche sur des chaussées même dégradées, qu'aux parasites électriques ainsi qu'aux interférences et si possible totalement passif, c'est-à-dire : ne nécessitant aucune alimentation propre ;

2) à une interrogation, les réponses doivent être satisfaisantes et ceci quelle que soit la vitesse du véhicule et sa position par rapport à l'axe de la route ; de plus, le dispositif doit être en mesure de reconnaître plusieurs véhicules se présentant simultanément ;

3) un dispositif de détection et de correction automatique d'erreurs doit compenser les éventuelles erreurs dues aussi bien à la capture des informations qu'à leur transfert au centre de traitement ;

4) l'entretien des circuits placés sur la chaussée ne doivent nécessiter qu'un entretien des plus minimes et ne gêner en rien la circulation (ce qui semble évident !);

5) le circuit du véhicule doit être aussi peu coûteux que possible, robuste et interchangeable et ne nécessiter aucun entretien pendant une période de 5 ans ;

6) ce dernier doit pouvoir être facile à fixer mais difficile à retirer (il pourrait être plombé) et pouvoir être placé sur tout véhicule sans ligature de fils ni connexions électriques ;

7) enfin, il doit être si possible totalement « passif » et ne nécessiter aucune alimentation, ni par piles, ni à partir de la batterie du véhicule qui le transporte, ainsi qu'il a été dit plus haut.

DESCRIPTION GENERALE DU SYSTEME

Un véhicule devant être localisé, transporte un élément actif d'identification (il est en fait « passif » et nous verrons pourquoi plus loin) qui est interrogé lorsque le véhicule passe devant le dispositif interrogateur placé au bord de la route. La communication est établie au moyen d'un couplage inductif entre la boucle métallique placée dans la chaussée et un anneau de ferrite placé sur le véhicule ; un enroulement primaire (boucle primaire placée également sur la chaussée) permet d'alimenter par induction le circuit du véhicule et c'est la raison pour laquelle ce circuit « passif » et sans alimentation propre, devient « actif » lorsqu'il est interrogé, son alimentation lui étant fournie par le signal d'interrogation propre ; c'est ingénieux !

Pendant le temps de l'interrogation, un signal codé binaire, est transmis par le circuit du véhicule qui « répond » ainsi à l'interrogation initiale, et le code étant propre au véhicule en question, permet à la boucle placée sur la chaussée de « recevoir » cette réponse et de la transmettre, avec une certitude totale quant à l'identification du véhicule interrogé.

La transmission de cette énergie suffisante pour alimenter, le temps de la réponse, le circuit mobile, se fait donc par couplage inductif avec un signal de fréquence 150 kHz, alors que la transmission de l'information codée binaire s'opère par modulation de phase à 180° sur un signal de fréquence 75 kHz. L'identification de l'information codée binaire utilise la différenciation de 180° de la modulation de phase, de telle sorte qu'entre un « 1 » et un « 0 » la différence soit une différence de phase de 180°. Un message à répétition continue de 80 bits est transmis ; 70 de ces bits représentent un nombre décimal de 14 digits utilisant un code 2 séries de 5 et les 10 bits restant forment un code « début de message ». La fréquence de la porteuse à 75 kHz est obtenue dans le circuit fixé sur le véhicule en divisant par 2 le signal à 150 kHz reçu par induction pour son alimentation, alors que la durée d'un bit est obtenue en divisant le signal par 8, donnant ainsi une rapidité de 9 375 bauds.

C'est ainsi que la fréquence du

réseau d'alimentation peut être utilisée comme référence de fréquence et surtout de phase, en détectant sa modulation et cela procure en outre un moyen effectif de synchronisation des digits.

CIRCUIT DU VEHICULE

Afin de réduire la consommation en énergie électrique, des circuits intégrés de type M.O.S. ont été spécialement étudiés et sont utilisés pour la réalisation du module « mobile » fixé sur le véhicule. Cela permet de réaliser sous forme de « chips » des circuits extrêmement complexes et à haute densité de composants, de telle sorte que le poste du véhicule ne nécessite que deux circuits intégrés en tout et pour tout, d'où plusieurs avantages :

- faible poids,
- faible encombrement,
- haute fiabilité,
- main-d'œuvre réduite pour la fabrication de série,
- très peu de connexions,
- possibilité de réaliser un module fini très compact et noyé dans un plastique quelconque.

Considérons la figure 1 ; pour simplifier les explications et la compréhension du fonctionnement de l'ensemble, nous avons repéré chaque sous-ensemble par un numéro d'ordre ; c'est ainsi que l'énergie reçue par induction en provenance de la boucle placée sur la chaussée (2) par les deux antennes en ferrite (1) est reçue en 150 kHz, puis redressée, filtrée puis stabilisée afin de délivrer 20 V continus ; ce signal d'alimentation vient d'attaquer une série de circuits diviseurs pour produire la fréquence à 75 kHz de la porteuse du signal de réponse (diviseur par 2) étage 6, ainsi que les diviseurs par 8 (étage 7) pour le générateur de bits constituant le message codé. Le numéro de série est programmé en permanence et une fois pour toutes dans le générateur de message au moyen de connexions appropriées dans une matrice codeuse placée sur un circuit imprimé, étage 9.

Le générateur de messages (étage 8) produit une série de messages qui est utilisée pour moduler en phase la fréquence de porteuse (étage 10) qui vient alimenter une antenne ferrite (étage 3) après avoir été amplifié par un étage de puissance (11). Le module du véhicule est prévu pour être fixé sous ce dernier, dans un plan

horizontal (contre le plancher). Un blindage en aluminium est utilisé afin de réduire le décalage de fréquence dû à la présence d'acier dans le véhicule ; le module est rendu étanche afin d'augmenter sa robustesse, donc totalement imperméable et son montage sur le véhicule est prévu pour résister tant aux chocs ou vibrations, qu'aux éventuelles tentatives pour l'arracher ou le détruire ; fixé par trois boulons il ne peut, en principe, se desserrer, ni se dérégler. Son fonctionnement est totalement satisfaisant pour une distance de 20 cm jusqu'à 1 m entre le plancher du véhicule et la chaussée, ce qui permet de l'utiliser sur la totalité des véhicules, légers ou lourds, même sur les véhicules disposant d'une très forte garde au sol.

A titre d'information, signalons qu'un dispositif de sécurité a été prévu afin d'empêcher toute malversation ou toute tentative de destruction ; pour ce faire, des écrous spéciaux empêchent les boulons de lâcher ; une installation optionnelle d'arrêt, déclenchée par l'introduction d'une pointe d'acier dans le module, détruit le circuit électronique dès qu'une tentative pour retirer le module intervient.

LE SYSTEME D'ANTENNES

Le transfert d'énergie à partir de la chaussée vers le module du véhicule ainsi que la transmission du message de réponse dans le sens opposé est obtenu par couplage inductif entre une boucle placée sur la chaussée (enterrée dans le cas le plus général) et un système d'anneaux de ferrite placé dans le module mobile ; les antennes en ferrite du module mobile sont placées parallèlement dans le sens de la direction du véhicule ; le couplage entre la boucle et les antennes ferrite traverse donc la chaussée ; lorsque le véhicule passe sur chacune des boucles conductrices d'énergie, le champ magnétique du courant dans la boucle entraîne l'apparition d'une tension aux bornes des bobines placées sur les anneaux de ferrite et cette tension met en marche le circuit logique du module mobile ainsi que nous l'avons expliqué plus haut. Mais reprenons la figure 1 ; que comporte le circuit placé sur le bord de la route et relié aux boucles enterrées ?

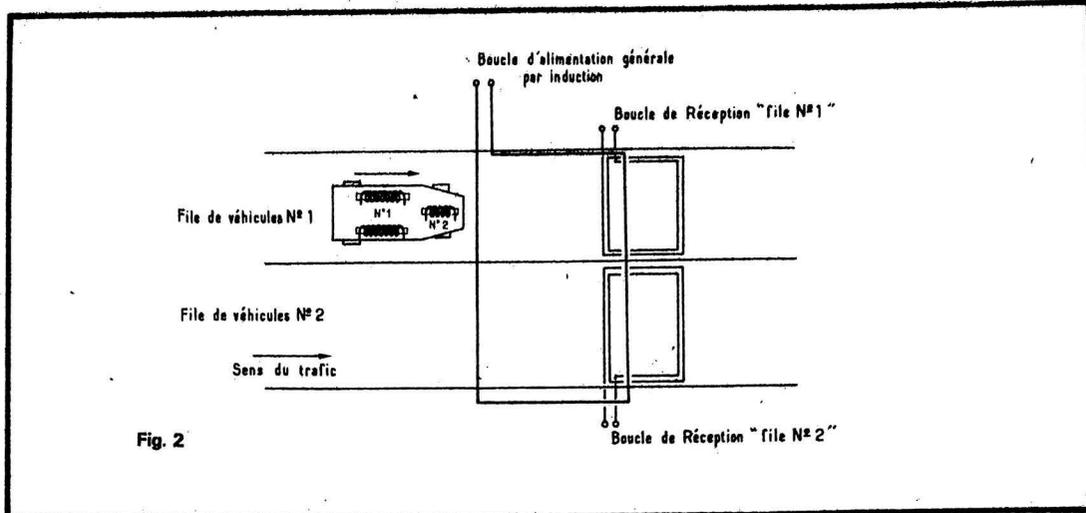


Fig. 2

CAPTURE ET TRAITEMENT DES INFORMATIONS

Un oscillateur piloté par quartz (12) suivi d'un amplificateur de puissance (13) alimente la boucle placée dans la chaussée (2) au moyen d'un signal à 150 kHz.

Ceci pour alimenter en énergie le poste mobile ; le message provenant du véhicule est reçu par une seconde boucle qui commande un circuit (14) constitué de :
 — un filtre passe bande passif,
 — plusieurs étages amplificateurs,
 — un circuit de collecte des informations codées.

Utilisant comme référence de phase le signal obtenu par division du 150 kHz par 2 (étage 15) le signal est démodulé (16) afin de rétablir un message codé exactement identique à celui qui a été produit et émis par le poste mobile ; des impulsions sont produites et placées à mi-chemin entre les périodes de transition (18) ou entre les périodes de transition attendues dans le message ; la cadence de ces impulsions est fixée par la division du 150 kHz par 16. Lorsque le signal « début de message » est reçu, une vérification est opérée pour s'assurer que chacun des 14 digits décimaux est bien conforme au code des 2 séries de 5 et à ses impératifs. Le premier nombre dans lequel on vérifie que tous les 14 digits sont corrects est alors considéré comme étant correct et mis en mémoire dans le registre de sortie pour être ensuite traité si nécessaire.

La disposition des boucles sur la chaussée (cf figure 2) montre le cas d'une voie à deux lignes de

circulation ; la détection des différences de polarité est fonction de la direction du véhicule et il n'y a aucune possibilité d'erreur puisque la direction du mobile est automatiquement repérée.

Le nombre de fois que le message de réponse peut être transmis dans son entier est fonction de la puissance transmise.

Cela dépend en fait des facteurs suivants :

- conception des antennes,
- puissance rayonnée,
- distance entre le module mobile, et la boucle au sol,
- géométrie, vitesse du véhicule,
- fréquences employées... etc.

En pratique, l'expérience montre que jusqu'à une vitesse de 100 km/h, il est parfaitement possible de recevoir plusieurs réponses complètes, donc d'utiliser pleinement et avec d'excellentes conditions ce dispositif très ingénieux. Il est possible de recueillir la réponse d'un nouveau véhicule, dès l'instant où celui qui le précède a quitté la zone de la boucle d'interrogation, et si l'on considère une vitesse de 100 km/h pour les véhicules interrogés, on aperçoit immédiatement la grande densité possible quant à la capture des informations. De plus, comme la sécurité dans le transfert des données est très élevée, la fiabilité d'un réseau basé sur ce dispositif est des plus élevée, et comme à 100 km/h un véhicule aura eu la possibilité de transmettre au moins trois messages de réponse corrects, le risque d'erreur ou de mauvaise identification sera des plus limité.

Pour conclure, donnons maintenant quelques informations d'ordre technologique, à savoir :

Module mobile :

- Puissance rayonnée : 40 mV.
- Cadence des réponses : 9 375 bits/sec.
- Longueur d'un message : 80 bits.

— Format standard d'un message : 14 digits décimal en plus du code de « début de message », mais ce n'est qu'un exemple.

— Fréquence d'émission de message : environ 100 par sec.

— transfert de messages : environ 3 complets pour une vitesse de 100 km/h.

Caractéristique de l'interrogeur :

— Dimensions : environ : 50 x 25 x 25 cm.

— Présentation : boîtier métallique en acier étanche.

— Puissance : environ 250 W.

— Intensité dans la boucle : environ 2 ampères sous 150 kHz.

— Puissance rayonnée : absolument négligeable.

— Dimensions des boucles : pas critiques.

— Direction du véhicule : repérée par la différence des polarités.

— Interfaces : compatibles avec les entrées et les accès aux différents calculateurs ou ordinateurs.

4 MODULES UTILES POUR LA SONORISATION

- Un convertisseur d'impédance
- Un panoramique
- Un filtre passe - bande
- Un convertisseur d'alimentation

LES amateurs de sonorisation sont nombreux, qu'ils emploient du matériel amateur ou professionnel, qu'ils construisent eux-mêmes leurs ensembles, ils savent que les modules faisant le plus d'effets, ceux qui seront le plus appréciés sont les gadgets. Ces modules permettant les divers trucages donnent à l'installation courante une note personnelle.

LE CONVERTISSEUR D'IMPÉDANCE

Comme son nom l'indique, il permet la conversion de signaux forts à basse impédance en signaux moyens à impédance normalisée, il est étudié pour permettre l'incorporation d'un monitor supplémentaire à la sortie des tables de mixage, ou, la dérivation du signal à l'entrée d'un amplificateur de puissance ayant généralement besoin d'1 volt d'excitation sur 1 k Ω d'impédance, ce monitor permet alors l'enregistrement sur magnétophone grâce à la conversion en amplitude de ce signal.

Le schéma (fig. 1) montre la conception de l'étage, composé de deux transistors BC109 ou 2N2222A. Un premier transistor est monté en collecteur commun, ce qui lui confère une grande impédance d'entrée augmentée par la résistance série de 240 k Ω insérée dans le circuit de base, cette

grande résistance d'entrée permet une mise en parallèle de ce module sur n'importe qu'elle sortie d'étage, ce montage accepte aussi une tension d'entrée importante, de l'ordre de 3 V, sans distorsion. Un deuxième transistor monté en émetteur commun est placé en cascode continue, sans condensateur, il amplifie quelque peu les signaux affaiblis par T1, enfin une contre-réaction continue contribue à une pseudo classe A glissante, diminuant la distorsion de l'étage, c'est cette contre-réaction et ce montage continu qui contribuent à la large bande passante de cet ensemble. Ces modules étant au nombre de deux dans le cas de sonorisation stéréophonique, la consommation sous une tension d'alimentation de 12 V est faible (au maximum : 3 mA). Pour parfaire l'adaptation

de ce module dans vos installations, nous donnerons un tableau de caractéristiques (fig. 2), ainsi qu'un circuit imprimé en figure 3.

L'AMPLIFICATEUR A ENTREE PANORAMIQUE

Cet ensemble permet des jeux de distribution stéréophonique donnant du relief aux sons, à l'aide de ces deux étages, nous pouvons diriger le signal d'entrée sur l'un ou l'autre des deux canaux, gauche ou droite, ou, dans le cas de deux modules, inverser l'effet stéréophonique et cumuler les deux signaux sur l'un ou l'autre des canaux.

Le schéma donné la figure 4 montre la simplicité du montage, bien que n'étant pas profession-

nel, il possède de bonnes caractéristiques qui nous ont donné entière satisfaction, celles-ci seront exposées au cours de cette description. Le transistor employé est un double PNP : 2N2803, il peut être remplacé sans aucune autre modification par son symétrique NPN, le 2N2640. Le montage en émetteur commun est classique, le couplage des deux bases est assuré par un potentiomètre à curseur linéaire facilitant les manipulations, l'impédance d'entrée varie avec la position de celui-ci mais reste toujours supérieure à 100 k Ω . Signalons enfin : la diaphonie relative entre les deux sorties, curseur en butée, de l'ordre de 45 dB et la bande passante, dans les limites de ± 3 dB, s'étalant de 4 Hz à 40 kHz.

L'impédance de sortie par canal couplé (avec les deux étages)

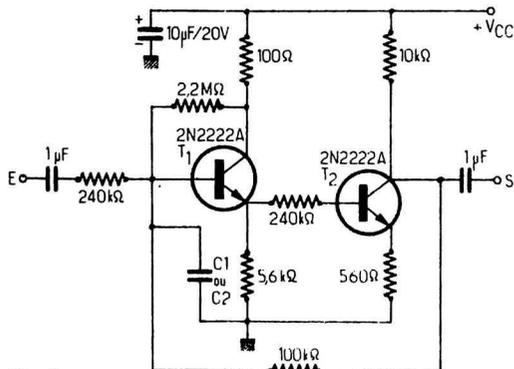


Fig. 1

Vcc = +9V	Ic = 1,5mA max
Gain U, 0,3	Affaiblissement (dB), 11dB
Umax à l'entrée : 3V eff	
Bande passante :	
-1dB	5Hz à 70kHz
-3dB	3Hz à 100kHz (sans C1)
	avec C1 = 330 pF 22kHz
	avec C2 = 800pF 10kHz
Impédance d'entrée $Z_{in} = 240k\Omega$	
Impédance de sortie $Z_{out} = 2,4k\Omega$	

Fig. 2

mesuré à 1kHz

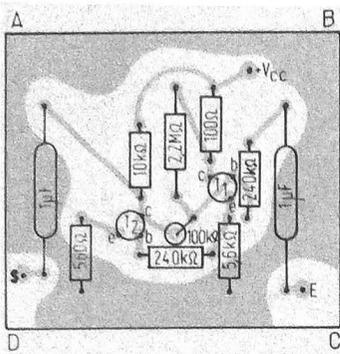


Fig. 3a

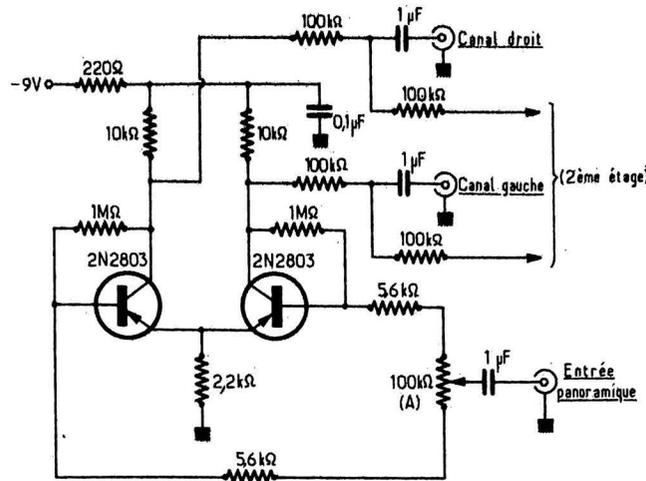


Fig. 4

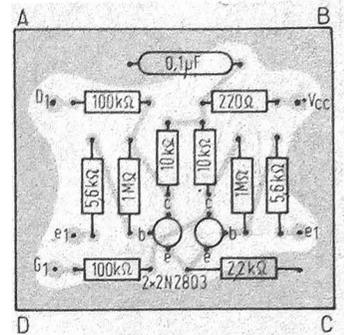


Fig. 6a

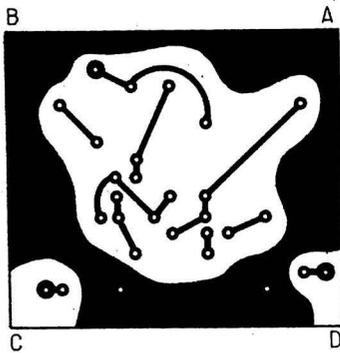


Fig. 3b

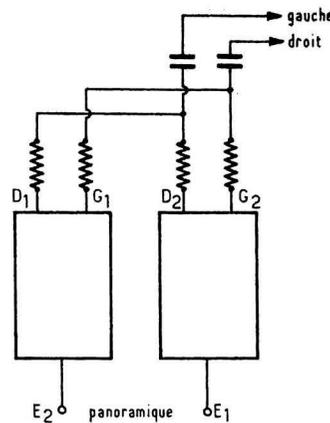


Fig. 5

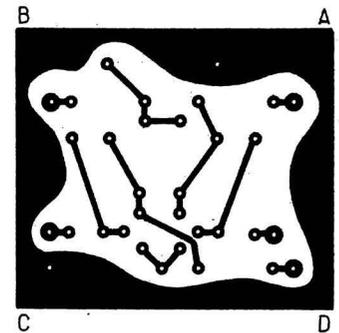


Fig. 6b

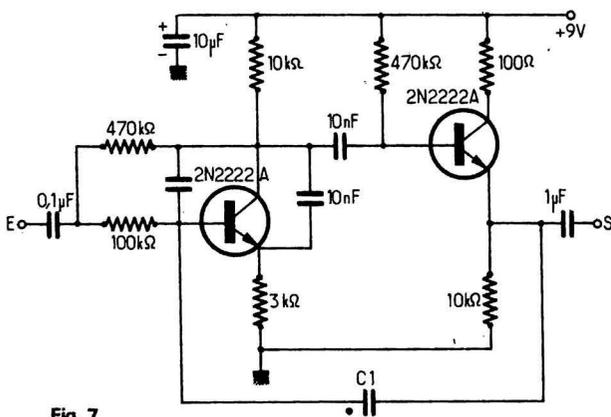


Fig. 7

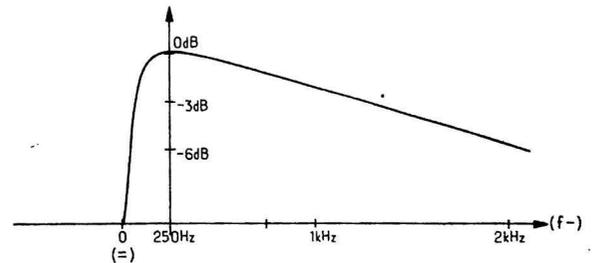


Fig. 8

C1	-1dB	-3dB	-10dB	-20dB
270pF	700 Hz	125 kHz	36 kHz	12 kHz
100pF		3 kHz		
1nF		500 Hz		

Fig. 9

est de 47 kΩ ce qui est parfaitement adaptable car normalisé. Cet étage admettant des niveaux d'entrée supérieurs au volt convient à de nombreuses applications, les distorsions n'ayant pu être mesurées, faute de moyen, ne sont cependant pas visibles à l'oscilloscope.

LE FILTRE PASSE-BANDE

Ce troisième module est un filtre passe-bande (fig. 7), plus exactement centré sur les fréquences basses. La courbe de réponse tracée à la figure 8 est donnée à titre indicatif et étendue pour les bas-

ses fréquences, en effet, elle est fonction de la valeur du condensateur C1 qui détermine la fréquence de coupure haute à -3 dB. Ce filtre, peut être inséré dans des ensembles à effets spéciaux, des limiteurs, réducteurs de bruits ou correcteurs R.I.A.A., avec un contacteur sélectionnant

les capacités C1 on obtiendra plusieurs fréquences de coupure, traduisant la courbe vers le haut ou le bas. Quelques exemples relatifs à cet effet sont donnés dans le tableau figure 9. La consommation d'un tel étage est négligeable, environ 1 mA, la grande impédance d'entrée : Zi = 100 kΩ ainsi

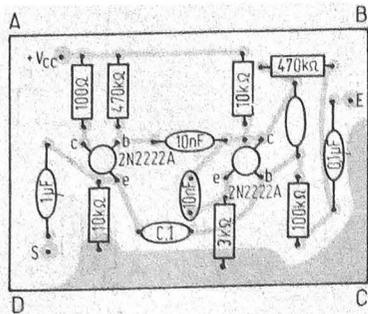


Fig. 10a

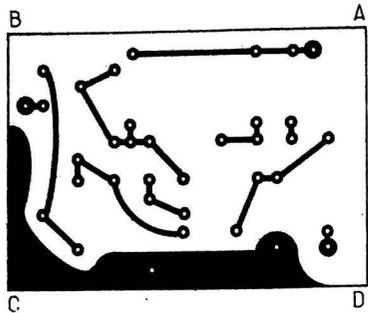


Fig. 10b

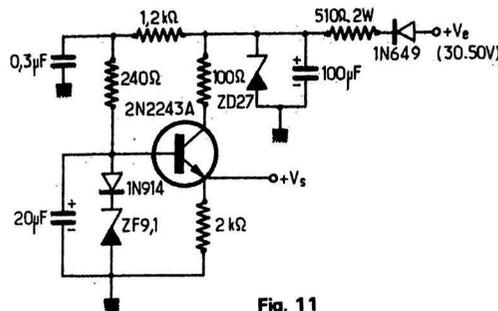


Fig. 11

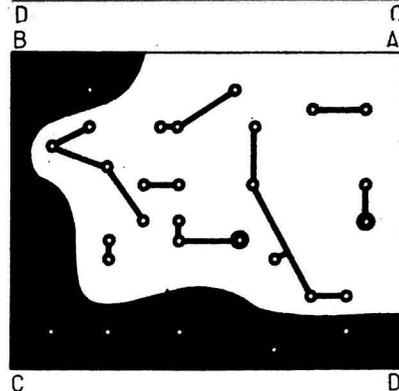
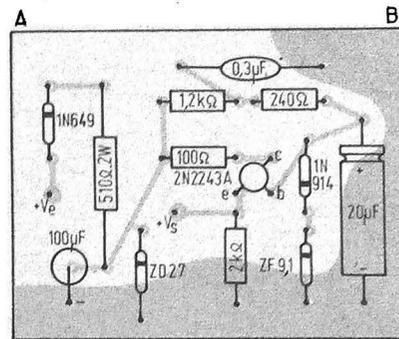


Fig. 12b

que la faible impédance de sortie : $Z_o = 120 \Omega$ en font un module facile à insérer dans un bloc électronique, néanmoins, le niveau d'entrée maximal est faible : 200 mV efficaces, gare à la saturation !

Un circuit imprimé supportant les éléments est montré à la figure 10, les résistances employées sont de 1/4 de watt et 5 %, les condensateurs sont en céramique ou mica, suivant le matériel disponible, avec les tolérances de $\pm 10 \%$, tout ceci en fait un montage compact et facilement logeable. Les transistors utilisés sont des 2N2222A mais une nouvelle maquette réalisée avec des 2N914 a donné les mêmes résultats. Signalons enfin que nous avons créé ce module pour deux raisons : la première, pour obtenir, à la sortie des platines à cellule céramique une courbe de réponse aux sensations agréables, proches de celle dite : R.I.A.A., pour permettre l'enregistrement ; la seconde, pour réduire la bande passante de l'amplificateur BF d'un récepteur S.S.B., supprimant ainsi bon nombre de « bruits » désagréables.

LE CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION

Pour alimenter ces trois modules, nous avons pensé à l'une des solutions les plus adéquates au genre d'ensembles susceptibles d'en être équipés. C'est pourquoi

nous avons créé cette platine d'alimentation pouvant facilement s'adapter sur les consoles initiales, en effet, celles-ci sont généralement alimentées par des

alimentations symétriques dont la tension est de l'ordre de ± 36 V et même ± 42 V, les amplificateurs de puissance ayant le plus souvent besoin de cette gamme

de tension pour obtenir des caractéristiques optimales. Cette tension est simplement redressée, il faut donc la faire suivre d'un système à transistor lui assurant une stabilisation suffisante et pourvoir au bon fonctionnement des modules présentés. La figure 11 montre le schéma adopté, la figure 12 en montre la transposition sur circuit imprimé, il s'agit d'un système ballast à un transistor dont la base est stabilisée par une diode zener, montage classique en soi mais qui, ici, présente une difficulté d'adaptation sur le transistor. Pour limiter la chute de tension V_{ce} du transistor, on divise le montage en deux parties, utilisant un pont diviseur donné par l'ensemble $R = 510 \Omega$ et la diode ZD27, on peut, à partir de ce point, sans trop de dommage pour le transistor, stabiliser à la tension voulue soit : 9 V. Malgré tout, le courant disponible à l'émetteur du transistor (point V_s) est faible, il est de 25 mA donc suffisant pour les trois modules proposés. Le coefficient de stabilisation mesuré est de 0,1 %, garantissant la tension de sortie entre 30 et 50 V.

Nous sommes persuadés que grâce à ces quatre modules, de nouvelles combinaisons sont possibles, ces ensembles introuvables dans le commerce seront d'une utilité certaine pour les amateurs avisés, désireux de faire toujours mieux.

D. MOREAU

8^e édition F. 3 AV

**L'EMISSION
et la
RECEPTION
d'amateur**

par Roger A. RAFFIN

Cet ouvrage n'est pas un traité destiné à apprendre l'électronique, il ne s'adresse donc pas directement au profane, mais à l'amateur possédant les principales notions élémentaires de radio.

Néanmoins, par leurs multiples détails et leurs explications toujours reprises à la base, chaque sujet est abordable par le débutant « ondes courtes » et saura, en même temps, retenir l'attention de l'amateur chevronné.

Cette dernière édition, totalement remaniée, tient compte des plus récents progrès de la technique, et l'on notera l'équilibre soigneusement dosé entre les montages à lampes et les montages à semiconducteurs (transistors et circuits intégrés)... En fait, à puissance égale, de nombreux amateurs restent toujours fidèles aux lampes, parce que d'un coût moindre.

Un volume rellé, de 840 pages. Format 16 x 24. Très nombreux schémas. Prix : 100 F.

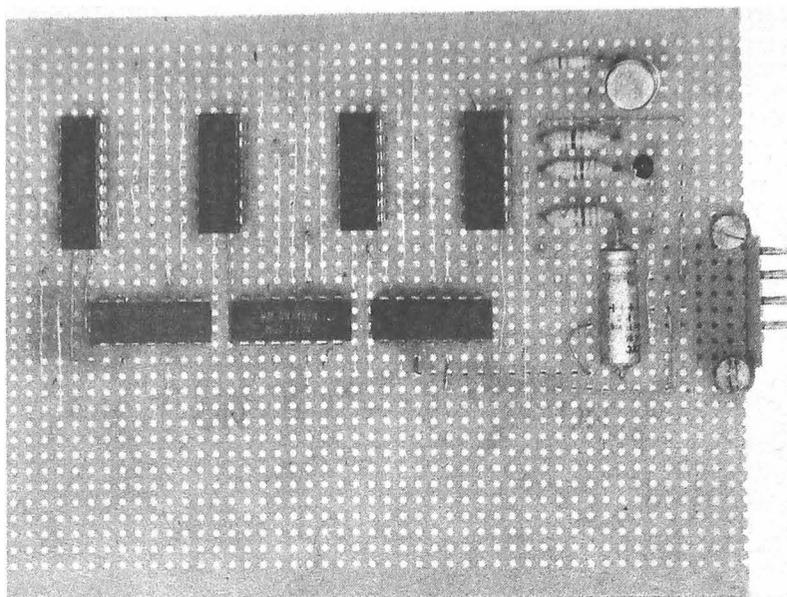
En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

Un carillon digital TTL



LE LULLI BELL

COMME le titre le laisse deviner, il s'agit des quatre premières mesures du fameux clair de lune.

Pour aborder cette étude nous commencerons par un rappel de quelques notions de musique et de logique.

Quant à la réalisation de ce carillon, elle ne nécessite que peu de matériel : outre les circuits intégrés digitaux qui sont au nombre de sept, presque autant de composants « discrets » sont implantés sur une carte d'étude Vero Board ; il faut prévoir également un petit haut-parleur, un bouton-poussoir et une petite alimentation « secteur » (à défaut une pile 4,5 volts). L'encombrement total peut être très réduit, ce qui permet de loger cette réalisation pratiquement partout.

La partition des quatre mesures qui nous intéressent se trouve en tête du chronogramme général. Sa codification est indiquée en figure 1.

MUSIQUE

Le signe C placé immédiatement après la clé de Sol en début de partition signifie que la mesure est à 2 temps.

Dans ce cas, la blanche vaut un temps et vaut bien entendu deux noires.

Les quatre mesures représentent :

- 4 x 2 temps = 8 temps
- = 16/2 temps = 16 états binaires
- = 2^4 = 1 compteur binaire 4 bits.
- 1 état binaire = 1/2 temps = 1 noire = 1 soupir (1/2 silence).
- 2 états binaires = 1 temps = 1 blanche (états jointifs)
- 3 états binaires = 3/2 temps = 1 blanche pointée (états jointifs).

1 état binaire correspondant à une noire isolée = 1 singleton
 2 états binaires consécutifs (jointifs ou non) et de même note = 2 noires consécutives ou une blanche = 1 couple.

Dans un excellent article sur l'acoustique musico-électronique paru dans le numéro 1478 du Haut-Parleur de novembre 1974, on peut voir que la gamme des physiciens (Zarlino) indique que la

fréquence du Ré est égale à 9/8 de celle du Do tandis que celle du Mi représente les 5/4 c'est-à-dire les 10/8 du Do qui bien entendu est égal aux 8/8 de sa valeur.

Si nous utilisons ces trois numérateurs de fraction comme diviseurs, nous obtiendrons pour une fréquence de 2635 Hz les résultats suivants :

- 2535/10 = 263
- 2635/9 = 293
- 2635/8 = 329

Alors que les véritables valeurs sont : 261 pour un Do₃, 293 pour un Ré et 329 pour un Mi.

Nous constaterons que le Do₃ est un peu « faux », néanmoins nous nous en contenterons en pensant que 2 hertz d'écart dans un haut-parleur excité par des signaux rectangulaires n'ont pas beaucoup d'importance pour un carillon de porte éloigné de la Hi-Fi.

LOGIQUE

Quelques truismes mettent en évidence la simplicité de cette réalisation :

Arrêt = Silence

Arrêt = Marche = possibilité musicale.

Comme l'air ne comporte que trois notes : s'il ne s'agit ni d'un Ré, ni d'un Mi, c'est que la note est un Do. En conséquence seuls les Ré_s et les Mi_s sont décodés et ce sont les moins nombreux.

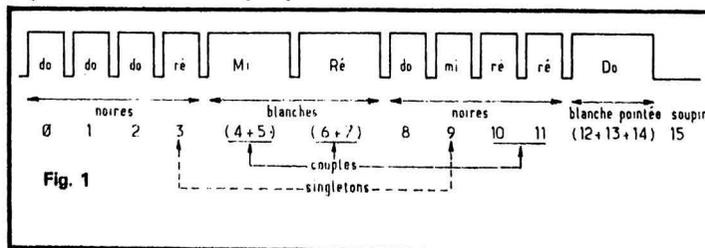
Si une décade (division par 10) n'est pas prématurément remise à zéro, c'est qu'elle divise par 10 donc qu'elle génère un Do.

Les symboles des opérateurs utilisés sont représentés sur la figure 3. Un 7408 quadruple ET à deux entrées permet de réaliser :

- a.A , a.b , c.d ,
- a et A , a et b , c et d ,
- (a.b) . (c.d)
- a et b et c et d,

Un 7402 quadruple NON-OU à deux entrées est utilisé :

(1) pour obtenir \bar{c} en tant qu'inverseur à partir de c.



(2) pour obtenir $\bar{a}.c$ (ET — quand on dispose des compléments)

(3) pour obtenir $(\bar{a}.c) + (c.d)$

(4) pour obtenir : F son . durée Silence (ET —)

Un 74132 quadruple Trigger de Schmitt à deux entrées sensiblement égal à un quadruple NON-ET à 2 entrées (en tant que logique).

Deux opérateurs sont utilisés comme astables pour délivrer d'une part la fréquence « Temps » qui fera progresser la base de temps et la fréquence « Son » qui sera divisée par 8, 9 ou 10 pour obtenir des Mi, Ré, ou Do.

Un opérateur délivrera :

$$\begin{aligned} & \text{durée des notes} \\ &= \frac{\text{durée des blanches}}{\text{+ durée noire}} \\ &= \bar{a}.c + c.d + \bar{d} \end{aligned}$$

Le dernier opérateur est utilisé en NON-ET : F son divisée et durée.

Nous verrons dans le décodage des notes l'utilisation un peu particulière du multiplexeur 74151.

Les autres circuits sont des compteurs : 2 décades (Temps et Son) et un compteur binaire 4 bits (base de temps). Ils comptent en binaire pur.

Le synoptique de la figure 2 va nous servir de canevas pour l'étude des schémas.

L'ÉTUDE DES SCHÉMAS

A. — BASE DE TEMPS figures 4 et 5 + chronogramme général, 2 1/4 C.I.

a) Un trigger de Schmitt (1/4 de 74132) est monté en astable avec un condensateur de 100 μ F et une résistance de rebouclage entrées-sortie sortie-entrées de 330 ohms, il délivre la fréquence « temps ».

Cette fréquence peut être ajustée en jouant sur la valeur du condensateur : plus sa valeur est élevée, plus le tempo est lent. Parfois, le simple fait de remplacer ce condensateur par un autre de même valeur est suffisant pour obtenir un écart appréciable, ceci compte tenu des tolérances habituelles de ces composants (— 10 à + 50%).

Il est recommandé de garder la valeur de 330 ohms et surtout de ne pas dépasser les + 5 volts de ri-

gueur (ces deux paramètres faisant eux aussi varier la fréquence de l'astable).

b) Décade 7490 « temps » (diviseur par 2 en tête) :

Outre le fait qu'elle divise par 10 la fréquence « temps », réduisant ainsi la valeur et la taille du condensateur précité, elle permet par le signal « δ » issu de la sortie D (seule utilisée) :

— quand il est à 0, une période de musique égale à la durée d'une note

— quand il est à 1, une période de silence égale au silence inter-notes, à condition qu'il n'y ait pas de décodage de blanche, une avance du compteur binaire pour lequel il sert d'horloge.

La table de vérité de la décade fait ressortir le rapport musique/silence d'une note ; en effet, la sortie D d'une décade est consécutivement 8 fois à 0 puis 2 fois à 1 pour 10 temps d'horloge

(fréquence temps) ce qui représente un rapport de $8/2 = 4/1$.

c) Compteur binaire 4 bits 7493, cœur de la base de temps il fournit 16 états binaires selon la codification indiquée sur les figures 1 et 6.

Le départ se fait sur la combinaison \emptyset (a b c d) ce qui permet d'obtenir des « couples » intéressants facilitant le décodage au point que l'on peut s'affranchir de l'utilisation du compteur dit de Johnson.

Nota : Dans la version à alimentation « secteur », le montage est constamment sous tension, le démarrage est obtenu en utilisant la 2^e entrée du NON-ET de R à Z de la décade « temps » ; au repos elle est reliée au + V_{cc} par une résistance de 1 à 10 k Ω ; sous l'action du poussoir un zéro est appliqué à cette entrée. Le poussoir doit être maintenu enfoncé le temps que la décade fournisse

une impulsion d'horloge au compteur binaire, c'est-à-dire le temps d'une note ou plus exactement le temps d'un soupir ce qui est la même chose.

Dans la version à pile, le poussoir agit sur l'alimentation du montage qui ne peut au repos décodifier l'arrêt ; il démarre en principe sur $\bar{a} \bar{b} \bar{c} \bar{d}$ mais ne s'attarde pas sur cet état passant très rapidement à l'état : $a \bar{b} \bar{c} \bar{d}$, ce qui a pour effet d'amputer l'air du premier do.

