

7 f
504 PAGES
1^{re} ANNÉE - No 1553 DU 15 MAI 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- RÉALISEZ : UN CONVERTISSEUR 110/220 V - 50 HZ ■ UN PRÉAMPLI CORRECTEUR POUR TÊTE DE PICK-UP MAGNÉTIQUE ■ UN COMMUTATEUR 4 VOIES POUR OSCILLOSCOPES
- BANCS D'ESSAI : L'AMPLI-TUNER BST IC 312 ■ LE MAGNÉTOPHONE TEAC A170 ■ LA TABLE DE LECTURE MICRO DDI ■ LA TÊTE DE LECTURE GOLDRING G900



High Fidelity
phonia

SUISSE : 5 FS • ITALIE : 1100 LIRES • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA : 2,25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 MIL.

HAUT-PARLEUR

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

ouvre tous les aspects de l'électronique avec ses rubriques spécialisées :

- 1) **LE HAUT-PARLEUR.** Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.
- 2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE.** Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.
- 3) **H.P. - SONO - Musique - Light Show.** La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- 4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.** Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
12 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :

1 Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
1 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
1 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

11 numéros HAUT-PARLEUR :
ELECTRONIQUE PRATIQUE »

11 numéros HAUT-PARLEUR :
ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

2 numéros HAUT-PARLEUR
SONO Musique Light-Show »

FRANCE 140 F
ETRANGER 205 F

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

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

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

sommaire

B.F. - Technique générale - Hi-Fi

- | | Page |
|---|------|
| ● Le magnétophone ASC AS 5002..... | 155 |
| ● Le magnétophone à cassette TEAC A170..... | 163 |
| ● La tête de lecture GOLDRING G900..... | 169 |
| ● Le tuner amplificateur B.S.T. IC312..... | 175 |
| ● La table de lecture MICRO DD1..... | 180 |
| ● Les casques en haute fidélité..... | 223 |
| ● L'entretien des disques..... | 228 |
| ● Etude d'un vumètre à affichage par diodes électroluminescentes..... | 300 |

Radio - T.V. - Technique générale

- | | |
|---|-----|
| ● Le radio réveil GRUNDIG SONO CLOCK 21..... | 171 |
| ● Progrès et transformation de la télévision sur grand écran..... | 215 |
| ● Qu'est-ce qu'un téléviseur ?..... | 231 |
| ● La vidéofréquence et ses applications..... | 320 |
| ● L'autoradio SHARP RG5300..... | 327 |
| ● Etude d'un module tuner stéréo FM - GO - ACER..... | 332 |

Electronique - Technique générale

- | | |
|---|-----|
| ● Qu'est-ce que le décibel ?..... | 237 |
| ● ABC : Détecteurs de gaz et de fumée..... | 241 |
| ● Redresseurs et petits transformateurs..... | 293 |
| ● Bobinages et condensateurs en courant alternatif..... | 295 |
| ● L'électronique sous le capot..... | 304 |
| ● Générateurs de bruit..... | 324 |

Réalisations

- | | |
|--|-----|
| ● Comment voir une table de vérité avec le système de visualisation : TTL - TEST - A - DIODES..... | 183 |
| ● Commutateur à 4 voies pour oscilloscope..... | 189 |
| ● Réalisez un module de réverbération..... | 195 |
| ● Télécommande à infrarouge pour REVOX A77..... | 200 |
| ● Variateurs et régulateurs de vitesse pour petits moteurs..... | 208 |
| ● Ensemble TF6/76 : Les servomoteurs..... | 263 |
| ● Un convertisseur 12 V/220 V/50 Hz..... | 270 |
| ● Un chenillard économique et extensible..... | 279 |
| ● C.I. Pourquoi pas ! Préamplificateur pour PU magnétique..... | 284 |
| ● Commande réaliste pour chemin de fer miniature..... | 289 |
| ● En kit : L'ordinateur ALCYANE..... | 308 |

Journal des O.M.

- | | |
|--|-----|
| ● L'émetteur-récepteur SOMMERKAMP FT221..... | 347 |
| ● Un émetteur FM 144 MHz..... | 357 |

Divers

- | | |
|-----------------------------------|-----|
| ● Informations, nouveautés..... | 151 |
| ● Sélection de chaînes Hi-Fi..... | 339 |
| ● Notre courrier technique..... | 342 |
| ● Petites annonces..... | 355 |

Copyright - 1976
Société des Publications
radioélectriques et
scientifiques

Dépôt légal 2^e trimestre 76
N^o éditeur : 288
Distribué par
« Transport Presse »



Commission Paritaire N^o 66 701

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A

140 000

EXEMPLAIRES

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

APRÈS LE SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

AVEC 72 280 cartes permanentes délivrées aux visiteurs de 85 pays, le Salon international des composants électroniques enregistre, en 1976, une progression de 18,38 % par rapport à 1975.

Inauguré par M. Michel d'Ornano, ministre de l'Industrie et de la Recherche, le Salon international des composants électroniques s'est tenu à Paris du 5 au 10 avril 1976.

Il groupait 1 013 exposants de 28 pays dont 453 Français et 560 étrangers.

72 280 cartes d'entrées permanentes ont été délivrées aux visiteurs identifiés, dont 9 055 visiteurs étrangers en provenance de 84 pays.

Malgré l'absence de la section « Mesure » on enregistre une progression du nombre des visiteurs : + 18,38 % par rapport à 1975.

Le prochain Salon international des composants électroniques présentera les sections, composants - mesure - matériaux - équipements, produits et méthodes. Il aura lieu du 31 mars au 6 avril 1977.

TECHNO-PROFIL

La Société Techno-Profil, 14, rue de Fontenay à Vincennes, spécialisée dans « l'habillage électronique » (boîtiers, châssis, armoires, pupitres), vient de sortir une nouvelle gamme de boîtiers aux normes DIN (72 x 144 et 72 x 288).

Ces boîtiers sont en stock en quatre profondeurs : 150 mm, 200 mm, 250 mm, 300 mm.

Ces boîtiers sont plus particulièrement adaptés aux appareils numériques de tableau, mais peuvent aussi être fournis avec pieds béquilles.

RECTIFICATIF

Le laboratoire de l'amateur électronique. Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser d'un certain nombre d'erreurs qui se sont glissées dans l'article

de cette rubrique consacré à la description d'un **Fréquence-mètre Digital Simplifié** (H.P. n° 1539, page 184 et suivantes).

Nous indiquons ci-dessous les corrections à apporter au texte et aux figures :

Figure 40 A : supprimer les fraisages D20 et M35.

Figure 40 B : mettre une connexion entre G36 et J36 et entre L36 et M36 ; mettre une résistance de 3,3 k Ω entre B3 et H3 (au lieu de 33 k Ω entre B3 et I3) ; la résistance de 10 k Ω et le condensateur de 0,1 μ F partant respectivement de N4 et N2 sont à réunir à H4 et H2 et non à la ligne I comme indiqué par erreur ; supprimer l'indication fléchée 10 kHz sur la ligne I, page 185 (premier tableau de fraisage) ; supprimer D20 et M35.

Figure 41 : la connexion est à établir entre F39 et E39 (et non D39), page 188 : au lieu de : « Relier M42 (entrée) à B2 (affichage) » lire : « Relier M42 (entrée) à C2 (affichage) ».

TOUT L'AUDIO VISUEL CENTRALISÉ

Continental Distribution bénéficie d'une situation exceptionnelle : en plein cœur de Paris, juste à côté du Châtelet, ce centre de distribution est devenu, en quelques mois, le point de rencontre des amateurs de haute fidélité et de tous les passionnés de son et de nouveauté électronique. Grâce à son grand auditorium, le client peut choisir tranquillement les différents éléments de sa future chaîne Hi-Fi. A noter aussi une vaste gamme de téléviseurs couleur japonais allant du portatif

petit écran, en passant par le fameux récepteur Sony Trinitron. Un deuxième département, celui de l'audio-visuel regroupe toutes les marques les plus réputées comme Sony - Akai - IVC - Toshiba - Belle et Howell - Kodak, tant dans le domaine de la vidéo que celui du cinéma 16 mm ou du matériel plus spécialisé tel que projecteurs de diapos, rétroprojecteurs, etc. Enfin, un rayon photo et cinéma amateur avec en tête des noms comme Canon - Nikon complètent admirablement cet ensemble qu'est devenu Continental Distribution 7, bd de Sébastopol - 75001 Paris.

MANIFESTATIONS AUDIO-VISUELLES DE BIARRITZ 16-19 JUIN 1976

Du 16 au 19 juin se tiendront à Biarritz deux manifestations organisées par le C.N.P.F. : les quatrième journées des programmes audi-visuels de formation et le dix-neuvième festival national du film d'entreprise.

Les journées des programmes audio-visuels doivent permettre à tous ceux dont l'intérêt se porte sur les problèmes de formation, de voir, en un laps de temps très court, les meilleurs programmes existants actuellement sur le marché (vues fixes sonorisées, vidéo, films et ensembles pédagogiques multimédia). Profitant de l'expérience des années passées, le Comité d'organisation a décidé de procéder à une sélection rigoureuse des programmes afin



INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

de ne retenir que des productions de qualité. En même temps, il s'attachera à présenter un échantillon suffisamment représentatif des sujets abordés : économie générale, économie d'entreprise, communication et problèmes humains, alphabétisation, préventions des accidents du travail, techniques professionnelles diverses, recyclages, etc. Les programmes d'une même catégorie seront présentés le même jour, en un même lieu ; les responsables de formation auront ainsi la possibilité de choisir ce qui correspond le mieux à leurs préoccupations. Biarritz leur fournira, par ailleurs, l'occasion de rencontrer les principaux producteurs de programmes puisque ces derniers seront, une fois encore, au rendez-vous.

Si les journées sont consacrées à la formation, le festival national du film d'entreprise, pour sa part, montre l'instrument privilégié que constitue le film de court métrage dans le domaine de l'information économique. Une centaine de films seront présentés aux participants : représentants des groupements professionnels, chefs d'entreprises, chargés de relations publiques, enseignants, etc. Ils pourront ainsi, en trois jours, assister à la présentation des meilleurs films d'entreprises français.

STAGE D'INITIATION À L'ÉLECTRONIQUE

L'Institut national d'Éducation populaire, 11, rue Willy-Blumenthal - 78160 à Marly-le-Roi, à côté de ses stages consacrés à l'audio-visuel et à l'astronomie, vient de mettre à son programme 1976 deux stages « Approche pratique de l'électronique ».

Ces stages, d'une durée de 6 jours, se dérouleront du 24 au 29 mai 1976 et du 11 au 15 octobre 1976.

Réservés aux jeunes jusqu'à 20 ans, ces stages comporteront une partie théorique, les séances pratiques étant consacrées à la réalisation d'un amplificateur Hi-Fi de 2 x 15 W qui restera la propriété de chaque stagiaire.

Les conditions sont particulièrement avantageuses : le voyage est pris en compte par l'Institut pour 50 %, et l'hébergement complet avec repas est fixé à 15 F par jour. Vingt places sont prévues à chaque session.

L'amplificateur réalisé sera celui décrit dans le Haut-Parleur n° 1490, page 189, employant uniquement des circuits intégrés.

Les composants sont offerts par les sociétés Sescosem pour les circuits intégrés, et LCC pour les éléments passifs. Les circuits imprimés sont réalisés par la firme IEA 5, rue Centrale, Vauhallaan - 91430 à Igny. Tél. : 941.08.24.

Pour toutes informations, s'adresser à M. Dargery (tél. : 958.49.11).

OÙ TROUVER LES COMPOSANTS ?

Pour répondre à cette question que de nombreux lecteurs nous posent journellement, nous allons publier chaque mois dans cette rubrique la liste des distributeurs de semi-conducteurs que les constructeurs nous communiquent. Cette rubrique n'est pas publicitaire et son seul but est d'aider nos lecteurs à trouver les composants essentiels des montages que nous leur proposons.

Voici par régions les distributeurs des semi-conducteurs Sescosem.

Région parisienne :

Codirel (Codicom) 105, rue Sadi-Carnot - 93170 Bagnolet.

DIEL (Codicom) 73, avenue Pierre-Larousse - 92240 Malakoff.

GEDIS 165-167, rue Jean-Pierre-Timbaud 92400 Courbevoie

53, rue de Paris, 92100 Boulogne.

Nord :

SIDE (Codicom), avenue Robert-Schu-

man, C2 résidence de l'Europe - 59370 Mons-en-Barœul.

Ouest :

SIDE (Codicom), résidence Front de Seine, 41, quai du Havre - 76000 Rouen.
Bellion électronique, 40, quai de l'Ouest B.P. 212 - 29271 Brest Cedex
3, rue Malakoff - 35100 Rennes.

Sud-ouest :

Aquitaine Composants, 30, rue Denfert-Rochereau - 33400 Talence
« Le moulin apparent », route de Paris - 86000 Poitiers.

Est :

CODIREL (Codicom), rue du Grand-Véon - 10000 Troyes.
SELFCO, 31, rue du Fossé-des-Treize - 67000 Strasbourg.

Centre :

Centre Electronique Diffusion, 48, rue de la Parlette - 63000 Clermont-Ferrand.
SEDRE, 27, rue Voltaire - 42100 Saint-Etienne.

Rhône-Alpes

SEDRE, 5, bd des Diablos-Bleus - 38000 Grenoble
10 et 12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne.

Midi-Pyrénées :

SODIMEP, 8, rue Jean-Suau - 31000 Toulouse.

Côte d'Azur :

DIMEL, Le Marino, avenue Claude-Far-rère - 83100 Toulon.
Cabus et Raulot, 59, rue de Village - 13291 Marseille Cedex 2.

Il est possible d'obtenir également des pièces en écrivant à : Sescosem, 50, rue J.-P.-Timbaud - B.P. 120 92403 Courbevoie ; 38120 Saint-Egrève ou 15, avenue C.-Pelletan 13602 Aix-en-Provence.

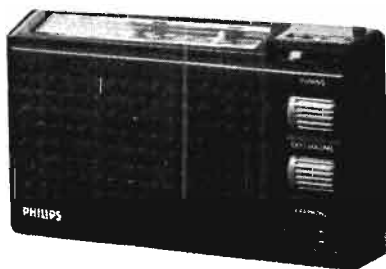


La reine Fabiola de Belgique, qui inaugurerait le récent salon du livre, s'est arrêtée à notre stand où elle a été reçue par M. Bossaert, qui assure la vente de nos éditions en Belgique.

**E.F.E.T.
STAGES PHOTOS
SOUS-MARINES**

Comme chaque année de nombreux candidats amateurs à la chasse photo sous-marine se retrouveront aux Iles des Embiez et de Bendor en juillet et août pour participer aux stages organisés déjà depuis plusieurs années par l'école française d'enseignement technique (E.F.E.T. 117, rue de la Tour - 75016 Paris. Tél. : 504.61.33). Les inscriptions sont reçues à partir de maintenant. Le nombre de places est limité. Il est recommandé d'y souscrire sans tarder.

PHILIPS



Récepteur PO - GO - FM 90 AL 260.

Ce récepteur à trois gammes d'ondes est équipé de 18 transistors et 8 diodes. Il délivre une puissance de 350 mW en régime continu et est alimenté par 4 piles de 1,5 V.

Il comprend un dispositif de tonalité à 2 positions et une prise écouteur située sur la face avant.

La réception se fait par cadre incorporé pour les petites et grandes ondes et par antenne télescopique pour la gamme à modulation de fréquence.

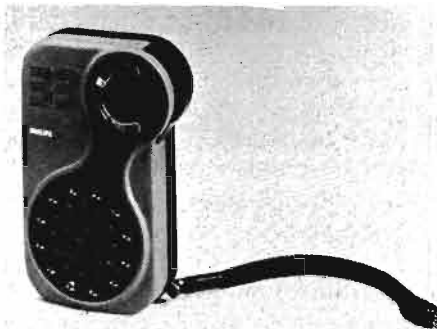
Le haut parleur de 8 Ω d'impédance est de forme elliptique de 5 x 9 cm.