B. — DÉCODAGES

a) Arrêt : par décodage de l'état 15 a.b.c.d. qui correspond au soupir final et qui provoque l'arrêt de la base de temps par RAZ de la décade « temps » supprimant ainsi son horloge et sa progression. Ce décodage provoque également par l'intermédiaire du NON-OU le blocage du transistor, ce qui équivaut à un silence. Il

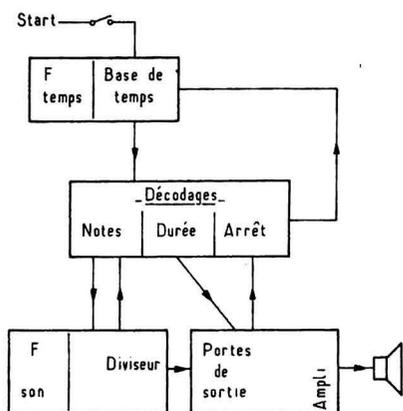


Fig. 2

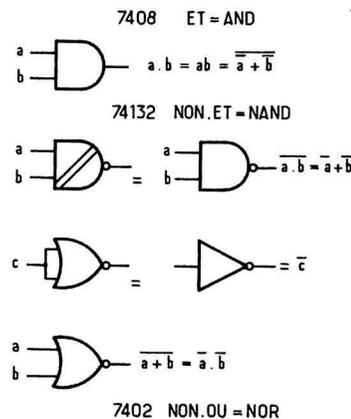


Fig. 3

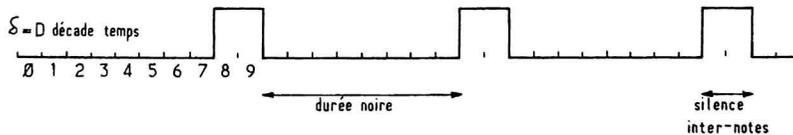


Fig. 4

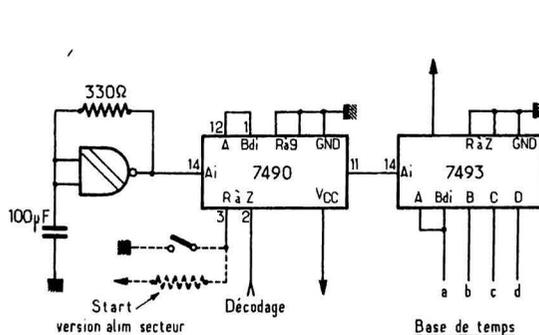


Fig. 5

	7490				7493			
	A	B	C	D	A	B	C	D
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	0	0
2	0	1	0	0	0	1	0	0
3	1	1	0	0	0	1	1	0
4	0	0	1	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	0	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	1	1	1	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0	1
10	0	0	0	0	0	1	0	1
11	1	0	0	0	1	1	0	1
12	0	1	0	0	0	0	1	1
13	1	1	0	0	0	1	0	1
14	0	0	1	0	0	1	1	1
15	1	0	1	0	1	1	1	1
16	0	1	1	0	0	0	0	0

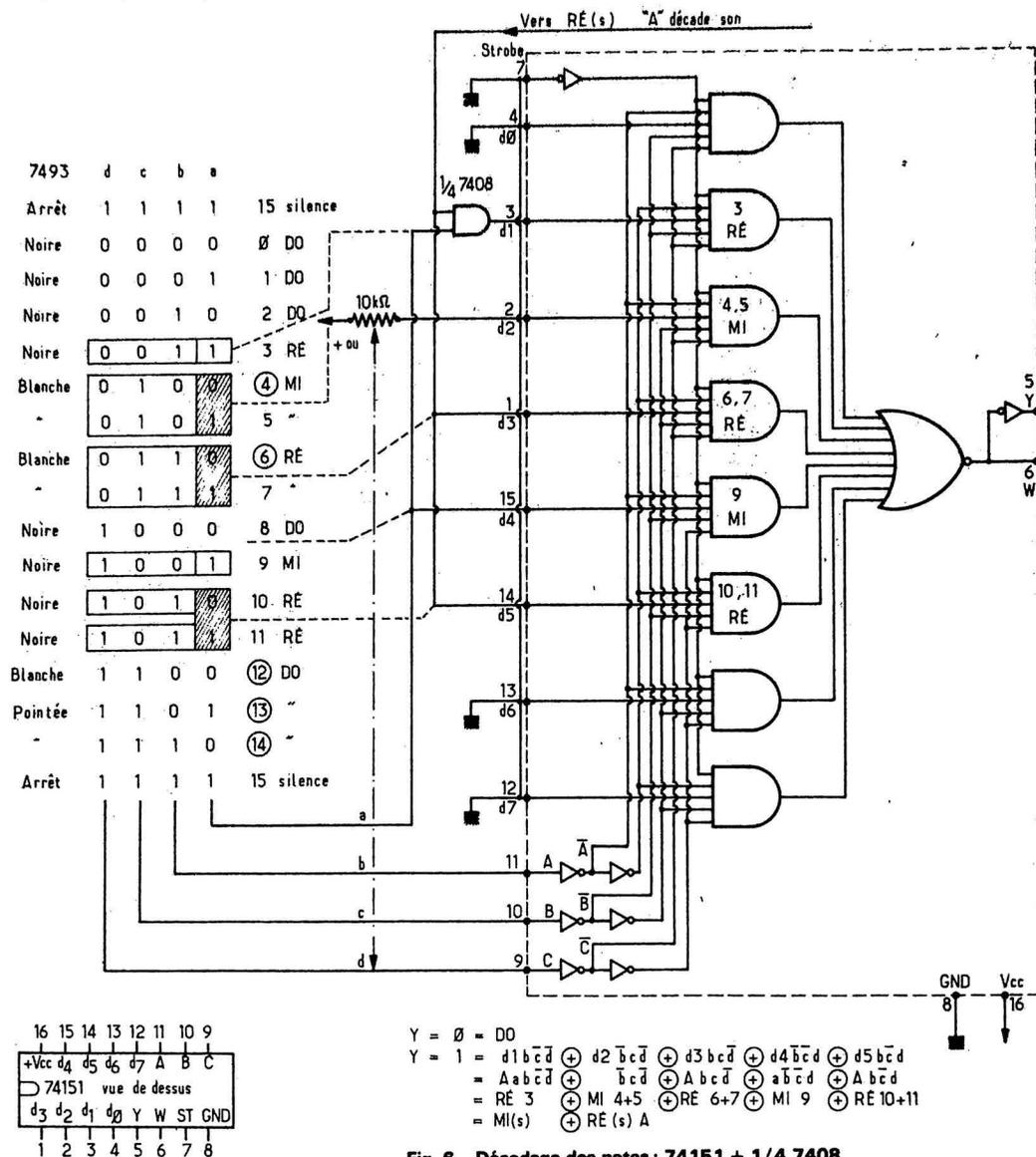


Fig. 6 - Décodage des notes : 74151 + 1/4 7408

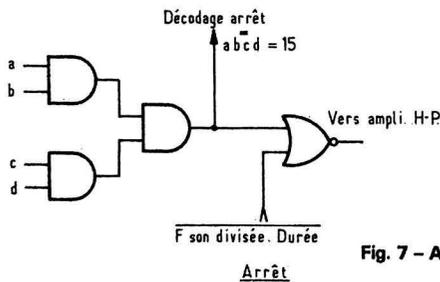


Fig. 7 - Arrêt.

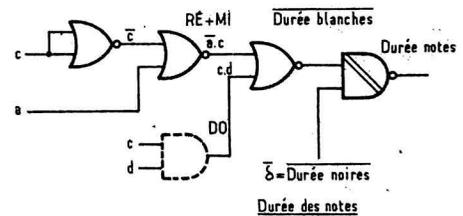


Fig. 8 - Durée des notes.

est réalisé par 3/4 de 7408 quadruple ET à 2 entrées : a.b puis c.d puis (a.b).(c.d) (voir fig. 7).

b) Notes : 1/4 de 7408 et un 74151.

Le multiple est utilisé comme un ensemble de 8 portes ET dont les sorties sont reliées à un OU à 8 entrées. La sortie de l'OU qui est celle du multiplexeur est $Y = MI(s) + (RE(s).A)$.

« A » nous le verrons particulièrement les $RE(s)$ par rapport aux $MI(s)$, il est issu du diviseur par 2 de la décade « son » et ne doit pas être confondu avec « a » du

compteur binaire. Il est rappelé que les $DO(s)$ (les plus nombreux) ne sont pas décodés. Les figures 1 et 6 montrent que : (Tableau ci-dessous).

les $RE(s)$ sont :	« 3 » a $\bar{b}\bar{c}\bar{d}$ noire singleton
	« 6 + 7 » b $\bar{c}\bar{d}$ blanche couple
	« 10 + 11 » $\bar{b}\bar{c}\bar{d}$ noires couple
les $MI(s)$ sont :	« 4 + 5 » $\bar{b}\bar{c}\bar{d}$ blanche couple
	« 9 » a $\bar{b}\bar{c}\bar{d}$ noire singleton

Nous voyons que la variable « a » caractérise les singletons. Il ne faut pas la confondre avec la variable « A » issue du diviseur de fréquence « son » qui différencie les $RE(s)$ des $MI(s)$ que nous verrons un peu plus loin.

Chacune des 8 entrées Data Select (DO à $D7$) correspond à un des 8 états engendrés par b c d variables binaires.

Les portes ET : 1^{re}, 7^e et 8^e sont inhibées par un zéro logique.
 la 2^e est validée par A.a (1/4 de 7408) Ré et singleton
 la 3^e est validée par un 1 logique Mi et couple
 la 4^e est validée par A Ré et couple
 la 5^e est validée par a Mi et singleton
 la 6^e est validée par A Ré et couple

Le multiplexeur et le décodage des notes sont représentés sur la figure 6.

c) **Durée** : figure 8. 3/4 7402 quadruple NON-OU à 2 entrées, 1/4 74132.

Les noires sont : 0, 1, 2, 3, 8, 9, 10, 11, leur durée est tributaire de « δ » quand il est 0. Les blanches en sont également tributaires mais un décodage supplémentaire de la 1^{re} moitié de la blanche permet de la rendre jointive à sa 2^e moitié.

Les blanches sont : 4 + 5, 6 + 7 et la blanche pointée : 12 + 13 + 14.

Cette dernière sera obtenue par un décodage grossier, déjà réalisé : c.d qui correspond à 12 + 13 + 14 + 15 duquel on soustraira 15 (silence) lui aussi déjà réalisé par (a.b) . (c.d).

La blanche Mi nécessite le décodage 4 et la blanche Ré le décodage 6, d'où décodage des blanches = 4 + 6, ce qui permet de négliger la variable « b ».

De plus si « d » est négligée, 4 + 6 se transforme en 4 + 6 + 12 + 14, or 12 + 14 correspond en partie à la blanche pointée DO, ce qui ne gêne en rien.

Le décodage sera alors : $\bar{a}.c$ qui est obtenu par 2/4 de 7402 : un monté en inverseur (entrées reliées entre elles) transforme c en \bar{c} , l'autre se comporte en ET (si l'on dispose des compléments des variables désirées, ce qui est le cas puisque le complément de \bar{a} est $\bar{\bar{a}}$, c'est-à-dire a et \bar{c} obtenu précédemment « Blanches ou blanche pointée » sera obtenu complétement par un troisième 1/4 de 7402 $\bar{a}\bar{c} + c\bar{d}$. « Durée des blanches ou durée des noires » sera réalisé par 1/4 de 74132 NON-ET employé en OU (là aussi, nous disposons des compléments des variables).

C. — DIVISEUR DE FRÉQUENCE « SON » : décade Son 7490 et un astable 1/4 74132. Figures 9 et 10.

Comme pour la base de temps, la fréquence « son » est obtenue par un astable 1/4 74132, résistance de 330 ohms et condensateur de 1 μF.

On peut, là aussi, ajuster la fréquence pour obtenir la tonalité désirée en modifiant la valeur de

la capacité ; plus elle est forte, plus le ton est grave. Cette fréquence sert d'horloge à la décade « son ». La division par 10 est obtenue sur la sortie « D » (rapport 8/2 déjà vu) mais surtout sur la sortie « C » où le signal est beaucoup plus symétrique : rapport 4/6. Quand le multiplexeur est au repos la décade divise par 10 et génère en permanence un DO qui est cadencé par les silences internotes (espaces entre deux noires de base) et qui est sans effet lors du décodage de l'arrêt.

La RAZ d'une décade s'effectuant par un NON-ET interne il faut que ses deux entrées soient à 1 pour qu'il soit efficace.

Quand la décade ne divise pas par 10 c'est qu'elle doit générer un Ré ou un Mi c'est-à-dire diviser par 9 ou par 8.

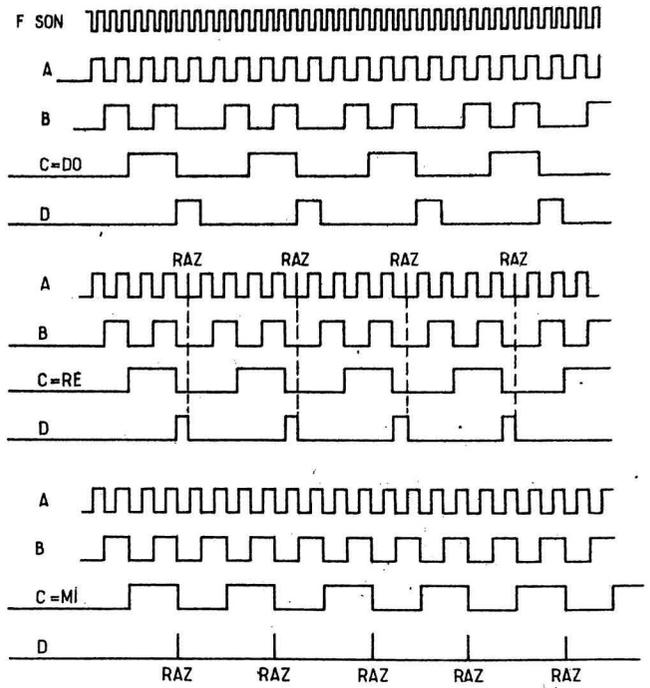
9 = D.A. et 8 = D.

Une entrée du NON-ET de RAZ est relié donc à D tandis que l'autre est reliée à la sortie du multiplexeur. Il y aura ainsi remise à zéro anticipée quand il y aura coïncidence entre D et décodage du Mi ou de Ré.A. Lors de ces raccourcissements de cycle, la sortie « C » aura un rapport de 4/5 pour un Ré et de 4/4 pour un Mi. La sortie du multiplexeur « Y » répond à : Mi + (Ré.A) ; les Mi_(s) sont validés par les 3^e et 5^e portes (D2. $\bar{b}c\bar{d}$) + (D4. $\bar{b}c\bar{d}$) = (1. $\bar{b}c\bar{d}$) + (a. $\bar{b}c\bar{d}$) = (4 + 5) + 9 = couple ou singleton. Quant aux Rés ils sont caractérisés par la présence de A sur leur entrée D1, D3, D5. D1 comporte en plus « a » qui particularise les singletons ; le signal appliqué sur D1 sera a.A obtenu par 1/4 7408.

Le 1 appliqué sur D2 pour la blanche MI peut être une entrée en l'air, ou un 1 V_{cc} via une résistance (de 1 à 10 kΩ) ou une variable à 1 ; c'est le cas de « c » qui est ici employée.

D. — PORTES DE SORTIE : 2 opérateurs. Un quart de 74132 réunit la fréquence de la note issue de « c » de la décade à la durée qui doit être la sienne : fréquence divisée . durée = note.

Ce signal et le décodage de l'arrêt sont appliqués sur les entrées d'1/4 de 7402 qui commande le transistor amplifié. Un quelconque 1 en entrée (provoqué par décodage



$$C = \frac{F_{SON}}{10 \oplus 9 \oplus 8} = DO \oplus RE \oplus MI$$

Fig. 9 - Décade son.

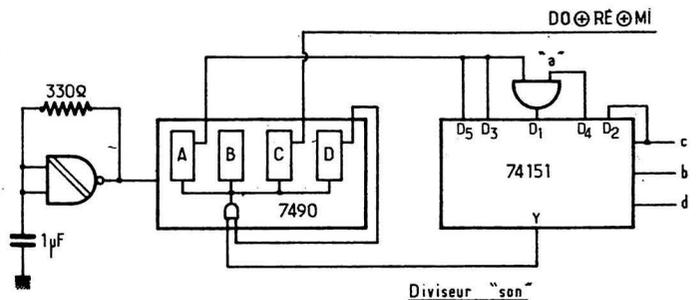
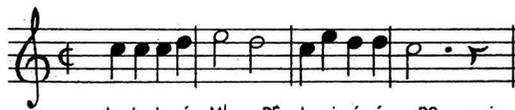
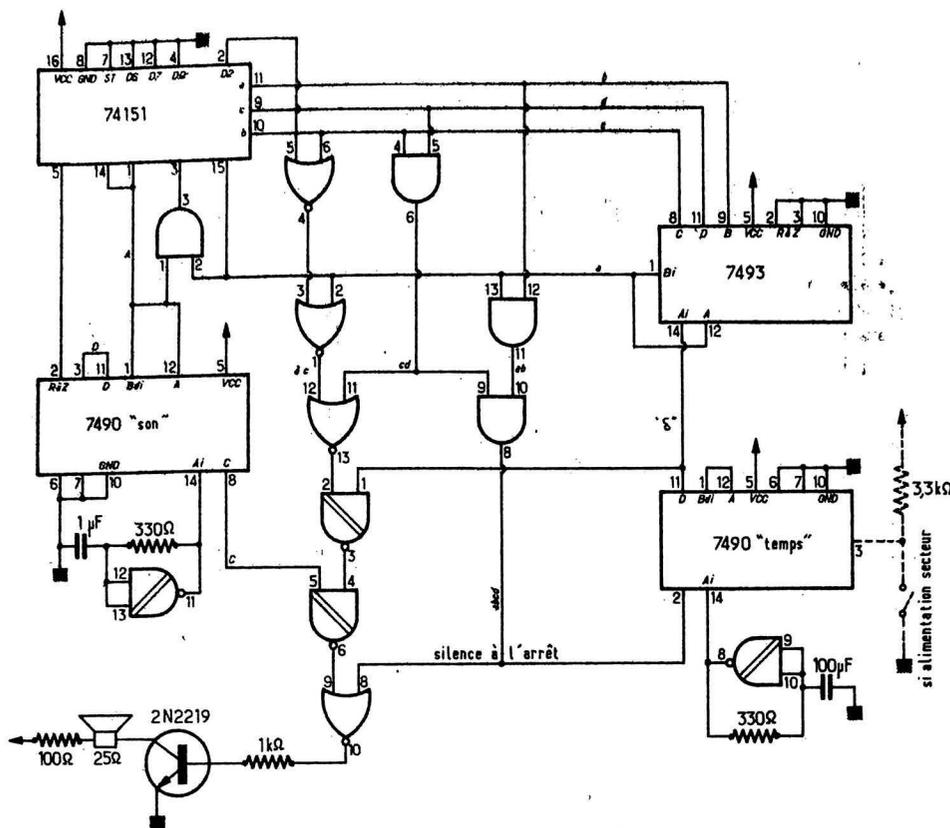


Fig. 10 - Diviseur son.

GLOSSAIRE DES PRINCIPAUX SIGNAUX UTILISÉS

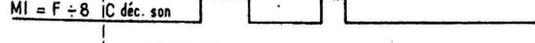
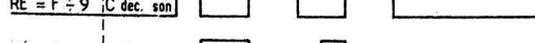
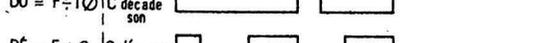
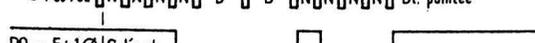
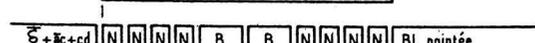
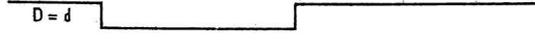
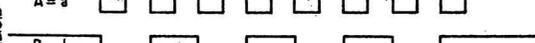
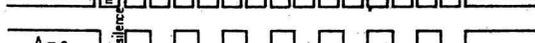
F « temps » = horloge décade temps.
 δ = signal issu de la sortie D de la décade « temps » sert d'horloge au compteur binaire et limite la durée d'une noire aux 4/5 de la durée d'un état binaire.
 a,b,c,d : variables du compteur binaire.
 a : particularise les singletons dans les décodages Ré + Mi.
 F « son » : horloge du diviseur « son » (décade son).

A : variable décade son particularise les Ré_(s).
 C : sortie fréquence « son » divisée = Do + Ré + Mi = 4/6 + 4/5 + 4/4.
 D : préparation à la RAZ anticipée par Ré + Mi pour division par 9 ou par 8.
 $\bar{a}\bar{c}$: reconnaît la 1^{re} partie des blanches MI, RÉ.
 ab : décodage partiel de l'arrêt.
 cd : décodage partiel de l'arrêt, reconnaît la blanche pointée DO.
 abcd : décodage total de l'arrêt = soupir.

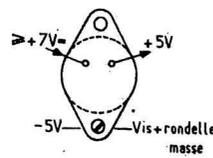


do do do ré MI RÉ do mi ré ré DO soupir

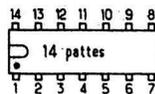
D décade temps 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15



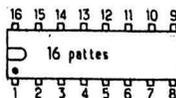
ou clair de la lu ne mon a mi pier rot



LM309/SFC2309
Vu de dessous



Vue de dessus



Le point indique le 1.

de l'arrêt, par espace inter-notes ou par partie basse de fréquence divisée) entraîne un zéro en sortie de la porte qui, appliqué sur la base du transistor, bloque celui-ci. Entre sortie de porte et base, une résistance de 1 à 2 kΩ est insérée en série. Une autre résistance est également placée en série entre collecteur et haut-parleur afin de limiter le courant. Il est recommandé d'utiliser un haut-parleur de 25 ohms d'impédance (par exemple le 5 cm de chez Audax). Pour commander le H-P, on peut également utiliser un circuit d'interface 75450 en montant les deux portes en cascade (2 négations = 1 affirmation) et en insérant entre la sortie de la 2^e porte et la base du transistor interne utilisé une résistance de 1 kΩ. Là aussi, il est prudent d'insérer une résistance dans le circuit collecteur.

LISTE DES COMPOSANTS

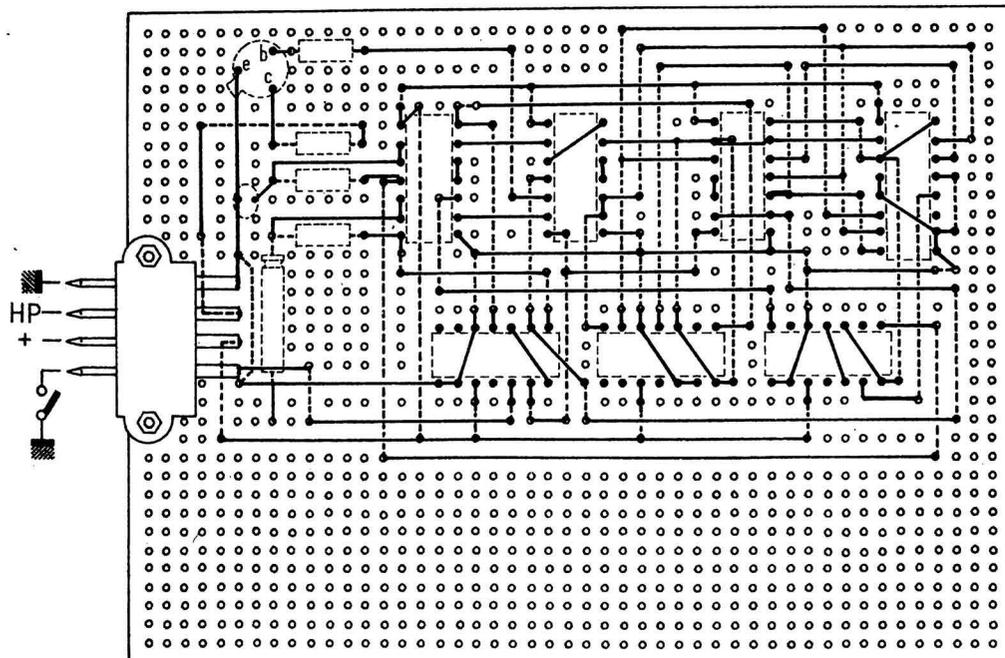
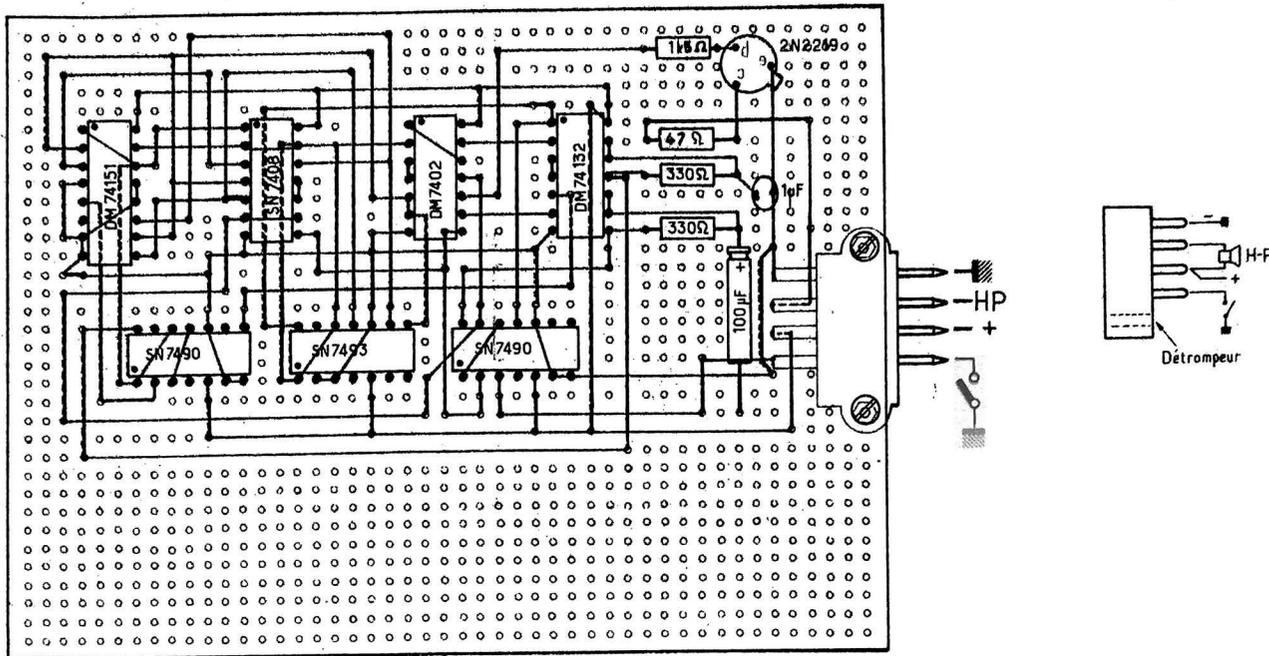
- 1 carte d'étude VERO.
- 7 C.I. : 2 x 7490 ; 7493 ; 7402 ; 7408 ; 74132 ; 74151.
- 1 NPN ; 2 N 2219.
- Condensateurs 1 μF, 10 μF, 100 μF (goutte, au tantale = moins volumineux).
- Résistances 100 Ω, 2 x 330 Ω, 1 kΩ (de 1 à 10 kΩ pour version secteur, des 1/4 de watt sont suffisantes).
- 1 poussoir.
- 1 haut-parleur 25 Ω d'impédance.
- 1 pile 4,5 volts ou 1 alimentation secteur :
- 1 transfo sonnette Legrand
- 1 pont de redressement
- 1 régulateur LM 309
- 1 condensateur 1000 μF.

(La consommation au niveau du + 5 V réglé est de l'ordre de 100 à 150 mA, elle est un peu plus forte au niveau du > + 7 V. Un pont capable de supporter 500 mA est suffisant. Il vaut mieux monter le régulateur sur un morceau de ferraille pour faire radiateur.)

RÉALISATION

Une carte d'étude VERO BOARD percée au pas de 2,54 mm et de dimensions au moins égales à 12 cm x 6 cm est suffisante.

Le système de la carte à bandes cuivrées peut être utilisé mais de nombreuses coupures sont à effectuer en nombre au moins égal



à celui des fils qui ne seront pas câblés puisque remplacés par des tronçons de bandes.

La maquette représentée a été réalisée avec une carte vierge en XXXP à trous mais sans bandes ni pastilles ; les connexions ont été réalisées avec du fil à wrapper dénudé (unibrin genre jarretière). Quelques soudures sont à faire en milieu de fils en plus de celles de leurs extrémités, quand le signal est à distribuer à plusieurs circuits. Ce système de carte vierge permet d'y voir assez clair. Aucun fil ne se croisant avec un autre, ceux qui disposent du matériel

nécessaire pourront s'inspirer de cette implantation pour la confection d'un circuit imprimé.

Pour le câblage il est bon d'avoir sous les yeux non seulement la figure représentant recto verso l'emplacement des composants et de leurs fils de connexion, mais encore le schéma général ainsi que le détail du brochage des circuits intégrés. Attention à celui du 7402 qui diffère un peu de celui des autres.

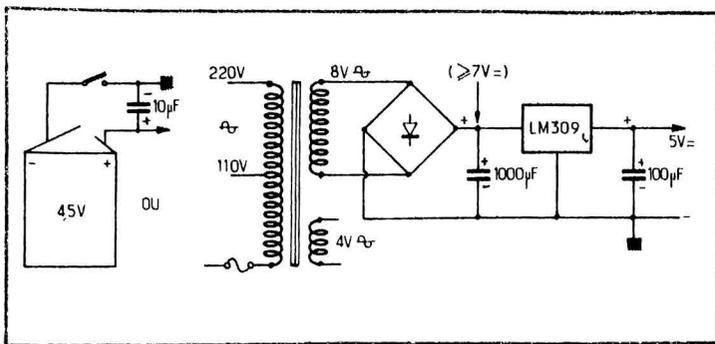
Commencer en plaçant les fils qui transitent sous les quatre C.I. verticaux, il y en a deux par circuit ; les faire sortir en face de la

pin où ils seront soudés (après avoir implanté le circuit adéquat).

Puis câbler le + V_{cc} (pin 5 des compteurs, pin 16 du multiplexeur, pin 14 des opérateurs, condensateur de $10 \mu F$, + Fil Alim. *). Câbler ensuite la masse (zéro logique) qui ne sert pas que pour les alimentations mais aussi pour inhiber certaines entrées, en particulier dans le multiplexeur et dans les compteurs. L'émetteur du NPN et tous les condensateurs sont également reliés à la masse fil qui va au - de l'alim.

Le signal c.d issu de la pin 6 du ET 7408 va facilement à l'entrée 9

du même circuit mais emprunte un large périphe pour aller à l'entrée 11 du NON-OU 7402 en transitant par la pin 13 de la décade de temps 7490. Cette pin 13 dans les décades n'est pas connectée à l'intérieur du boîtier et peut ainsi servir de relais. Le signal « a » qui est le plus sollicité est relié à 5 entrées mais sa sortance est suffisante. Ne pas oublier les petites connexions d'un même circuit en particulier les straps 1-12 des compteurs ainsi que les mises à la masse des RàZ et Rà9 inutilisées ; les entrées inutilisées du multiplexeur et son strobe pin 7 sont



également reliées à la masse.

Poursuivre par les différentes connexions en cochant au besoin sur le schéma général au crayon les connexions effectuées.

Si par malheur une erreur de câblage arrivait après la mise sous tension il conviendra de dépanner d'abord en coupant l'alim. et en vérifiant le câblage. Sous tension on peut vérifier le défilement de la base de temps même sans oscillo avec un contrôleur 20 000 Ω/V, la sortie d reste assez longtemps à 0 volt, environ deux secondes, et le même temps ensuite à + 4 volts. Pour la sortie c c'est environ une seconde sur chaque position, ensuite sur les sorties b, c'est encore plus rapide : a, « δ », et fréquence d'horloge

ressemblent à un faible alternatif compte tenu de l'inertie de l'aiguille.

Pour le générateur de notes, on peut procéder à l'oreille par une petite manip. Dessouder le fil qui arrive sur la pin 8 du 7402, le laisser en l'air, relier l'entrée 8 à l'entrée 9 qui est déjà câblée, dessouder le fil qui arrive à la pin 5 du multiplexeur (sortie Y), le prolonger au besoin pour s'en servir comme pointe de touche.

Quand il est en l'air, la décade doit diviser par 8 et générer un MI. Quand il est relié à « A » pin 1 ou 12 de la décade, il y a division par 9 et Ré. Quand il est relié à la masse pin 6, 7 ou 10 de la décade, c'est une division par 10 et un DO qui est généré.

Après vérification des notes, ne pas oublier de rebrancher les fils dessoudés précédemment et de dissocier les entrées 8 et 9 du 7402.

La réalisation d'une alimentation régulée nécessite : un transfo fournissant au moins 6 volts alternatifs et capable d'assurer un débit permanent mais minime. Le transfo de sonnerie Legrand fournit 8 et 4 volts sur deux enroulements. Le pont doit être capable de supporter 500 mA. Un condensateur de filtrage qui relèvera un peu les 6 volts pour que le régulateur soit attaqué par au moins 7 volts. La valeur de la capa : 1000 µF. Le régulateur si c'est un LM 309 K est capable de fournir jusqu'à 1 ampère. Il est bon de le monter sur un morceau de ferraille pour dissiper la chaleur et de prévoir des trous de passage de ses deux pattes sans risque de court-circuit. Deux trous dans le boîtier permettent sa fixation et le branchement à la masse. En sortie le condensateur de 10 µF aux bornes de la pile peut être de plus forte valeur, 100 à 1000 µF par exemple. Cette alim. ou la réédition de celle-ci pourra vous servir pour d'autres montages à C.I. TTL.

CONCLUSION

Les explications sont toujours plus ou moins rébarbatives, le schéma général est souvent plus éloquent. Celui-ci fait ressortir la simplicité de cette réalisation, le faible nombre de composants (pour un prix de revient non prohibitif). Ce montage est amusant à faire et à entendre et plus d'un ami ou visiteur vous demandera la permission de sonner à nouveau une ou plusieurs fois !

La Librairie de la Radio a d'excellents ouvrages pour l'initiation à la logique pour ceux qui ne seraient pas à l'aise avec les théorèmes de De Morgan et pour ceux qui sont un peu plus familiarisés aussi !

Nous verrons peut-être dans quelque temps que pour trois circuits de plus, il est possible de doubler la base de temps, de générer 5 notes et ainsi de pouvoir jouer les huit premières mesures de : « Hello ! Le soleil brille » (Pont de la rivière Kwai).

* Sur la maquette la résistance de 100 Ω est bien en série avec le H.P. mais entre ce dernier et le collecteur ce qui permet de brancher le H.P. au + alimentation.

devenez un VRAI CADRE

SOGEX

DIRECTION



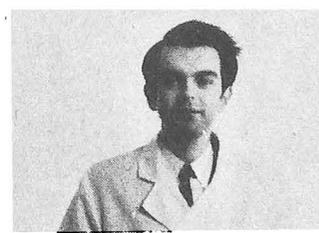
Le management - La stratégie des affaires - La gestion prévisionnelle et contrôlée - L'informatique - Marketing et stratégie commerciale - Les prévisions à terme - Psychologie de la décision - La prospective - Les techniques de créativité - etc...

CADRE



La gestion efficiente du personnel - Logique et méthodologie - Organisation générale de l'entreprise - Le prix de revient - Marché Commun - Droit social - L'économie politique moderne - Commandement et autorité - Psychologie appliquée - etc...

AGENT DE MAITRISE



Organisation générale de la production - Les plannings - Relations humaines et psychologie du travail - Le prix de revient - Simplification et rationalisation des tâches - Les postes de travail - Rôle de l'agent de maîtrise - etc...

COLLABORATRICE DE DIRECTION



Facultés nécessaires pour assumer la fonction - Présentation des statistiques - Les plannings - Organisation des réunions, des voyages du directeur - Les relations publiques - Réception des visiteurs et clients importants - Rapports, compte-rendus, etc...

Le CIFRA met à votre portée quatre préparations aux fonctions de cadres inédites et incomparables, adaptées aux principaux niveaux de responsabilités. Ces préparations (par correspondance) vous feront découvrir : l'état d'esprit, les facultés psychologiques, le sens de la réussite, les techniques, les principes, les outils, les objectifs à définir, les méthodes, les moyens, bref, tout le potentiel humain nécessaire pour accéder avec succès aux fonctions de cadre ou de direction. Le CIFRA a sélectionné parmi toutes les techniques de commandement et de gestion celles qui ont le mieux prouvé leur efficacité. Notre méthode de formation tient toujours compte de votre objectif et est bien adaptée aux souhaits des personnes engagées dans la vie professionnelle. Ces préparations vous permettront d'acquérir rapidement les connaissances et des moyens pratiques directement exploitables pour assurer votre promotion.



Le CIFRA est un organisme privé soumis au contrôle pédagogique de l'Etat, spécialisé dans la préparation aux fonctions de cadre et de direction. Former des hommes et des femmes d'action volontaires et constructifs, c'est notre métier. Aussi notre enseignement par correspondance moderne (avec compléments sur cassettes, études de cas, séminaires facultatifs) a-t-il été spécialement conçu pour mettre à votre portée la formation exacte qui fera de vous un vrai cadre.

Notre brochure contient aussi les renseignements sur la gratuite possible de nos préparations (loi sur la Formation Continue du 16/7/71)

Vous avez peut-être, vous aussi, tout ce qu'il faut pour réussir. Ne gaspillez pas vos chances ! Demandez de suite au CIFRA de vous expédier, par retour, gratuitement et sans aucun engagement la documentation qui vous intéresse.

BON POUR RECEVOIR GRATUITEMENT

et sans aucun engagement de ma part, la documentation complète sur la préparation CIFRA qui m'intéresse (faites une)

- PREPARATION AUX FONCTIONS DE DIRECTION
 PREPARATION AUX FONCTIONS DE CADRE
 PREPARATION AUX FONCTIONS D'AGENT DE MAITRISE
 PREPARATION AUX FONCTIONS DE COLLABORATRICE DE DIRECTION

NOM

RUE

Code postal VILLE

A renvoyer au

CIFRA 97, rue Saint Lazare 75009 PARIS - Tél : 874.91.68

INITIATION

aux circuits intégrés logiques

(suite - voir N° 1478)

AVANT de poursuivre l'étude des circuits intégrés logiques, nous allons revoir ensemble les différents systèmes de numération, notamment le système binaire.

I. - SYSTÈME DÉCIMAL (ou base 10)

Nous l'utilisons tous les jours, et il tend à être universellement adopté. Les nombres sont écrits à l'aide de 10 signes (0, 1, 2, ...9). L'emplacement qu'ils occupent dans le nombre leur donne une valeur différente.

Exemple : soit le nombre 727
 ↓ unité
 ↓ dizaine
 ↓ centaine

Le 7 des unités n'a donc pas le même poids que celui des centaines. Dans un même nombre deux chiffres identiques placés côte à côte, celui de gauche est 10 fois plus grand que celui de droite.

Exemple :
 soit le nombre 444
 - le 4 des dizaines représente une valeur 10 fois plus grande que le 4 des unités,
 - le 4 des centaines représente une valeur 10 fois plus grande que le 4 des dizaines.

II. - SYSTÈME OCTAL (base 8)

Ce système de numération ne comporte que 8 signes (0, 1, 2, ...7). La succession des nombres est

donc la suivante : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 20, 21, 22, ...75, 76, 77, 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 110, 111, etc.

III. - SYSTÈME HEXADÉCIMAL (base 16)

Ce système de numération est utilisé dans certains ordinateurs. Il nécessite 16 signes (0, 1, ...9, a, b, c, d, e, f). La succession des nombres devient alors la suivante : 0, 1, 2, ...9, a, b, c, d, e, f, 10, 11, 12, 13, ...19, 1a, 1b, 1c, 1d, 1e, 1f, 20, 21...

Il est possible d'écrire ainsi des nombres relativement importants avec peu de signes.

IV. - SYSTÈME BINAIRE (base 2)

Il n'utilise que 2 signes : 1 et 0. Vous pouvez faire un parallèle avec les circuits logiques qui, comme nous le savons, présentent deux états : haut et bas. La succession des nombres est la suivante : 0, 1, 10, 11, 100, 101, 110, 111, 1000.

De cette succession, on relève deux constatations. Les nombres deviennent rapidement très importants. Par contre, avantage de n'utiliser que deux signes.

V. - CONVERSION

A. - Décimal - binaire
 Il s'agit là de convertir un nombre décimal en binaire, en d'autres termes de trouver l'équiva-

lent binaire d'un nombre décimal.
1^{re} méthode : par tableau de correspondance :

1	1	11	1011
2	10	12	1100
3	11	13	1101
4	100	14	1110
5	101	15	1111
6	110	16	10000
7	111	17	10001
8	1000	18	10010
9	1001	19	10011
10	1010	20	10100

2^e méthode : plus généralisable, elle consiste à diviser, successivement, le nombre décimal considéré par 2. Et de conserver les restes de chaque opération.

Exemple : soit le nombre 625. Quel est son équivalent binaire ?

$$\begin{array}{r|l} 625 & 2 \\ 02 & 312 \\ 05 & 12 \\ 1 & 0 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 312 & 2 \\ 11 & 156 \\ 12 & 78 \\ 0 & 39 \end{array}$$

$$\begin{array}{r|l} 156 & 2 \\ 16 & 78 \\ 0 & 39 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 78 & 2 \\ 18 & 39 \\ 0 & 19 \end{array}$$

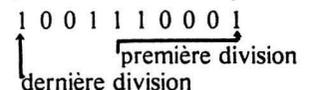
$$\begin{array}{r|l} 39 & 2 \\ 19 & 9 \\ 1 & 4 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 19 & 2 \\ 1 & 9 \end{array}$$

$$\begin{array}{r|l} 9 & 2 \\ 1 & 4 \\ 1 & 2 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 4 & 2 \\ 0 & 2 \end{array}$$

$$\begin{array}{r|l} 2 & 2 \\ 0 & 1 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 1 & 2 \\ 1 & 0 \end{array}$$

Pour obtenir le nombre binaire, il suffit de prendre le reste de cha-

que division, et ce en commençant par la dernière :



Vous pouvez vous entraîner sur les nombres suivants (la correspondance binaire étant là dans un but de vérification) :

5 = 101
 185 = 10111001
 15 = 1111
 45 = 101101
 140 = 10001100

B. - Binaire - décimal

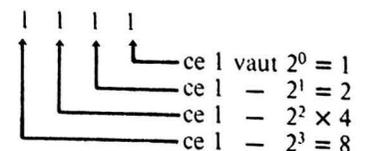
Le problème est inverse. Nous avons un nombre binaire, et nous désirons connaître son équivalent décimal.

1^{re} méthode : on utilise le même tableau que celui permettant la conversion décimal - binaire.

2^e méthode : elle oblige à l'utilisation des puissances de 2. Pour mémoire elles sont rappelées ci-dessous.

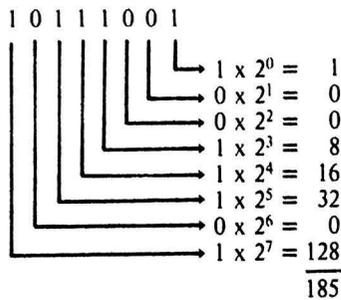
2⁰ = 1 2⁶ = 64
 2¹ = 2 2⁷ = 128
 2² = 4 2⁸ = 256
 2³ = 8 2⁹ = 512
 2⁴ = 16 2¹⁰ = 1024
 2⁵ = 32

LA MÉTHODE :

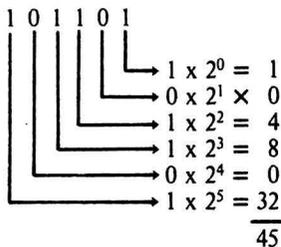
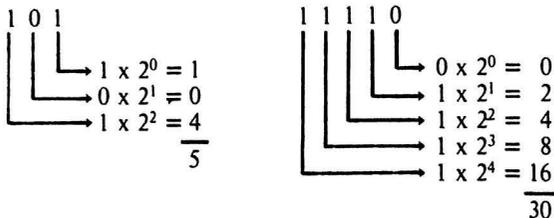


Il suffit de faire la somme des produits des puissances de 2 par le chiffre correspondant du nombre binaire.

Exemple :



Quelques exemples :



Vous êtes à même maintenant de convertir un nombre décimal en binaire et vice-versa pour vérification.

VI. — OPERATIONS DANS LE SYSTÈME BINAIRE

A. — L'addition

C'est sans aucun doute l'opéra-

tion la plus simple, quel que soit le système de numération utilisé.

Il faut connaître la table d'addition, et ne pas oublier les retenues.

La table d'addition binaire :

$$\begin{array}{l}
 0 + 0 = 0 \\
 1 + 0 = 1 \\
 0 + 1 = 1 \\
 1 + 1 = 10 \\
 1 + 1 + 1 = 11 \\
 10 + 1 = 11
 \end{array}$$

Exemple d'application :

$$\begin{array}{r}
 + 11110 \quad 30 \\
 + 1111 \quad 15 \\
 \hline
 101101 \quad 45
 \end{array}$$

A titre d'exercice, vous pouvez effectuer les opérations suivantes :

$$\begin{array}{r}
 + 10101 \\
 + 1110 \\
 \hline
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 + 110011 \\
 + 10101 \\
 \hline
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 + 1111 \\
 + 1111 \\
 \hline
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 + 1011100 \\
 + 1110001 \\
 \hline
 \end{array}$$

et les vérifier dans le système décimal.

B. — La multiplication

On appliquera les mêmes règles que dans le système décimal en se souvenant que :

$$\begin{array}{l}
 0 \times 0 = 0 \\
 0 \times 1 = 0 \\
 1 \times 0 = 0 \\
 1 \times 1 = 1
 \end{array}$$

Exemple

$$\begin{array}{r}
 \times 101 \\
 101 \\
 11 \\
 \hline
 1111
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{r}
 \times 110 \\
 101 \\
 110 \\
 \hline
 1110
 \end{array}$$

C. — Soustraction - division

Nous ne détaillerons pas ces deux opérations ; disons simplement qu'elles demandent l'utilisation de méthodes plus complexes, ne présentant pas dans le cadre de cet article beaucoup d'intérêt.

VII. — COMPTAGE BINAIRE

Il s'agit d'une opération de première importance. Qu'il soit question de comptage du temps (en minutes, secondes), d'objets, de codes, nous utiliserons plusieurs codes binaires.

Exemple : 17 peut être codé : 1001 en binaire pur (comme ci-dessus) 0001-0111 en BCD.

Dans le code BCD chaque groupe représente un chiffre décimal. C'est la méthode que nous utiliserons le plus.

Il suffit alors de connaître le code binaire des 10 chiffres décimaux.

	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Dans ce code nous pouvons noter la rotation des 1 et 0 :

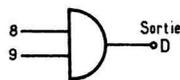


Fig. 1

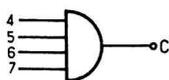


Fig. 2

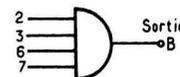


Fig. 3

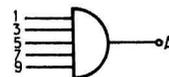


Fig. 4

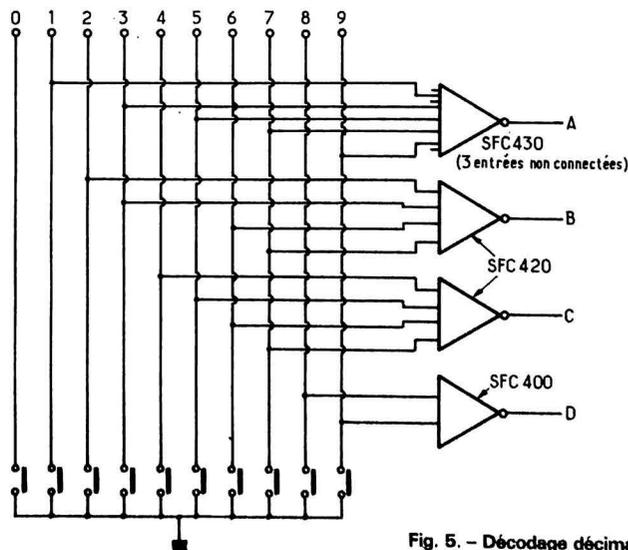


Fig. 5. — Décodage décimal — binaire.

- colonne A, nous avons 0 - 1 - 0 - 1 - 0 - 1 - 0 - 1...
- colonne B, nous avons deux 0, deux 1, puis à nouveau deux 0, deux 1, etc.
- colonne C, nous avons quatre 0, puis quatre 1...
- colonne D, nous avons huit 0 et deux 1 (le code s'arrêtant à 9).

Exemple : représentation en BCD du nombre 7439, ce qui donne : 0111 - 0100 - 0011 - 1001

Cette méthode demande plus de chiffres (que l'on appelle BIT), par contre elle présente de nombreux avantages de comptage et de décodage.

VIII. - CIRCUIT DE CODAGE DÉCIMAL - BINAIRE

Il faut élaborer un circuit à 10 entrées (1, 2, 3, ..., 9 & 0) et 4 sorties (A, B, C, D).

Prenons tout d'abord la sortie D :

Dans le tableau de correspondance, nous voyons que cette sortie est à 1 uniquement pour les entrées 8 ou 9. Un circuit OU remplit la fonction désirée. La sortie sera obtenue en portant l'entrée correspondant au chiffre à l'état haut (figure 1).

- Sortie C : elle doit être à 1

pour les entrées 4, 5, 6, 7 (figure 2).

- Sortie B : elle doit être à 1 pour les entrées 2, 3, 6, 7 (figure 3).

- Sortie A : elle doit être à 1 pour les entrées 1, 3, 5, 7, 9 (figure 5).

Fonctionnement :

Lorsqu'il n'y a aucune touche d'enclenchée, toutes les entrées sont en l'air, donc à 1 (les sorties A, B, C, D sont par conséquent à 0). Le fait d'appuyer sur la touche correspondant à un chiffre donné a pour effet de mettre une ou plusieurs entrées à zéro. Les NAND correspondants basculeront donc à 1 (revoir éventuelle-

ment l'étude du NAND dans le 2^e article de cette série).

Exemple : appuyant sur la touche 6, nous mettons à la masse une entrée sur le NAND B et une sur le NAND C. Les sorties correspondant au chiffre 6 seront donc :

D	C	B	A
0	1	1	0

IX. - CIRCUIT DE DÉCODAGE BINAIRE - DÉCIMAL

A. - A l'aide de circuit ET

Fonctionnement : à l'aide de circuit ET (ou bien de NAND à

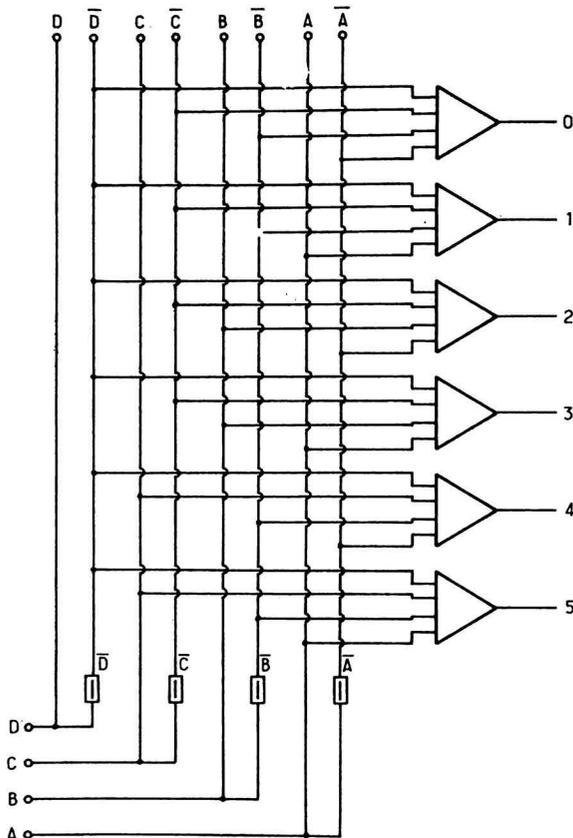


Fig. 6. - Décodage BCD - décimal (le principe reste le même pour les sorties 6, 7, 8, 9).

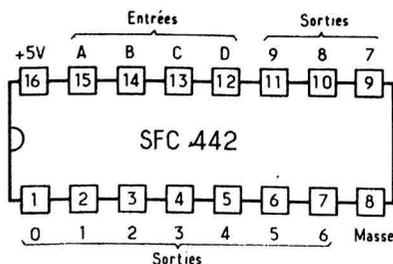


Fig. 7. - Décodeur BCD décimal (vue de dessus).

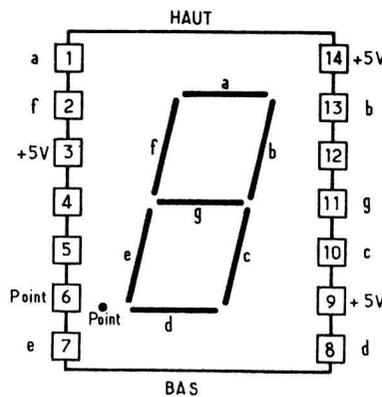
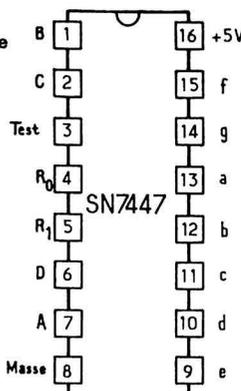


Fig. 10. - Les liaisons entre les sorties SFC 447 (a, b, c, ...g) et l'affichage, sont faites au travers de résistances de 180 Ω à 270 Ω.

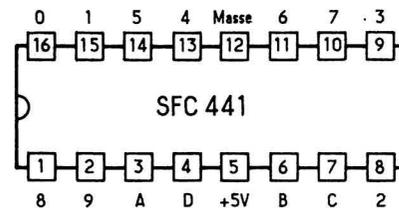


Fig. 8. - Décodeur BCD décimal pour tube « Nixie ».

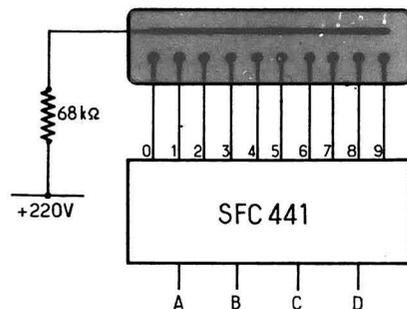


Fig. 9. - SFC 441 commandant les cathodes d'un tube à gaz numérique qui affiche le numéro de l'état des entrées.

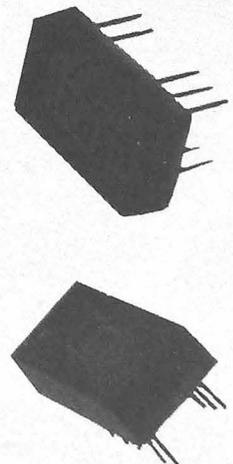


Photo A. - Affichage 7 segments.

4 entrées dont on inverse la sortie), on réalisera le montage de la figure 6. On inverse les entrées A, B, C, D pour obtenir \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , \bar{D} (on lit A barre, B barre, ...; le signe barre indique « inverse de »). La sortie sélectionnée doit être à 1, nous devons donc avoir quatre 1 sur les entrées du circuit ET, tout en respectant le codage. Pour cela, il suffit de transformer les zéros en 1, en les inversant (0 = 1) d'où la nécessité des inversions sur les entrées A, B, C, D.

Exemple : soit à décoder le nombre 0101, pour qu'un circuit ET bascule à l'état haut, il lui faut ces quatre entrées à 1. Ce sera donc le circuit numéro 5 qui basculera. Il a en effet une entrée sur \bar{D} , une seconde sur C, une troisième sur \bar{B} et la quatrième sur A.

B. - Décodage à l'aide de circuits spéciaux

Le marché offre des circuits intégrés (tel que le SFC442) qui a eux seuls forment des décodeurs BCD \rightarrow décimaux (brochage figure 7). Les sorties sont toutes en permanence à 1, sauf la sortie correspondant aux états présents sur les entrées, cette sortie est à zéro.

Essai d'un SFC 442 :

Monter le circuit intégré sur un support d'essai. Connecter l'alimentation. Le codage des entrées est réalisé en reliant à la masse, ou en laissant en l'air, l'entrée (à la masse = état zéro, en l'air = état 1). A l'aide d'un témoin lumineux (voir article 2), vous recherchez quelle est la sortie à l'état bas.

X. - AFFICHAGE

Certains décodeurs permettent de commander directement des affichages (tubes Nixie, 7 segments).

A. - Tubes Nixie

Décodeur SFC441 (voir brochage figure 8). Ce dispositif d'affichage, très répandu, est composé d'une ampoule de verre, contenant dix cathodes en forme de chiffres. Cette ampoule est pleine de gaz néon. L'anode commune est reliée à une haute tension, et il suffit qu'une des cathodes soit reliée à la masse pour qu'elle s'allume.

Le circuit intégré SFC441 contient d'une part les circuits de décodage et d'autre part les transistors siliçium haute tension qui assurent la commande des cathodes.

Photo B. - Régulateur SFC 2305.

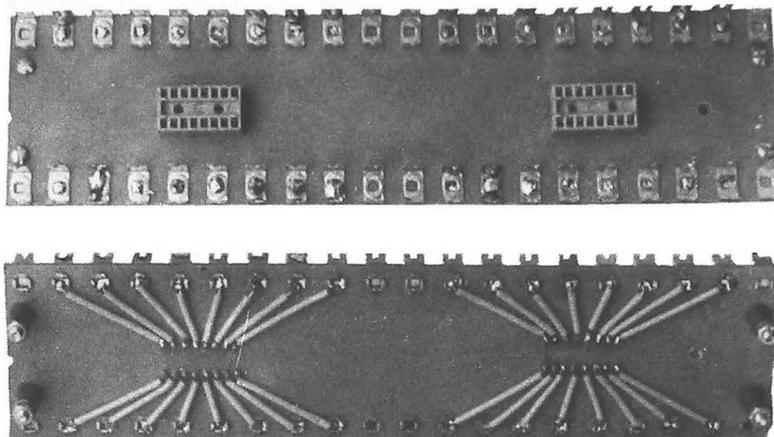


Photo C. - Supports d'essais pour simulateur.

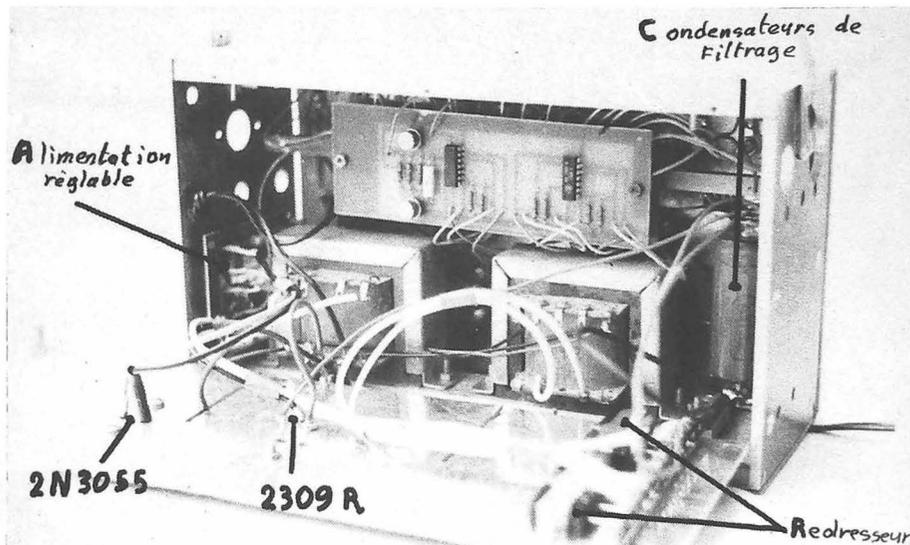


Photo D. - Simulateur (vue arrière).

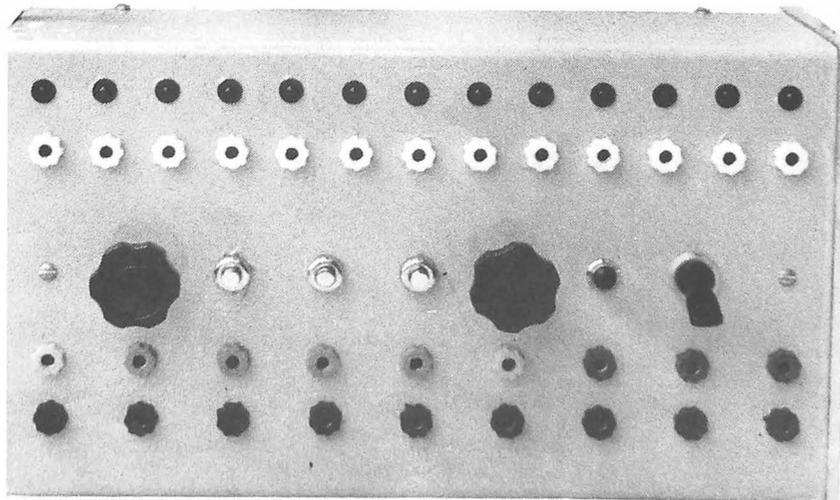


Photo E. - Simulateur (face avant).

B. - Affichage 7 segments (Photo 1)

Ce dispositif, contrairement aux tubes Nixie, ne nécessite pas de haute tension. Il est alimenté par la même tension que les circuits intégrés classiques.

Chaque segment est constitué par une diode électroluminescente de caractéristiques sensiblement égales à celles des diodes que vous avez pu utiliser pour la fabrication des témoins logiques.

L'affichage de chaque chiffre correspond à l'illumination de plusieurs segments.

Comme pour les tubes Nixie, il existe un décodeur particulièrement étudié pour ce type d'affichage.

Pour les modèles « Man 5 » (vert), ou « Man 7 » (rouge) de Monsanto, le circuit décodeur est le SN7447. Entre le décodeur et l'affichage, il est nécessaire de mettre une résistance de limitation du courant (environ 20 mA

par segment) de l'ordre de 180 à 270 Ω. Les brochages sont donnés figure 10.

SIMULATEUR LOGIQUE

(Photos B,C,D et E)

Le mois dernier, nous avons réalisé le montage des supports de circuits intégrés sur des plaquettes à cosses.

Aujourd'hui nous allons terminer ce simulateur par la confection d'un coffret dans lequel nous trouverons :

- une alimentation 5 V
- une alimentation réglable de 3 à 15 V
- une unité d'affichage à diode électroluminescente
- des circuits anti-rebonds
- un générateur.

I. - ALIMENTATION 5 V

Elle fit l'objet de notre premier article. La figure 11 en rappelle le schéma.

Il est possible d'utiliser pour le redressement un pont intégré dans un boîtier (figure 12).

L'ensemble supporte un courant de 2 à 3 ampères (suivant refroidissement), et une tension inverse d'une soixantaine de volts.

II. - ALIMENTATION RÉGLABLE

Afin que votre appareil puisse être employé à d'autres fins qu'à l'utilisation exclusive de la logique TTL, et que vous puissiez réaliser des montages transistorisés, il est bon de posséder cette alimentation.

Description : le schéma est donné figure 13.

La régulation est assurée par un circuit intégré SFC 2300 (ou bien SFC 2200, SFC 2100) ou mieux un circuit SFC 2305 qui assure encore une meilleure régulation. La résistance de 0,75 Ω limite le courant de sortie. Elle est constituée soit par quelques spires de fil résistant, soit par deux résistances de 1,5 Ω en parallèle, ou bien d'une résistance de 0,82 Ω. Le transistor 2N3055 sera monté sur un radiateur (le boîtier sera isolé à l'aide d'un mica et de deux rondelles). La destruction de ce transistor par une élévation excessive de la température entraînerait également la mise hors d'usage du circuit intégré.

Il pourrait être nécessaire de mettre en série, avec l'émetteur, une ferrite destinée à supprimer les oscillations du transistor de puissance.

Le potentiomètre de réglage sera fixé le plus près possible du circuit imprimé.

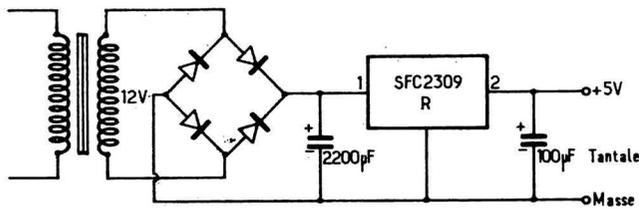


Fig. 11

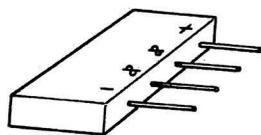


Fig. 12 - Pont redresseur.

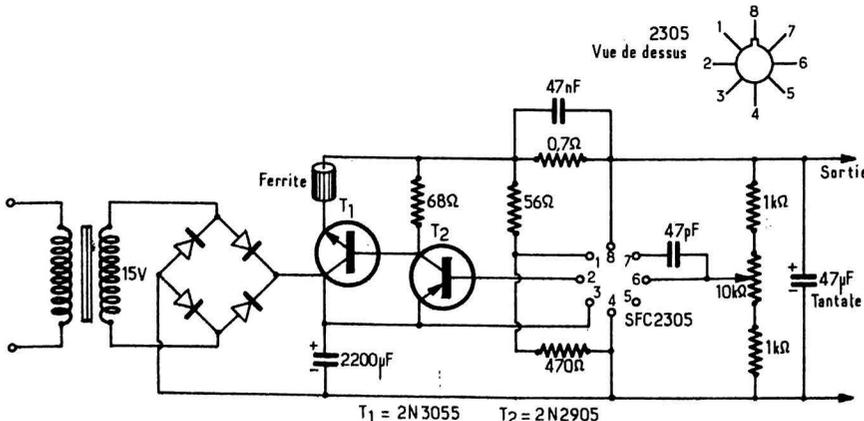
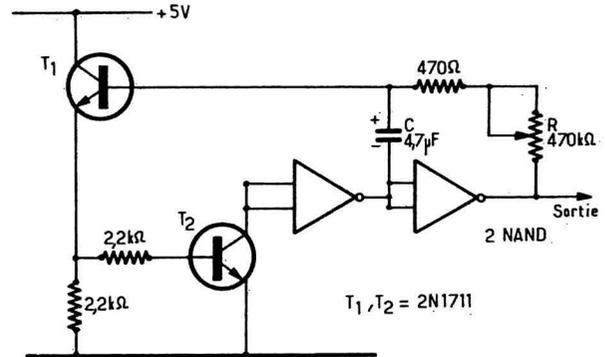


Fig. 13

Fig. 16

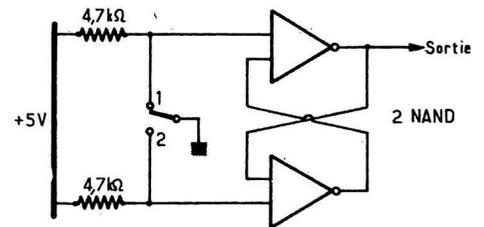


Fig. 14

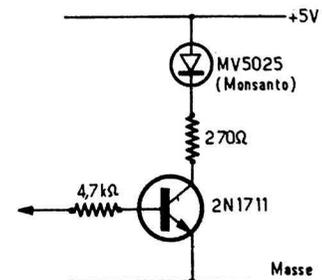


Fig. 15

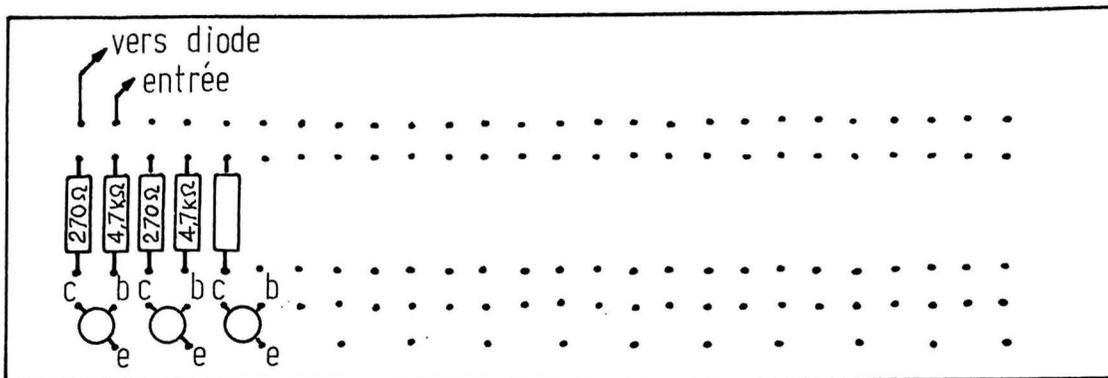


Fig. 17a. - Affichage : implantation.

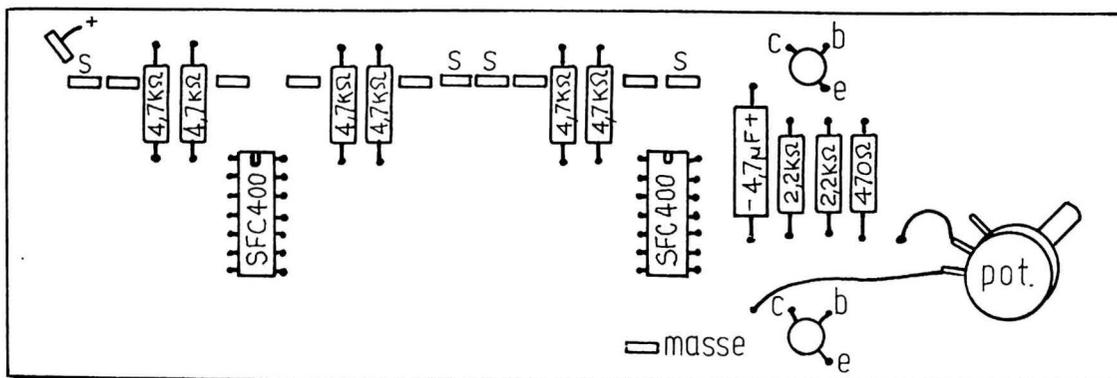
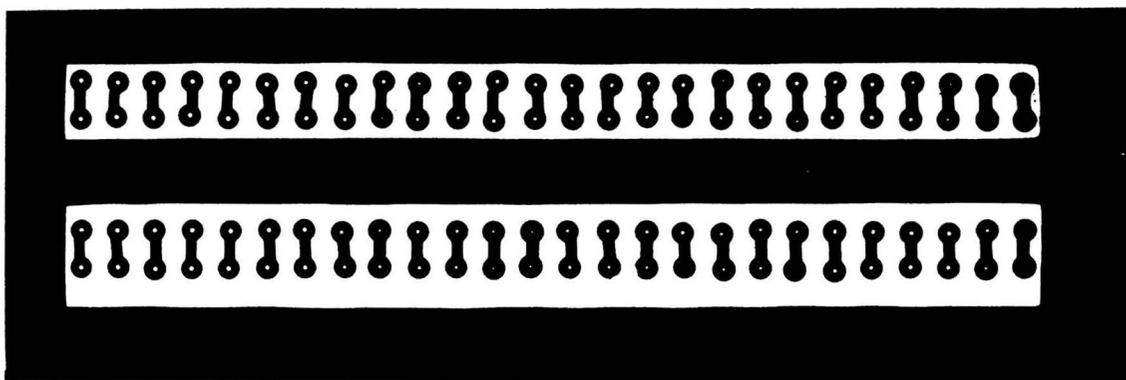


Fig. 17b - Anti-rebond et générateur : implantation.

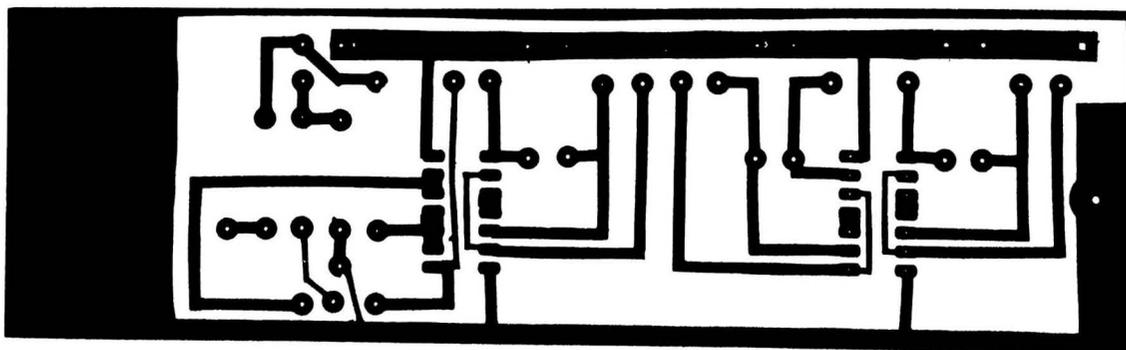


Photo G. - Circuit imprimé anti-rebond et générateur.

Le transformateur délivrera une tension de 15 à 18 V sur son secondaire. Le redressement sera fait à l'aide d'un pont identique à celui décrit pour l'alimentation 5 V.

Vous pouvez utiliser soit un transformateur unique à deux secondaires de 40 et 50 VA de puissance, soit deux transformateurs de 25 VA (un pour chaque alimentation).

III. — AFFICHAGE

Il est constitué par toute une série de diodes électroluminescentes commandées par transistors. Notre simulateur en comporte treize (ce nombre n'est pas critique, mais il est utile d'en posséder au moins onze, dix pour les chiffres de 0 à 9 et une autre pour vérifier différents états). Le schéma est donné figure 15.

Le transistor sera un modèle silicium NPN de β , égal ou supérieur à 100, supportant un courant d'au moins 30 mA (2N1711 par exemple). Les autres caractéristiques ont peu d'importance.

Nous vous déconseillons d'utiliser le témoin logique à lampe incandescente décrit dans le 2^e article, car le courant élevé de 0,1 A par ampoule amènerait une consommation exagérée de l'ensemble.

IV. — CIRCUIT ANTI-REBOND

Leur rôle est de fournir une impulsion, et une seule, lorsque vous appuyez sur un poussoir. Un interrupteur classique fournit, à cause des micro-rebonds mécaniques, une salve d'impulsions avant de s'immobiliser. Cet état de fait est incompatible avec le comptage.

L'appareil que nous avons construit comporte :

- 2 circuits fournissant des impulsions positives,
 - 1 circuit fournissant des impulsions négatives.
- (Schéma figure 14).

A l'aide de deux NAND, nous réalisons une bascule. Le poussoir étant dans une position, un NAND a donc une entrée à zéro (sortie à 1). Le deuxième NAND aura de ce fait, grâce au couplage croisé, deux entrées à 1 (sortie à zéro). Le premier NAND aura, à partir de ce moment-là, les deux entrées à zéro, et même si le contact rebondit, une seule entrée à zéro suffira pour avoir 1 en sortie.

La polarité des impulsions de sortie est obtenue en inversant les fils du poussoir.

V. — LE GÉNÉRATEUR

D'un modèle un peu particulier, ce générateur composé de deux NAND et de deux transistors offre l'avantage d'un rapport de fréquence relativement élevé, supérieur à 100 (sans commutation), figure 16.

La fréquence dépend de R et C. Avec une capacité de 4,7 microfarad et un potentiomètre de 470 Ω , nous arrivons à une période de 7 secondes.

VI. — MONTAGE

Sur la photo, nous voyons l'aspect extérieur du montage.

— Tout en haut, nous avons treize diodes électroluminescentes.

— En dessous, de droite à gauche, nous avons :

- a) l'interrupteur de mise en marche,
- b) le voyant de mise sous tension,
- c) réglage de l'alimentation 3 à 15 V,
- d) poussoir donnant des impulsions positives,

e) poussoir donnant des impulsions positives,

f) poussoir donnant des impulsions négatives,

g) réglage de fréquence du générateur.

— Sur l'avant-dernière rangée, nous avons de gauche à droite :

- a) première sortie 5 V,
- b) deuxième sortie 5 V,
- c) troisième sortie 5 V,
- d) sortie 3 à 15 V,
- e) sortie 1^{er} anti-rebond positif,
- f) sortie 2^e anti-rebond positif,
- g) sortie anti-rebond négatif,
- h) sortie générateur,
- i) libre.

— Rangée de masse.

Le montage n'offre pas de difficultés majeures, sur la face avant seront fixées les commandes ainsi que les douilles d'entrées et de sorties.

Chaque circuit imprimé étant indépendant des autres (sauf alimentation 5 V), on câblera fonction par fonction ; il est même possible de vérifier le fonctionnement au fur et à mesure du câblage.

Vous pouvez adopter la ligne de conduite suivante :

- choix du coffret,
- perçage du coffret,
- fixation des éléments sur la

face avant (relier toutes les masses entre elles),

— fixation du ou des transformateurs,

— fixation et câblage des redresseurs,

— câblage des condensateurs de filtrage,

— vérification :

a) tension alternative ou secondaire,

b) tension continue filtrée (égale à environ 1,4 fois la tension efficace du secondaire),

— montage du régulateur SFC 2309R. La sorte sera reliée aux trois douilles (fixer un condensateur au tantale de 100 microfarad entre les sorties et les douilles de masse ; se reporter éventuellement au 1^{er} article, août 1974),

— vérification sortie 5 V (à vide et en charge, à l'aide de deux résistances de 10 Ω en parallèle),

— câblage de l'alimentation réglable (mettre un condensateur de 47 microfarad au tantale sur les douilles de sortie),

— vérification,

— câblage et montage du circuit imprimé d'affichage (se rappeler que les diodes électroluminescentes ont un sens, voir éventuellement le 2^e article dans le HP de septembre),

— pour vérifier le bon fonctionnement, relier les entrées au +5 V,

— câblage et montage de la plaque générateur et anti-rebond, — pour vérification, on reliera la sortie à l'entrée d'un témoin logique. Les deux poussoirs de droite s'allument lors de la pression. Celui de gauche allumé en permanence s'éteindra lors de la pression ; s'il n'en est pas ainsi, inverser les connexions latérales du poussoir (sans toucher à celle du point milieu).

Pannes :

La vérification pas à pas permet d'éliminer les difficultés au fur et à mesure qu'elles se présentent. Vérifier les sens et brochages des transistors, circuits intégrés, diodes. Vos soudures doivent être nettes et brillantes.

Les circuits intégrés SFC2305 de l'alimentation étant parfois des éléments difficiles d'utilisation, il peut être nécessaire en cas d'oscillations de câbler sous la plaque du circuit imprimé, entre les coses 8 et 4 et 3 et 4 du SFC2305, deux condensateurs chimiques au tantale de 1 ou 2 microfarad 25 V, l'armature négative vers le point 4. D'autre part, utiliser du fil de gros diamètre.