L'appareil est présenté dans un coffret en polystyrène noir de 178 x 106 x 47 mm.

Récepteur 90 AL 033.

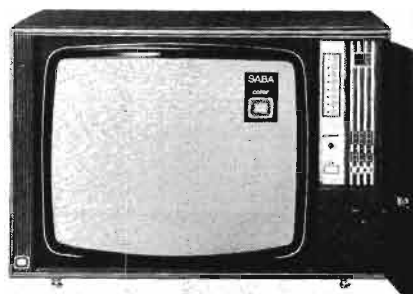
Une autre nouveauté Philips est ce récepteur de poche dont les dimensions 115 x 75 x 35 mm ne dépassent guère celles de deux paquets de Gitane superposés.

Cet appareil reçoit uniquement la gamme GO. Une prise écouteur permet



une écoute discrète. L'alimentation est faite par 2 piles de 1,5 V. Le haut parleur qui équipe ce récepteur mesure 5 cm de diamètre, son impédance est de 8 Ω. Le coffret est en polystyrène.

SABA



Saba lance deux téléviseurs couleur.

Après cinq ans de présence sur le marché français (Saba-France a été fondée en avril 1971), la firme allemande a décidé de fêter cet anniversaire en diffusant une nouvelle gamme de produits : la télévision couleur.

En effet, dès mai 1976, Saba-France distribuera deux modèles de téléviseurs couleur :

- 1 TV couleur 51 cm, P. I. L. type 5141 Micromatic.

- 1 TV couleur 67 cm, 110° type 6741 Télécomputer.

L'objectif de Saba-France est de diffuser 5 000 téléviseurs couleur durant la première année de vente.

AGFA-GEVAERT

Caméra Super 8 Movexoom 6.

Les fonctions de cette nouvelle caméra sont commandées par l'élément MOS (Métal Oxid Semiconducteur) plus petit

qu'une tête d'allumette. Il remplace à lui seul 1 800 transistors et agit à l'intérieur de la caméra comme un cerveau électronique.



Caractéristiques techniques :

Objectif : Agfa-Variostar 1 : 1,8 (14 lentilles).

Focale : 7-42 mm (zoom 6 fois la focale de base).

Visueur reflex avec stigmomètre.

Vitesses : 9, 18, 24, 54 i/s et image par image.

Automatisme pour fondus enchaînés par déclencheur - ouverture et fermeture en fondu par moteur.

Réglage du diaphragme sur un indice autre que celui déterminé par l'automatisme se fait par moteur.

Déclenchement automatique : 10 s de retardement, scènes de 5 ou 10 s.

Automatisme pour prise de vue image par image : 3 i/s, 1 i/s, i/60 s.

Automatisme de trucage : 1 déclenchement 4 images - lampe de contrôle du tournage sur la face étroite.

Alimentation : 6 piles miniatures de 1,5 V. Poids : 1 125 g.

Dimensions : 218 x 226 x 55 mm.

**POMPES
À DESSOUDER
PRO-INDUSTRIA**



Beaucoup d'amateurs se sont aperçus des difficultés qu'on éprouvait à dessouder un composant implanté sur une plaquette en circuit imprimé. Les professionnels se servent de pompes à dessouder depuis pas mal de temps.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

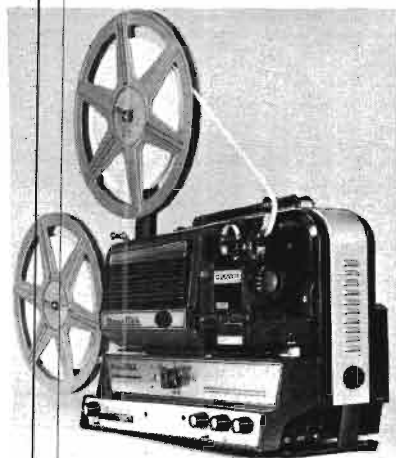
La Société Pro-Industria présente trois modèles de pompes à dessouder dont un petit modèle très pratique pour l'amateur qui peut se livrer à la récupération de composants sur des cartes imprimées.

La Maxi-Super pour l'atelier, l'usine, le laboratoire. Sans recul, avec ressort compensé. Largeur 37 cm, embout en téflon spécial. Piston nickelé corps de pompe inox.

La Maxi-Mini même qualité mais encombrement 22 cm et embout diamètre 1,5 mm.

La Maxi-Micro la plus petite longueur 16 cm, largeur 12 mm, embout diamètre 1,5 mm.

HEURTIER



Projecteur sonore Super 8 à régulation électronique « Duovox ».

Il s'agit d'un projecteur équipé de têtes magnétiques à double circuit pouvant utiliser les deux pistes du film Super 8 ce qui permet éventuellement la sonorisation des films par lecture simultanée de deux enregistrements réalisés séparément.

Caractéristiques techniques :

Projecteur : chargement automatique, deux vitesses 18 et 24 im/s. en marche avant et marche arrière - possibilité de sélectionner la vitesse en cours de projection sans arrêter l'appareil - réembobinage rapide - démarrage instantané sans pleurage - lampe 100 W/12 V à miroir dichroic - objectif zoom Isco ouverture 1:1,3 - focale 16,5 à 30 mm. Bras porte-bobine escamotable (pour bobines de 15 m à 240 m).

Enregistreur : 2 têtes magnétiques : effacement - enregistrement lecture - pleurage inférieur à 0,5 % - surimpression progressive - fondu enchaîné sonore - mélangeur entrée P.U. et micro - contrôle automatique de l'enregistrement - enregistrement sur la piste 1 ou la piste 2 pour le Duovox uniquement. Piste 1 pour le Monoplay. Décalage image/son 18 images.

Amplificateur : entrée P.U. entrée micro - sortie modulation - sortie de puissance 5 W efficaces - haut-parleur incorporé 8 Ω.

TEKTRONIX ANNONCE UN NOUVEL OSCILLOSCOPE DANS LA GAMME TELEQUIPMENT : S 22



Nouveau dans la gamme Telequipment, le S 22 est un oscilloscope portable et autonome.

Comparable à bien des égards au modèle existant, D32, le S 22 est d'un poids très faible (inférieur à 5 kg) et d'un prix très intéressant.

De bande passante 5 MHz, simple trace et 5 mV de sensibilité, cet oscilloscope fonctionne soit sur secteur (de 100 à 250 V), soit sur batterie car il est doté d'une batterie interne rechargeable qui lui assure une autonomie de 4 heures, permettant ainsi à l'utilisateur de se déplacer avec son appareil.

Le S 22 est un appareil robuste, d'une grande simplicité d'emploi. Il dispose d'un dispositif de déclenchement automatique sur signaux de télévision trame et ligne, très utile aux dépanneurs de télévision car il leur apporte une plus grande sûreté d'emploi et un gain de temps appréciable.

Le S 22 est tout naturellement destiné à la maintenance sur le site, que ce soit en informatique, en contrôle industriel, en télévision ou en électronique embarquée.

ITT OCEANIC



Le benjamin des téléviseurs portables ITT Oceanic, le 36 cm noir et blanc ne pèse que 9,2 kg, existe en trois coloris : orange, blanc ou métallisé.

Caractéristiques techniques :

Alimentation batterie/secteur.

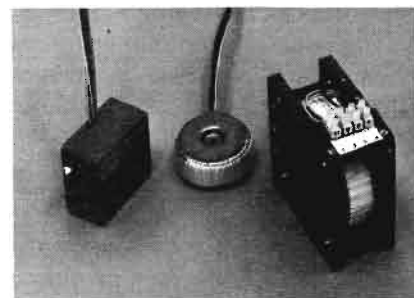
Contrôle automatique de fréquence (CAF).

Sélecteur électronique 7 programmes.

Réglage son et luminosité par potentiomètres à glissière.

Dimensions hors tout : L 377 x H 330 x P 262 mm.

TRANSDUKTOR AK



Nouveaux transformateurs toroïdaux suédois.