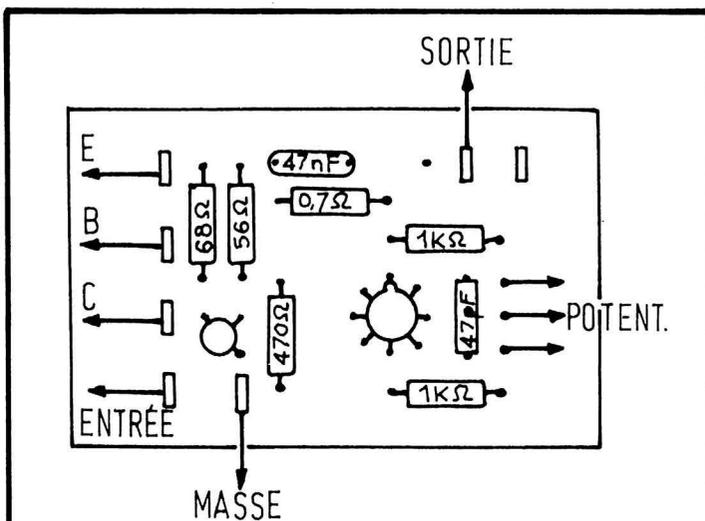


Fig. 17c. — Alimentation : implantation.

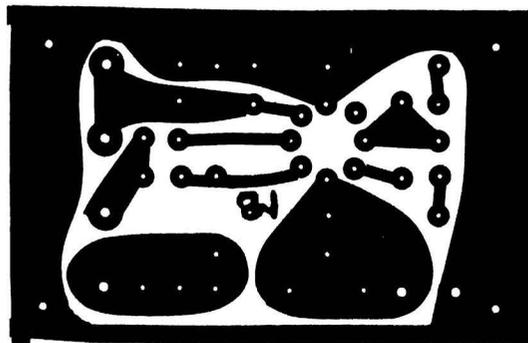


Photo F. — Circuit imprimé de l'alimentation réglable.

La télévision par câbles

les différentes conceptions des réseaux de télédistribution

UNE installation de distribution de télévision et d'informatique destinée à alimenter plusieurs localités en programmes de télédiffusion publics et régionaux et servant également pour des liaisons industrielles et commerciales, comporte les diverses parties principales suivantes :

1) Installation d'antennes recevant les émetteurs ou réémetteurs de radio et de télévision.

2) Installation de caméras et magnétoscopes.

3) Installation de traitement de signaux avec préamplificateurs, convertisseurs, amplificateurs, générateurs pilotés, régulateurs de tension et transcodeurs.

4) Réseau primaire de distribution avec amplificateurs de ligne principale et répartiteurs.

5) Réseau secondaire de distribution avec amplificateurs de distribution et dérivateurs.

6) Réseau tertiaire fonctionnant sur antennes communes.

Le schéma synoptique la figure 1 montre un réseau qui fonctionne généralement dans la gamme de fréquences 40 à 850 MHz. Il peut retransmettre simultanément sur un seul câble coaxial jusqu'à 12 programmes de TV et de nombreux programmes de radio. Etant donné l'affaiblissement des signaux VHF et UHF, il faut prévoir un certain nombre d'amplificateurs de ligne principale et de ligne de répartition. Il existe actuellement des amplificateurs à très large bande fonctionnant avec des niveaux de sortie de l'ordre de 200 mV sans transmodulation gênante et à faible bruit. Il faut savoir limiter le nombre de dériviations sur le circuit primaire

afin de réduire le nombre d'amplificateurs en cascade. Le réseau primaire doit alimenter le réseau secondaire à travers des boîtes de dérivation à faibles pertes suivies d'amplificateurs de distribution à large bande. Chaque récepteur doit fonctionner comme étant alimenté directement par l'antenne recevant le canal désiré ou par la caméra haute fréquence du réseau. Dans les réseaux de distribution industriels ou commerciaux, le réseau tertiaire est dé-

connecté pendant les téléinformations et fonctionne sur des antennes communes. Les possibilités de la télédistribution aux U.S.A. se trouvent schématisées par la figure 2 où la station centrale peut recevoir les émissions de télévision et de radio provenant des émetteurs régionaux ou lointains. Ces émissions peuvent être captées à l'aide des antennes de la station centrale ou à l'aide d'un réseau de distribution extérieur relié à la station centrale par câ-

bles et par guides d'ondes. Le traitement de ces signaux s'effectue ensuite dans un centre où les signaux normalisés sont distribués ensuite vers les pavillons individuels ou maisons collectives de la zone urbaine, vers le centre commercial, vers les centres culturels concernant les programmes scolaires, faculté, lycée ou cultes. Les programmes internes concernant les informations et le journal local sont diffusés à l'aide de cette même ligne principale. Celle-ci est également reliée au centre de réception et de redistribution des programmes générés en zone urbaine. Les émissions provenant d'un satellite régional à modulation de fréquence sont démodulées et traitées ensuite en signaux normalisés par le centre de traitement des signaux. C'est le cas actuellement au Canada où l'on peut capter deux satellites régionaux de télécommunications.

Le réseau interne de la figure 2 est réservé aux programmes artistiques, sportifs et culturels d'où la liaison par câble entre faculté, lycée, terrain de sports, théâtre, cultes, aire de jeux d'enfants et centre de réception et de redistribution.

Ce même réseau est destiné à l'informatique, télé-informatique, transmission codée, numérique et à la visiophonie.

La distribution s'effectue à l'aide d'un seul câble coaxial par réseau dans lequel on prévoit la transmission d'ondes porteuses modulées suivant le mode d'information et suivant les normes des récepteurs. Chaque programme de télévision exige la transmission de deux porteuses, image et son et la transmission d'une

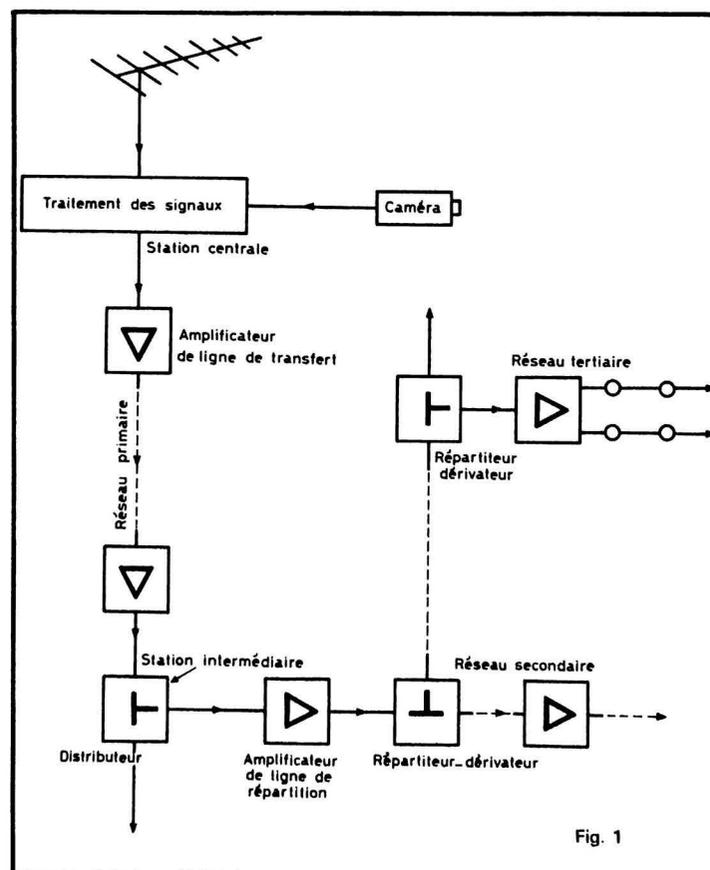


Fig. 1

sous-porteuse couleur. Etant donné que ces réseaux doivent fonctionner entre 40 et 850 MHz, la bande de fréquence est suffisamment large pour pouvoir y loger un nombre important de canaux.

Afin d'éviter la réception directe d'émetteurs puissants à l'entrée des téléviseurs, une transposition de fréquence doit être réalisée dans le centre de traitement des signaux pour que les fréquences du câble n'interfèrent pas avec les fréquences des signaux reçus en dehors du câble.

Cette transposition devient inutile dans le cas de la transmission des programmes internes étant donné la faible puissance émise à l'entrée du câble.

RÉSEAUX DE TÉLÉDISTRIBUTION PAR CÂBLES

La norme actuelle NF C90-140 s'applique aux réseaux de télédistribution par câbles coaxiaux empruntant la voie publique ou des propriétés tierces. Elle a pour objet la communication unilatérale, à des personnes déterminées, de programmes destinés au public, à l'exclusion de tout message, quelle qu'en soit la nature, ayant un caractère de correspondance privée.

L'utilisation de lignes de transmissions autres que celle du type coaxial n'est pas exclue dans son principe pour autant que soient respectées les prescriptions de sécurité et que soit obtenu le niveau de qualité prévu par la norme NF C90-140. Les dispositions introduites par cette norme sont applicables aux installations nouvelles, six mois après son enregistrement.

Elles doivent être appliquées aux installations existantes à l'occasion d'une transformation.

La figure 3 donne un exemple de schéma d'un réseau de télédistribution avec les termes usuels qui s'appliquent à ce mode de transmission.

Les limites d'utilisation simultanées doivent correspondre aux spécifications suivantes :

- variation de tension du réseau d'énergie : $\pm 20\%$.
- Variation de température extérieure mesurée sous abri : $- 20^{\circ}\text{C} + 40^{\circ}\text{C}$.
- Variation du signal reçu : $\pm 10\text{ dB}$.

Tous les organes actifs et passifs doivent être adaptés entre eux.

Tous ceux qui sont situés en aval de la station centrale doivent être adaptés à la structure dissymétrique de 75 ohms.

Le gain de l'antenne doit être uniforme dans la largeur de la bande de chacun des canaux indiqués comme pouvant être reçus par l'antenne considérée, à $\pm 2\text{ dB}$ près en bande I, à $\pm 1\text{ dB}$ en bandes III, IV et V.

Pour la bande II de la F.M., la tolérance de $\pm 2\text{ dB}$ pour l'ensemble de la bande et $\pm 1\text{ dB}$ pour une plage quelconque de 0,5 MHz.

Le rapport d'onde stationnaire mesuré sur le câble de raccordement à l'antenne et aussi près que possible de celle-ci, doit être au plus égal à 1,3 dans toute la bande de chacun des canaux utilisés. L'arrivée d'antenne à la station centrale doit être munie d'un connecteur propre à faciliter l'utilisation des appareils de mesure.

En bande I, la mesure du rapport d'onde stationnaire peut n'être faite que sur la fréquence porteuse du signal d'image.

A titre indicatif, **les bandes de fréquences** attribuées aux émissions de terre de radiodiffusion sonore et visuelle sont les suivantes :

- Bande I : 41 MHz à 68 MHz.
- Bande II : 87,5 MHz à 104 MHz.
- Bande III : 162 MHz à 223 MHz.
- Bande IV : 470 MHz à 582 MHz.
- Bande V : 582 MHz à 960 MHz.

La jonction entre une antenne à structure symétrique et un câble à structure dissymétrique doit être faite par l'intermédiaire d'un dispositif transformateur d'impédance symétrique/dissymétrique.

Le diagramme de directivité de l'antenne dans le plan de la polarisation de l'antenne devra correspondre à une protection arrière et latérale au moins égale à :

- 7 dB pour les lobes secondaires avant et 10 dB pour les lobes arrière, en bandes I et II.
- En bandes III, IV et V, les lobes secondaires avant doivent correspondre à une

protection avant de 15 dB et à une protection arrière de 20 dB. Ceci mérite quelques explications. La directivité des antennes est le pouvoir de réception dans une direction bien précise au détriment de toutes les autres directions. Elle peut être imaginée dans l'espace par un volume dont on a coutume de représenter deux coupes perpendiculaires où l'une est située dans le plan électrique du rayonnement qui correspond au plan de l'antenne et l'autre dans le plan magnétique du rayonnement qui est décalée de 90° par rapport à la première.

L'entretoise de l'antenne se situe dans l'axe de ces deux représentations graphiques, dénommées diagrammes de directivité.

Lorsque par suite de réflexions multiples le champ est très perturbé, on recourt à des montages d'antennes assez courtes associées en double ou en quadruple nappes avec une certaine distance de couplage. Les couplages serrés réduisent l'amplitude des lobes secondaires situés de part et d'au-

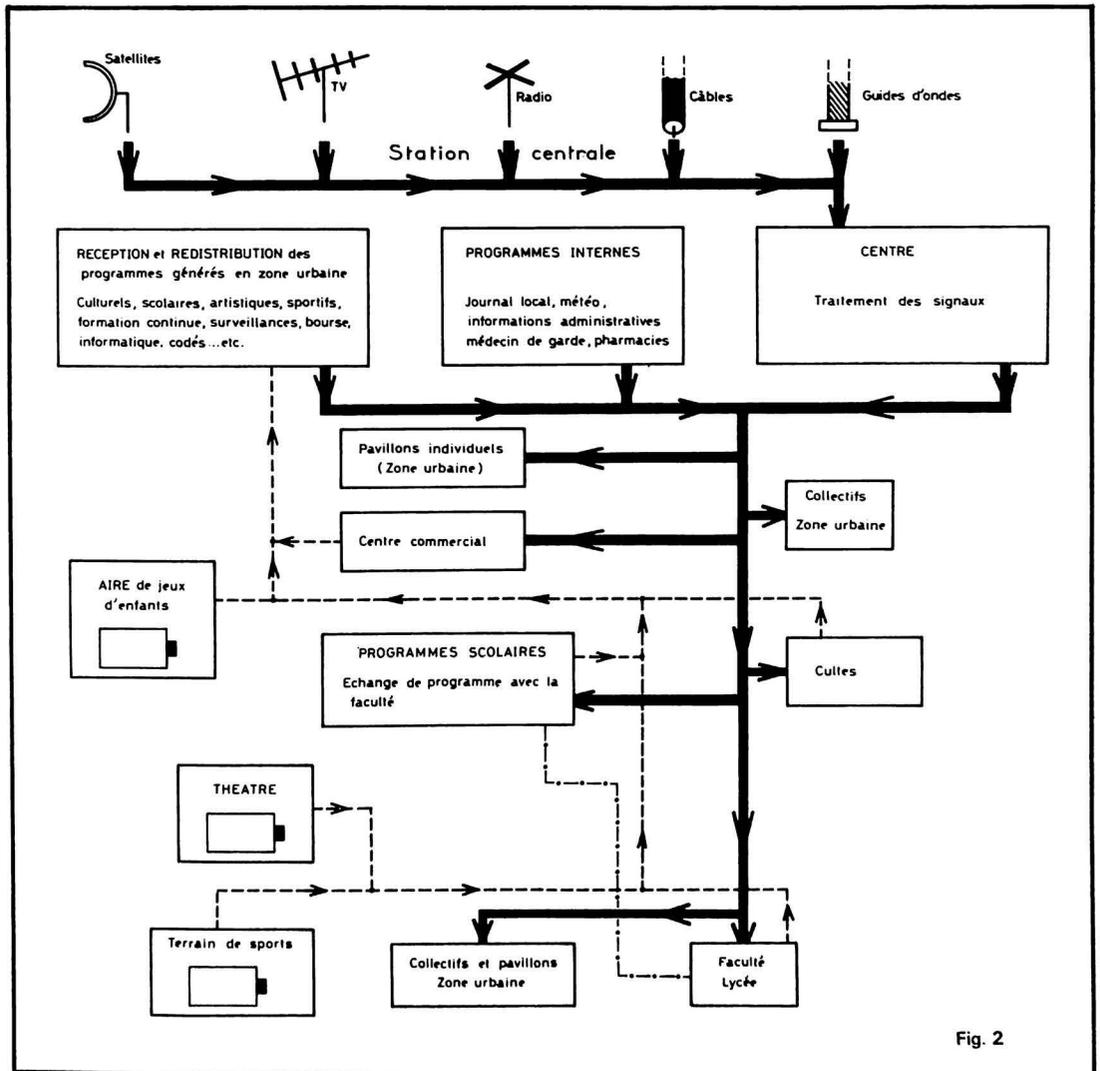


Fig. 2

tre du lobe principal. Le couplage en nappes superposées apporte une protection contre les parasites et les échos venant du sol. Le couplage en nappes horizontales ou verticales placées côte à côte apporte une protection contre les échos lointains.

La position de l'antenne d'une télédistribution doit assurer une protection, contre un signal brouilleur ou un écho, telle que le rapport signal à brouilleur soit supérieur à 20 dR

La protection contre une onde polarisée rectilignement et dont le plan de polarisation est perpendiculaire à celui de l'antenne doit être supérieure à 20 dB pour une réception effectuée dans le lobe principal de l'antenne.

Les câbles sont répartis dans les catégories suivantes classées par ordre croissant d'affaiblissement maximal à $20^\circ \pm C$ (Tableau I).

Le rapport d'onde stationnaire dans les câbles est mesuré entre 40 MHz et 860 MHz, le câble étant fermé sur une résistance de 75 ohms. La longueur du câble en essai doit être au moins égale à 100 mètres. Dans toute la gamme de fréquences, de 40 MHz à 800 MHz, il ne doit pas y avoir plus de 10 points d'affaiblissement de réflexion inférieures aux valeurs limites fixées ci-dessous, ou dix points de rapport d'onde stationnaire supérieures aux valeurs limites fixées ci-dessous: (Tableau II).

Les valeurs limites du rapport d'onde stationnaire sont indiquées entre parenthèses. Exemple: TOS = 1,50.

Coefficient de réflexion :

$$\frac{1,5 - 1}{1,5 + 1} = 0,2$$

Affaiblissement de réflexion = -14 dB.

Les niveaux sont déterminés par la valeur de la tension mesu-

Type	Affaiblissement maximal en dB pour 100 mètres		
	200 MHz	600 MHz	800 MHz
1	3,5	4	6
2	3	5,2	8
3	4	7	14
4	6	11	22
5	9	18	30
6	13	26	

TABLEAU I

Type	40 à 240 MHz	240 à 460 MHz	460 à 650 MHz	650 à 860 MHz
1	26 dB (1,10)	26 dB (1,10)	25 dB (1,12)	25 dB (1,12)
2	25 dB (1,12)	25 dB (1,12)	23 dB (1,15)	23 dB (1,12)
3	23 dB (1,15)	23 dB (1,15)	21 dB (1,20)	21 dB (1,20)
4	21 dB (1,20)	18 dB (1,30)	15 dB (1,40)	14 dB (1,50)

TABLEAU II

rée aux bornes de raccordement du réseau à une installation individuelle ou collective en substituant à celles-ci une résistance de 75 ohms (+ 5 %).

Le niveau du signal de télévi-

sion disponible est défini par la valeur efficace de la tension de l'onde porteuse image en crête de modulation. Ce niveau doit être au moins égal aux valeurs suivantes :

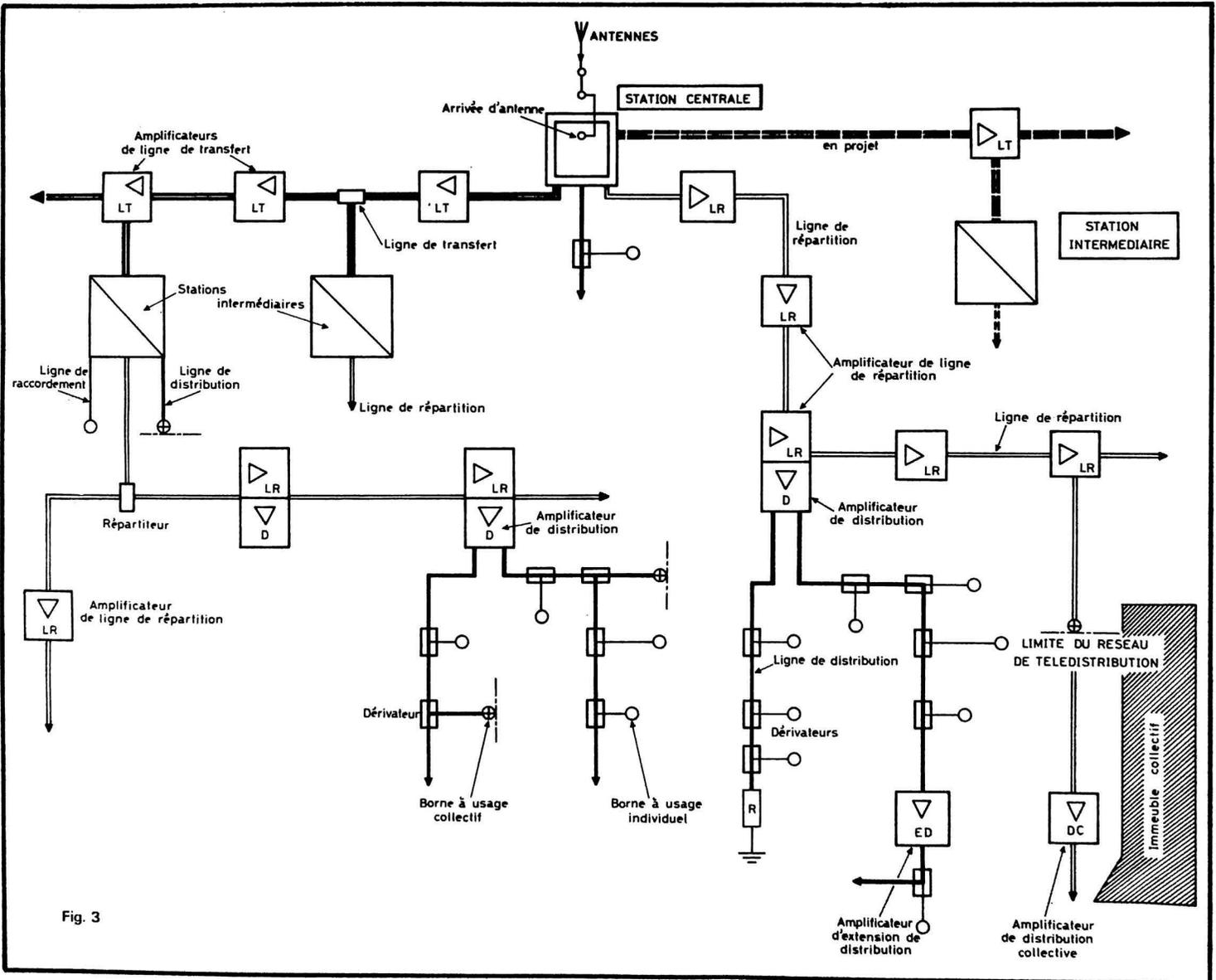


Fig. 3

a) Aux bornes de raccordement à une installation individuelle en tenant compte d'un affaiblissement de 3 dB dans l'installation privée de l'utilisateur :

- 41 à 68 MHz 1 mV
- 162 à 230 MHz 1 mV
- 470 à 606 MHz 1,4 mV
- 606 à 860 MHz 2 mV

Le niveau ne doit jamais excéder 14 mV.

b) Aux bornes de raccordement à une installation collective : 5 mV.

Le niveau ne doit jamais excéder 50 mV.

Le niveau du signal de radiodiffusion à modulation de fréquence (87,5 MHz à 104 MHz), aux bornes de raccordement à une installation individuelle : 0,45 mV. Le niveau ne doit jamais excéder 2,8 mV.

Aux bornes de raccordement à une installation collective : 1,6 mV.

Le niveau ne doit jamais excéder 10 mV.

Variations de la courbe de réponse « amplitude-fréquence » :
En télévision : ± 2 dB autour de la valeur correspondant à la fréquence de la porteuse image sur la largeur totale d'un canal transmis, donc 14 MHz en bandes I et III et 8 MHz dans les bandes IV et V.

En radiodiffusion à modulation de fréquence :

Entre 87,5 et 104 MHz, l'intervalle des variations de la courbe de réponse doit rester inférieur à 6 dB. La variation d'amplitude ne doit pas dépasser 2 dB sur une plage quelconque de 500 kHz.

Rapport signal à bruit

Aux bornes de l'installation, ce rapport doit être égal ou supérieur à 46 dB. Il peut être ramené à 40 dB dans certaines conditions de réception défavorable.

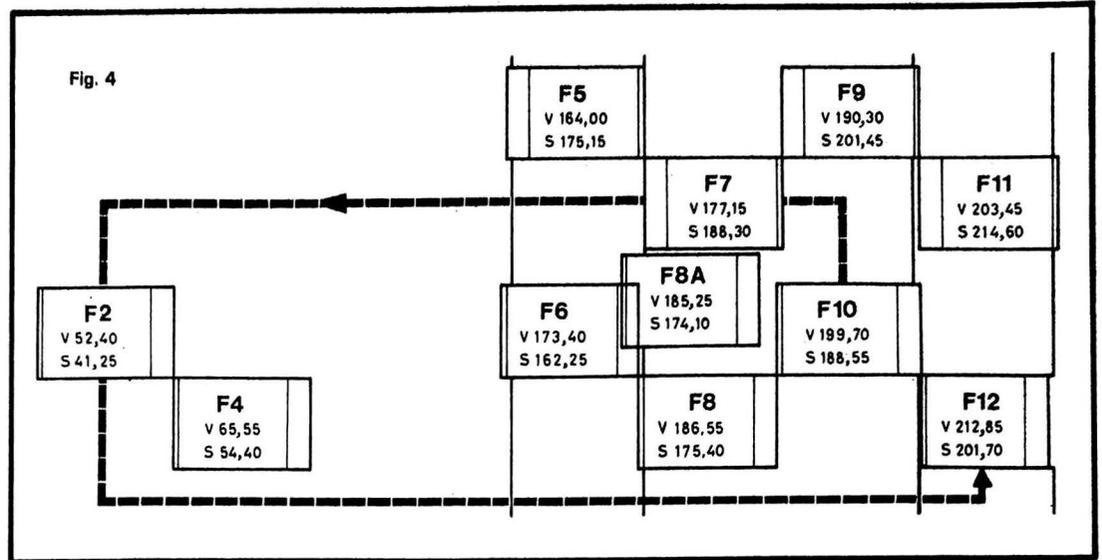
Signaux indésirables : inter-modulation, transmodulation, oscillations de transposition, oscillations des récepteurs, champ radio-électrique ambiant, etc. La protection contre ces signaux doit être telle que le rapport signal à brouilleur soit supérieur à 46 dB.

Stabilité de fréquence

La dérive de fréquence des porteuses image et son de la radiodiffusion visuelle (en modulation d'amplitude) mesurée aux bornes ne doit pas excéder ± 75 kHz, par rapport à leur valeur nominale.

Essais subjectifs

On examine avec soin la qualité des images et des sons pour tous



les canaux distribués, d'une part à l'arrivée d'antenne et d'autre part aux bornes. Aucun défaut perceptible dû à l'installation ne peut être toléré

TRANSCODAGE DES STANDARDS EUROPÉENS

Le transcodage des standards européens employés dans la bande VHF doit être effectué à partir du tableau suivant :

625 lignes - Norme B Allemagne (R.F.) Suisse - Espagne		
Canaux	Image MHz	Son MHz
Ee	48,25	53,75
E3	55,25	60,75
E4	62,25	67,75
E5	175,25	180,75
E6	182,25	187,75
E7	189,25	194,75
E8	196,25	201,75
E9	203,25	208,75
E10	210,25	215,75
E11	217,25	222,75
E12	224,25	229,75

625 lignes - Norme C Monaco		
Canal 14 MHz Son en amplitude A3 Ecart image-son : 11,15 MHz Modulation positive		
Canal	Image MHz	Son MHz
F10	199,70	188,55

405 lignes - Norme A Grande-Bretagne et Irlande		
Canal 5 MHz Modulation positive Son en amplitude A3 Ecart image-son : 3 MHz		
Canaux	Image MHz	Son MHz
B1	45	41,50
B2	51,75	48,25
B3	56,75	53,25
B4	61,75	58,25
B5	66,75	63,25
B6	179,75	176,25
B7	184,75	181,25
B8	189,75	186,25
B9	194,75	191,25
B10	199,75	196,25
B11	204,75	201,25
B12	209,75	206,25
B13	214,75	211,25

625 lignes - Norme B Italie		
Canal 7 MHz Modulation négative Son en fréquence F3 Ecart image-son : 5,5 MHz		
Canaux	Image MHz	Son MHz
A	53,75	59,25
B	62,25	67,75
C	82,25	87,75
D	175,25	180,75
E	184,25	189,75
F	192,25	197,75
G	201,25	206,75
H	210,25	215,75

819 lignes - Norme E France		
Canal 14 MHz Son en amplitude A3 Ecart image-son : 11,15 MHz Modulation positive		
Canaux	Image MHz	Son MHz
F2	52,40	41,25
F4	65,55	54,40
F5	164,00	175,15
F6	173,40	162,25
F7	177,15	188,30
F8 A	185,25	174,10
F8	186,55	175,40
F9	190,30	201,45
F10	199,70	188,55
F11	203,45	214,60
F12	212,85	201,70

625 lignes - Norme C Belgique - Luxembourg		
Canal 7 MHz Son en fréquence F3 Ecart image-son : 5,5 MHz Modulation positive		
Canaux	Image MHz	Son MHz
E2	48,25	53,75
E3	55,25	60,75
E4	62,25	67,75
E5	175,25	180,75
E6	182,25	187,75
E7	189,25	194,75
E8	196,25	201,75
E9	203,25	208,75
E10	210,25	215,75
E11	217,25	222,75
E12	224,25	229,75

625 lignes UHF - Normes L, I, H, G et K

UHF										BANDE IV/V			
Fréquences en MHz			Modulation		Rapport de puissance vision/son	Norme	Standard UHF * Pays ayant adopté le système SECAM de télévison couleur. (Autres pays : système PAL.)	Canal	Fréquence vision	Canal	vision		
Bande passante vidéo	Ecart porteuses vision/son	Bande résiduel. vision	vision	son									
46	671,25 MHz						21	471,25 MHz	44	655,25 MHz			
6	6,5	1,25	positive	AM	8/1	L	22	479,25 MHz	45	663,25 MHz			
							23	487,25 MHz	46	671,25 MHz			
6	6,5	1,25	positive	AM	8/1	L	24	495,25 MHz	47	679,25 MHz			
							25	503,25 MHz	48	687,25 MHz			
							26	511,25 MHz	49	695,25 MHz			
5,5	6	1,25	négat.	FM	5/1	I	27	519,25 MHz	50	703,25 MHz			
							28	527,25 MHz	51	711,25 MHz			
							29	535,25 MHz	52	719,25 MHz			
							30	543,25 MHz	53	727,25 MHz			
5	5,5	1,25	négat.	FM	5/1	H	31	551,25 MHz	54	735,25 MHz			
							32	559,25 MHz	55	743,25 MHz			
							33	567,25 MHz	56	751,25 MHz			
							34	575,25 MHz	57	759,25 MHz			
5	5,5	0,75	négat.	FM	5/1	G	35	583,25 MHz	58	767,25 MHz			
							36	591,25 MHz	59	775,25 MHz			
							37	599,25 MHz	60	783,25 MHz			
							39	615,25 MHz	61	791,25 MHz			
							40	623,25 MHz	62	799,25 MHz			
6	6,5	0,75	négat.	FM	5/1	K	41	631,25 MHz	63	807,25 MHz			
							42	639,25 MHz	64	815,25 MHz			
							43	647,25 MHz	65	823,25 MHz			

CHANGEMENT DE CANAL

Etant donné la sensibilité de plus en plus « poussée » des téléviseurs actuels et les champs élevés dans les régions voisines d'émetteur puissant, le changement de canal constitue la seule solution d'une réception sans défauts d'un émetteur puissant distribué par câbles. Le changement de canal se traduit par une transposition de fréquence où la modulation d'un canal se trouve portée dans la bande d'un autre canal sans déformation du spectre de modulation. Lorsqu'il s'agit d'une conversion de deux canaux adjacents de la bande III, par exemple F10 en F12, on procédera à deux transpositions en passant par les fréquences intermédiaires des canaux 2 ou 4. Lorsqu'il s'agit d'une conversion d'un canal VHF français en canal UHF, nous devons réduire l'écart interporteuses image et son de 11,15 MHz (VHF) à 6,5 MHz pour le canal UHF.

Cette transposition exige trois changements de fréquence. La conversion d'un canal 2^e chaîne exige deux transpositions de fréquence.

RÉALISATION DES TRANSPOSITIONS DE FRÉQUENCES

Le but de la transposition de fréquence est de porter une mo-

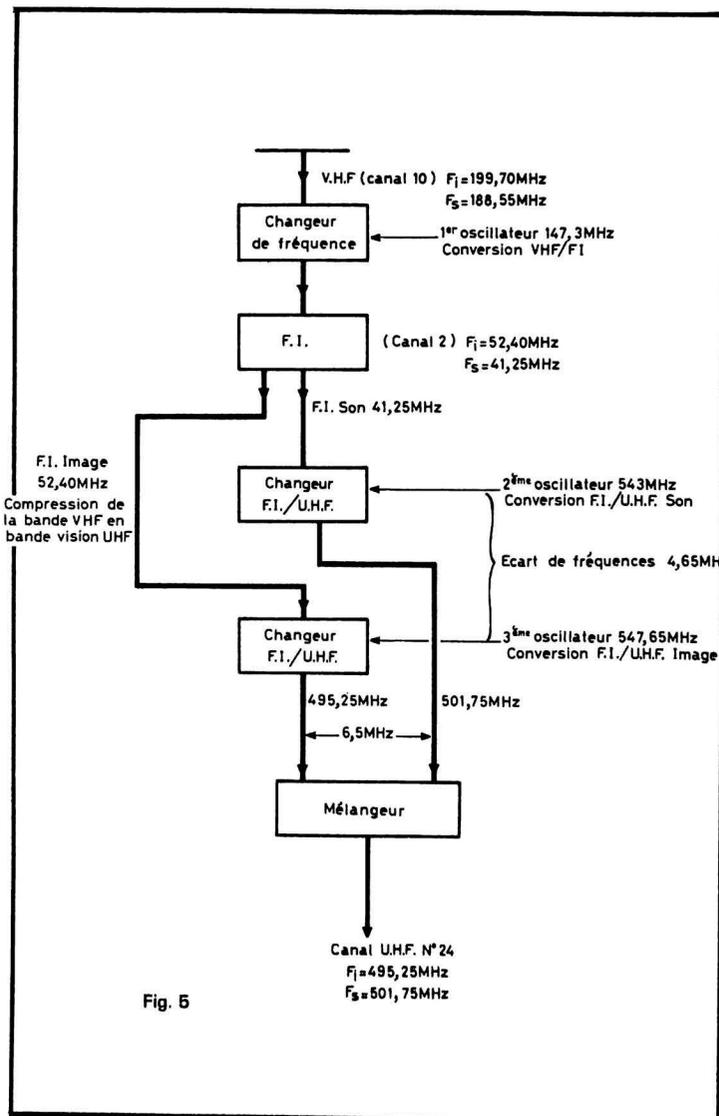


Fig. 5

dulation contenue dans une certaine bande de fréquence dans une autre bande de fréquence sans toucher au spectre même de la modulation.

La conversion ou transposition d'une fréquence F1 dans une fréquence F2 exige un changeur de fréquence dont l'oscillateur local fonctionne à la fréquence F3 en vue d'obtenir : $F_3 - F_1 = F_2$. Le produit des deux signaux V1 et V3 correspond aux fréquences F1 et F3 est :

$$P = V_1 \sin W_1 t \times V_3 \sin W_3 t = 1/2 V_1 V_3 (\cos (W_3 - W_1)t - \cos (W_1 + W_3)t).$$

En éliminant la composante $W_1 + W_3$ l'onde obtenue à la sortie du convertisseur V2 devient $1/2 V_1 V_3 \cos (W_3 - W_1)t$. Si l'onde de V1 est modulée en amplitude ou en fréquence, l'onde V2 transportera cette même modulation sans modification des caractéristiques de modulation.

Lorsqu'il s'agit de réaliser une conversion pour deux canaux adjacents de la bande III, on réalisera deux transpositions en passant par des fréquences intermédiaires des canaux 2 ou 4.

La conversion du canal 10 en canal 12 consiste à transposer :

F son = 188,55 MHz (canal 10) en F son = 201,70 MHz (canal 12) et

F image = 199,70 MHz (canal 10) en F image = 212,85 MHz (canal 12).

Affaiblissement maximal à 20 °C en dB par 100 m			
Type	Fréquence 200 MHz	600 MHz	800 MHz
1	2	3,5	4
2	3	5,2	6
3	4	7	8
4	6	11	14
5	9	18	22
6	13	26	30

TABLEAU III

Le tableau de la figure 4 nous donne les fréquences de tous les canaux avec $F_{\text{son}} = 41,25 \text{ MHz}$ (canal 2) et $F_{\text{image}} = 52,40 \text{ MHz}$ (canal 2).

La première transposition consiste à convertir le canal 10 en canal 2 à l'aide d'une première fréquence locale de 147,3 MHz ce qui donne :

$$188,55 - 147,3 = 41,25 \text{ MHz}$$

$$\text{et } 199,70 - 147,3 = 52,40 \text{ MHz.}$$

La seconde transposition consiste à convertir le canal 2 en canal 12 à l'aide d'une deuxième fréquence locale de 160,45 MHz, ce qui donne les fréquences désirées du canal 12, conformément à la figure 42.

$$160,45 + 41,25 = 201,70 \text{ MHz}$$

$$\text{et } 160,45 + 52,40 = 212,85 \text{ MHz.}$$

Dans le cas d'une transposition de fréquence de deux canaux non adjacents de la première chaîne on réalise la conversion à l'aide d'un seul oscillateur.

La transposition d'un canal première chaîne de la bande III ou I en canal UHF exige de réduire l'écart interporteuses image et son de 11,5 MHz en première chaîne à 6,5 MHz en UHF. Dans ce cas on réalise une première conversion qui fait passer le canal 11,5 MHz en fréquence intermédiaire ; par exemple : canal 10 en canal 2. Ensuite on réalise une seconde conversion qui fait passer le canal intermédiaire 11,5 MHz en canal UHF avec l'écart interporteuses 6,5 MHz. La seconde transposition exige deux mélangeurs donc deux oscillateurs locaux séparés pour l'image et le son avec un écart de 6,5 MHz. Le schéma synoptique est celui de la figure 5 où la transposition s'effectue entre le canal d'entrée 10 et le canal de sortie 24. Un premier oscillateur (147,3 MHz) transpose le canal 10 en canal 2 à l'aide d'un convertisseur. Celui-ci est muni d'un réjecteur qui comprime la bande vision VHF en bande UHF en éliminant les fréquences supérieures à 6 MHz.

Un second convertisseur transpose la fréquence son du canal 2

(41,25 MHz) en fréquence Son canal 24 (501,75 MHz) à l'aide d'un oscillateur 543 MHz. Le troisième convertisseur transpose la fréquence Image (52,40 MHz) canal 2 avec sa bande réduite, en fréquence Image (495,25 MHz) du canal UHF 24. Les deux signaux Image et Son du canal 24 sont ensuite appliqués à un mélangeur qui délivre le canal 24.

Cas des transpositions en deuxième et troisième chaîne.

Lorsqu'il s'agit de faire une conversion d'un canal de la deuxième ou troisième chaîne (par exemple canal 60 en canal 22 en vue de réduire les pertes dans les câbles) on réalise deux transpositions de fréquence à l'aide de deux convertisseurs où chacun reçoit le signal d'un oscillateur local. La première transposition permet de passer du canal reçu par l'antenne en canal à fréquences intermédiaires et normalisées, soit 32,7 MHz pour l'image et 39,2 MHz pour le son. La deuxième transposition consiste à passer du canal intermédiaire vers le canal destiné à la distribution par câble.