Cette firme présentera au salon des composants et à Mesucora plus de 50 modèles standards de transformateurs. Ces transformateurs toroïdaux suédois ont l'avantage d'utiliser peu de cuivre. De forme ronde, ils sont légers et peu encombrants. Dans des conditions d'utilisation normale l'échauffement est nul, les bobines étant à rayonnement central. Trois présentations : nus avec rondelle de fixation (métal et caoutchouc), sous boîtier de makrolon gris ou avec deux joues latérales pour être mis dans toutes les positions. Distribué par Tradelec.

LE MAGNÉTOPHONE



ASC A.S. 5002

SI vous vous souvenez de la forme des magnétophones et aussi des ampli-tuners de Braun, vous penserez avec l'ASC 5002 retrouver un produit de cette marque. En réalité, il y a bien quelques liens entre ces deux firmes puisque la firme ASC a été créée par des gens issus de la firme Braun, ce qui peut expliquer une certaine identité de vue pour la conception esthétique du produit.

L'ASC est un magnétophone assez compact compte tenu de toutes ses possibilités, c'est un appareil qui cache derrière un physique semi-professionnel des aptitudes et une conception qui sont davantage « grand public ». Les bobines sont d'un diamètre moyen, 18 cm, ne comptez donc pas impressionner vos amis avec des bobines de 26,5 cm. L'appareil est entièrement noir, mais un entourage de bois réchauffe quel-

que peu cet aspect. La bobine livrée avec le magnétophone est métallique et sa couleur argentée tranche sur le fond sombre.

Les commandes sont toutes rassemblées dans le bas de l'appareil. A gauche : trois prises DIN : deux pour les microphones et une autre, à 7 broches pour le casque ou un micro. Cette dernière fonction semble paradoxale étant donné que sur une même prise on peut trouver à la fois des signaux forts sortant pour alimenter un casque et des signaux faibles, ceux du micro de droite. C'est ce qui ressort de l'examen du schéma général. Comme nous ne disposons que de ces schémas, en l'absence de notice d'utilisation, nous ne tirerons pas de conclusions trop hâtives.

En allant vers la droite, on trouve d'abord un potentiomètre double (pour les deux voies). Ce bouton règle simul-

tanément le niveau de sortie du magnétophone et celui du casque. Les deux potentiomètres suivants sont doubles et à structure coaxiale ; la forme ergonomique de ces boutons est réglée pour que les boutons soient commandés soit simultanément, dans le cas d'un réglage commun aux deux voies, soit séparément, cas d'un réglage de balance. La paire de gauche commande le niveau micro, celle de droite le niveau radio ou réserve. Au-dessus se trouvent les deux galvanomètres montés dans un boîtier commun.

Le premier commutateur permet le contrôle de l'enregistrement. Ce commutateur est à trois positions, deux « normales » pour l'écoute avant et après enregistrement et une supplémentaire qui est utilisée pour le repérage. Le repérage utilise une lecture à grande vitesse. Les fréquences

ces basses qui ont été enregistrées sont lues à une vitesse beaucoup plus importante qui entraîne une élévation du niveau des aigus. Il y a risque de détérioration des haut-parleurs d'aigus, haut-parleurs qui ne sont pas prévus pour supporter des puissances élevées. Lorsque le commutateur est en position d'écoute que l'on peut qualifier de rapide, un circuit de désaccentuation entre en service pour éliminer une partie des fréquences hautes. A l'écoute, l'oreille ressent une atténuation des fréquences hautes. L'écoute normale à grande vitesse est impossible, les circuits électroniques n'autorisent qu'une écoute de repérage pour la troisième position du commutateur.

L'ASC 5002 est un appareil prévu pour être utilisé par des amateurs et cette destination se ressent au second commutateur qui sert au tramage. La

position centrale assure un fonctionnement normal tandis que les autres positions permettent de faire du Multi-play ou de l'écho. On agit sur les boutons de réglages pour que ces fonctions soient efficaces.

Le troisième commutateur sert pour le fonctionnement en mono ou en stéréo, c'est un sélecteur de pistes (le magnétophone 5002 est un modèle 2 pistes, le 5004 un 4 pistes). Au centre, les deux voies sont en service et les deux indicateurs de modulation s'illuminent lors de l'enregistrement, de part et d'autre, une seule piste est utilisée, un seul galvanomètre s'allume.

Le dernier interrupteur est un commutateur de vitesse : au choix 4,75 ; 9,5 et 19 cm/s. Les touches de commande sont électromécaniques. Ce sont des touches à impulsion qui commandent des relais. Ces touches sont interverrouillées entre elles et les erreurs de manipulation sont impossibles. Par exemple, on peut passer directement de la lecture à n'importe quelle autre fonction ; par contre, en enregistrement, on est obligé de passer par l'arrêt pour ne pas stopper par erreur un enregistrement en cours. L'enregistrement se commande en appuyant simultanément sur deux touches, celle de lecture et celle d'enregistrement, on peut aussi, une fois en lecture appuyer sur ces deux touches. En plus, le constructeur a installé une touche supplémentaire, elle sert au repérage. Elle commande la marche arrière rapide et une fois que la touche est relâchée, la bande s'arrête de défiler et la lecture commence automatiquement, sans autre intervention.

Au-dessus de ces touches se trouve un levier de « Cue », c'est-à-dire de repérage, lorsque ce levier est en place, la bande se rapproche de la tête de lecture sans la toucher, pour le repérage, on appuiera sur les touches avance et retour rapide ; la

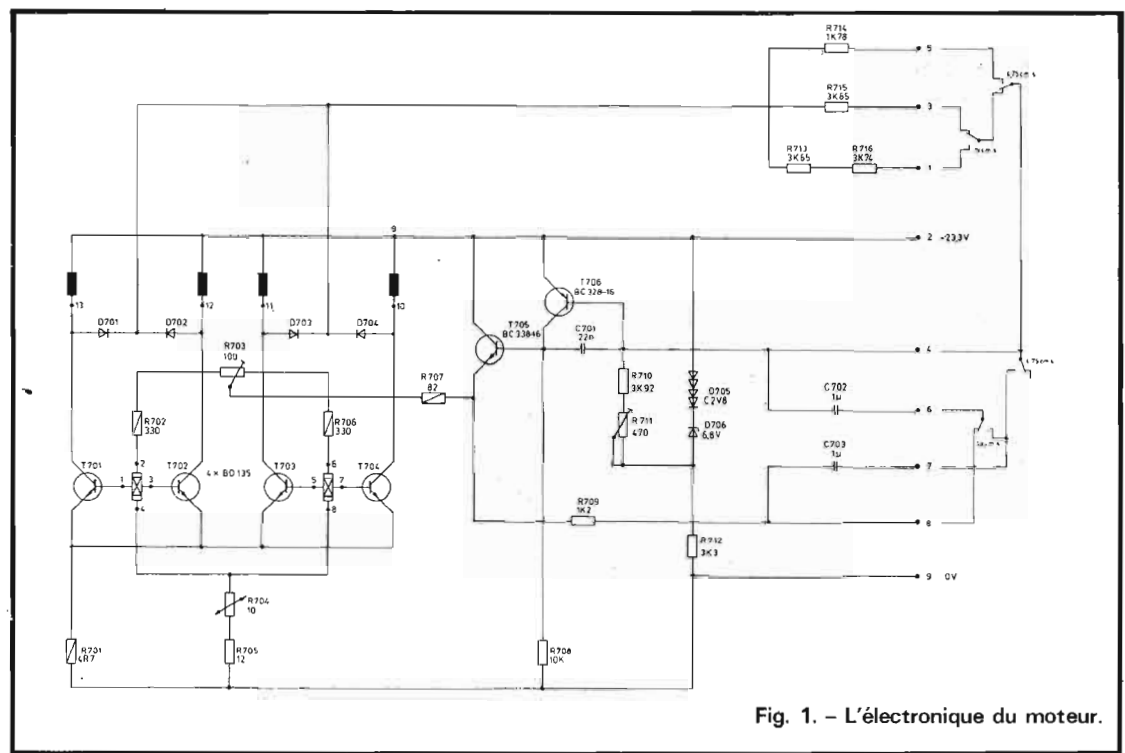


Fig. 1. - L'électronique du moteur.

lecture sera possible à grande vitesse, si le commutateur de lecture est dans la position haute (avec atténuation des fréquences hautes) et si le levier Cue est bien placé. Cette fois, les touches à impulsion ne mettront plus les ordres en mémoire, la bande s'arrêtera sitôt la touche relâchée.

Les prises de sortie et d'entrée sont installées sur la face arrière, ce sont des prises DIN et leur nombre est important. Les entrées classiques sont là : radio et réserve, on trouve aussi une entrée pour adjonction d'une table de mixage, une sortie pour projecteur de diapositives et une prise pour projecteur. En outre, une prise DIN à 10 broches peut recevoir les signaux d'un système de télécommande.

Détail intéressant, les sensibilités d'entrée et les niveaux de sortie figurent à côté des numéros des broches des prises DIN. Le constructeur a aussi doté son magnétophone d'un accessoire pratique : un couvercle articulé qui ne prend pas beaucoup de place une fois ouvert. Il permet la lecture des bandes en dehors de la poussière.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

3 moteurs, trois vitesses.

Bande passante : 20 Hz à 25 kHz à 19 cm/s ; 20 Hz à 17 kHz à 9,5 cm/s ; 20 Hz à 13 kHz à 4,5 cm/s.

Rapport signal/bruit : meilleur que 56 dB à 19 et 9,5 cm/s ; 49 dB à 4,75 cm/s.

Pleurage et scintillement : meilleur que 0,05 % à 19 cm/s ; 0,1 % à 9,5 cm/s et 0,2 % à 4,75 cm/s.

Taux de distorsion : moins de 0,6 % à 19 cm/s ; 0,8 % à 9,5 cm/s et 2,5 % à 4,75 cm/s.

Dimensions : 430 x 155 x 345 mm.

Poids : 18 kg.

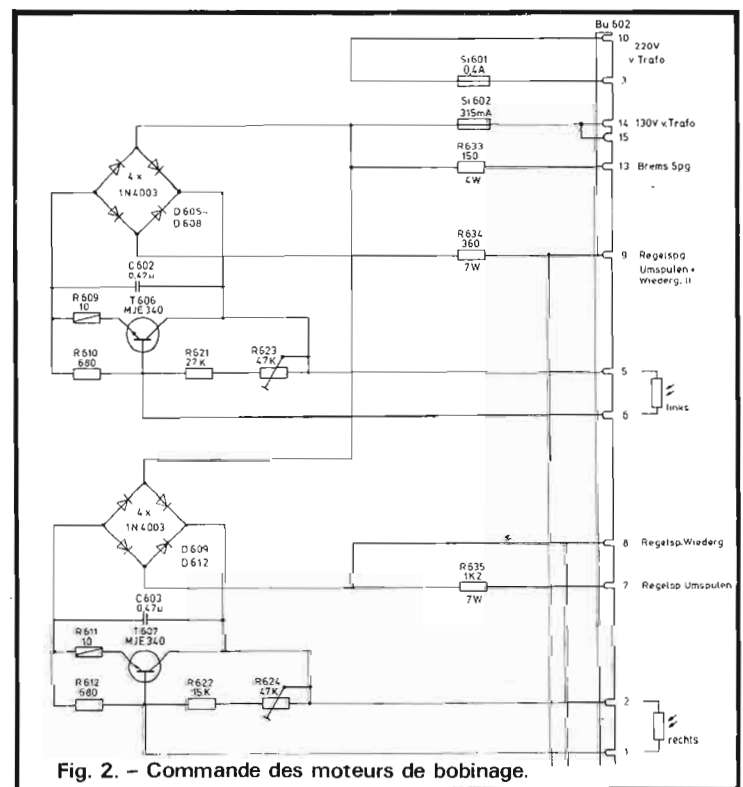


Fig. 2. - Commande des moteurs de bobinage.

ÉTUDE TECHNIQUE

Les magnétophones sont des instruments complexes dont la sophistication peut devenir très élevée, nous ayons là un de ces appareils qui fourmillent de détails aussi bien sur le plan mécanique qu'électronique.

Les têtes magnétiques sont amovibles. Elles sont mon-

tées toutes trois dans un bloc d'alliage d'aluminium épais et moulé. Une place est réservée à une quatrième tête qui pourra être une tête de lecture quatre pistes ou une tête pour fonctionnement avec un projecteur de cinéma ou de diapositives. Un connecteur assure la liaison entre le bloc de têtes et l'électronique. Le centrage du bloc par rapport au châssis se fait par deux pieds de centrage en acier. Deux vis blo-

quent le bloc de têtes. Les réglages des têtes se font depuis l'extérieur, chaque tête est montée sur une plaque triangulaire au centre de gravité de laquelle est installée une vis de blocage. Une des vis sert à régler l'azimuth. Les deux autres la hauteur et le parallélisme de la bande et de la tête. Ces trois réglages interfèrent entre eux, il convient donc de commencer les réglages de hauteur de la

tête pour finir avec l'azimuth. Ce dernier réglage n'influe pratiquement pas sur les premiers, sauf bien entendu si l'erreur de départ est importante. Les trois têtes sont construites par Woelke, une firme dont la réputation n'est plus à faire. Le magnétophone peut facilement être reconverti en quatre pistes pour lecture seulement, le bloc de têtes porte en effet un emplacement pour le commutateur.

Le moteur d'entraînement du cabestan est un moteur à courant continu et effet Hall. Ce moteur est un moteur sans collecteur, la commutation des enroulements est électronique et se fait par l'intermédiaire d'éléments à effet Hall qui détectent la position du rotor, ce qui est habituellement le rôle du collecteur (fig. 1). La tension déduite de la vitesse est prise sur les enroulements au travers des diodes D_{701} à D_{704} (fig. 1). La tension est appliquée sur deux transistors T_{705} et T_{706} par l'intermédiaire de résistances, le transistor T_{705} fixe la valeur de l'intensité qui passera dans l'élément Hall.

Une compensation thermique est assurée d'une part par les diodes de régulation D_{705} et D_{706} et d'autre part par la résistance R_{704} .

Les moteurs des porte-bobines sont tous deux des moteurs Papst à rotor externe. Ce sont des moteurs asynchrones dont le courant de commande est déterminé électroniquement. La figure 2 donne le principe de la régulation de l'alimentation de ces moteurs. Les moteurs servent à tendre la bande. Pour ce faire, on applique à la bobine réceptrice un courant d'entraînement tandis que le moteur débiteur reçoit un courant pour son freinage. La tension est déterminée par la position de deux bras tendeurs dont le couple de rappel est déterminé par des ressorts. La régulation de tension est obtenue de manière photo-électrique. Les axes des tendeurs sont solidaires d'une pale qui vient se placer entre une