Les câbles présentent des affaiblissements qui varient suivant les catégories classées actuellement (voir tableau III ci-dessus) :

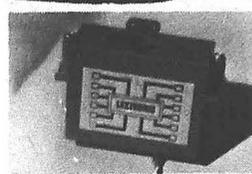
Pour les lignes de transfert, de répartition, de distribution et de raccordement, lorsque ces dernières sont situées à l'extérieur, on doit utiliser les câbles de type 1 à 5. Pour les lignes de distribution et de raccordement situées à l'intérieur d'un immeuble, il est permis d'utiliser le type 6.

L'affaiblissement de celui-ci est de 13 dB/100 m à 200 MHz et de 30 dB/100 à 800 MHz. Le canal 65 est à 823,25 MHz.

R. ASCHEN

(à suivre)

PRODUCTIONS "LEXTRONIC"



QUELQUES PRIX :

- Émetteur pupitre SL3B, 3 voies complet en kit 250,00
- Émetteur LX001, 4 voies, extensible, complet en kit 380,00
- Récepteur IC4 à circuits intégrés, 4 voies, en kit 210,00
- Récepteur MOS12 à circuits intégrés MOS, 8 voies 260,00
- Servo LX 75 L, sorties linéaires, équipé d'un potent. av. curseur graphique. La mécanique seule 65,00
- Avec ampli à C.I., en kit 129,00
- Batteries au cadmium-nickel :
 - 1,2 V - 500 mAh 11,40
 - 4,8 V - 500 mAh, boî., cordon 54,00
 - 4,8 V - 550 mAh, charge rapide 79,00
 - 4,8 V - 1,2 Ah, charge rapide .. 92,00
 - 12 V - 500 mAh 124,00

DOCUMENTATION GRATUITE
contre enveloppe timbrée
ou CATALOGUE
contre 7 F en timbres-poste
(utiliser le bon ci-dessous)

LEXTRONIC - TÉLÉCOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette, 93370 MONTFERMEIL. Tél. : 936.10.01.
C.C.P. LA SOURCE 30.578-22. Magasin ouvert tous les jours (sauf dimanche et lundi) de 9 h à 12 h et de 13 h à 19 h 30.

-----BON POUR UN CATALOGUE (Joindre 7 F en timbres)-----

NOM _____ PRÉNOM _____
ADRESSE COMPLÈTE _____



Une nouveauté
pour tous dans la série

« Pour le
Radio-amateur »

LES QSO VISU
FRANÇAIS-ANGLAIS
de L. SIGRAND
(F2 x 5)

Le cours d'Anglais et les Compléments étaient destinés au langage des liaisons sur l'air. Cette nouvelle brochure traite cette fois des contacts directs : les radio-amateurs se rendent volontiers visite lorsqu'ils en ont l'occasion, soit en France, soit à l'étranger.

Il importe donc de savoir engager et entretenir une conversation normale courante ; on n'est pas à l'aise si les idées ne viennent pas, et il est indispensable de connaître les phrases utilisables pour une première visite, les présentations ; pour parler du temps qu'il fait ; pour se renseigner sur la santé, sur ce qui concerne le séjour, le départ ; pour rendre service, s'occuper de formalités, remercier, téléphoner, visiter les magasins, s'exprimer sur l'heure et les différentes expressions de temps ; savoir donner une affirmation, un consentement, une négation, un refus ; donner des indications sur les lieux, les mouvements, les parcours ; connaître les termes utiles de quantités, de manières, d'appréciation.

On disposera de nombreuses phrases concernant les actions de parler, d'apprendre, de traduire.

Et pour terminer, une récréation amusante :

22 expressions utiles simples en 20 langues, que l'on ne connaît pas forcément, permettront d'augmenter l'intérêt et le caractère sympathique de la conversation. (Français, anglais, allemand, italien, espagnol, portugais, roumain, néerlandais, suédois, danois, norvégien, russe, serbo-croate, polonais, bulgare, grec, finnois, hébreu, japonais, chinois).

Format 15 x 21 — 40 pages. Prix : 8 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).

principes et applications des monostables intégrés

INTRODUCTION

Dans cet article on trouvera l'exposé du fonctionnement des circuits intégrés 555 et 556, suivi d'un grand nombre d'exemples d'applications.

Le NE555 est fabriqué par Signetics. C'est le premier monostable intégré de longue durée. La temporisation peut varier entre quelques microsecondes et quelques heures.

Ce résultat peut être obtenu sans la moindre difficulté à condition de savoir exactement comment se servir des circuits créés dans ce but. Le NE556 contient dans un seul boîtier deux éléments identiques au NE555, ce qui permet, dans les montages nécessitant deux NE555, de les remplacer par un seul NE556 Signetics également.

Ces deux CI sont économiques et, de ce fait, accessibles à nos lecteurs, professionnels et amateurs.

Commençons avec un peu de théorie, utile pour être mieux préparés aux travaux expérimentaux de réalisation des montages d'application.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Considérons le schéma très simple de la figure 1 : à gauche, un réseau RC, et à droite, un ampli-

ficateur différentiel : deux entrées et une sortie.

C'est un condensateur qui se charge à travers R, le montage série RC étant monté entre le + et le - alimentation, le + étant désigné par V_{cc} .

La durée de la charge dépend du produit RC. La tension aux bornes de C, variable, est comparée avec celle d'un point d'un diviseur de tension à résistances, cette dernière tension étant, par conséquent, fixe. On la désignera par V_{ref} = tension de référence. La comparaison est faite par l'amplificateur différentiel représenté par un triangle, avec une entrée non inverseuse et une entrée inverseuse.

Le diviseur de tension est composé de trois résistances R_1 égales, et, par conséquent, $V_{ref} = 2 V_{cc}/3$ ou $0,666 V_{cc}$ par rapport au - de l'alimentation.

Si, au moment de l'application de la tension V_{cc} , C est déchargé, le comparateur changera d'état au bout d'un temps :

$$T = 1,1 RC \text{ seconde}$$

valeur indépendante de la valeur de V_{cc} .

A la figure 2 on montre avec plus de détails le montage intérieur d'un NE555.

Dans ce CI on a disposé les parties suivantes : circuit de déclenchement, sortie, bascule, comparateurs 1 et 2.

Les points d'accès au CI sont numérotés de 1 à 8 et correspondent à ses huit broches.

Voici, expliqué rapidement, comment fonctionne le NE555 :

1) Déclenchement : en partant de $t = T_0$ le condensateur est supposé déchargé. L'impulsion de déclenchement appliquée au point (broche) 2 du CI met le bistable interne en position « charge ». De ce fait, le transistor (T) est bloqué et la sortie est à l'état « haut ».

2) Temporisation : cette étape correspond à la temporisation et à la charge du condensateur C extérieur au CI et représenté à gauche et en bas sur la figure 2.

La charge de la résistance R, en série avec C, se fait d'après la loi :

$$V_c = V_{cc} (1 - e^{-x})$$

avec $x = -t/RC$.

Elle se poursuit jusqu'au moment où $V_c = V_{ref}$.

3) Fin de la temporisation : ce moment étant atteint, le comparateur 1 change d'état et ramène le bistable (« bascule » sur la figure 2) interne dans sa position initiale et de ce fait :

- (a) le transistor est saturé,
- (b) C est déchargé,
- (c) sortie au niveau bas.

Le circuit étant revenu à son état initial est prêt à recevoir une nouvelle impulsion de déclenchement.

BROCHAGES DU NE555 ET DU NE556

Ils sont donnés à la figure 3. Ceux de gauche à huit broches sont ceux du NE555 ; et celui de droite correspond au NE556. Dans le cas de ce dernier, on a deux séries de broches homologues correspondant aux deux sections. Ces figures représentent les CI vus de dessus avec le point 1 à gauche du repère.

FORME DES SIGNAUX

On les indique à la figure 4.

Le signal de déclenchement est un signal négatif au sens logique du terme : niveau haut neutre et niveau bas actif.

Le signal de sortie est un signal positif : la sortie est au niveau haut pendant toute la durée de la temporisation.

MONTAGE INTÉRIEUR DU NE555

Passons maintenant à l'analyse du montage intérieur du NE555. Les numéros des broches sont ceux du NE555, ces numéros étant les mêmes pour le boîtier rectangulaire et pour le boîtier circulaire.

Commençons avec le compara-

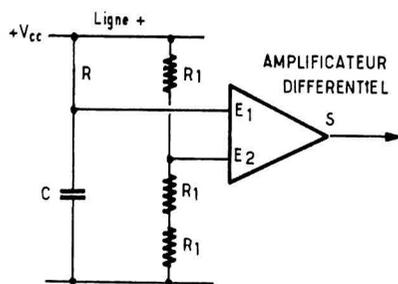


Fig. 1

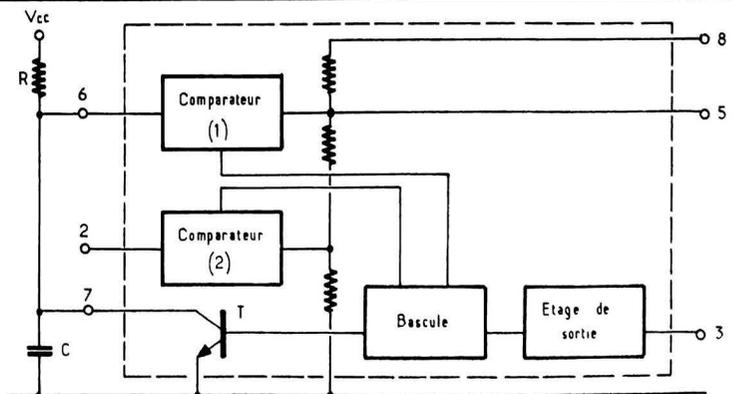
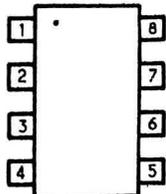
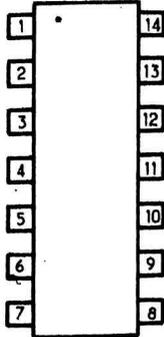


Fig. 2



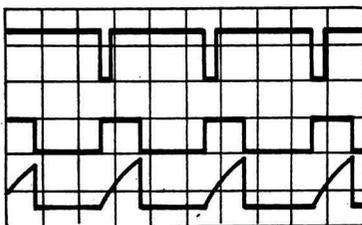
555 V et T



556 A

Masse	1	7
V _{cc}	8	14
Déclenchement	2	6 8
Sortie	3	5 9
Remise à zéro	4	4 10
V _{réf.}	5	3 11
Seuil	6	2 12
Décharge	7	1 13

Fig. 3



Signal de déclenchement 2V / carreau
Signal de sortie 5V / carreau
Tension aux bornes de la capacité 2V / carreau

Fig. 4

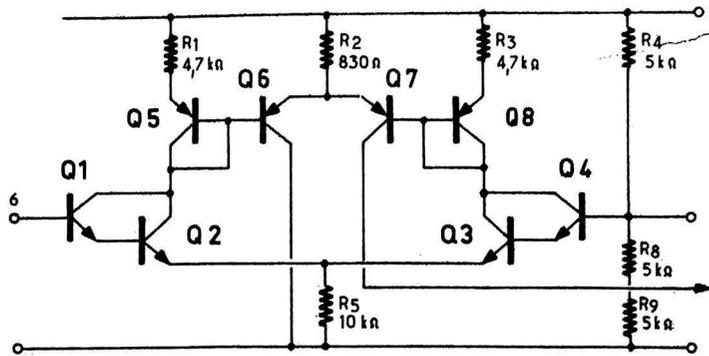


Fig. 5

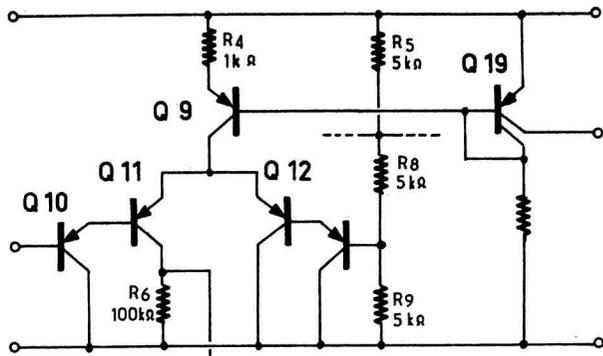


Fig. 6

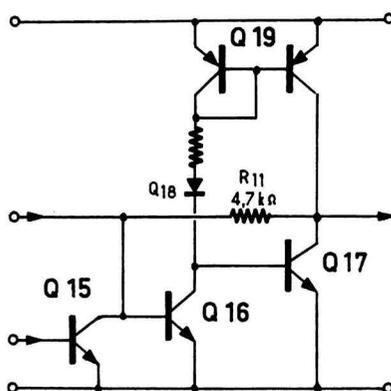


Fig. 7

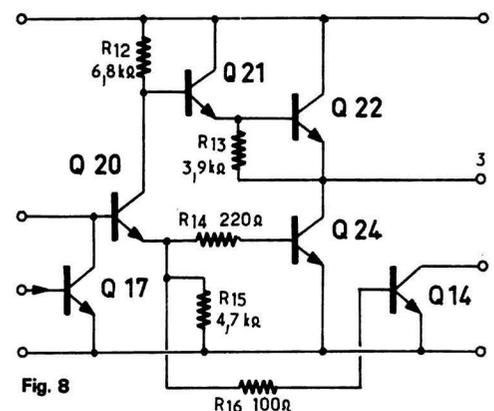


Fig. 8

teur de temporisation dont l'entrée est au point (6) du NE555 (voir figure 5).

Il s'agit d'un amplificateur différentiel classique, dont les transistors d'entrée sont montés en Darlington. Ceci assure un très fort gain en courant. Les collecteurs sont chargés par des sources de courant ou, plus exactement, par une résistance et le transistor monté en diode. La sortie de l'étage se fait sur le collecteur de Q₆ qui est une source de courant. Q₇ et Q₈ assurent la symétrie optimum pour la stabilité en température.

Le fonctionnement est le suivant :

- (a) tension en (6) V_C inférieure à V_{réf} (charge de la capacité) : Q₅ et Q₆ sont bloqués Q₇ et Q₈ conduisent
- (b) tension en (6) supérieure à V_{réf} (fin de la charge) :

Q₅ et Q₆ conduisent Q₇ et Q₈ sont bloqués.

A la figure 6 on a représenté le comparateur de déclenchement dans lequel Q₉ et Q₁₉ constituent une source de courant pour l'étage différentiel. Remarquons le montage Darlington des transistors PNP, Q₁₂ - Q₁₃.

Q₁₅ commande le bistable interne. Il se sature lorsque le point (ou broche) 2, de déclenchement, est à un potentiel inférieur à V_{cc}/3.

A la figure 7 on donne le schéma de la bascule (ou bistable) interne.

La structure, et surtout la commande de ce bistable, sont assez inhabituelles. On peut vérifier que Q₁₆ et Q₁₇ conservent l'état imposé par les signaux appliqués sur la base ou le collecteur de Q₁₅.

Les différentes possibilités sont :

(a) capacité déchargée, borne (2) au niveau bas (déclenchement) :

I₂ sature Q₁₅ ; I₁ = 0 ; Q₁₆ bloqué ; Q₁₇ saturé.

(b) capacité chargée :

I₂ = 0 ; Q₁₅ saturé ;

I₁ sature Q₁₆ ce qui bloque Q₁₇.

— Etat de repos :

I₁ et I₂ sont nuls : le bistable conserve l'état qui lui a été précédemment imposé.

On donne à la figure 8 le schéma de l'étage de sortie qui effectue la décharge de la capacité.

A la figure 9, on trouve le schéma du circuit de remise à zéro (« reset »).

Le point (4) porté à un potentiel inférieur à V_{be} bloque Q₁₇ et sature Q₁₄.

Le schéma complet de l'intérieur du NE555 est donné à la figure 10. On notera la présence de 25 transistors et diodes ainsi que

15 résistances.

Les points de branchement sont indiqués et correspondent au brochage du NE555.

Les trois montages fondamentaux du NE555 sont représentés à la figure 11 et seront analysés plus loin.

CARACTÉRISTIQUES DU 555

On les donne au tableau I.

On se référera également aux notes (1) (2) et (3) mentionnées sur ce tableau.

Ces caractéristiques électriques sont valables dans les conditions suivantes : T_A = 25 °C, V_{cc} = + 5 V à + 15 V, sauf mention différente.

TABLEAU I

PARAMÈTRE	CONDITIONS D'ESSAIS	SE 555			NE 555			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Tension d'alimentation Courant d'alimentation	$V_{CC} = 5\text{ V } R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{ V } R_L = \infty$	4.5	3 10	18 5 12	4.5	3 10	16 6 15	V mA mA
Erreur de temporisation Précision initiale Dérive avec la temporisation Dérive avec tension alimentation	Etat bas, Note 1 $R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ à $100\text{ k}\Omega$ $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$ Note 2		0,5 30 0.05	2 100 0.2		1 50 0.1		% ppm/°C %/Volt
Tension de seuil Tension de trigger Courant de trigger	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	4.8 1.45	2/3 5 1.67 0.5	5.2 1.9		2/3 5 1.67 0.5		$\times V_{CC}$ V V μA
Tension de reset Courant de reset Courant de seuil	Note 3	0.4	0.7 0.1 0.1	1.0 0.25	0.4	0.7 0.1 0.1	1.0 0.25	V mA μA
Niveau de la tension de commande	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9.0 2.6	10 3.33	11 4	V V
Chute de tension de la tension de sortie niveau bas	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $I_{SINK} = 10\text{ mA}$ $I_{SINK} = 50\text{ mA}$ $I_{SINK} = 100\text{ mA}$		0,1 0,4 2.0	0,15 0,5 2.2		0,1 0,4 2.0	0,25 0,75 2.5	V V V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$ $I_{SINK} = 8\text{ mA}$ $I_{SINK} = 5\text{ mA}$		0.1	0.25		0.25	0.35	V
Chute de tension niveau haut	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$ $V_{CC} = 15\text{ V}$		12.5			12.5		
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$ $V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	13.0 3.0	13.3 3.3		12.75 2.75	13.3 3.3		V V
Temps de montée à la sortie Temps de chute à la sortie			100 100			100 100		n sec n sec

Notes :

- (1) Courant d'alimentation lorsque la sortie est au niveau haut, valeur typique 1 mA.
- (2) Essayé à $V_{cc} = 5\text{ V}$ et $V_{cc} > 15\text{ V}$.
- (3) Ceci détermine le maximum de la valeur de $R_A + R_B$. Avec $V_{cc} = 15\text{ V}$, le maximum de R est 20 M Ω .

ETUDE DES TERMINAISONS (OU BROCHES OU POINTS)

Les points mentionnés sont ceux du NE555. Les numéros correspondants du NE556 sont indiqués entre parenthèses, par exemple : 2 (6) (8) signifie : 2 du

NE555, (6), du NE556 section 1, (8) NE556 section 2.

Le point 1 (7) correspond à la masse et au - alimentation.

POINT 2 (6) (8) DÉCLENCHEMENT

(A) Le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une

impulsion « négative » au sens logique du terme, c'est-à-dire que le niveau de repos est le niveau haut. Le niveau actif est le niveau bas.

(B) Le comparateur de déclenchement est sensible au **niveau de tension**. Le seuil de déclenchement est égal à $1/2 V_{ref}$ soit $1/3 V_{cc}$ lorsque la borne 5 n'est pas utilisée.

On voit donc que ce seuil varie avec V_{cc} , ce dont il faut tenir compte dans la détermination du signal de déclenchement.

Exemple :

$V_{cc} = +5\text{ V}$
 $V_{ref} = 3,3\text{ V}$
La tension de déclenchement est d'environ 1,7 volt.
La borne (2) peut être attaquée par un circuit TTL.

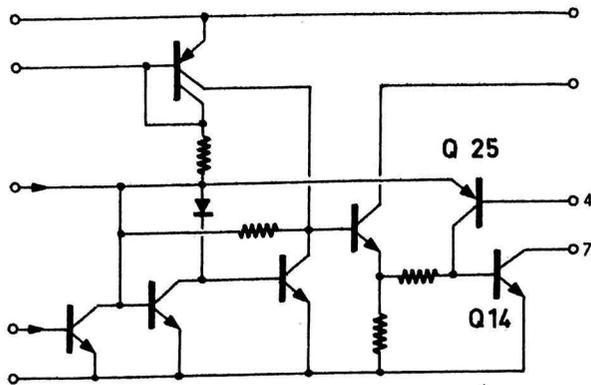
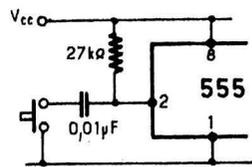
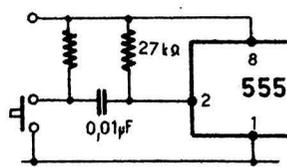


Fig. 9



(a)



(b)

Fig. 12

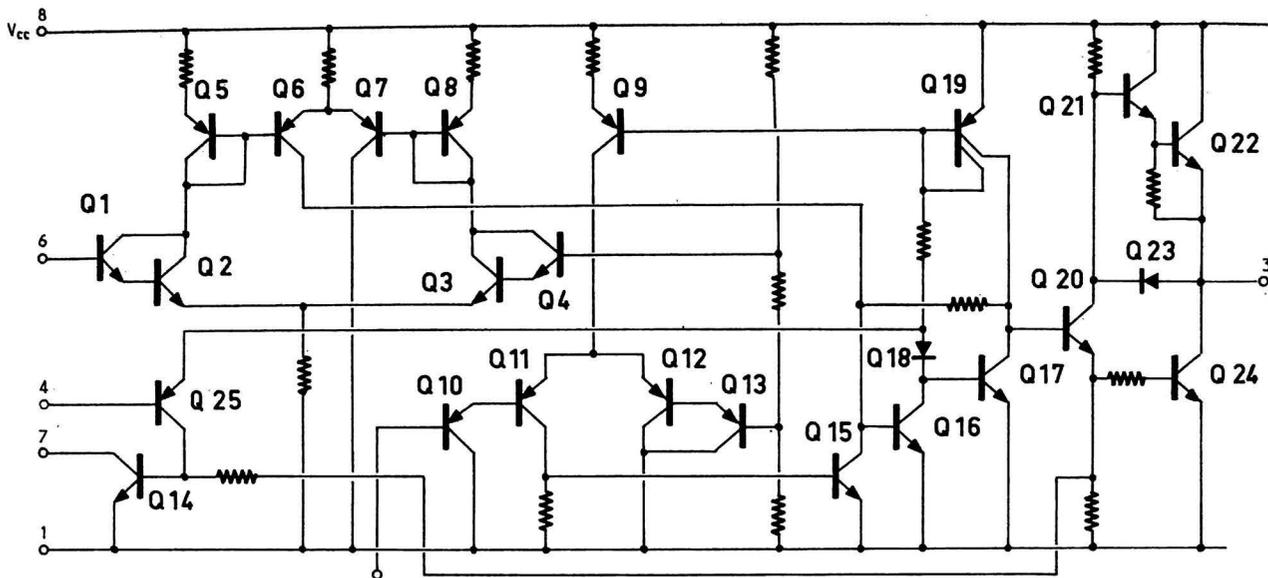


Fig. 10

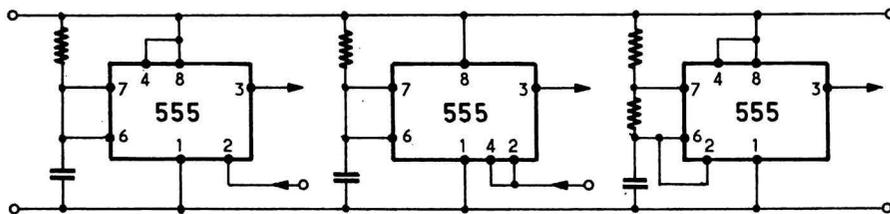


Fig. 11

MONOSTABLE
NON REDECLENCHABLE

MONOSTABLE
REDECLENCHABLE

OSCILLATEUR

(a)

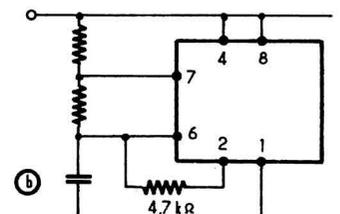


Fig. 13

(b)

$V_{cc} = +15\text{ V}$

$V_{ref} = +10\text{ V}$

La tension de déclenchement est de 10 volts et n'est plus compatible avec un circuit TTL.

La tension de référence interne peut être modifiée en agissant sur la borne (5). Il faut alors appliquer la formule :

$$V_{dec} = 0,5 V_{(5)} \times \frac{1}{2}$$

pour connaître la tension de déclenchement puisque $V_{ref} = V_{(5)}$.

La tension sur la borne (2) doit être revenue à un potentiel supérieur à $1/2 V_{ref}$ avant la fin de la temporisation.

Si cette condition n'est pas remplie — commande par interrupteur par exemple — il faut différentier le signal de la manière sui-

vante (figure 12a).

La capacité doit pouvoir se décharger entre deux impulsions de déclenchement. On ne peut donc pas utiliser un transistor en collecteur ouvert par exemple. On sera donc amené, dans certains cas, à utiliser le schéma de la figure 12b.

(a) Si le niveau bas est trop proche de la masse, certains circuits peuvent, dans certaines conditions de polarisation, présenter des anomalies de fonctionnement.

On évitera aisément ce problème en intercalant une résistance comme indiqué sur la figure 13.

(b) La borne (2) attaque la base d'un Darlington. C'est donc une entrée à haute impédance très sensible aux parasites.

Si le circuit d'attaque est lui-même à impédance élevée au niveau haut (collecteur ouvert, diode, interrupteur, etc.) il est nécessaire de relier la borne (2) à V_{cc} selon le schéma de la figure 14.

La valeur de la résistance est donnée à titre indicatif et dépend du circuit d'attaque. Il n'y a pas de valeur limite à cette résistance due au 555 : on peut relier directement la borne (2) à V_{cc} si le circuit de commande le permet.

(c) Si la tension appliquée sur la borne (2) dépasse les tensions de claquage des jonctions internes, le circuit ne fonctionne plus correctement. C'est par exemple le cas lorsqu'on différentie le signal de déclenchement alors que V_{cc} est supérieur à +10 volts.

La figure 15 montre le phénomène et la solution qui consiste à éliminer le pic positif à l'aide d'une diode.

Précisons que le circuit n'est pas endommagé par ce fonctionnement si les impulsions parasites sont de courte durée.

BORNE 3 (5) (9)

C'est la borne de sortie de l'étage push-pull et on peut obtenir ainsi des courants élevés aux deux niveaux haut et bas.

On tiendra compte, toutefois, des tensions de déchet, surtout si l'on doit commander des relais.

A la figure 16, on donne des courbes correspondant à des ten-

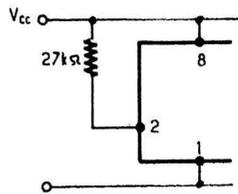
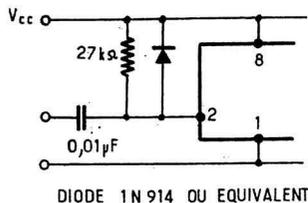
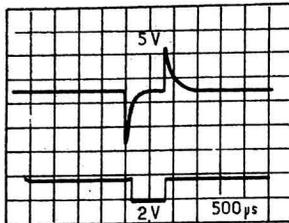


Fig. 14



DIODE 1N 914 OU EQUIVALENT

Fig. 15

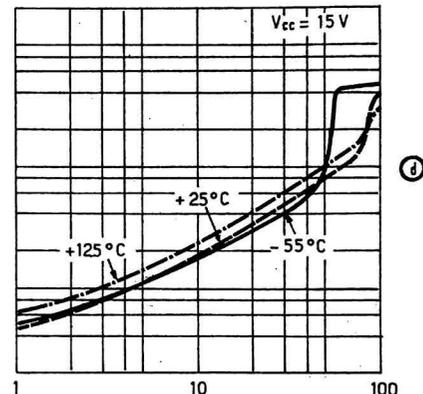
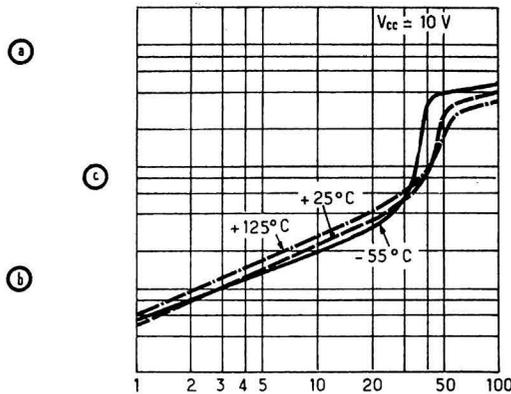
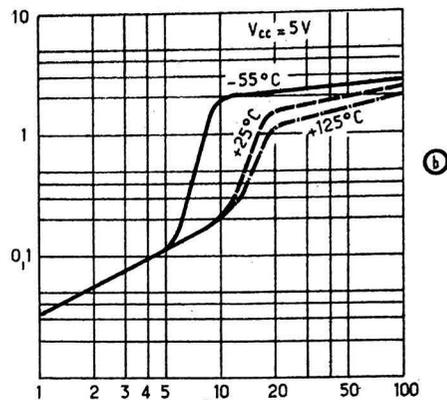
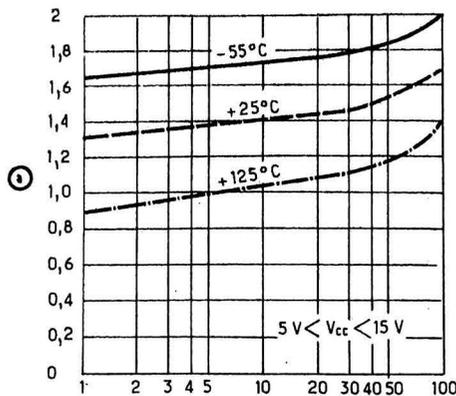


Fig. 16

sions d'alimentation $V_C = 5\text{ V}$, 10 V et 15 V , par des températures de -55°C , $+25^\circ\text{C}$ et $+135^\circ\text{C}$, ce circuit étant caractérisé dans la gamme industrielle $0/+70^\circ\text{C}$ et dans la gamme militaire $-55/+125^\circ\text{C}$.

En (A) : tension de déchet au niveau haut en fonction de courant extrait.

En (B), (C) et (D) : tension de déchet au niveau bas en fonction du courant injecté.

La structure de l'étage de sortie introduit une anomalie dans le front descendant de l'impulsion à $2 V_{be}$ d'où une imprécision de la largeur de l'impulsion lorsque le monostable attaque une porte TTL.

Le remède à cet inconvénient est indiqué à la figure 17. L'erreur est d'ailleurs négligeable pour des temporisations dépassant une seconde.

(a) Lorsqu'il est alimenté sous $+5\text{ volts}$, le 555 est totalement compatible avec des circuits logiques DTL et TTL.

La tension d'alimentation peut varier de $+5\text{ volts}$ à $+15\text{ volts}$. Dans toute cette gamme, la sortie

et l'entrée de déclenchement sont directement compatibles avec des circuits C MOS utilisant la même alimentation.

(b) La commande de charges inductives peut poser certains problèmes. En particulier on observe des incompatibilités entre certains relais et certains 555.

Deux solutions sont utilisables et sont indiquées sur la figure 18. Les deux diodes sont nécessaires si la diode D n'est pas à très faible seuil (germanium dopé or) ce qui est le cas le plus fréquent.

BORNE 4 (4) (10) REMISE À ZÉRO

La remise à zéro (reset en anglais) est réalisable en agissant sur cette borne. En raison de l'impédance élevée de cette entrée, il est recommandé de la relier au point $+V_{cc}$ dans les cas où elle n'est pas utilisée pour éviter les redémarrages parasites en cours de temporisation.

Lorsqu'on applique à cette broche une tension inférieure à V_{be} , elle permet la décharge de la capacité.

En même temps elle ramène le bistable interne en position repos caractérisé par :

(a) sortie à l'état bas ;

(b) transistor de décharge, saturé.

Pour redémarrer le circuit, il faut appliquer une impulsion sur la borne. Ceci explique le montage utilisé pour obtenir un monostable redémarrable (figure 19).

Remarque :

La borne de remise à zéro n'agit qu'en dessous de V_{be} . Il est donc impératif de s'assurer que l'impulsion de commande atteint bien ce seuil.

L'action de la borne (4) est prépondérante sur celle de la borne (2).

BORNE 5 (3) (11) TENSION DE RÉFÉRENCE

(a) La durée de la temporisation est indépendante des variations lentes de V_{cc} .

Par contre, la tension interne de référence étant obtenue à l'aide d'un diviseur de tension résistif, toute variation rapide est

immédiatement reportée sur les entrées du comparateur.

Si une baisse de V_{cc} se produit, même pendant un temps très court, durant la temporisation, le circuit reviendra à l'état de repos si la tension de référence atteint une valeur inférieure à la tension aux bornes de la capacité. Ceci conduit évidemment à un fonctionnement erratique.

Pour éviter cela, la tension de référence est directement accessible par la borne (5). Un condensateur de faible valeur ($0,01\ \mu\text{F}$) élimine les impulsions parasites sur V_{cc} (voir fig. 20).

La valeur de la capacité n'est donnée qu'à titre indicatif.

Remarque :

Cette précaution n'élimine que les impulsions de très courte durée. Pour des temporisations longues, la stabilité de V_{cc} est un facteur essentiel du bon fonctionnement du montage.

(b) Le seuil de déclenchement du circuit étant égal à $1/2 V_{(5)}$, il faut s'assurer que l'impulsion de commande atteint bien ce niveau lorsqu'on impose la tension sur la borne (5).

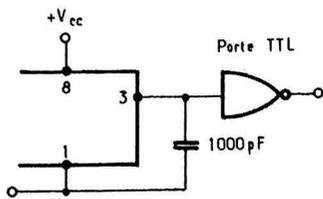


Fig. 17

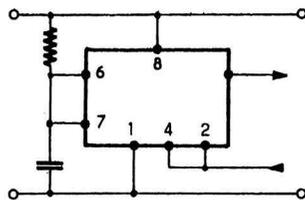
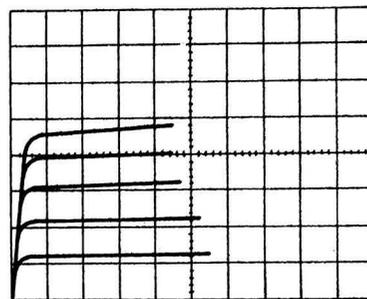


Fig. 19



Borne 4 en l'air
Vertical : 20 mA / carreau
Horizontal: 0,5 V / carreau

Fig. 21

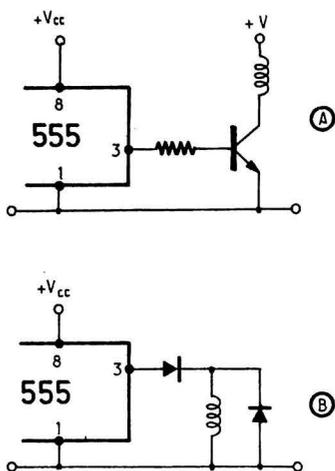


Fig. 18

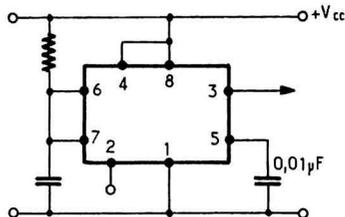
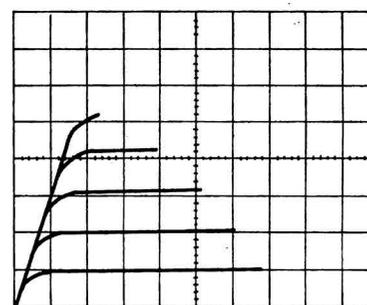


Fig. 20



Borne 4 à la masse
Vertical 5 mA / carreau
Horizontal: 0,5 V / carreau

Fig. 22

(c) La borne (5) permet d'imposer la tension de référence à l'aide d'un circuit extérieur (résistance, source de courant, source de tension).

On peut ainsi faire varier la durée de temporisation sans modifier le réseau RC, par exemple en imposant une tension.

La valeur de V_{cc} intervient alors dans le calcul de la durée.

Les limites pour la tension appliquée sur la borne (5) sont :

$$(V_{cc} - V_{be}) > V_{(5)} > 2 V_{be}$$

En dehors de cette fourchette, le circuit n'est plus polarisé correctement. Ceci correspond approximativement à un rapport 10 des largeurs d'impulsion extrêmes.

BORNE 6 (2) (12) ENTRÉE DU COMPARATEUR DE TEMPORISATION

Cette entrée, à haute impédance, peut donner lieu à des difficul-

tés en milieu fortement parasité pour des valeurs élevées de R.

Pendant la charge du condensateur, le transistor d'entrée Q_1 est bloqué.

Pour de très fortes valeurs de R, le courant de fuite peut cesser d'être négligeable devant le courant de charge et donner lieu à une erreur dans le calcul de la temporisation.

Cependant, la vraie limite pour la valeur maximale de R vient du courant de base nécessaire en fin de charge pour faire conduire Q_1 .

Pour un fonctionnement correct, la chute de tension RI doit être inférieure à $(V_{cc} - V_{(5)})$.

Malgré l'utilisation d'un Darlington à très fort gain en courant, on ne peut dépasser 20 M Ω . Il est d'ailleurs préférable de ne pas dépasser 10 M Ω .

Lorsqu'on utilise un condensateur électrochimique de forte valeur, sa résistance de fuite peut former avec R un pont diviseur qui interdit d'atteindre le seuil de basculement du comparateur.

BORNE 7 (1) (13) DÉCHARGE DU CONDENSATEUR

(a) En fin de temporisation, le transistor Q_{14} décharge le condensateur de temporisation.

La figure 21 montre la caractéristique de sortie ($I_C = f(V_{CE})$) de ce transistor pour différentes valeurs de V_{CC} .

On voit que le transistor se désature lorsque le courant de décharge est trop élevé. Ceci constitue une limitation de courant et il n'y a pas d'inconvénient à utiliser des capacités élevées.

Le principal effet de ce transistor est d'introduire un « temps de décharge » dont il faut tenir compte lorsqu'on utilise de fortes capacités.

Ce seuil de désaturation limite également la valeur minimum de la résistance de temporisation R qui est de 1 k Ω .

(b) La figure 22 montre les mêmes caractéristiques lorsque le circuit est commandé par la bor-

ne (4) de remise à zéro.

Le courant injecté dans la base étant plus faible, le transistor se désature plus rapidement que dans le premier cas.

Un fonctionnement correct est assuré pour $R = 1 \text{ k}\Omega$.

Lorsque le courant de charge du condensateur est fourni d'une manière différente il ne faut pas dépasser 5 mA pour $V_{cc} = 5 \text{ V}$.

BORNE 8 (14) ALIMENTATION

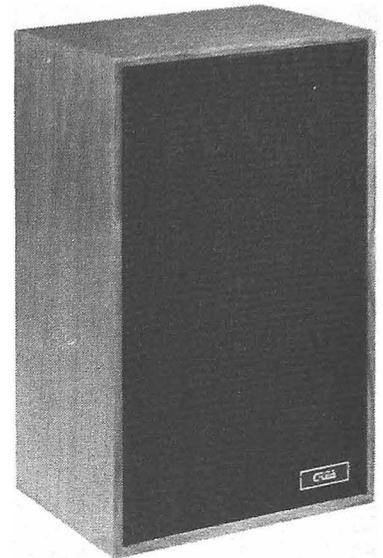
Le fonctionnement du circuit est garanti de $+5 \text{ V}$, à $+15 \text{ V}$.