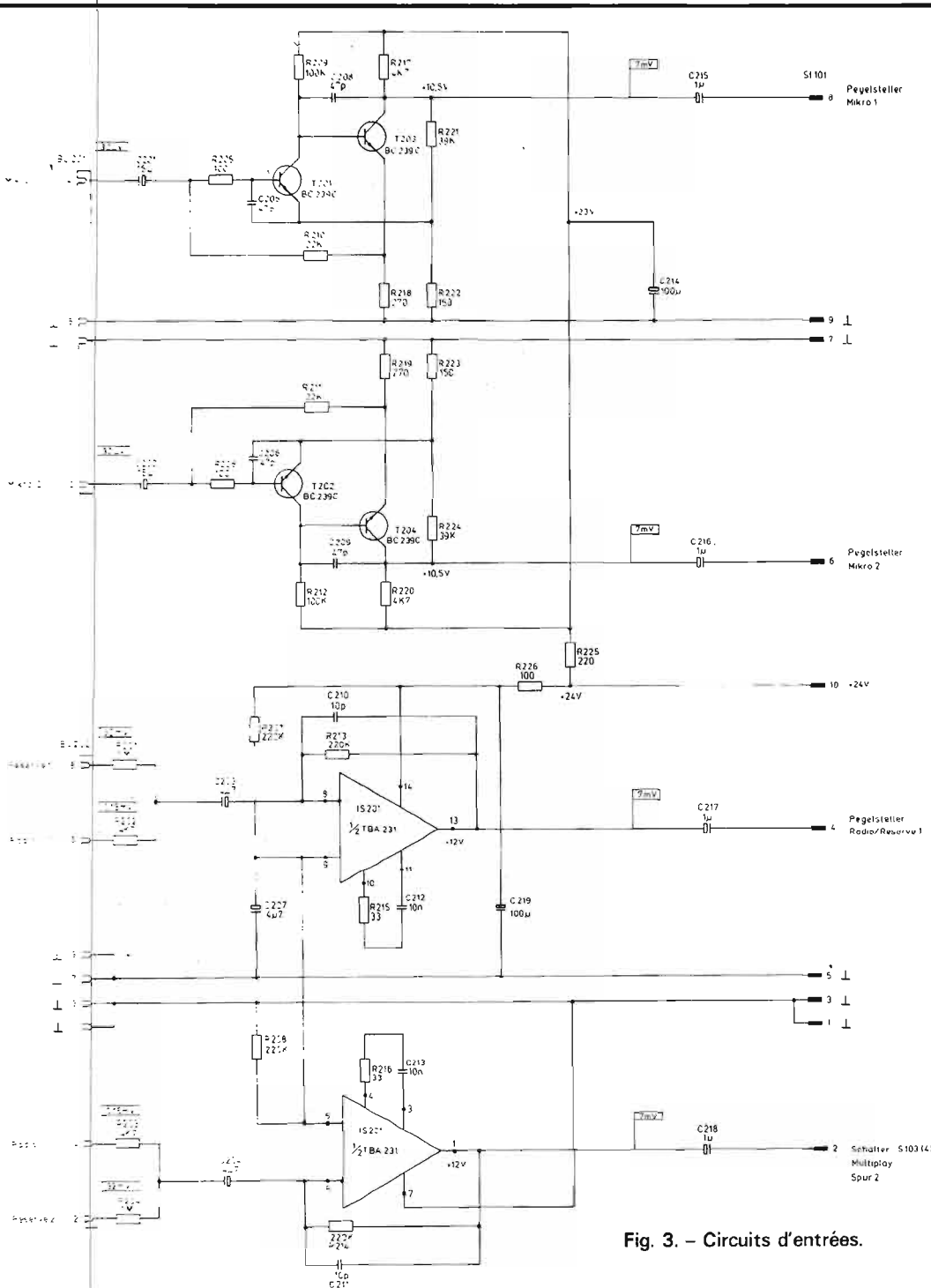


Fig. 3. - Circuits d'entrées.

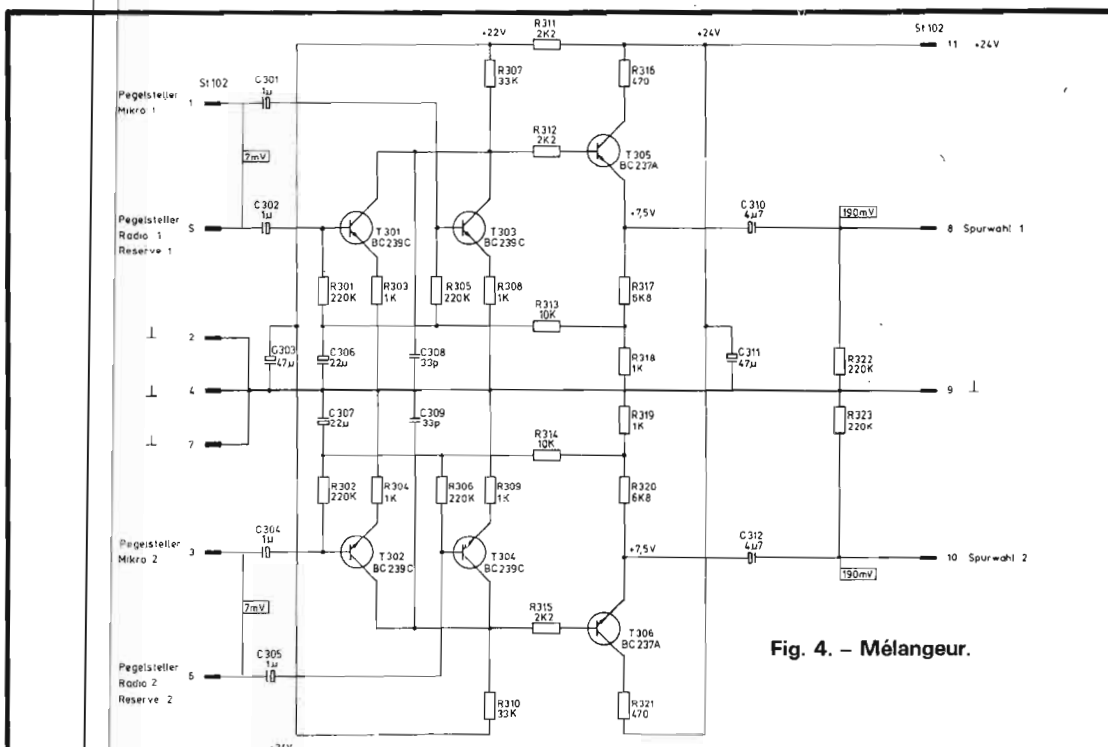


Fig. 4. - Mélangeur.

réponse en fréquence pour éviter le passage de hautes fréquences susceptibles d'être détectées dans une zone qui ne serait pas rigoureusement linéaire. Deux réseaux de contre-réaction sont installés, l'un entre base de T_{201} et émetteur de T_{203} , l'autre entre collecteur de T_{203} et émetteur de T_{201} .

Les entrées radio et auxiliaire sont mélangées dès l'entrée, le rapport de mélange est constant, si on veut utiliser cette particularité, on devra régler les niveaux avant l'entrée. Cette fois, l'amplificateur utilise des circuits intégrés à faible bruit.

MÉLANGEUR (Fig. 4)

Les signaux venant de la sortie du pré-amplificateur micro sont envoyés sur la base de deux transistors, T_{303} et 304 tandis que ceux venant de la sortie radio sont dirigés vers les bases de deux autres transistors, T_{301} et 302 . Les collecteurs des deux paires sont réunies, le mélange s'opère à ce niveau.

Le signal après mélange est disponible sur l'émetteur des transistors T_{305} et 306 . La polarisation des transistors d'entrée est prise sur l'émetteur des transistors de sortie, un découplage évite de réduire le gain par application d'une contre-réaction.

AMPLIFICATEUR CORRECTEUR

L'amplificateur suivant est représenté figure 5, nous n'avons pris ici qu'une voie, l'autre étant exactement la même. Deux circuits sont ici représentés, le premier utilise un TBA 231, c'est-à-dire un pré-ampli à faible bruit, l'autre un TBA 221 qui n'est autre qu'un μA 741 construit en Europe.

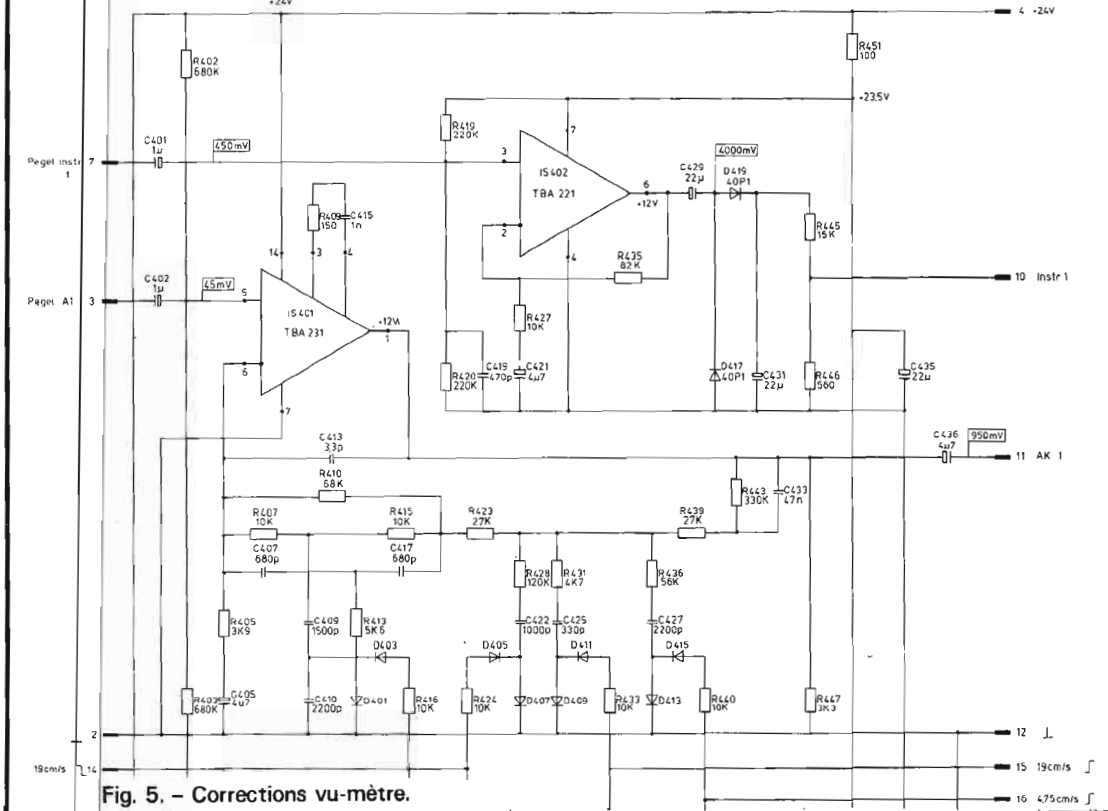


Fig. 5. - Corrections vu-mètre.

ampoules et une photo résistance, plus l'ampoule est masquée et plus la résistance du photo-élément est importante. Cette variation de résistance est mise à profit pour commander le courant des deux transistors T_{606} et T_{607} . Ces deux transistors sont montés dans la branche continue d'un pont dont la branche alternative est montée en série avec

les moteurs asynchrones. Ce principe est simple et efficace, tensions amont et aval sont réglables séparément.

CIRCUITS D'ENTRÉE

La figure 3 donne les circuits d'entrée, les prises d'entrée sont ici omises. Cette

figure représente ce qu'il y a sur le module d'entrée, et comme les prises ont été installées toutes côte à côte sur une barre solidaire du châssis, elles ne figurent pas sur le schéma de la plaquette. Le préamplificateur de micro utilise deux transistors par voie. Le couplage entre eux est direct, des condensateurs céramiques limitent la

Le réseau de contre-réaction du TBA 231 est très complexe ; en fait, il peut se subdiviser en plusieurs parties, qui entrent en fonction suivant la vitesse qui a été sélectionnée. Par exemple 19 cm/s. Une tension positive est amenée sur la borne 15, une tension négative (nulle) sur la borne 14. La tension sur la borne 16 est nulle.

Les diodes D_{409} et 411 sont conductrices, le condensateur C_{425} se retrouve à la masse. D_{407} , D_{401} , D_{413} sont isolantes, les condensateurs C_{409} , 422 et 427 restent en l'air. Le circuit en T ponté de gauche n'est pas en service, il le sera pour les vitesses 9,5 et 4,75 cm/s.

Le circuit intégré TBA 221 est simplement monté en amplificateur, son gain est déterminé par le rapport des résistances R_{435} et R_{427} , ce gain est de 8,8. La tension de sortie est soumise à un détecteur doubleur de tension qui alimentera le vu-mètre. La constante de temps C_{431} , R_{445} ralentit les mouvements de l'aiguille du galvanomètre et assure une détection de crête.

AMPLIFICATEURS DE REPRODUCTION

Les amplificateurs de reproduction sont représentés figure 6. On retrouve ici les circuits intégrés à faible bruit TBA 231 et la contre-réaction à commutation par diode. Nous avons en outre, à la sortie un circuit auxiliaire de silencieux. Lors de l'avance ou retour rapide de la bande, une tension positive est envoyée sur la base de T_{501} .

Le courant de collecteur de T_{501} passe dans les jonctions collecteur-base des transistors T_{502} et 503 qui sont des NPN montés collecteurs au pôle moins. Ces transistors conduisent et mettent les points 14 et 17 à la masse, ces points sont ceux de sortie du signal ; il y a donc une atténuation très élevée de la tension de

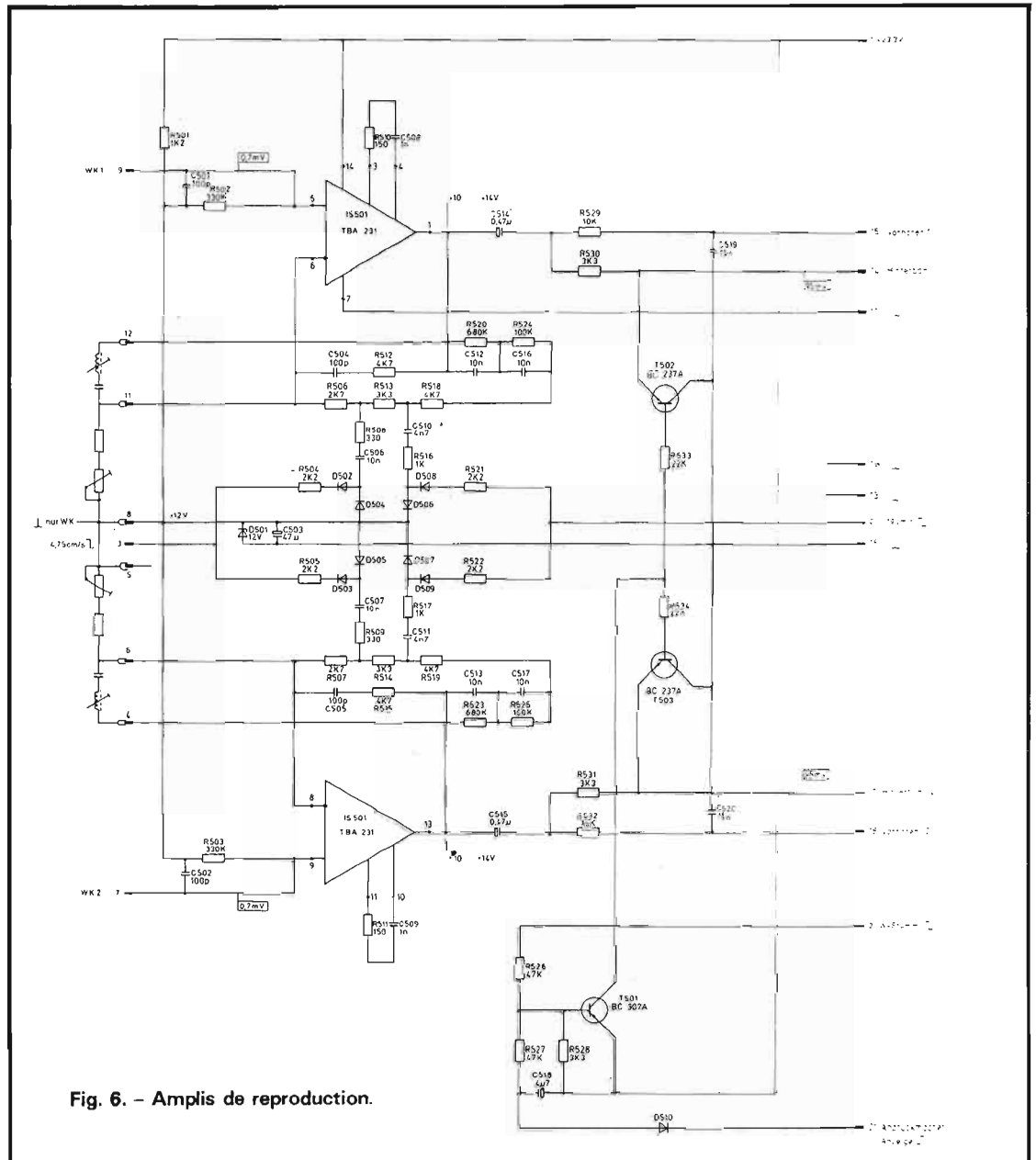


Fig. 6. - Amplis de reproduction.

sortie. Cette dernière reste disponible sur les bornes 15 et 18, mais après passage dans un circuit atténuant les fréquences hautes.