Dans cette plage la durée de l'impulsion est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation (voir caractéristiques électriques). Cependant, il est conseillé de soigner l'alimentation pour obtenir les meilleurs résultats.

Des schémas d'application seront donnés dans le second article.

G. BLAISE

Etude et description d'une ENCEINTE AMPLIFICATRICE pour magnétophone à cassettes



JUSTIFICATION

IL faut bien se garder d'émettre un jugement sévère à propos de l'écoute d'un magnétophone à cassettes de faibles dimensions. Si la tête de lecture et d'enregistrement est convenable — ce qui est généralement le cas — et si la vitesse de déroulement est régulée — ce qui se trouve être le souci le plus légitime du constructeur — l'écoute n'est détériorée que par le faible diamètre du haut-parleur incorporé et par les faibles réserves en puissance de l'amplificateur qui lui est associé.

Si l'on isole cette reproduction et qu'on lui substitue un équipement valable (amplificateur + baffle extérieurs), on est souvent étonné de la qualité de l'enregistrement qui en découle.

Dans cet esprit, nous trouvons désormais sur le marché AF des petites enceintes équipées d'un amplificateur de sensibilité adaptée à la tension de sortie des magnétophones usuels. Cette restriction doit être formulée car le niveau de sortie des magnétophones est assez élevé : l'équipement ne saurait être employé pour suivre une table de lecture, à moins de prévoir un préamplificateur d'appoint ou de posséder un tourne-disques « Piezo » délivrant une très forte tension.

Considération faite que l'enceinte est un accessoire « Grand Public », son prix coûtant ne doit pas être trop élevé ; d'où l'emploi justifié, d'un amplificateur de puissance moyenne, en rapport avec les possibilités du H.-P.

REALISATION

Le « baffle amplificateur » proposé se compose évidemment d'un module de 10 W de puissance normale de crête, d'une alimentation « secteur » et d'un ensemble de deux haut-parleurs montés dans un coffret de 10 litres environ, dont nous donnons les dimensions en fin d'article (voir figure 1).

Deux réglages à glissière assurent le contrôle du volume et celui de la tonalité ; la mise en route est obtenue au moyen d'un interrupteur à bascule. L'amplificateur

n'est pas inclus dans le coffret mais plaqué contre la paroi arrière, dans un surmoulage plastique qui recouvre tous les circuits.

Cette réalisation, préconisée et vendue par la Société CREA, peut fonctionner avec ou sans l'amplificateur, les haut-parleurs pouvant se brancher à l'arrière par une prise DIN à deux broches. L'entrée de l'amplificateur s'effectue au moyen d'un socle standard (DIN à 5 broches), branché selon les normes usuelles.

AMPLIFICATEUR

La version que nous reproduisons figure 2 est équipée de deux transistors complémentaires BD 233 et 234, branchés en série avec des résistances de limitation de 0,5 Ω. Leurs bases sont protégées en inverse par deux diodes BA 220. Au repos, les transistors pré-

cédents sont presque bloqués puisque « polarisés » en classe B. Le point de repos est défini par le courant collecteur du transistor BC328, traversant la diode BA 220, la résistance de 12 Ω et la charge de 560 Ω revenant en contre-réaction totale sur les haut-parleurs. Cette dernière résistance est assez critique par suite de la chute de tension qui doit apparaître sur la résistance de 12 Ω pour polariser les bases. Deux solutions nous sont offertes : soit de remplacer la résistance de 560 Ω par un ensemble variable de 390 Ω et de 1 kΩ, soit de disposer un potentiomètre de 20 Ω monté en rhéostat au lieu et place de la 12 Ω. L'estimation théorique des composants est aisée : au point milieu des transistors de puissance, où doit se trouver la moitié de la tension d'alimentation, soit 19 V sur la base du BD 234, devant retrancher 0,6 V environ pour la tension de coude, il reste 18,4 V (nous négligeons la chute dans la résistance de 0,5 Ω).

Si l'on prend la valeur prévue de 560 Ω — à laquelle nous ajoutons les 16 Ω des haut-parleurs — le courant qui la traverse s'élève à 18,4 (560 + 16) 3,2 mA. Pour un tel courant, la BA 220 supporte à ses bornes une tension de l'ordre de 0,8 V. Si nous voulons qu'il apparaisse 2 x 0,6 V = 1,2 V entre les deux bases, la résistance de

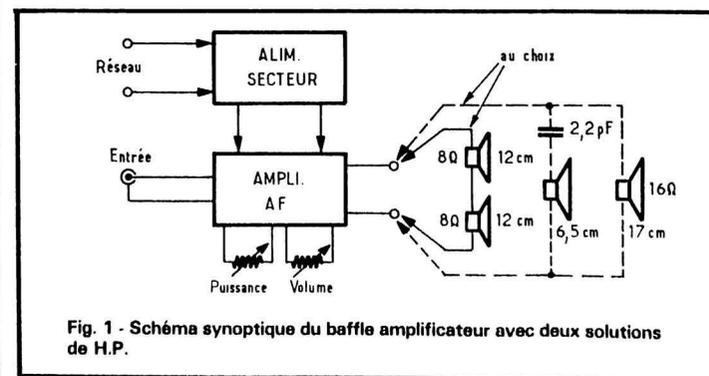


Fig. 1 - Schéma synoptique du baffle amplificateur avec deux solutions de H.P.

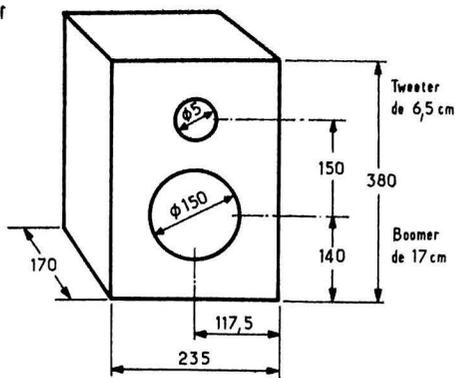
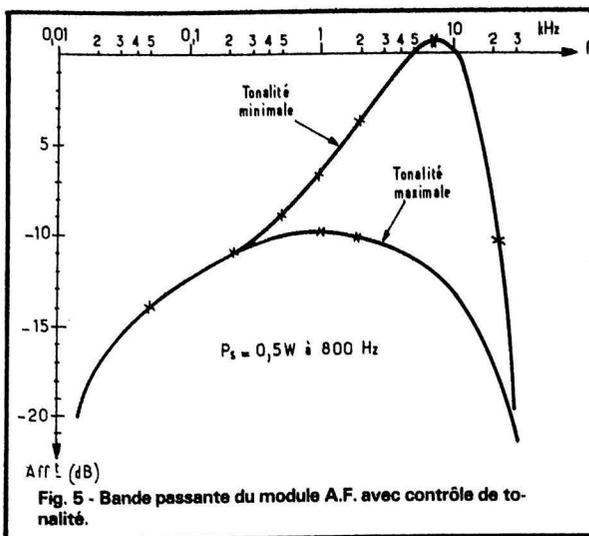
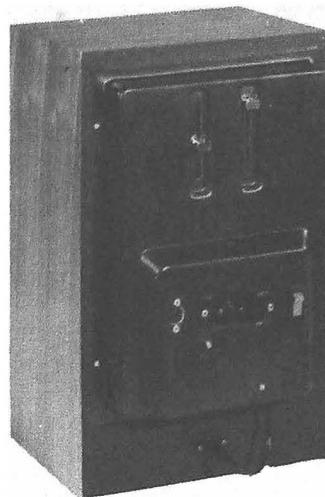


Fig. 6 - Exemple des dimensions d'un coffret de 10 l C.R.E.A. Les H.P. sont fixés par l'avant (le constructeur - C.R.E.A. - peut adopter une disposition différente pour ses versions commerciales).



sation, ramenée à zéro, permet une bande à 6 dB de 20 Hz à 15 kHz ; poussée au maximum, la remontée atteint 10 dB et repousse la bande à 20 kHz.

ENCEINTE ACOUSTIQUE

Il est possible d'utiliser deux haut-parleurs de 8 Ω placés en série (2 x HIF 13 EB par exemple, marque Audax) mais la structure HP « graves » + HP « aigus » dessinée en pointillé sur la figure 1 est préférable.

Nous reprendrons l'exemple d'enceinte C 2000 de la Société C.R.E.A, il s'agit d'un baffle de 10 l comprenant un tweeter de 6,5 cm (TW 6 BI Audax) placé en série avec un condensateur de 2,2 μF et un boomer de 17 cm (HIF 17 E Audax) de 16 Ω chacun. Les dimensions sont assez réduites :

$$380 \times 235 \times 170 \text{ m/m} \\ H \times L \times P$$

réalisée en aggloméré de 1,5 cm d'épaisseur puis recouvert d'un placage « noyer ». Le coffret présente un volume interne un peu

plus faible que ce que donnent les dimensions précédentes. On obtient ainsi environ $V = 3,50 \times 2,05 \times 1,40 = 10 \text{ dm}^3$. Comme les parois internes sont tapissées d'un peu de laine de verre (facultatif, selon les diffuseurs choisis) et bien qu'il faille décompter le volume du saladier des haut-parleurs, nous obtenons bien les 10 l prévus.

Les connexions (fiche DIN deux broches) sont placées à l'arrière sur la paroi de laquelle est plaqué le moule en plastique ren-

fermant le module amplificateur et le redresseur « secteur ». Signalons que l'amplificateur et les réglages sont blindés par un clinquant métallique ramené à la masse.

On évite ainsi « l'effet de masse » se traduisant par un ronflement à 50 Hz résultant de l'induction industrielle.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

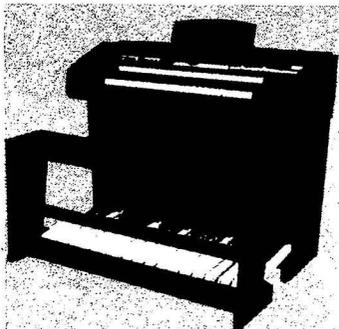
Construire un orgue KITORGAN à la portée de l'amateur

MONTEZ VOUS-MEME UN ORGUE DE GRANDE QUALITÉ progressivement, au moyen de nos ensembles. Toutes nos réalisations sont complémentaires et peuvent s'ajouter à tout moment. Haute qualité musicale, due aux procédés brevetés ARMEL.

Demandez dès aujourd'hui la nouvelle brochure illustrée :
CONSTRUIRE UN ORGUE KITORGAN

Une documentation unique sur l'orgue et la construction des orgues électroniques.

NOMBREUX SCHEMAS ET ILLUSTRATIONS
La brochure : 5 F franco.



Maintenant disponible - Nouveauté 1975

T10 - VIBRATO VARIATEUR DE PHASE. Procure un réel vibrato (variation de fréquence) sur tout signal BF sans agir sur les générateurs, permet l'effet d'une « voie céleste » et de « tremblant » utilisable avec une guitare ou tout autre instrument.

Le KIT 220 F + frais d'expédition 10 F

R01 - GÉNÉRATEUR DE RYTHMES AUTOMATIQUE. 10 rythmes (décrit dans le HP sept 74). Réalisation hautement élaborée constituant une excellente initiation aux circuits logiques complexes.

Le KIT franco 860 F

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

S.A. ARMEL BP14 - 95220 HERBLAY

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à S.A. ARMEL :
Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE ». Ci-joint 5 F en timbres.

NOM :
Profession :
Adresse :
Signature :

(*) Rayer les mentions inutiles

HP - FÉVRIER 75

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE

PUBLIFIX 9612



LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967-27-84

COUPON-REPOSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

SÉLECTION

D'ENCEINTES ACOUSTIQUES

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE M ET K 3/35

Enceinte acoustique 3 voies acceptant une puissance de 45 W. Cette enceinte est équipée sur la face avant d'un double commutateur à 2 positions permettant de modifier la courbe de réponse en fonction de l'enregistrement écouté.

Elle est équipée d'un haut-parleur boomer de 21 cm, d'un haut-parleur médium de 17 cm et d'un tweeter.

Dimensions : 660 x 310 x 275 mm.

ENCEINTES ACOUSTIQUES ESART

L'enceinte Esart TNPS

Enceinte 2 voies : HP de 20 cm de diamètre + tweeter à dôme.
Courbe de réponse : 70 Hz à 17 kHz

Puissance nominale : 25 W
Distorsion harmonique : 0,9 % à 15 W

Fréquence de résonance : 85 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 480 x 310 x 205 mm. Poids : 8 kg

L'enceinte Esart E 30S

Enceinte 2 voies : HP de 20 cm de diamètre + tweeter à dôme
Courbe de réponse : 50 Hz à 20 kHz

Puissance nominale : 30 W
Distorsion harmonique : 0,6 % à 20 W

Fréquence de résonance : 80 Hz
Impédance d'entrée : 8 Ω
Dimensions : 510 x 320 x 235 mm. Poids 12 kg

L'enceinte Esart E40S

Enceinte 3 voies : boomer de 25 cm - médium de 12 cm + tweeter à dôme

Courbe : 40 Hz à 25 kHz
Puissance nominale : 40 W

Distorsion harmonique : 0,5 % à 30 W

Fréquence de résonance : 70 Hz
Impédance d'entrée : 8 Ω
Dimensions : 580 x 350 x 270 mm. Poids : 25 kg

ENCEINTES ACOUSTIQUES 3A

L'enceinte 3A Allegretto

Enceinte 3 voies équipée d'un boomer de 25 cm

Courbe de réponse : 40 Hz à 20 000 Hz

Puissance nominale : 40 W
Distorsion harmonique < 1,5 %
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

L'enceinte 3A Aubade

Colonne sonore 2 voies - boomer de 25 cm de diamètre - 2 tweeter à chambre de compression

Courbe de réponse : 25 à 22 000 Hz

Distorsion : < 1,5 %

Puissance nominale : 45 W
Dimensions : 1050 x 270 x 270 mm.

L'enceinte 3A Adagio

Enceinte 3 voies - boomer de 31 cm de diamètre - médium de 13 cm - tweeter à dôme pré-misphérique

Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz

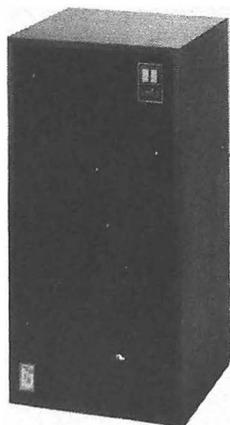
Distorsion : < 1 %
Puissance nominale : 50 W
Dimensions : 630 x 400 x 300 mm

L'enceinte 3A Arioso

Enceinte 3 voies - boomer de 38 cm de diamètre - médium de 13 cm - chambre de compression pour l'extrême aigu

Courbe de réponse : 25 à 20 000 Hz

Distorsion : < 1,5 %
Puissance nominale : 80 W
Dimensions : 690 x 450 x 370 mm.



L'enceinte M et K 3/35



L'enceinte 3A Aubade

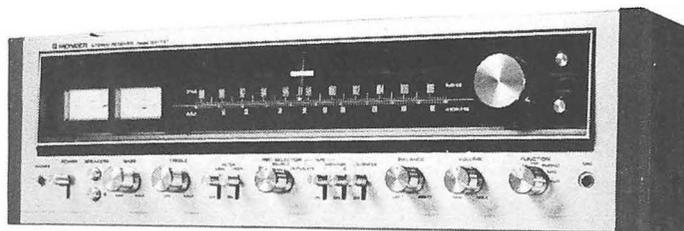


L'enceinte 3A Adagio



L'enceinte 3A Arioso

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES PIONEER SX737

CHAINE A

Cette chaîne se compose d'un tuner amplificateur Pioneer SX737 d'une platine tourne-disques AKAI AP004 de deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

Le tuner amplificateur Pioneer SX737

Partie tuner :

Gammes : PO - FM.

Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$

Rapport signal/bruit : 70 dB

Distorsion harmonique : $< 0,4 \%$ stéréo

Séparation stéréo : $> 40 \text{ dB}$

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 35 \text{ W}/8 \Omega$

Distorsion harmonique : $< 0,5 \%$

Distorsion d'intermodulation : $< 0,5 \%$

Bande passante : 5 Hz à 60 kHz

Entrées : phono : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ -

micro : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - aux :

$150 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - magnéto :

$150 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$

Réponse en fréquence (phono) :

30 Hz à 15 kHz $\pm 0,3 \text{ dB}$

Rapport signal/bruit (phono) : $> 70 \text{ dB}$

Dimensions : 500 x 158 x 410 mm.

La platine AKAI AP004

Platine automatique à entraînement du plateau par courroie

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn

Fluctuations : 0,07 %

Rapport signal/bruit : 50 dB

Bras de 220 mm - automation par moteur séparé - relève-bras hydraulique

Dimensions : 442 x 185 x 377 mm

L'enceinte acoustique 3A Allegretto

(voir les caractéristiques à la page précédente).

CHAINE B

Cette chaîne se compose d'un tuner amplificateur pioneer SX737, d'une platine tourne-disques Pioneer PL12D, de deux enceintes acoustiques JB Lansing L16.

Le tuner amplificateur Pioneer SX737

(voir les caractéristiques à la chaîne A).

La platine Pioneer PL12D

Platine tourne-disque à moteur synchrone 4 pôles.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn

Rapport signal/bruit : $> 47 \text{ dB}$

Pleurage et scintillement : $< 0,1 \%$

Entraînement du plateau par courroie

Bras en S équilibré statiquement

Dimensions : 430 x 164 x 362 mm.

L'enceinte acoustique JB Lansing L26

Puissance nominale : 35 W

Impédance : 8Ω

Directivité : 90° dans les deux axes

Fréquence de raccordement : 2 000 Hz

Efficacité : 76 dB

Équipement : HP de 25 cm de

diamètre et tweeter de 3,6 cm.
Dimensions : 320 x 610 x 340 mm.

CHAINE C

Cette chaîne se compose d'un tuner amplificateur Pioneer SX737 d'une platine tourne-disques B et O 1203, de deux enceintes acoustiques 3A Adagio.

Le tuner amplificateur Pioneer SX737

(voir caractéristiques techniques chaîne A).

La platine B et O 1203

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Moteur asynchrone

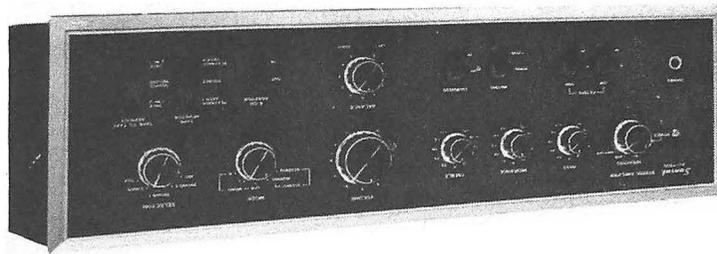
Réglage de vitesse $\pm 6 \%$ par stroboscope incorporé.

Fluctuations totales : $< 0,07 \%$

Rapport signal/bruit : $> 37 \text{ dB}$

Dimensions : 120 x 440 x 330 mm.

L'enceinte acoustique 3A Adagio
(voir caractéristiques à la page précédente).



CHAINES SANSUI AU 7500

CHAINE A

Cette chaîne se compose d'un amplificateur Sansui AU7500, d'une platine tourne-disques Thorens TD160, de deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

L'amplificateur Sansui AU7500

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω
Distorsion harmonique : < 0,1 %
Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %

Réponse en fréquence (phono) : 30 à 15 000 Hz \pm 0,5 dB

Entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω - micro : 2,5 mV/50 k Ω - aux. : 100 mV/50 k Ω - magnétos : 100 mV/50 k Ω

Dimensions : 140 x 440 x 322 mm

La platine Thorens TD160

Platine tourne-disque à moteur 16 pôles synchrone - entraînement

du plateau par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Diamètre du plateau : 30 cm
Régularité de vitesse : 0,6 %
Rumble (non pondéré) : - 43 dB

L'enceinte acoustique 3A Allegretto

(voir caractéristiques techniques : voir page 301).

CHAINE B

Cette chaîne se compose d'un amplificateur Sansui AU7500, d'une platine tourne-disque Sansui SR212, de deux enceintes acoustiques Scott S11.

L'amplificateur Sansui AU7500

(caractéristiques techniques : voir chaîne A).

La platine Sansui SR212

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Arrêt du plateau et retour automatique du bras en fin de disque
Entraînement du plateau par courroie

Moteur synchrone 4 pôles
Rapport signal/bruit : 45 dB
Pleurage et scintillement : 0,1 %
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz
Dimensions : 442 x 166 x 352 mm

L'enceinte acoustique Scott S11

Enceinte 3 voies
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 8 Ω
3 H.-P. dont un boomer de 25 cm de diamètre
Dimensions : 600 x 294 x 362 mm

CHAINE C

Cette chaîne se compose d'un amplificateur Sansui AU7500, d'une platine tourne-disque AKAI AP002, de deux enceintes acoustiques 3A Adagio.

L'amplificateur Sansui AU7500
(Caractéristiques techniques : voir chaîne A).

La platine AKAI AP002

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Moteur synchrone 4 pôles
Rapport signal/bruit : 48 dB
Fluctuations : 0,8 %
Entraînement du plateau par courroie
Retour du bras et arrêt du plateau en fin de disque automatiques
Dimensions : 442 x 185 x 377 mm

L'enceinte acoustique 3A Adagio

(Caractéristiques techniques : voir page 300).

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 11.09 — M. René FOUCAULT, 63 Riom.

Un montage d'alimentation convenant pour une clôture électrique a été décrit dans notre numéro 1172, page 50; nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

Vous pouvez également consulter l'ouvrage: Circuits Industriels à semi-conducteurs, page 33 et 37 (deux montages). En vente: Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.

RR - 11.10 — M. Jean DOI-NEAU, 35 Rennes.

1° Il est exact que les variateurs de vitesse (à triacs) ne conviennent pas pour tous les moteurs à courant alternatif, et notamment pas pour les moteurs alternatifs nécessitant des condensateurs.

2° On ne peut pas utiliser un régulateur de charge de dynamo (de voiture) dans le cas d'un rechargeur à partir du secteur. La régulation s'effectue, par le dispositif, qui agit sur l'excitation de la dynamo, circuit qui n'existe évidemment pas dans un chargeur sur secteur (où la source de courant continu est un transformateur suivi d'un redresseur).

3° En règle générale, tous les convertisseurs statiques à semi-conducteurs supportent très mal les crêtes de démarrage... Ou alors, il faut les concevoir pour des puissances de l'ordre de (au moins) deux fois les crêtes.

RR - 11.11 — M. Jean GUIL-LAS, 76 Le Havre.

Sur le récepteur R 298, on peut en effet monter un oscillateur à fréquence variable (commandé par un bouton), ce qui évite l'emploi de nombreux quartz.

Il n'en reste pas moins que, lors de chaque changement de fréquence par cet oscillateur variable, tous les autres boutons d'accord doivent être retouchés et réglés sur la fréquence à recevoir. Une commande unique, par un seul bouton, n'est pas réalisable pratiquement.

RR - 11.12 — M. Gérard MONNET, 01 Bourg.

Si, comme vous le dites, vous suivez attentivement le HAUT-PARLEUR, vous avez dû lire dans notre rubrique COURRIER TECHNIQUE que nous ne conseillons jamais telle marque plutôt que telle autre; nous l'avons écrit maintes fois.

La rubrique COURRIER est une rubrique technique, et non commerciale. En outre, tous les goûts sont dans la nature, et nous l'avons remarqué souvent: ce qui plaît aux uns, déplaît royalement aux autres...

En conséquence, le mieux est de vous rendre sur place et d'essayer... auditivement.

RR - 11.13 — M. Daniel LOMBARD, 17 Rochefort.

Pour le captage du son sur une grande scène où les acteurs se dé-

placent, il n'y a qu'une solution:

Il faut multiplier le nombre des microphones (4 ou 5), par exemple; selon la grandeur de la scène. En principe, on fait descendre les microphones du plafond, ce qui est moins disgracieux que des microphones sur pieds.

Ces microphones sont par ailleurs convenablement « dosés » et « mélangés » à l'entrée du préamplificateur, et bien entendu, il faut disposer d'une préamplification très généreuse (ce qui semblerait faire défaut dans votre installation). Car, il ne faut pas confondre préamplification et puissance de sortie, ce qui est tout différent.

RR - 11.14 — M. Guy STORM, 76 Rouen.

1° Nous avons précisément publié dans le numéro 1433 du HAUT-PARLEUR, à partir de la page 228, un article simple, mais complet, concernant l'établissement des filtres pour haut-parleurs par l'amateur lui-même.

Si malgré tout, nous devons vous calculer un tel filtre, il faudrait nous indiquer les fréquences de coupure souhaitées pour les haut-parleurs employés.

2° On ne peut pas modifier l'impédance des haut-parleurs en agissant sur les filtres...

3° Votre remarque est exacte en ce qui concerne la différence d'impédance entre haut-parleur et sortie ampli. Mais il ne faut rien exagérer... Or, de 8 à 15 ohms, cela fait presque du simple au double.

RR - 11.15 — M. Roger MER-LIN, 49 Angers.

1° En ce qui concerne le filtre à 3 voies faisant l'objet de la figure 11, page 231 du numéro 1433, les fréquences de coupure sont approximativement les suivantes:

W: coupe-haut, 400 Hz.

M: passe-bande, 400 à 3 000 Hz.

T: coupe-bas, 3 000 Hz.

Concernant cet article, nous vous rappelons que sur l'abaque de la page 230, en haut, les indications C_b et C_n doivent être inversées.

2° Il est bien évident que l'on ne peut pas connecter valablement un microphone 600 Ω directement sur une entrée de 50 kΩ; il faut intercaler un transformateur élévateur d'impédance (rapport de transformation de l'ordre de 10 environ dans le cas présent).

3° Le générateur BC 221 est un ancien appareil et nous l'avons étudié à plusieurs reprises dans la revue le HAUT-PARLEUR. Les articles suivants y ont été consacrés:

a) Modulation du fréquence-mètre BC 221: n° 906, page 694.

b) Alimentation secteur pour BC 221: n° 953, page 43.

c) Utilisation du BC 221: n° 1106, page 92.

RR - 11.16 — M. Jean-Claude TISSOT, 03 Vichy.

L'émetteur-récepteur SHARP, modèle CBT 55, a été décrit dans notre numéro 1149, page 134.

Cette description publie également le schéma de l'appareil.

RR - 11.17 — M. Robert GLA-NET, 38 Voiron.

1° En association avec un haut-parleur AUDAX HIF 21 E, nous vous conseillons le montage d'un tweeter TW8 B ou TW 800 (de la même marque) avec une capacité de $4 \mu\text{F}$ en série.

2° Pour améliorer la réponse sur les graves, il faut utiliser un haut-parleur de plus grand diamètre et une enceinte de plus grand volume. Une enceinte peut avoir un volume trop restreint ; mais il ne peut pas être trop important...

3° Si vous faites un événement, ce ne sera plus une enceinte close... Il faut alors réaliser une enceinte « bass-reflex » avec ses dimensions adéquates (plus importantes).

4° Nous vous rappelons que les enceintes, les haut-parleurs ou les tweeters ne fabriquent pas les graves ou les aigus ; elles ne peuvent être reproduites que si l'amplificateur les fournit.

RR - 11.18 — M. Raymond RILLARD, 42 Feurs.

En ce qui concerne les parasites que vous observez, il ne fait aucun doute que votre réfrigérateur soit en cause, et nous vous suggérons de vérifier les points suivants :

— mauvaise mise à la terre ou mauvaise qualité de la prise de terre ;

— vérifiez la liaison entre masse réfrigérateur et fil de terre ;

— mauvaise mise à la masse du groupe compresseur, ou éventuellement de l'armoire métallique du réfrigérateur ;

— mauvais isolement électrique des enroulements du moteur ou fuites internes à la masse dans ce dernier ;

— thermostat défectueux.

RR - 11.19 — M. Roger DUVIVIER, 18 Vierzon.

Nous ne pouvons pas vous permettre de vous conseiller tel ou tel type de transformateur THT dit « universel ». En effet, trop souvent ces solutions sont boiteuses, ne sont que de l'à peu près... et notre « conseil » risquerait d'être ensuite mal apprécié...

Ce téléviseur ne nous semble pas tellement ancien, et nous pensons que le transformateur de type exact de remplacement doit encore exister ; nous supposons qu'il s'agit de matériel VIDEON.

Vous pourriez vous renseigner auprès d'un radioélectricien de votre région, dépositaire de la marque SCHNEIDER. Même chose pour obtenir le schéma de cet appareil (les firmes ne délivrant pas les schémas de leurs appareils directement aux particuliers).

RR - 11.20 — M. Georges REMI, 11 Narbonne.

Nous n'avons pas publié de schéma de variateur électronique fonctionnant sous 6 V continu ; c'est un rhéostat électronique qu'il faudrait concevoir.

Ou bien, si cette tension de 6 V continu est obtenue à partir du secteur alternatif par transformateur abaisseur et redressement, on peut faire agir le variateur sur le courant primaire alternatif.

De toutes façons, l'inversion de marche ne peut pas être « mélangée », ni avec le variateur primaire, ni avec le rhéostat électronique. Il suffit de prévoir un inverseur de polarité à la suite (en sortie).

RR - 11.21 — M. Louis PERRIN, 71 Mâcon.

1° Transistors appariés (terme incorrect : on doit dire **appariés**), cela veut dire : transistors rigoureusement identiques du point de vue caractéristiques électriques, et sélectionnés par paire (par mesures) par le fabricant.

2° Dans un redresseur à pont de diodes, la tension redressée en charge est très légèrement supérieure à la tension alternative efficace appliquée ; à vide, elle est égale à la tension efficace multipliée par 2.

RR - 11.22 — M. Jean-Louis SALL, 38 Voreppe.

Il est bien possible qu'une voiture ne fasse aucun parasite sur un auto-radio ordinaire, et en fasse sur un appareil transceiver VHF 144 MHz. Plus la fréquence

augmente, plus le déparasitage doit être efficace, énergique et complet (et aussi, plus il devient difficile et délicat).

Nous ne pensons pas qu'un filtre sur l'alimentation du transceiver VHF soit suffisant ; il y a **beaucoup d'autres points** à vérifier également et auparavant.

Bien entendu, il importe d'abord de prendre l'alimentation du transceiver **directement** sur les bornes de la batterie par une ligne spéciale séparée... et blindée.

Quant à tous les autres points de déparasitage à effectuer, nous ne pouvons pas vous expliquer cela dans le modeste cadre de cette rubrique. Nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage : **TECHNIQUE NOUVELLE DU DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS** de la page 103 à la page 110 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

RR - 11.23 — M. Roger LANGLLET, 69 Lyon-9°.

1° La courbe d'enregistrement R.I.A.A. pour disques est une chose ; la pratique de son application en est une autre...

Si cette courbe était strictement appliquée à l'enregistrement, il suffirait de corriger par une courbe symétriquement inverse à la reproduction, et le tour serait joué... On pourrait même aller jusqu'à supprimer tous autres réglages séparés manuels de graves et d'aiguës ! Or, il n'en est rien !

Pour s'en convaincre, il suffit d'écouter divers disques, de différentes marques, etc., et l'on constate que la courbe R.I.A.A. à l'enregistrement n'est que très, très, approximativement suivie, et que, par conséquent, le seul correcteur R.I.A.A. à la reproduction ne peut absolument pas se passer des réglages auxiliaires et complémentaires de graves et d'aiguës (réglages qui deviennent indispensables pour rectifier les approximations précédemment observées).

2° Ouvrages de base en radiotechnique. Vous voyez, par exemple, ceux vendus par la Librairie Parisienne de la Radio (43, rue de Dunkerque - 75010 Paris) :

Tome I : Cours Élémentaire de Radiotechnique ;

Tome II : Cours Moyen de Radiotechnique.

RR - 11.24 — M. Jacques MEILLIER, 63 Clermont-Ferrand.

1° L'appareil dont vous nous soumettez le schéma doit être une ancienne fabrication de l'ex-C.R.C. ; il semblerait qu'il s'agisse d'un oscilloscope, d'une fraction d'oscilloscope, ou d'un appareil de contrôle oscilloscopique quelconque...

2° Sur un appareil bien conçu, bien élaboré, il ne doit pas être nécessaire de trier, la lampe qui convient... parmi tout un stock de ce type de lampe ! Un bon montage, bien étudié, ne doit pas présenter un fonctionnement en équilibre sur un fil. Un montage d'une conception valable doit toujours tenir compte des dispersions possibles des caractéristiques des lampes (ou des transistors) sans qu'un tri soit nécessaire chaque fois.

3° Nous l'avons déjà dit, et nous le rappelons encore : dans un groupement de haut-parleurs placés dans une enceinte acoustique, il faut utiliser des haut-parleurs (woofer, médium, tweeter) présentant tous la même impé-

POUR LES MODÉLISTES - PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 100,00) ... **95,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 150,00) **144,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 45,00) **41,00** Flexible avec mandrin (franco 40,00) **35,00**

Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour **34,90 F** (franco 40,00).

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock.

(Liste avec prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C) Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GÉNÉRAL franco contre 5 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE CONSULTEZ-NOUS Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS C.C.P. LA SOURCE 31.658.95

En plein centre de Paris, face à «France-Soir» M^o Sentier et Réaumur-Sébastopol Tél. : 236-70-37 et 231-31-03 Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

dance ; cette impédance doit être celle qui est requise en sortie de l'amplificateur. Et naturellement, le filtre à deux ou trois voies utilisé conjointement doit être calculé également pour cette impédance.

Une petite exception cependant pour les tweeters. Si la différence d'impédance n'est pas excessive, on peut tricher sur le filtre correspondant afin de compenser...

RR - 11.25 — M. Marc TISERAND, 30 Nîmes.

Il nous est absolument impossible de vous dire pourquoi votre radio-récepteur ne fonctionne pas en FM. Nous ne sommes pas devins.

Il nous faudrait pouvoir examiner votre appareil et nous y livrer à des mesures systématiques et précises.

Si l'appareil fonctionne en AM, ce sont évidemment seuls les circuits FM qui sont à soupçonner.

Le cas échéant, procurez-vous l'ouvrage **TECHNIQUE NOUVELLE DU DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS** (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris) et procédez systématiquement, par ordre et méthode, comme il est indiqué dans le livre (si vous disposez de quelques appareils de mesure). Dans la négative, il vous faut confier votre appareil à un dépanneur radio de votre localité.

RR - 11.26 — M. André THEVENIN, Paris-18°.

Il est exact que les radio-amateurs répugnent à monter au-delà de 432 MHz, c'est-à-dire sur les bandes UHF et SHF qui leur sont attribuées. Motif maintes fois exprimé : cela n'apporte rien de plus en électronique **proprement dite**, et c'est essentiellement une question de mécanique... En fait, nous ne connaissons guère d'amateur disposant d'une fraiseuse à domicile pour fabriquer et ajuster une cavité résonnante (par exemple).

RR - 11.27 — M. Roger REAUD, 95 Franconville.

Le circuit intégré TBA 790 K (SC) est un amplificateur BF de 2

watts sur charge de 4 Ω ; Ri = 1 MΩ ; V cc = 9 V.

Le TCA 150 K (B) est un amplificateur BF de 5,5 watts sur 4 Ω ; V cc = 14 V.

Ces circuits intégrés sont fabriqués par la SESCOSEM ; mais la documentation de cette firme en notre possession n'indique pas le brochage de ces circuits intégrés, ni leurs conditions d'emploi.

Le cas échéant, écrivez directement à : SESCOSEM, 101, boulevard Murat - 75016 Paris.

RR - 11.28 — M. Jean-Claude TURRET, 68 Colmar.

Sur un récepteur OC, le B.F.O. (oscillateur de battement) s'utilise :

a) en télégraphie, pour interférer les signaux CW transmis en onde pure, et donc les rendre facilement audibles ;

b) en téléphonie, dans le cas des émissions modulées en S.S.B. (bande latérale unique).

Mais dans le cas des émissions radiotéléphoniques modulées normalement en AM, il ne faut pas se servir du B.F.O. ; l'alimentation de ce dernier doit être coupée.

Sur une émission S.S.B. uniquement, le BFO doit être utilisé pour reconstituer l'onde porteuse absente ; la manœuvre du CV doit être très lente pour amener l'oscillation juste au bord de l'émission reçue afin d'obtenir la reconstitution souhaitée, puis la détection normale par le détecteur AM habituel du récepteur. Evidemment, l'idéal serait d'utiliser simultanément un détecteur de produit, donc spécial pour S.S.B. (et non pas le classique détecteur pour AM).

RR - 11.29 — M. Bruno JALLAT, 69 Villeurbanne.

Dans le montage de la figure 4, page 221, du numéro 1450, la capacité du condensateur de temporisation est de 500 μF. Nous nous excusons de cet oubli.

RR - 11.30 — M. Pascal COMBIER, Paris-10°.

Dans le montage décrit à la page 278 du numéro 1374, voici les immatriculations des semi-conducteurs (dans les types fabri-

qués par la R.T.C.) :

SCR 1 = BTY 87/100 R.

SCR 2 = BTY 79/100 R.

CR 1 = BZX 29/C8V2.

CR 2 = BYX 36/100.

CR 3 = CR 4 = BYX 13/400.

Notez que tous autres semi-conducteurs respectivement de même type peuvent convenir également.

RR - 11.31 — M. Jean COLLET, 31 Bordeaux.

Dans le montage d'amplificateur BF à tubes proposé à la page 218 du numéro 1347, le transformateur d'alimentation présente un secondaire 6,3 V 3 à 4 A pour le chauffage, et un enroulement HT de 260 à 280 V eff d'une centaine de milliampères.

On peut aussi utiliser un transformateur ayant un secondaire HT à point milieu de 2 x 260 à 2 x 280 V eff ; mais il faut employer deux diodes de redressement 40 J 2 (ou similaires).

Il s'agit-là d'organes **très courants** que l'on trouve chez tous les radioélectriciens.

RR - 11.32 — M. Laurent CHIGNAC, 63 Clermont-Ferrand.

1° A la page 156 du HP n° 1450, vous avez correctement rectifié par vous-même la formule :

$$I_{c \max} = \frac{0,6 (R_2 + R_3)}{R_2 \times R_3}$$

2° Dans la formule

$$I_{c \max} = 2,25 \frac{W}{Z}$$

il faudrait diminuer au contraire **diminuer W** pour obtenir une marge de sécurité plus importante vis-à-vis de Ic*. Mais la formule empirique proposée tient cependant suffisamment compte en général des crêtes de surcharge éventuelles.

* (Ic max à ne pas dépasser).

RR - 11.33-F — M. Georges MANFREY, 03 Vichy, nous demande le schéma d'un préamplificateur correcteur BF à circuit intégré facile à construire.

Le schéma que nous vous proposons est représenté sur la figure RR-11.33. Le montage utilise un circuit intégré type TAA 861 (Siemens) amplificateur opérationnel. Le signal BF est appliqué à l'entrée non-inverseuse (3) ; la commande de la réponse en fréquence procédant par contre-réaction est appliquée à l'entrée inverseuse (4).

Le relèvement ou l'affaiblissement des graves ou des aiguës se fait par la commande de deux potentiomètres séparés : potentiomètre G pour les graves ; potentiomètre A pour les aiguës. Par rapport au niveau à 1 000 Hz pris comme référence, on peut relever ou affaiblir de 18 à 20 dB les graves (à 50 Hz) ; en ce qui concerne les aiguës, on peut obtenir un relèvement de 14 à 15 dB et un affaiblissement de l'ordre de 20 dB (vers 10 à 12 000 Hz).

L'impédance d'entrée est de l'ordre de 80 kΩ et le gain en tension du montage est de 15 dB à 1 000 Hz. La distorsion harmonique pour une tension de sortie de 2,4 V eff. est inférieure à 0,5 %.

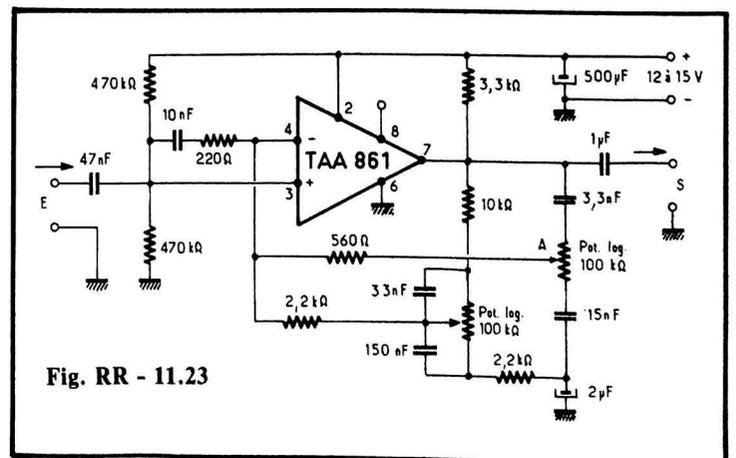


Fig. RR - 11.23

RR - 11.34-F — M. Pierre BIERCE, 69 Lyon-3^e, nous demande le schéma d'un dispositif d'alarme à transistors (alimentation 12 V) pour contrôler le niveau d'eau d'un réservoir (métallique).

Le montage proposé déclenche le clignotement d'une petite ampoule indicatrice lorsque le niveau de l'eau du réservoir à surveiller descend au-dessous d'un certain seuil critique prédéterminé par la longueur d'une tige de test (voir figure RR-11.34).

Tant que la tige de test est en contact avec l'eau, le transistor Q1 reçoit une polarisation normale et suffisante pour qu'il soit conducteur (voire saturé); en conséquence, la base et l'émetteur de Q2 se trouvent sensiblement au même potentiel, et Q2 ne conduit pas. Le multivibrateur monostable constitué par Q2 et Q3 (avec charge par l'ampoule de 12 V 0,15 A) ne peut donc pas fonctionner, et l'ampoule reste éteinte.

Lorsque le niveau de l'eau baisse, et donc que la tige de test n'est plus en contact, le transistor Q1 se bloque, alors que le transistor Q2 conduit et passe à saturation. Ce phénomène a pour but de faire démarrer le multivibrateur Q2 Q3 à une fréquence qui est fonction de la constante de temps du circuit RC (environ 2 Hz avec les valeurs du schéma). En conséquence, l'ampoule va s'allumer par à-coups, à la même fréquence.

Le condensateur C doit être du type « papier » ou du type « non polarisé ». La diode D (BAY 17) est destinée à protéger la base de Q2 d'une éventuelle surtension. Le transistor Q4 permet d'obtenir un blocage ou un déblocage très net de Q2. Enfin, la tige de test est en acier inoxydable; elle est montée sur le réservoir par l'intermédiaire d'un bouchon isolant en polyéthylène.

RR - 11.35 — M. Raymond EXBRAYAT, 06 Nice, nous écrit : « Je fais beaucoup d'écoute des radio-amateurs français (notamment sur la bande 80 m) et j'entends fréquemment déplorer par des CM chevronnés que le niveau technique des nouveaux radio-amateurs est de plus en plus faible, etc. A quoi cela tient-il ? Et ne trouvez-vous pas cela paradoxal à notre époque qui est (au contraire) de plus en plus axée sur la technique ?

Voilà une question à laquelle il est bien difficile de répondre catégoriquement.

Il y a quelques années, le radio-amateur construisait **totalem**ent sa station (le récepteur et l'émetteur); pour mener à bien ces constructions, il est bien évident qu'un minimum d'appareils de mesure et de « savoir technique » était nécessaire.

A l'heure actuelle, par contre, on achète un transceiver du commerce... et en fait de technique, il suffit d'apprendre à s'en servir. Il est alors certain que n'importe qui peut être radio-amateur !

Certes, il y a bien l'examen d'opérateur auquel doit satisfaire le futur OM... Mais, comme le nom l'indique, il s'agit d'un examen **d'opérateur**, et non de technicien.

Cet examen est essentiellement axé sur la manipulation et la lecture au son des signaux CW; la partie technique proprement dite exigée est d'un niveau ridiculement bas ! Et nous pensons que c'est précisément dans ce domaine qu'il y aurait sans doute quelque chose à faire pour améliorer cette situation (paradoxe, comme vous le dites).

La radiotélégraphie a connu son ère de succès; à l'époque de la phonie en AM, la graphie permettait des QSO-DX impossibles en AM. De nos jours, avec la S.S.B.,

ce n'est plus le cas, et la télégraphie est déshérite et périmée; on réalise les mêmes DX en B.L.U. qu'en CW, avec la même facilité et d'une manière plus agréable, plus vivante, plus personnelle... et plus rapide.

En conséquence, nous estimons que l'examen pour devenir radio-amateur pourrait être présentement édulcoré vis-à-vis des connaissances concernant la lecture au son, mais par contre être un peu plus « sérieux » du point de vue radiotechnique. Il s'agit évidemment là que d'une estimation et d'une suggestion.

C'est peut-être un débat qui vient de s'ouvrir ici, il nous serait agréable de recueillir les avis ou les idées des OM et des futurs OM sur ce sujet.

RR - 12.01 — M. X., radio-électricien, 42 Roanne, nous signale que l'un de ses clients reçoit les émissions d'un radio-amateur local (fonctionnant sur 144 MHz) sur les trois chaînes de télévision.

Des ennuis de ce genre se manifestent un peu partout, et périodiquement nous sont signalés. Un trop rapide examen de la situation pourrait faire penser que le radio-amateur est fautif... puisqu'il est le « perturbateur ». Cependant, il n'en est rien ! Voyons ce de plus près.

Le radio-amateur opère dans la gamme 144-146 MHz. Dans votre cas, en télévision, vous recevez la chaîne 1 sur 201-213 MHz, la chaîne 2 sur 622-630 MHz et la chaîne 3 sur 646-654 MHz. Ces fréquences de TV sont donc fort éloignées de la gamme 144-146 MHz des radio-amateurs !

De plus, il est bien évident que les radio-amateurs ne font fonctionner qu'un émetteur à la fois (et vous nous parlez des trois chaînes brouillées simultanément...).

Enfin sachez que les radio-amateurs ont des installations contrôlées techniquement par les P.T.T. et par l'O.R.T.F. d'une manière très sérieuse, et notamment du point de vue « rayonnement parasite indésirable ».

Notre diagnostic (formel) va probablement faire bondir les radio-électriciens; cependant le voici : dans 99 % des cas de telles perturbations, le fautif est, soit le récepteur de télévision proprement dit, soit l'amplificateur de distri-

bution d'antenne collective (si une telle disposition est utilisée).

En effet, ces appareils comportent des circuits d'entrée qui sont de véritables « entonnoirs », sans aucune protection et qui ramassent TOUT à des centaines de mégahertz (!) de l'accord...

Selon nos plus récentes informations, il paraîtrait que sous l'impulsion de leur syndicat national, certains constructeurs fabriqueraient désormais des amplificateurs d'antenne et des téléviseurs mieux étudiés, plus élaborés (dans ce domaine) et soigneusement « protégés » contre de telles perturbations. C'est bien ce qui démontre où se trouvait la lacune !

Bien sûr, il y a hélas tous les appareils déjà en service... Alors, quelle solution, quel remède ?

Finalement, la solution est très simple et peu onéreuse : il suffit de monter un **FILTRE à l'avant** du récepteur perturbé ou à l'avant de l'amplificateur d'antenne collective.

Ce filtre pourrait être facilement construit par le radio-électricien installateur; mais bien souvent, il ne dispose pas des ins-

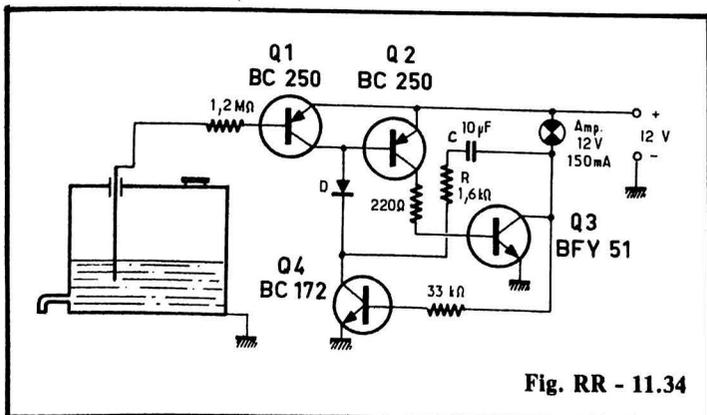
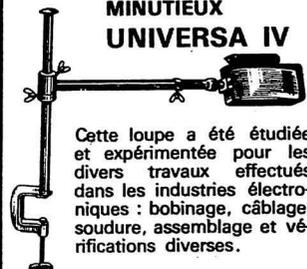


Fig. RR - 11.34

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU

EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet, PARIS (17^e)

Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc

91-BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42

GALLUS

truments de mesure VHF et UHF très précis nécessaires à la mise au point de tels filtres « coupe-bas » (fabrication est une chose, réglages en est une autre...). Néanmoins, ces filtres existent prêts et réglés dans le commerce (Portenseigne, par exemple) et il suffit simplement de les intercaler, comme nous l'avons dit, pour que tout rentre dans l'ordre (voir l'ouvrage Dépannage, Mise au point, Améliorations des Téléviseurs, pages 171 et suivantes, 5^e édition).

Pour terminer, il convient de préciser que des perturbations semblables nous ont été signalées avec des émetteurs de police, de gendarmerie, de C.R.S., de pompiers et d'aéroport... Encore une fois, disons bien que l'installation d'un bon filtre à l'avant du téléviseur ou de l'amplificateur d'antenne protège efficacement contre toutes ces « pseudo-perturbations », d'où qu'elles viennent.

RR - 120.02 — M. Robert DE-LEAUDE, 17 Rochefort.

1^o Notre suite d'articles groupés sous le titre général ELECTRONIQUE & AVIATION (articles publiés récemment dans cette revue), doit en effet être reprise sous forme d'un petit ouvrage... plus facile à consulter. Cela nous a été demandé par de nombreux lecteurs, et notamment par plusieurs dirigeants d'aéro-clubs.

Dans l'ouvrage, qui sera édité par la Librairie Parisienne de la Radio (43, rue de Dunkerque - 75010 Paris), certains sujets seront d'ailleurs davantage développés.

2^o Précisément, en ce qui concerne cette suite d'articles publiés dans la revue, nous vous prions de noter les rectificatifs suivants :

a) Dans le numéro 1465, page 135 (partie traitant des plates-formes à inertie), après la 27^e ligne, 1^{re} colonne, il manque tout le texte se rapportant aux figures 26, 27 et 28.

Cette partie de texte a été publiée par erreur dans la section « RADAR » (!) du numéro 1463, depuis la « punaise » 2^e colonne de la page 126 jusqu'à la « punaise » 1^{re} colonne de la page 127.

b) Dans le numéro 1465, page 133, en haut de la 4^e colonne, il faut lire :

$$T = 2\pi \frac{R}{g}$$

(g et non pas 9).

Nous vous prions de bien vouloir nous excuser pour ces erreurs d'imprimerie.

3^o Nous pensons que l'information donnée ci-dessus au premierement vous donnera satisfaction (solution plus élégante que des « tirés à part »).

RR - 12.03 — M. Julien POTTIN, 72 Le Mans.

Chargeur d'accumulateurs (n^o 1286, page 57).

En lieu et place des diodes préconisées, vous pouvez utiliser des diodes des types BYX 25/600 et BYX 25/600 R (fabrication R.T.C.).

Les immatriculations sont souvent modifiées pour désigner finalement des organes similaires ou de caractéristiques très voisines.

D'ailleurs, d'une manière plus générale, toutes diodes silicium courantes de tension inverse récurrente de 100 V (ou davantage) et d'une intensité directe moyenne de 15 à 20 A peuvent convenir.

RR - 12.04 — M. Pierre-Jean PONCET, 30 Alès.

Les transistors BC 407, 408 et 409 ont exactement les mêmes caractéristiques que leurs homologues BC 107, 108 et 109. La différence est qu'ils sont présentés en boîtier plastique TO 106.

RR - 12.05 — M. Daniel GREGOIRE, 73 Chambéry.

1^o Les enceintes acoustiques avec haut-parleur passif ne sont pas d'une technique récente... Cette solution a déjà été exploitée il y a de nombreuses années, puis abandonnée, et maintenant proposée de nouveau...

2^o Pour un groupement actif-passif, il faut, en principe, utiliser une enceinte *close* (et non pas du type R.J. ou Bass-Reflex).

3^o Le groupement actif-passif est constitué d'un haut-parleur actif (normal) et d'un haut-parleur passif (de construction spéciale). Il

n'est donc pas question d'utiliser deux haut-parleurs normaux (l'un en actif, l'autre en passif), ou bien un haut-parleur quelconque en passif.

RR - 12.06 — M. Jean-Pierre MONSIERT, 53 Laval.

Pour la liaison « son » de votre téléviseur vers un magnétophone en vue d'enregistrement, il faut effectuer une dérivation sur la détection « son » (ou sur l'arrivée BF au potentiomètre « volume ») du téléviseur.

Cette dérivation sera faite en intercalant un condensateur de l'ordre de 47 nF ; la liaison au magnétophone sera exécutée à l'aide d'un fil souple blindé (blindage relié à la masse, et masses des deux appareils reliées entre elles).

Si vous nous aviez joint le schéma de votre téléviseur, nous aurions pu vous représenter ce branchement d'une façon certainement plus claire.

RR - 12.07 — M. Raymond MAGNIN, 52 Chaumont, nous demande comment transformer une impédance de 2,5 Ω (haut-parleur) pour son adaptation à la sortie 15 Ω d'un amplificateur BF de 10 W.

1^o Il faut utiliser un transformateur. La relation

$$k = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{15}{2,5}$$

nous permet de calculer le rapport de transformation *k*, soit 2,45. L'enroulement primaire (*Z* = 15 Ω) comportera 146 tours en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm. L'enroulement secondaire (*Z* = 2,5 Ω) comportera 60 tours en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm. Circuit magnétique en tôle de bonne qualité (alliage fer-nickel, anhyester, ou à grains orientés) ; section minimale du noyau central = 10 cm².

2^o Tout transformateur a ses propres défauts ; par exemple, bande de transmission limitée. C'est une des raisons pour lesquelles on a cherché à supprimer les transformateurs dans les amplificateurs BF. Mais, rassurez-vous, il existe encore des amplificateurs BF à haute fidélité (à lampes) qui utilisent des transformateurs...

Dans le cas des amplificateurs à transistors, une autre raison est le point de saturation du circuit magnétique qui est vite atteint du fait des intensités continues très élevées rencontrées avec ces composants. Pour le transformateur qui vous est nécessaire, il n'y a évidemment rien à craindre sur ce point, les circuits à adapter n'étant parcourus par aucun courant continu.

RR - 12.08-F — M. Henri COLPY, 15 Aurillac, désire obtenir le schéma d'un étage employant un transistor 2N930 pour l'adaptation d'impédance dans la liaison entre un microphone 200 Ω et l'entrée 2 000 Ω d'un magnétophone (montage alimenté sous 9 volts, moins à la masse, qui serait destiné à supprimer le transformateur habituel et qui apporterait en même temps une légère préamplification.

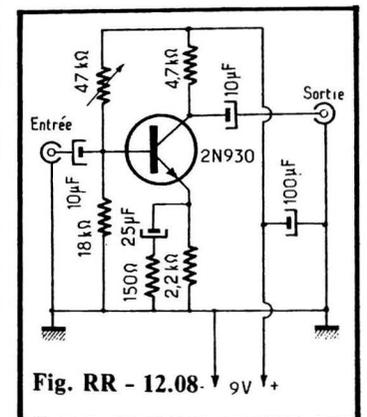


Fig. RR - 12.08 - 9V +

Veuillez prendre connaissance sur la figure RR - 12.08 du schéma demandé.

RR - 12.09 — M. Jacques BOURDIN, 38 Beaupaire, désire construire l'ensemble de radio-commande décrit dans le numéro spécial 1237 (page 12) pour l'appliquer à un bateau, mais aimerait y ajouter deux canaux supplémentaires.

Cette adjonction est possible et élémentaire. Sur le récepteur (fig. 2), il suffit d'ajouter deux filtres BF (F5 et F6) avec leurs résistances de liaison de 22 kΩ et les composants connexes : diodes, transistors, relais (montage conforme à celui déjà indiqué). A ce propos, sur la figure 2, page 14, nous vous précisons que le premier transistor (détecteur) est du type AF 125 (et non pas AC).

Sur l'émetteur (fig. 1), il suffit d'ajouter deux « branches » comportant chacune une résistance fixe, une résistance ajustable, une diode et un interrupteur (poussoir ou autre) d'un montage identique à celui qui est déjà représenté. Ces nouvelles « branches » détermineront les fréquences de modulation dont vous avez besoin, c'est-à-dire fréquences en accord avec celles des deux filtres BF supplémentaires du récepteur.

RR - 12.10 — M. Roger DELORME, 65 Tarbes. Interphone de bord pour avion-école (n° 1194, page 124).

Le schéma publié ne comporte aucune erreur. Ce petit montage très simple, a d'ailleurs été construit à de très nombreux exemplaires et fonctionne parfaitement, sans aucune difficulté, du premier coup... Il ne peut donc s'agir que d'une erreur de votre part (dans le câblage, par exemple) ou de l'utilisation d'un composant ou de matériels (casque ou microphone) défectueux ou inadéquats... Ce qui est bien possible puisque vous nous dites avoir employé des matériels de récupération.

A titre anecdotique, nous vous signalons que l'un de nos lecteurs qui avait réalisé l'appareil lors de sa publication, avait utilisé des microphones de type magnétique (et non de type « charbon »). Il n'y avait évidemment pas de quoi s'étonner alors du non-fonctionnement du montage. Nous pensons qu'il ne s'agit pas pour vous d'une erreur du même genre.

RR - 12.11 — M. Albert CRESPO, 11 Narbonne, nous demande s'il existe un « remède » à appliquer à un potentiomètre qui « crache ».

Les crachements peuvent être dus à des poussières ou des dépôts graisseux sur la piste et le curseur ; on peut alors les nettoyer (sans démonter le potentiomètre) en injectant dans le boîtier quelques gouttes d'essence ou une pulvérisation de produit spécial dégraissant (vendu en bombe) tel que KF/F2 ou Kontakt 60. Manœuvrez ensuite l'axe plusieurs fois, dans un sens de rotation et dans l'autre, pour répandre

le produit et procéder ainsi au nettoyage désiré.

Attention : surtout n'employez pas de trichloréthylène... qui opère comme un véritable dissolvant de la piste de carbone ; il n'en resterait rien et le potentiomètre serait irrémédiablement détruit.

Après traitement, si les crachements continuent, c'est que la piste elle-même est défectueuse, et il convient alors de remplacer le potentiomètre par un neuf, de même valeur (ohms) et de même courbe de variation (linéaire ou logarithmique).

RR - 12.12 — M. Charles LIPONS, 09 Foix. Commande à distance par rayon lumineux.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de commutations diverses commandées par la lumière. Voyez, par exemple, ceux décrits dans nos numéros 1222 (pages 81 et 82) et 1219 (pages 74 et 75) ; mais d'autres réalisations ont encore été publiées (consultez nos tables des matières).

Ces montages se terminent par un relais ou thyristor ; mais il est bien évident qu'on peut leur faire commander tout ce que l'on veut... La suite n'est qu'une question de liaisons électriques ou d'électro-mécanismes, suite dont la conception est laissée à l'appréciation du réalisateur selon le cas à résoudre en particulier.

RR - 12.13 — M. Gérard FOSY, 54 Nancy. Utilisation d'une batterie 12 volts au cadmium-nickel sur une automobile.

1° Vous pouvez fort bien remplacer une batterie au plomb d'une capacité de 40 A h par une batterie au cadmium-nickel de 45 A h (10 éléments de 1,2 V) sur votre véhicule. Cela se voit d'ailleurs de plus en plus sur les avions d'origine U.S.A. et vous savez sans doute que les règles de sécurité sont beaucoup plus sévères en aviation qu'en automobile...

2° L'intensité maximale possible (de courte durée) d'une batterie au cadmium-nickel est en principe supérieure à celle d'une batterie au plomb (à capacité égale). Les deux réponses précédentes

sont valables dans la mesure où la batterie au cadmium-nickel est neuve ou en excellent état.

3° Il ne faut jamais connecter deux batteries (même identiques) en parallèle ; car leur charge et leur décharge ne sont, elles, jamais identiques.

RR - 12.14 — M. Q.A. BRETTON, 37 Tours.

Nous pensons fermement que les parasites observés proviennent du moteur de type dit « universel » que vous utilisez. Il faut donc tenter de déparasiter efficacement ce moteur (puisque vous ne voulez pas en utiliser un autre) en plaçant un condensateur sur chaque borne des balais ; ces deux condensateurs aboutiront à la masse de l'appareil et cette dernière sera par ailleurs reliée à une bonne prise de terre.

Il est impossible de prévoir par avance la capacité optimale de ces condensateurs (phénomènes de résonance). Il faut en faire la détermination expérimentale, par essais successifs de diverses capacités, jusqu'à l'obtention de l'efficacité maximale. Comme valeur de départ, vous pouvez commencer avec des condensateurs de 0,1 μ F au papier.

RR - 12.15 — M. André BARLIEUX, 92 Bois-Colombes, recherche des schémas pour la construction d'un excellent récepteur OC de trafic à lampes (bandes décimétriques), une précédente réalisation à transistors ne lui ayant apporté que des résultats décevants...

Il faut bien reconnaître que les plus récents récepteurs de trafic professionnels OC sont à lampes. On a même vu des constructeurs réputés qui, après avoir sorti des appareils à transistors (même avec des FET-MOS), en sont revenus aux lampes...

Nous vous suggérons de consulter l'ouvrage l'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR (nouvelle édition qui vient de sortir). En vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.

Certes, cet ouvrage comporte des réalisations à transistors mais vous y trouverez aussi de nombreux schémas correspondant à

ce que vous recherchez (à lampes) ou des schémas vous permettant d'élaborer le montage global et final de votre choix.

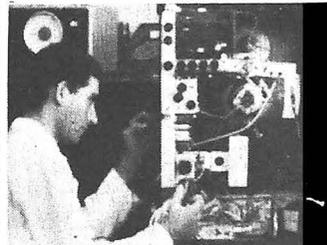
RR - 12.16 — M. Raymond HORLIN, 44 Nantes.

Théoriquement, la formule utilisée pour la détermination de la constante de temps d'un circuit comportant un condensateur et une résistance est le produit CR (avec C en μ F ; R en M Ω ; et le résultat en secondes).

Cela veut bien dire, en effet, qu'au bout du temps C x R, le condensateur aura atteint 63 % de sa charge totale.

Mais cette charge en fonction du temps ne suit pas une loi linéaire, et c'est la raison pour laquelle on a pu écrire que pour l'obtention de 99 % de la charge totale, il faut environ 4,6 fois plus de temps.

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES **RADIO-ÉLECTRONIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR

TRAVAUX PRATIQUES

PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT

(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation **HRB** sur demande

BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser **HRB23** sans engagement la documentation gratuite (c. de 4 à 10 francs pour frais d'envoi)

Nom et adresse :

ADRESSE :

INTRA

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

RR - 12.17 — M. Martial LAMBERT, 95 Ermont.

1° Voici l'adresse demandée : SEFRAC, 76, avenue Ledru-Rollin - 75012 Paris.

2° La lampe type 6 BA 6 n'est pas très indiquée pour l'équipement de l'étage amplificateur HF d'un récepteur de trafic moderne ; nous ne voulons pas dire que cela ne fonctionnera pas... mais on fait mieux. Dans cette fonction, sur un tel étage, la lampe 6 BA 6 n'a pas un facteur de mérite élevé et son rapport « signal/souffle » n'est pas particulièrement séduisant. Des lampes telles que la 6 AK 5 ou la 6 BS 6 sont très nettement préférables.

3° En ce qui concerne l'amplificateur supplémentaire pour auto-radio décrit dans le numéro 1278, page 141, les transistors préconisés peuvent être remplacés par les types suivants de la R.T.C. :

$T_1 = T_2 = AC 127 ;$

$T_3 = T_4 = BDY 11.$

RR 12.18 — M. Georges GRAPELOUP, 08 Revel.

Les numéros qui figurent sur vos transistors sont des repères, des numéros de code industriel, et non des immatriculations normales ou standardisées.

Il doit s'agir de transistors de récupération montés à l'origine sur des appareils électroniques quelconques (d'après vos explications, nous pensons à des plaquettes de calculateurs ou d'ordinateurs), et ces numéros de code particulier sont fixés par le constructeur des dits appareils. Il n'est donc absolument pas possible d'identifier ces transistors d'après ces numéros (ce qui est d'ailleurs une pratique industrielle volontaire courante et fort regrettable).

Par contre, les circuits intégrés cités dans votre lettre sont de fabrication SIGNETICS. Veuillez donc vous adresser directement à cette firme pour l'obtention des feuillets de documentation et d'application : Signetics S.A.R.L., 90-92, rue Baudin - 92300 Levallois-Perret.

RR - 12.19 — M. Roger FRA-CHON, 10 Troyes.

1° Une bobine d'arrêt type R 100 (national) comporte quatre

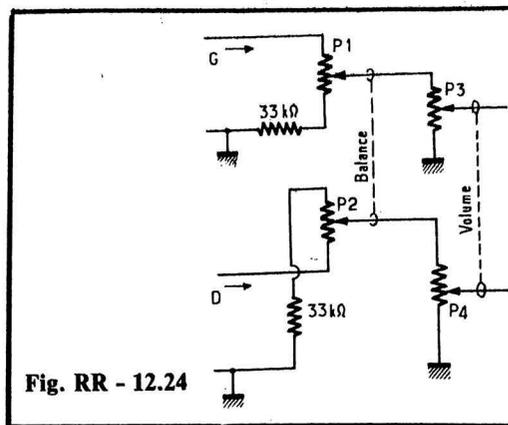


Fig. RR - 12.24

enroulements en nids d'abeilles présentant un coefficient de self-induction de 2,5 mH. Une telle bobine est difficilement réalisable par l'amateur ; mais on peut se la procurer très facilement dans le commerce.

2° La prise reliée à la grille-wehnelt dans un oscilloscope est généralement assez peu employée. Dans certains cas, on peut l'utiliser pour commander extérieurement l'intensité du spot, ou pour moduler ce dernier.

RR - 12.20-F — M. Etienne DENIS, 45 Montargis, nous demande le schéma d'un système de balance combiné avec le réglage de volume destiné à être monté sur un amplificateur BF stéréophonique.

La figure RR - 12.20 représente le schéma demandé. Nous avons : $P_1 + P_2 =$ potentiomètres jumelés de 20 à 25 k Ω (linéaire) câblés comme indiqué (un gain croît lorsque l'autre décroît) ; (balance).

$P_3 + P_4 =$ potentiomètres jumelés de 20 à 25 k Ω (logarithmique) ; réglage du volume.

RR - 12.21 — M. Pierre DERMOY, 64 Pau.

Dans un téléviseur, l'insuffisance du balayage vertical doit être recherché parmi les causes principales suivantes (les plus fréquemment rencontrées) :

1° Tube relaxateur et tube amplificateur de déviation verticale pouvant être épuisés ; même motif s'il s'agit de transistors (ce que vous ne nous dites pas) ou modification du point de fonctionnement (polarisation).

2° Vérification du potentiomètre « hauteur d'image » et des ré-

sistances de garde parfois en série (organe pouvant être coupé).

3° Tension d'alimentation faible, insuffisante (voir notamment la tension d'écran du tube de puissance, s'il s'agit de lampes).

4° Boucle de contre-réaction défectueuse (condensateur coupé ou en court-circuit, résistance ayant changé de valeur, etc.).

5° Etat du condensateur de liaison entre le relaxateur et l'étage de puissance.

6° Polarisation de l'étage amplificateur de puissance (lampe ou transistor).

7° Court-circuit partiel entre spires, soit dans le transformateur de sortie, soit dans le déviateur vertical.

Pour plus de détails, veuillez consulter l'ouvrage « Dépannage, Mise au point, Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

RR - 12.22-F — M. Gérard BRERARD, 73 Albertville, nous demande le schéma d'un réglage de « balance » pour le dosage de deux haut-parleurs d'un récepteur auto-radio normal, l'un étant monté à l'avant du véhicule, et l'autre à l'arrière.

Divers montages sont possibles ; nous vous représentons sur la figure RR - 12.22 l'un des plus simples, mais généralement suffisant dans le cas présent. Ce montage ne nécessite qu'un seul potentiomètre bobiné linéaire Pot de 20 à 25 ohms : l'impédance de la bobine mobile de chaque haut-parleur dépend évidemment de l'impédance de sortie Z_s du récepteur auto-radio.

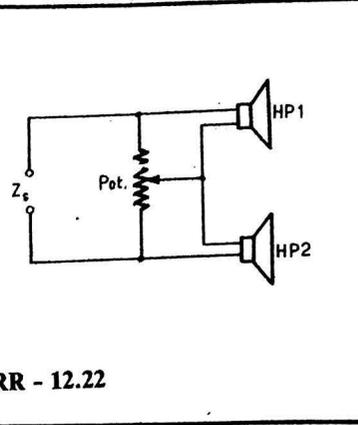


Fig. RR - 12.22

RR - 12.23 — M. Christophe AMBRY, 55 Verdun.

1° D'après vos explications, il est fort probable que le transistor en question soit purement et simplement défectueux (en court-circuit), d'où destruction de sa résistance d'émetteur.

Il faut cependant envisager une autre raison possible : Ce transistor peut être placé dans un état de conduction collecteur-émetteur excessive par sa base, du fait d'un mauvais fonctionnement de l'étage (ou des étages) pré-drivers qui le précèdent... puisque tous ces étages sont à liaisons directes.

2° Il est bien connu qu'une pile, même complètement usagée, continue à donner une tension normale à vide (à condition d'employer un voltmètre présentant une très forte résistance interne). Naturellement, dès que l'on demande la fourniture d'une certaine intensité à une pile dans cet état, la tension tombe aussitôt.

Cela veut donc dire que la détermination de l'état d'une pile par la mesure de sa tension ne doit pas se faire à vide, mais bien lorsque la pile débite dans l'appareil qu'elle doit normalement alimenter.

3° Un condensateur de 10 000 μF peut se trouver sur les catalogues de tous les fabricants de condensateurs électrochimiques (Sic-Safco, Cogeco, G.V., Novea, etc.). Mais vous ne pouvez pas demander à un tel fabricant de vous envoyer un condensateur ; il vous faut passer par l'intermédiaire d'un revendeur radio-électricien local.

ACTIVITÉS DU HIFI-CLUB DE FRANCE

LE DISQUE D'ESSAI N° 3

LE disque d'essai n° 3 a été enregistré en décembre dernier au moyen d'un procédé de gravure directe qui permet de recueillir intégralement le timbre des instruments. Il sera expédié aux membres du Club dans les prochains jours.

Nous avons eu l'avantage de disposer d'instrumentistes de premier plan. Les instruments eux-mêmes étaient de rares survivants des XVII^e et XVIII^e siècles, valant chacun une petite fortune. Le violon est joué par M. Serge Pasquier qui nous a mis en évidence toute la subtilité de jeu de cet instrument

L'alto est joué par M. Bruno Pasquier qui est alto-solo à l'Opéra de Paris et joue également ce rôle à l'Ensemble instrumental de France. Son instrument, un oiseau rare, est justement un de ces survivants de l'école de Stradivarius au XVII^e siècle.

Le contrebassiste est M. Barthélémy. Son instrument est si grand qu'il doit jouer debout ou

perche sur un haut tabouret, quand il fait de l'orchestre.

Pour la harpe nous avons M. Jean-Claude Dubois qui est harpiste dans l'orchestre de l'Opéra de Paris et la harpe qu'il joue est l'instrument qui s'est développé au XIX^e siècle après que Sébastien Erard eût inventé le système de pédales à double action qui permet de diéser ou de bémoliser les notes. La harpe est en effet diatonique (par exemple comme les touches blanches du piano) et ne peut faire sonner d'altérations qu'à l'aide des pédales qui haussent ou baissent le son d'un demi-ton.

Le piano, pour finir, a été joué par M. Bruno Rigutto qui est piano-solo à l'Ensemble instrumental de France et se produit dans de nombreux concerts. Il nous joue à partir du la du diapason toute l'étendue du piano d'abord en descendant, puis en montant vers l'extrême aigu. Le piano que l'on entend est un grand Steinway tout neuf du studio de Pathé-Marconi.

Rappelons que les deux premiers disques édités par le Hifi Club de France avaient pour but : le premier de permettre à l'acheteur d'une chaîne HiFi de régler au mieux les différents maillons de sa chaîne et notamment pour la platine tourne-disque le réglage de l'antiskating ; pour l'amplificateur : le réglage de balance et le repérage des canaux - pour les enceintes acoustiques : la mise en phase des haut-parleurs.

Le deuxième disque est plus particulièrement destiné au contrôle des différents maillons qui composent une chaîne haute fidélité ainsi que la mise en évidence des caractéristiques de la salle d'écoute.

Ce troisième disque vous permettra de vous faire une idée exacte des qualités musicales de votre chaîne HiFi c'est le premier disque d'essai de ce type édité dans le monde.

Ces trois disques ne sont pas commercialisés et sont uniquement réservés aux membres du HiFi club de France.

Depuis le 20 janvier les expéditions ont commencé et les administratifs du club ne chôment pas. Malgré leur bonne volonté et leur célérité, les envois vont s'échelonner sur plusieurs semaines. On n'expédie pas des milliers de paquets poste en appuyant sur un bouton, même à l'heure de l'ordinateur. Les disques qui nous sont fournis en pochette par Pathé-Marconi doivent être mis dans un carton sur lequel doit être collée une étiquette. Or vous le savez, la cotisation n'est pas élevée, et de ce fait le personnel permanent du club est réduit au strict minimum.

Nous avons pu préparer les étiquettes pour tous les adhérents qui nous ont payé leur cotisation avant le 31 décembre 1974 ; ces membres du club recevront donc leur disque dans les semaines qui viennent. Ceux qui ont renouvelé leur adhésion en janvier et les nouveaux membres qui l'ont commandé en même temps ne pourront le recevoir que dans la deuxième semaine de février.

**CI-DESSOUS BULLETIN À REMPLIR
ET À ENVOYER D'URGENCE AU :
HIFI CLUB DE FRANCE
128, BD HAUSSMANN, 75008 PARIS**

(Découper suivant le trait)

BULLETIN DE RENOUVELLEMENT D'ADHESION OU D'ADHESION NOUVELLE

Ce bulletin doit être écrit entièrement en majuscules d'imprimerie afin d'éviter toute erreur.

Montant de la cotisation 26,50 F
Prix du disque d'essais n° 3 3,50 F
Total 30,00 F

(Les nouveaux membres pourront acheter les disques test n° 1 et 2 au prix de 3,50 F pièce + 5 F pour frais de port).

NOM PRÉNOM
AGE PROFESSION (1) N° CARTE MEMBRE ACTIF 75
ADRESSE : N° RUE

CODE POSTAL ET VILLE

MODE DE PAIEMENT

à joindre à ce questionnaire (2) mandat postal chèque bancaire chèque postal

Nous autorisez-vous à communiquer votre nom et votre adresse au responsable de la section locale ? oui (2) non

(1) Si étudiant, préciser la discipline s.v.p (2) Mettre une croix dans la case utile.

H.P.

**ECONOMISEZ VOTRE ESSENCE AVEC
CE MESUREUR DE CONSOMMATION
DE CARBURANT**

Dans notre numéro 1482 du 12 décembre 1974, nous avons décrit un mesureur de consommation de carburant. La valeur des composants de la figure 3 (page 236) sont les suivants :

**NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS
DE LA FIGURE 3**

R1 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	R40 = 47 kΩ 10 % 1/2 W
R2 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	R41 = 220 Ω 10 % 1/2 W
R3 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	R42 = 1 MΩ 10 % 1/2 W
R4 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	R43 = 1200 Ω 10 % 1/2 W
R5 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	R44 = 100 Ω 10 % 1/2 W
R6 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	C1 = 47 μF 12 V
R7 = 51 kΩ 5 % 1/2 W	C2 = 470 pF 63 V
R8 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C3 = 47 pF 63 V
R9 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C4 = 470 pF 63 V
R10 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C5 = 47 pF 63 V
R11 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C6 = 0,1 μF 63 V
R12 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C7 = 0,1 μF 63 V
R13 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C8 = 0,1 μF 63 V
R14 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C9 = 0,1 μF 63 V
R15 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C10 = 10 μF 12 V
R16 = 95,3 kΩ 1 % 1/2 W	C11 = 1 nF 63 V
R17 = 100 kΩ 5 % 1/2 W	C12 = 1 nF 63 V
R18 = 4700 Ω 10 % 1/2 W	C13 = 0,1 μF 63 V
R19 = 22 kΩ 10 % 1/2 W	C14 = 10 μF 12 V
R20 = 220 Ω 10 % 1/2 W	C15 = 10 μF 12 V
R21 = 1000 Ω 10 % 1/2 W	C16 = 150 pF 63 V
R22 = 10 kΩ 10 % 1/2 W	C17 = 0,1 μF 63 V
R23 = 820 Ω 10 % 1/2 W	C18 = 47 nF 63 V
R24 = 4700 Ω 10 % 1/2 W	C19 = 2,2 μF 200 V
R25 = 22 kΩ 10 % 1/2 W	C20 = 0,22 μF 200 V
R26 = 220 Ω 10 % 1/2 W	
R27 = 1000 Ω 10 % 1/2 W	P1 = 10 kΩ ajustable
R28 = 10 kΩ 10 % 1/2 W	P2 = 47 kΩ ajustable
R29 = 820 Ω 10 % 1/2 W	
R30 = 3900 Ω 10 % 1/2 W	T1 et T2 = BCW 93 B Sescosem
R31 = 3900 Ω 10 % 1/2 W	T3 à T8 = BCW 91 B Sescosem
R32 = 470 Ω 10 % 1/2 W	CI 1 = SFF 24027 AEV Sescosem
R33 = 470 Ω 10 % 1/2 W	CI 2 = SFF 24024 AEV Sescosem
R34 = 2700 Ω 10 % 1/2 W	CI 3 & CI 4 = SFC 2458 DC Sescosem
R35 = 2700 Ω 10 % 1/2 W	D1 à D7 = 1N4148 Sescosem
R36 = 82 Ω 10 % 2 W	D8 = SFD 108 A Sescosem
R37 = 1200 Ω 10 % 1/2 W	D9 = 1N3605 Sescosem
R38 = 680 Ω 10 % 1/2 W	D10 = 1N4148 Sescosem
R39 = 47 kΩ 10 % 1/2 W	Z1 = zener 8 volts 2 watts Sescosem

TR1 - Transformateur réalisé sur un noyau de ferrite, ref. COFELEC double E cassés B 42 G - EC 19 x 16 x 7. Carcasse COFELEC ref. HAB 192 C1. Primaire : 200 spires de fil de cuivre émaillé 18/100 mm. Secondaire : 60 spires de fil de cuivre émaillé 28/100 mm. Inductance de l'enroulement primaire = 50 mH environ.

NOTA : Les enroulements sont bobinés dans le même sens. Sur le schéma de la figure 3, un point repère le début de chaque enroulement.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de cette omission.

**LE TÉLÉVISEUR COULEUR
SONY KV 1810 DF**

DANS notre N° 1482 à la page 169, nous annonçons à nos lecteurs l'arrivée sur le marché de ce nouveau téléviseur couleur à tube Trinitron de 90°, en fait c'est un tube de 114° de déflexion qui équipe cet appareil.

Nous prions nos lecteurs et la société Sony de nous excuser pour cette erreur.

**LE PIEZOXYDE
CÉRAMIQUE PIEZOELECTRIQUE**

A la suite de la parution de l'article portant ce titre dans notre N° 1486 de janvier 1975, la Radiotechnique-Compélec nous prie d'annoncer à nos lecteurs que les variétés PXE4 et PXE22 ne sont plus disponibles.

Si dans cet article nous avons signalé la nouvelle variété PXE42 nous n'avions pu en donner les caractéristiques que la Radiotechnique-Compélec vient aimablement de nous communiquer :

	Symboles	Unités	PXE 42
Caractéristiques thermiques			
Point de Curie	T _c	°C	325
Chaleur spécifique		J/kg.°C	420
Conductibilité thermique		W/m.°C	1,2
Caractéristiques mécaniques			
Masse volumique		10 ³ kg/m ³	7,80
Compliance	{ S ^E ₃₃ S ^E ₁₁	10 ⁻¹² m ² /N	- 11,8
Coefficient de poisson	σ		≈ 0,3
Facteur de qualité mécanique pour le mode radial	{ Q _m ^E N _p		≈ 750 2250
Constantes de fréquence	{ N ₃ N ₁	Hz.m ou m/s	- -
Résistance à la compression		{ 10 ⁶ N/m ²	> 600
Résistance à la traction			≈ 80
Caractéristiques électriques			
Permittivité relative (ε ₀ = 8,85 10 ⁻¹² F/m)	ε ^T _{33/ε₀}		1300
Résistivité (25 °C)	ε ^T _{11/ε₀}	10 ¹² Ω.m	- 0,05
Constante de temps (25 °C)	mn		-
Facteur de dissipation diélectrique	tg δ	%	0,25
Caractéristiques électromécaniques			
Facteurs de couplage	{ k _p k ₃₃		0,55 0,66
Constantes de charge piézoélectrique	{ d ₃₃ d ₃₁	10 ⁻¹² C/N ou m/V	270 - 120
Constantes de tension piézoélectrique	{ g ₃₃ g ₃₁	10 ⁻³ Vm/N ou m ² /C	25 - 10,4

**ERRATUM
LES ALIMENTATIONS STABILISÉES**

A la suite de la parution de cette série d'articles les lettres de nos lecteurs nous amènent à apporter les précisions suivantes :

N° 1469 - Fig. 10a : Ce n'est pas un condensateur polarisé, mais un élément de faible valeur.

P. 200 - 2^e colonne, 4^e ligne : Au lieu de R₂, lire R_z permet un courant...

3^e colonne - 12^e et 17^e lignes : Au lieu de VR₂ lire VR_z.

P. 202 - 4^e colonne, 11^e et 19^e lignes : Au lieu de R₂ lire R_z. Dans le tableau, pour le 2N222, lire 1,8 W au lieu de 10,8 W.

N° 1473 - Page 228 - 7^e ligne, 1^e colonne : Lire I_c au lieu de I_e. 10^e ligne, 2^e colonne : Lire T₂ au lieu de T₆.

Figure 30, lire T₃ = 2N2905 au lieu de T₂ = 2N2905.

Page 230 - 20^e ligne - 2^e colonne : Lire 18 mA en charge au lieu de 13 mA en charge.

Page 231 - Fig. 13b - Légende : Allure de la limitation de courant réalisée par la figure 13a (au lieu de 43a).

Page 232 - 24^e ligne - 1^e colonne : Lire (V entrée x I consommé).

Fig. 18 : L'émetteur de T₂ est relié à une borne nommée entrée.

Page 229 - Fig. 8 : Le condensateur de 10 nF correspondant à T₄ doit être monté directement entre base et collecteur de ce transistor.

QUELQUES ANTENNES D'EMISSION D'AMATEUR

L'ANTENNE 9AQ/DZZ (MULTIBANDES)

L'ANTENNE 9AQ/DZZ est une antenne filaire, ayant pour objet de travailler convenablement sur toutes les bandes décimétriques concédées à l'usage des radio-amateurs et, à ce titre, elle présente un très réel intérêt, car le problème des aériens est souvent traité avec moins de rigueur que la station elle-même. C'est, il est vrai, un problème rebutant pour certains, en raison de la place qu'une antenne destinée à travailler sur ondes courtes exige, des points d'amarrage multiples qu'impose la multiplication des antennes filaires, de l'absence d'esthétique — au goût de certains — des pylônes, tours et autres antennes directives, qualifiées de « monuments »... La solution est de se tourner vers une antenne qui fonctionne sur toutes les bandes

et dans ce domaine, nous avons le choix : Hertz-Windom, Lévy, Zeppelin, sont connues et pratiquées depuis longtemps. Mais la formule DZZ, qui n'est d'ailleurs pas absolument une nouveauté, est plus originale. Rappelons de quoi il s'agit en nous reportant à la figure 1, qui représente une antenne filaire coupée, de part et d'autre du centre, par des circuits résonnants T_1, T_2 ; T'_1, T'_2 accordés sur une fréquence déterminée. Cette antenne est capable de travailler correctement sur trois bandes de fréquences distinctes. La partie centrale est taillée de manière à représenter un doublet demi-onde sur la fréquence la plus élevée à couvrir, et que nous appellerons F_1 . Si T_1 et T'_1 sont accordés avec précision sur cette fréquence, ils présentent une impédance très élevée qui pratiquement isole électriquement cette partie centrale du reste de l'aérien. Imaginons maintenant que l'antenne soit alimentée à la fréquence F_2 . T_1 et T'_1 sont loin de

la résonance et leur impédance devenue très faible, présente, à l'inverse du cas précédent, pratiquement un court-circuit électrique. Si, dans le même temps, T_2 et T'_2 résonnent très précisément sur la fréquence F_2 , l'antenne se comporte, à cette fréquence, comme un aérien demi-onde. Enfin, si l'ensemble de l'antenne correspond à une demi-onde à la fréquence de F_3 l'ensemble des circuits T_1, T'_1 ; T_2, T'_2 est inopérant, étant loin de la résonance. Nous sommes donc bien en présence d'une antenne multibandes à commutation électrique automatique. Dans la pratique, les circuits accordés portent le nom de **trappes**. Tel est le principe de cette antenne, dont nous saluons la naissance dans sa version française, grâce à l'esprit avisé d'un amateur français, F9AQ, qui lui a donné naturellement son nom et protégé l'originalité de la réalisation pratique par un brevet (n° 7224 0 65). Le matériel qui entre dans sa fabrication a été parti-

culièrement étudié et sélectionné. Les trappes, qui sont des éléments essentiellement critiques sont protégées contre les intempéries, par des tubes de PVC dur. Le branchement au centre, qui s'effectue par une prise standard professionnelle SO 239, est noyé dans la résine polyester qui assure rigidité mécanique et étanchéité. Il en est de même pour les isolateurs terminaux.

Deux versions sont disponibles, qui acceptent une puissance crête de 500 W :

- le modèle TR4, à quatre trappes, qui mesure 33 m hors-tout ;
- le modèle TR8, à huit trappes, figure 2, qui ne mesure que 24,84 m et fonctionne en dipôle demi-onde sur toutes les bandes de 3,5 à 30 MHz. En effet, sur 80 m, la partie filaire se trouve augmentée de la longueur du fil qui compose les huit trappes et qui est loin d'être négligeable. Il faut reconnaître que sur cette bande, le rendement est particulièrement remarquable, avec tou-

tefois, le défaut d'une bande passante très réduite, centrée sur 3,650 MHz. De ce fait, pratiquement seuls, 150 MHz peuvent être exploités. Le ROS aux extrémités de bande est prohibitif (voisin de 3/1). Il est bien évident que l'antenne multibandes, réglée une fois pour toutes, ne peut être qu'un compromis. Le dégagement par rapport aux obstacles environnants, ainsi que les conditions atmosphériques ou une influence déterminante sur le régime d'ondes stationnaires relevé sur les autres bandes, ce qui nous conduit aux réflexions suivantes :

ANTENNE COAXIALE (144-146 MHz)

L'antenne que nous décrivons a déjà trouvé un certain nombre d'applications commerciales et professionnelles. Elle peut être réalisée aisément par un amateur normalement habile et couvre sans précautions particulières l'ensemble de la bande 144 MHz avec un ROS maximum de 1,1/1.

Il s'agit, en fait, d'un doublet demi-onde, alimenté en son centre, mais présentant une certaine dissymétrie entre les deux quarts d'onde qui la composent, ainsi que la montre la figure 3.

La partie supérieure est un fouet $\lambda/4$ en tube de cuivre ou de laiton de 6 mm de diamètre minimum. (Plus le diamètre sera important, plus large sera la bande passante). Cet élément est enfoncé à force et éventuellement collé dans une rondelle épaisse d'isolant présentant une bonne tenue en VHF et néanmoins susceptible d'être travaillé et percé. La jupe inférieure est constituée par un tube mince de 48 mm de diamètre, en cuivre ou en laiton, et de 470 mm de long, fermé à une extrémité par une rondelle de même métal, soudée sur son pourtour et percée à 18 mm en son centre, pour recevoir, également soudé,

un tube de ce diamètre et d'au moins 570 mm de long, dans lequel a été passé un tronçon de même longueur de câble coaxial 70 Ω dont la gaine est soudée aux deux extrémités et l'âme au fouet supérieur. Une autre rondelle isolante mince, sert de guide, au conducteur central pour lui conférer la rigidité suffisante. L'embase isolante supérieure est fixée par quatre boulons au fond de la cavité ainsi formée. Le conducteur central se termine par une prise SO 239 sur laquelle vient aboutir l'âme du câble coaxial au point central, la gaine du tube. Cette partie apparente doit mesurer au moins 100 mm et peut alors être réunie à la masse d'un mât métallique.

Cette antenne qui ne demande aucune mise au point fonctionne évidemment en polarisation verticale, comme la ground-plane, mais du fait de ses caractéristiques demi-onde, ne demande aucun plan de sol, donc aucun radian. Le tube intérieur joue le rôle d'écran, par rapport au câble intérieur qui se trouve soustrait à l'influence des tensions HF rayonnées par l'antenne. L'alimentation se fait dans les conditions les meilleures par un câble de longueur quelconque. Les résultats sont supérieurs à ceux des autres antennes verticales du fait de son angle de rayonnement très bas sur l'horizon.

UNE ANTENNE VERTICALE O.C. SIMPLE A REALISER (GROUND-PLANE)

Le problème nous ayant été soumis de trafiquer dans de bonnes conditions et à grande distance malgré un espace restreint qui peut être par exemple un jardinnet ou une terrasse d'immeuble, nous avons réalisé, à titre de confirmation, car la technique en est connue, une antenne verticale

monobande, successivement pour la bande 21 MHz, puis pour la bande 14 MHz qui sont, aux dimensions près, identiques.

L'antenne comporte trois éléments :

— 1 fouet quart d'onde (3,50 m ou 5,20 m) ;

— 1 mât de 5 m de préférence en dural de 30 mm ;

— 4 radians (3,50 m ou 5,20 m) qui sont assemblés, comme le montre la figure 4, sur une plaque de 250 x 150 x 12 mm de plastique dur appelé « Leucoflex » fixé solidement au sommet du mât par deux colliers convenablement bloqués. A la base de la plaque, et isolée du mât, une cornière d'aluminium est fixée par deux vis pour une de ses faces, cependant que l'autre comporte un trou de 4 mm à chaque extrémité et reçoit, à 5 cm d'une extrémité, un socle SO 239 sur lequel viendra aboutir le câble d'alimentation. Chaque trou est destiné à recevoir un boulon, avec écrou et rondelle Grower, fixant solidement en place une grosse cosse à souder de laquelle partiront deux radians préalablement taillés à la longueur voulue. Le fouet sera mis en place, du même côté et juste au-dessus du socle SO 239 qui lui est raccordé. Là encore, deux colliers en U sont utilisés pour le maintenir fermement en place. Après cela, le tout étant dressé, il conviendra d'isoler l'extrémité libre de chaque radian et de le tendre comme on ferait avec un hauban. Chaque isolateur (poulie ou œuf de faïence vernie) sera complété par une longueur de fil de fer convenable pour permettre de le fixer au sol en un point déterminé ; c'est-à-dire à 5 m du pied du mât. Une fois les piquets plantés à bonne distance et répartis régulièrement autour du centre, il ne reste plus qu'à tendre chaque radian-hauban pour stabiliser fermement l'aérien.

Les dimensions du fouet et des radians sont évidemment critiques et il convient de les calculer et de les ajuster avec soin. Nous

sommes, pour ce faire parti de la formule, $L = 71,5/F$, dans laquelle L est la longueur du fouet quart-onde et F (MHz), la fréquence de travail ou, plus précisément, le centre de la bande de fréquences que l'on désire exploiter.

Ayant choisi 21,200 et 14,150 MHz, nous trouvons pour le fouet 21 MHz, une longueur de : $71,5/21,2 = 3,37$ m et pour celui de la bande 14 MHz : $71,5/14,15 = 5,06$ m.

Nous aurions pu réaliser cette partie avec du tube industriel de cuivre ou d'aluminium, mais nous avons préféré utiliser des fouets télescopiques en provenance des surplus, dont la longueur est insuffisante (ceux que nous possédons ne mesurent, complètement déployés que 3,90 m), mais dont l'intérêt réside dans la mise au point très précise puisque la longueur de l'antenne peut être ajustée au millimètre près. Ces fouets présentent, par ailleurs, à la base, un diamètre de 18 mm, qui est très favorable à la bande passante que nous avons pu ainsi obtenir (ROS minima = 1,1/1 — en extrémité de bande = 1,4/1). Afin d'atteindre la longueur requise sur 14 MHz, nous avons ajouté une section supplémentaire en tube d'aluminium de 18 mm de diamètre intérieur, fendu sur une largeur de 10 cm environ à une extrémité, ce qui permet d'assurer un serrage énergique, donc un contact franc, en utilisant un simple collier à eau. La longueur de cette partie rapportée est telle que le fouet ainsi constitué mesure quelque 10 à 15 cm en trop, avant réglage : la dernière section sera réglée en conséquence pour obtenir la longueur cherchée. Tout cela est donc extrêmement simple. Les radians seront ajustés à 1,025 fois la longueur du dipôle quart d'onde, soit respectivement 3,45 m et 5,18 m, fixés par deux à la cornière support, munis d'un isolateur terminal et enfin tendus pour jouer en même temps le rôle d'un hauban à partir d'un point au sol situé à 5 m du pied du mât. Ils

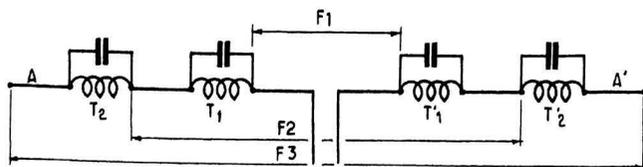


Fig. 1

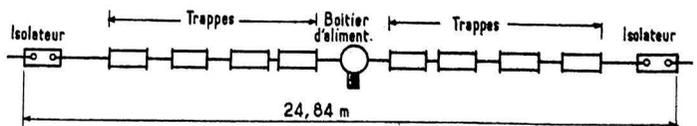


Fig. 2

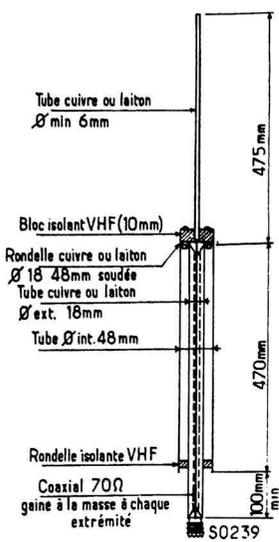


Fig. 3

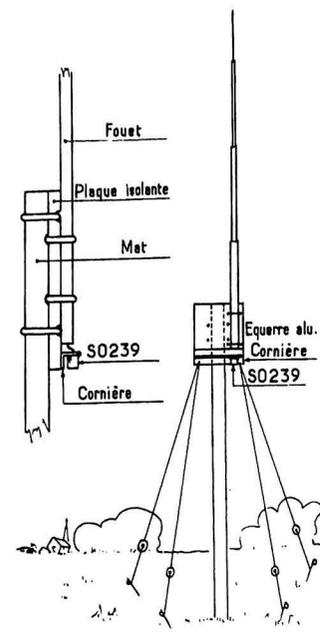


Fig. 4 et 5

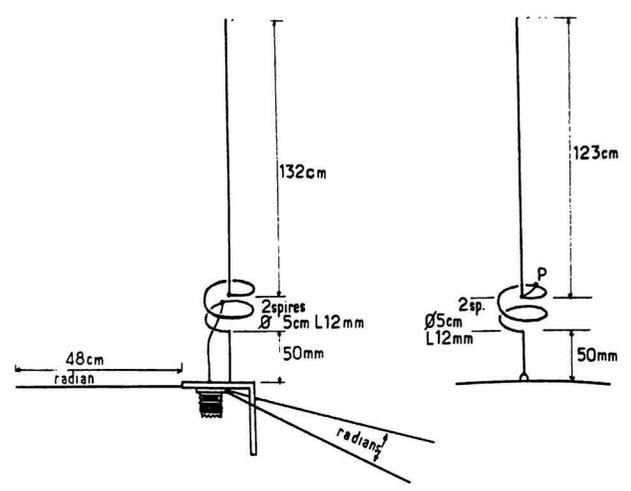


Fig. 6

formeront ainsi un angle d'environ 135° avec le fouet, ce qui permet de relever l'impédance à la base du fouet et d'adapter, sans désaccord notable, un câble de 50 Ω, voire de 75 Ω, ainsi que le montre l'image de l'impédancemètre. Une antenne aussi simple ne demande pas de développement excessif.

Disons, pour terminer, qu'en une heure de trafic, nous avons pu contacter aux essais : l'Australie, l'Iran et le centre des USA, avec un confort total, avec une émission SSB de 200 W P.E.P. Ce résultat était parfaitement prévisible en raison de l'angle de départ très bas sur l'horizon des antennes verticales, même basses, ce qui est finalement très profitable pour les liaisons à grande distance. Il était, croyons-nous, bon de le rappeler.

**L'ANTENNE 5/8
D'ONDE
SUR 144 MHz**

Une version commerciale d'origine allemande est apparue sur le marché voilà quelques années. Son intérêt réside à la fois dans ses dimensions encore très acceptables sur la bande 2 mètres et dans son gain, estimé à 2 dB, par rapport à un quart d'onde.

Deux versions sont proposées. La première sera retenue en vue d'une utilisation en station fixe, tandis que la deuxième est destinée à prendre place sur une surface réfléchissante, en principe le toit d'une voiture qui tient lieu de sol artificiel.

Les deux antennes ont en commun de comporter un fouet vertical, de longueur légèrement différente, prolongé par une bobine de deux spires de 50 mm de diamètre, terminées par une partie droite de 50 mm dans le prolongement du fouet et soudée solidement sur un morceau de fer blanc épais, ultérieurement plié en cornière, comme le montre la figure 6 A et recevant également sur socle SO 239 en vue du raccordement de la ligne d'alimentation. On utilisera du fil de cuivre non recuit de 35/10 mm en partant d'une longueur de 180 cm. A partir d'une dizaine de centimètres d'une extrémité, on chauffera au bec à gaz ou à la lampe, une longueur d'environ 25 cm, de manière à former — en se servant d'un mandrin de ce diamètre — une bobine de 2 spires, prolongée par la partie rectiligne qui constitue le fouet. Si le fouet est finalement coupé à 123 cm et la partie inférieure à 50 mm ; mesurés à partir de la bobine, on obtient la version « mobile » qui reçoit l'âme du coaxial 50 Ω à la base, cependant que la gaine est réunie au toit de

la voiture par une soudure franche ou une cosse énergiquement bloquée.

Le fouet de la version « fixe » mesure 132 cm et sera coupé à un peu plus de cette longueur, de même que la partie inférieure sera coupée à 50 mm et soudée dans un trou de 35/10 mm, percé très près de l'embase de laquelle part un fil de 10 cm qui trouvera un point d'appui définitif à déterminer sur la bobine. Les radians, taillés à 48 cm, au nombre de 3, sont soudés sur l'embase au voisinage de la prise S.O et écartés l'un de l'autre de 120°.

La mise au point réside dans la fixation du point d'alimentation. On commencera par réunir l'extrémité du fil libre à 1/2 tour de la base et on effectuera alors une mesure du rapport d'ondes stationnaires, que l'on notera. A mesure que l'on déplace cette prise par demi-centimètre à la fois vers le haut de la partie hélicoïdale, on vérifie que le ROS diminue graduellement, jusqu'au moment où il remonte légèrement. Il faut s'arrêter juste avant et toujours noter la mesure, couper alors une faible longueur à la pointe du fouet, par exemple 1 cm, maximum. Comme le fouet a été taillé volontairement un peu long, cette manipulation doit diminuer légèrement la lecture du ROS. Après une deuxième amputation qui doit aller dans le même sens, vé-

rifier que la prise se situe toujours au point optimum, sinon la modifier. Et ainsi de suite... Bref, au bout de quelques retouches, on atteint pratiquement à la disparition de tout régime d'ondes stationnaires et il ne reste plus qu'à souder généreusement la prise d'adaptation. Par la version « mobile », c'est au moyen d'un court-circuit partiel de la spire supérieure que s'effectue la mise au point. Pour cela, à la base du fouet, un fil de 6 cm est soudé, qui prend appui au point P de la bobine pour lequel le ROS est le plus réduit possible. Cette manipulation est plus sûre que celle qui consiste à couper le fouet millimètre par millimètre. Le point le plus favorable étant déterminé, il ne restera plus qu'à souder le court-circuit partiel.

Robert PIAT (F3XY)



TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte envoyé (date limite : le 18 du mois précédant la parution), le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 43, rue de Dunkerque, Paris 10^e.
C.C.P. Paris 3793-60

Offre d'emploi, la ligne TTC 9,00 F
Demande d'emploi, la ligne TTC 6,00 F
Achat de matériel, la ligne TTC 10,00 F
Vente de matériel, la ligne TTC 10,00 F
Fonds de commerce, la ligne TTC 12,00 F
Divers, la ligne 12,00 F
Domiciliation au Journal TTC 10,00 F
Forfait encadrement TTC 22,00 F

Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte avant le 18 du mois précédant la parution.

Annonces commerciales : demander notre tarif.

Offres d'emplois 9,00 F

Entreprise de dépannage TV recherche Dépanneurs TV N/B et couleur (même débutant) avec PC pour extérieur 631.74.72 pour R.V.

Bretagne, recherche pour clientèle T.V. et radio téléphone, collaborateur technique ht. qualif. URGENT. Ecrire au journal qui transmettra N° 02.

Mag. Ville S et L. rech. Techn. qual. Radio-TV coul. recyclage possible - possib. logem. Bon salaire. Commis. sur encas. et sur ventes. Ecrire au journal qui transmettra N° 021.

CLUB MEDITERRANEE recherche Techniciens, Opérateurs Son et Eclairagistes spectacles. Célibataires, dégagés des obligations militaires, possibilité de stage non rémunéré dans villages de vacances hiver. Engagement saisonnier du 1^{er} mai au 30 septembre - Téléphoner au 742.07.83.

RECH. pers. disposant 8 h par semaine pour relever et transcrire adresses chez elles. A.S. H.P. 75 - 56, rue Chalou - 79400 St Maixent l'Ecole, joindre 2 timbres et enveloppe à l'adresse.

Recherchons Dépanneur TV et TVC — éventuellement connaissances dépannages électroménager acceptées — VANDELANNOITE, 17, rue Grande, ISSOUDUN (Indre).

Constructeur enceintes rech. VRP mult. Ets CHORON, 13 rte de Marlotte, MONTIGNY SUR LOING. Tél. 423.93.16.

RECHERCHONS 1 TECHNICIEN TELE COULEUR sérieuses références exigées (possibilité logement). DESURY, rue Pasteur - 44110 Chateaubriant. Tél. 81.21.29.

Dépanneurs télé-radio avec permis même début. poss. mi-temps pl. stable. Tété DURET, 29, rue Duret Paris 16^e.

EREYD — SUPERELEK recherche

— Monteurs/Cableurs. euses
— Monteuses
— Vendeur — technicien
S'adresser
24, rue des Taillandiers
75011 — PARIS
sur rendez-vous uniquement. Tél. : ROQ.65.15

SOCIETE EN EXPANSION RECHERCHE POUR POSTE STABLE TECHNICIENS

ayant quelques années expérience en maintenance radio hi-fi gd public

Bon salaire × 13 — nbx av. scx. Tél. 346.11.38 — poste 78

PETITES ANNONCES

océanic

recherche

agents techniques électroniques

• Niveau AT 2

pour laboratoires avec expérience domaine études et recherches sur matériel radio, télévision.

• Niveau AT 1 - AT 2

pour travail itinérant en service après-vente. Permis de conduire indispensable et expérience dépannage radio, audio, TV noir et blanc, couleur.

Ecrire ou téléphoner pour R.V. Madame TROUVE, Sce du Personnel, 97, avenue de Verdun, 93230-ROMAINVILLE, 843-43-43.

Sté en pleine expansion ch:

DEPANNEURS TELE
extérieur (voiture fournie)
DEPANNEURS ATELIER
POSEURS ANTENN. LIVR.

Se prés. matin, 1, allée des Tilleuls - 93 Bondy.
Tél. 738.57.92.

ALAN KIT Constructeur recherche pour ses départements Stéréo HiFi et Modules Kit : DISTRIBUTEURS REVENDEURS, toutes régions. Ecrire 123, rue de Bagnoux, 92 Montrouge ou tél. 735.53.34.

LA CIE CONTINENTALE EDISON

recherche pour
PARIS et la PROVINCE

AGENTS TECHNIQUES spécialistes TELEVISION COULEUR

Envoyer C.V. et prétentions au SERVICE du PERSONNEL B.P. 110 91302 MASSY ou tél. au 920.84.72 poste 569.



Technicien - Conseil

Télévision Couleur

Notre Division Vidéo recherche pour région LIMOGES.

1 Agent Technique-Electronicien, niveau BTS, AT2 ou AT3, ayant au moins 2 ans de pratique en dépannage TV-couleur, pour :

- conseiller et former les techniciens SAV de nos revendeurs ;
- étudier les problèmes techniques locaux.

RECYCLAGE PERMANENT
FONCTION ITINERANTE

Adr. lettre manusc., C.V. photo et présent., sous référ. 329, au

PHILIPS

Département
du Personnel
50, av. Montaigne
75008 PARIS

SOLISELEC

— libre-service —
GENTILLY (94) en bas du 14^e

137, av. P.-V. Couturier
(parallèle au périphérique)
Tél. 735.19.30
735.19.31

Avise les bricoleurs que sa publicité paraîtra en Février, Avril, Juin, Septembre, Novembre, Décembre ; si entretemps vous désirez voir sa publicité. Veuillez faire parvenir une enveloppe timbrée à votre adresse.

Important Constructeur Hi-Fi dans le cadre de son expansion, recherche représentants multi-cartes, régions disponibles. S. I.M.E.T., 26, rue Etienne-Marcel. 75002 Paris.

Constructeur stéréo HiFi et modules BF recherche REPRESENTANTS MULTI-CARTES, bien introduits grossistes et revendeurs pour toutes régions. Ecrire au journal qui transmettra n° 1110.

IMPORTANTE Sté d'IMPORTATION matériel HIFI rech. AT pour S.A.V. Poste d'avenir. 278.15.50

LES CYCLADES recherche

VENDEUR TECHNICIEN

11 bd Diderot Paris 12^e
Tél. 628-91-54
343-02-57

Demandes d'emploi 6,00 F

REPRESENTANT
MC RADIO TV HIFI MENAGER
TRES INTROD. clientèle Sud-Ouest cherche carte complémentaire. Ecrire D6682 Havas Bordeaux.

Jeune Homme, connaissances sérieuses Hi-Fi et électronique cherche emploi Vendeur chez très bon revendeur Hi-Fi. S'adresser Monsieur Philippe HERNOT, Impasse de Beauchamp - 22300 LANNIER.

J. H. 25 ans DM BAC C 2 ans études sup. Sens resp. et méth. 5 ans exp. disk-jockey
Animation : night-club, radio, show
Technique : création réalisation complète, équipement électro acoustique de 2 night-clubs
Cherche poste responsabilité et création dans grande ou petite société créant, utilisant ou diffusant matériel électro acoustique
Représentation exclue
Lieu de travail : Rég. Paris de préf.
Prétentions : 40 000 F par an
TEL. H.B. : 687-22-36, poste 669
Henri TOUSSAINT

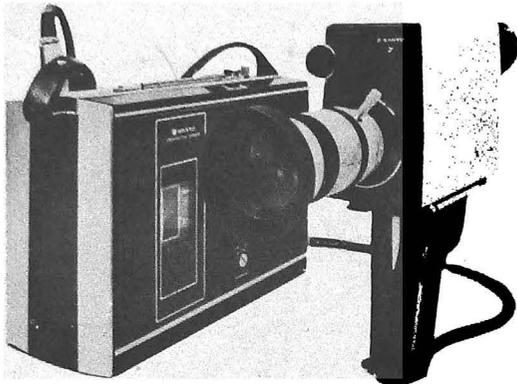
Fonds de commerce 12,00 F

BAIL A CEDER RADIO ELECTRO-MENAGER ou tous commerces. Distribution Philips, très sollicité en dépannage, bien situé 77, rue d'Odessa, 93 Bobigny. Tél. 845.33.96, fermé le lundi

Cède Fonds de commerce électronique en plein centre de Paris, intéressant pour Technicien. Téléphoner 770-41-37.

TERAL VOUS PRÉSENTE AU
30, RUE TRAVERSIERE SON
DEPARTEMENT AUDIO-VISUEL

SANYO VIDEO



**GRANDE NOUVEAUTÉ
MONDIALE**
**MAGNETOSCOPE
A CASSETTES
PORTATIF**
(Décrit HiFi Stéréo janv. 1975)

VTC 7100 - Enregistreur-lecteur compact à cassette 1/2 pouce. Editing AUDIO, RALENTI-ARRET SUR IMAGE, IMAGE PAR IMAGE, Sélecteur vidéo pour CAMERA-TV. Enregistrement automatique AUDIO-VIDEO. Alimentation par batterie rechargeable incorporée. Livré avec cordon et housse de transport.

L'ENSEMBLE 12 000 F TTC

L'ENSEMBLE COMPRENANT :

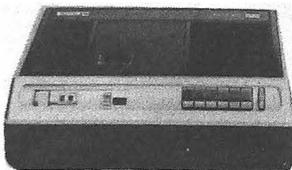
- VTC 7100 avec chargeur VAR3
- Camera VC500 avec 200M 6X micro incorporé (F 2,3/12-72 mm).

PROMOTION 17 949 F

CASSETTE AUDIO-VIDEO

20 minutes 207 F TTC
422B moniteur 22 cm 1 620 F TTC
422B - moniteur 22 cm avec son 1 900 F TTC

Radiola



**MAGNETOSCOPE A CASSETTES COULEURS
ET NOIR ET BLANC.**

VIDEO
Système : 625 lignes. Bande passante : 2,7 MHz. Rapport signal/bruit : > 40 dB.

AUDIO
Bande passante : 120-12 000 Hz. Rapport signal/bruit : > 35 dB. Niveaux d'entrée :

- Microphone : 0,1 mV/1 kΩ
- Modulation : 100 mV/1,5 MΩ

Prix 6 480 F

CAMERA

LDH 8300 : Valise comprenant 1 caméra portable équipée d'un Zoom à visée reflex 1 alimentation, 1 modulateur et 1 micro 5 990 F

AKAI MAGNÉSCOPE



Ensemble Akai VT 100 S. 1) Magnétoscope portatif (compteur, arrêt sur l'image, réglage de compatibilité d'une prise micro supplémentaire). 2) Caméra (visée reflex, zoom 10-40 mm/ x 4). 3) Moniteur (écran 7,5 cm). 4) Bloc-alimentation.

INFORMATION SPÉCIALE

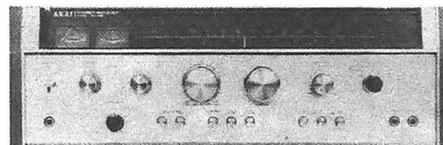
Le service technique TERAL a mis au point un adaptateur spécial permettant d'enregistrer les émissions télé en direct sur les TV équipés d'une prise vidéo l'adaptateur 170 F.

L'ENSEMBLE

6 299 F

**OUI...TERAL VOUS OFFRE TOUJOURS AVEC LE CELEBRE
AKAI AA 930 DE MULTIPLES COMBINAISONS DE CHAINES**

AKAI[®] AA 930 SUPER PROMOTION



LE CÉLÈBRE AMPLI TUNER AKAI AA 930. - FM-PO - 2 x 48 W normes AFNOR à 1 000 Hz - permet de sortir sur 3 groupes de HP. séparés ou additionnés 2 par 2 - Raccordement de 2 platines, 2 micros, un auxiliaire, 2 magnétophones avec monitoring - réglages de basses et aiguës séparés sur chaque canal. Le AA 930 est équipé des Filtres Passe-Haut et Passe-Bas, Loudness, Mutting.

POUR : **4 600 F**

POUR : **5 400 F**

- Ampli-tuner **AKAI AA930**
- Platine aux choix : **PL12D PIONEER - THORENS TD165 - AKAI AP004 - B et O 1203 - GARRARD 86SB**
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : **KEF chorale - C3X - Esart E30S - SCOTT S17**

PRIX DE L'ENSEMBLE 4 600 F

- Ampli-tuner **AKAI AA930**
- Platine au choix : **AKAI AP004 - THORENS TD165 - B et O 1203**
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : **3A ADAGIO - SCOTT S11 - FUGUE 50 - JBL L16**

PRIX DE L'ENSEMBLE 5 400 F

marantz[®]

- **AMPLIFICATEUR 1030 MARANTZ**
2 x 15 W normes AFNOR à 1 000 Hz.
- Table de lecture **PIONEER PL 12 E.**
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes **SCOTT S17**

L'ENSEMBLE 3 100 F

1030 MARANTZ



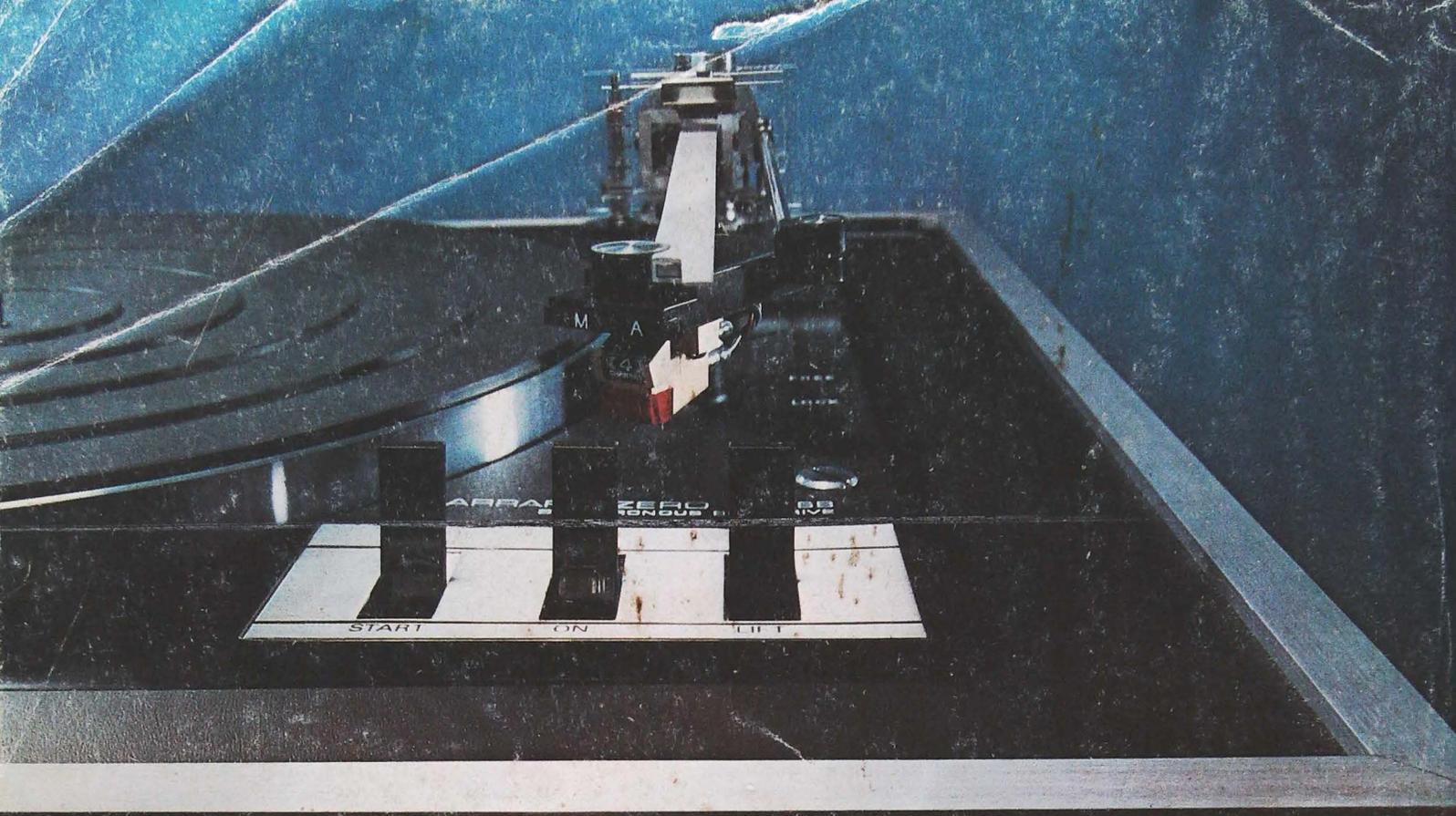
- **AMPLIFICATEUR 1060 MARANTZ.**
2 x 30 W normes AFNOR à 1 000 Hz.
- Table de lecture **THORENS TD 165** ou **AKAI APO04.**
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes **3 A Allegretto** ou **Scott S11**

L'ENSEMBLE 4 650 F

1060 MARANTZ



BIFI-CLUB TERAL - 30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS - Tél. 307.47.11 - 307.87.74 - 344.67.00
Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 h à 19 h 45
Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM



une réussite européenne : la table de lecture *Garrard* zéro 100 S.B.

- la "zéro 100 S.B." est la seule table de lecture équipée du bras de lecture de type parallélogramme.
- l'entraînement du plateau de la "zéro 100 S.B." s'effectue par moteur synchrone et courroie.



en vente chez tous les spécialistes Hi Fi

diffusé par :

Importateur et distributeur :

FILM & RADIO

6, rue Denis-Poisson - 75017 Paris
tél. : 755.82.94

**Garrard-Frank-Bib - Jensen
Excel-Sound - Lafayette**

P.C. 3002