AMPLIFICATEUR DE SORTIE

C'est le dernier schéma que nous donnerons. Nous avons là des circuits intégrés TBA 221, des amplificateurs opérationnels. La contre-réaction continue est assurée par R_{363} et R_{364} , le point de fonctionnement est fixé par deux résistances de 1 M Ω . En alternatif, le réseau de contre-réaction

est différent, on y trouve pour l'une des branches le réseau R_{361}/C_{355} et R_{365} . Les sorties de casque sont prises sur les bornes 1 et 4 du connecteur du bas, on notera la présence de résistances de 150 Ω destinée à ne pas perturber la sortie des autres signaux si la résistance du casque est trop faible. Les sorties de monitoring sont prises sans intermédiaire sur les sorties des circuits intégrés, les sorties radio, par contre ont droit à leur commutateur statique sous forme de transistor à effet de champ commandé par un échelon de tension issu de la platine de la logique de commande.

Nous avons vu ici la plupart

des blocs fonctionnels de ce magnétophone. L'étude de la logique est complexe et n'apporte rien de vraiment intéressant d'autant plus que le schéma est morcelé et que les contacts répartis sur le plan général ne rendent pas la compréhension immédiate. Le constructeur n'a pas pris de circuit intégré, ce qui aurait été une solution facile, mais des transistors (il y en a dix) et des diodes (près de 30).

FABRICATION

Le constructeur a conçu un appareil très propre, bien ordonné. Les circuits impré-

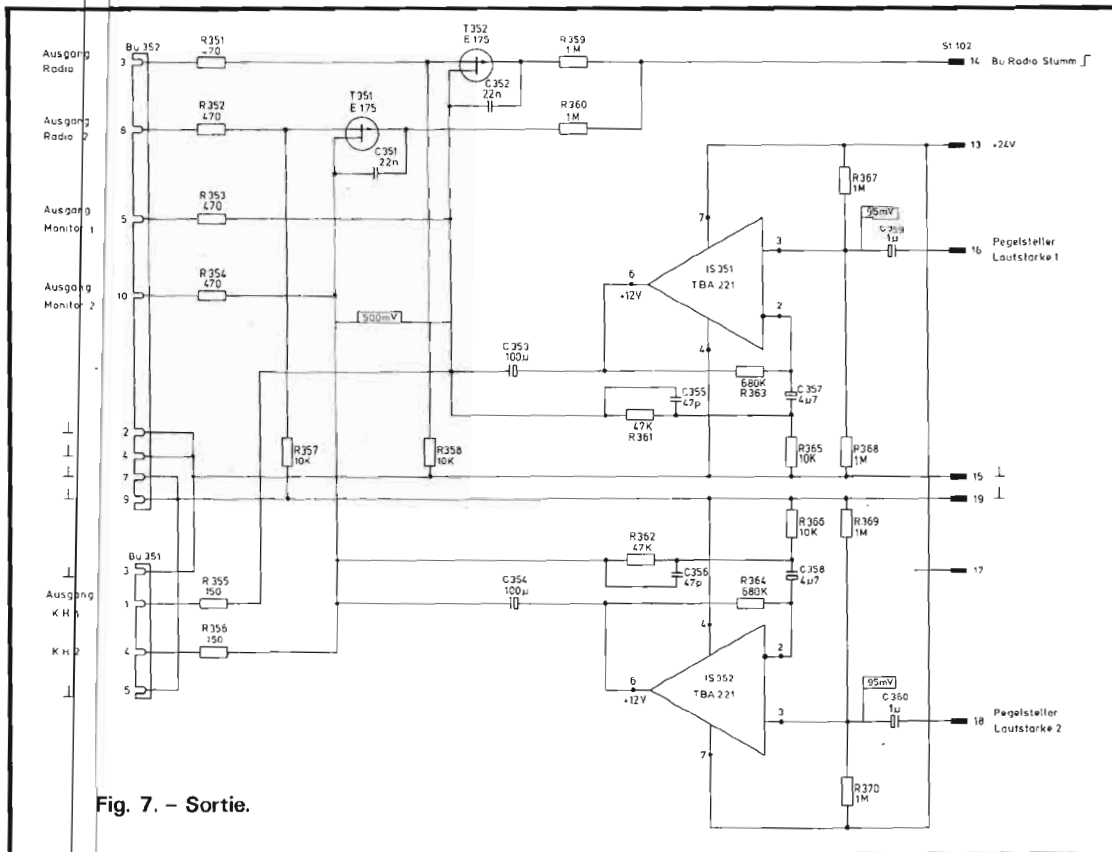


Fig. 7. - Sortie.

més sont enfichables et un pion de plastique élastique assure la fixation. La fabrication est de grande série, les composants ont leurs pattes préformées à la machine et les soudures sont laissées aux soins d'une machine automatique. Le dessin des circuits

est rigoureux et côté composants une sérigraphie permet les remplacements.

La partie mécanique sensible aux déformations : support du moteur, du cabestan, des têtes est constitué d'un bloc moulé dans un alliage d'aluminium. Par contre, le

reste des éléments est monté sur un châssis en tôle d'acier moins cher que le châssis moulé. Cette association de procédés permet d'arriver au meilleur rapport qualité/prix. Il n'est pas nécessaire d'employer des châssis ultrarécis là où ce n'est pas utile.

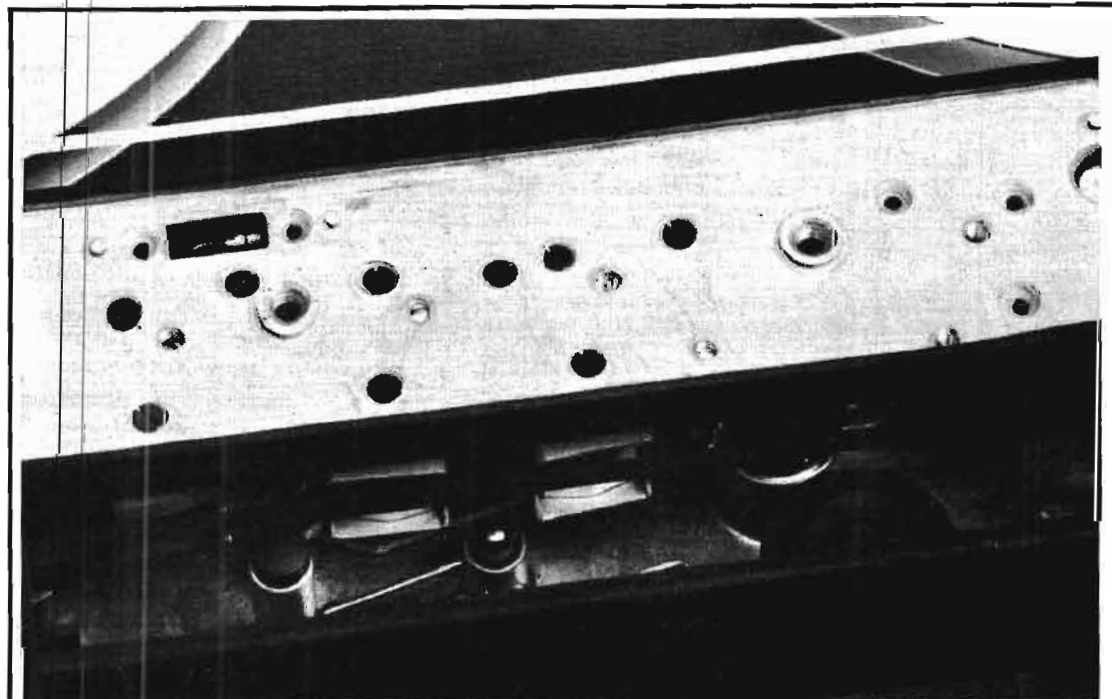


Photo A. - Bloc de tête. On note l'emplacement prévu à droite pour une quatrième tête. La voie centrale sert au blocage des têtes. Les vis noires servent au réglage.

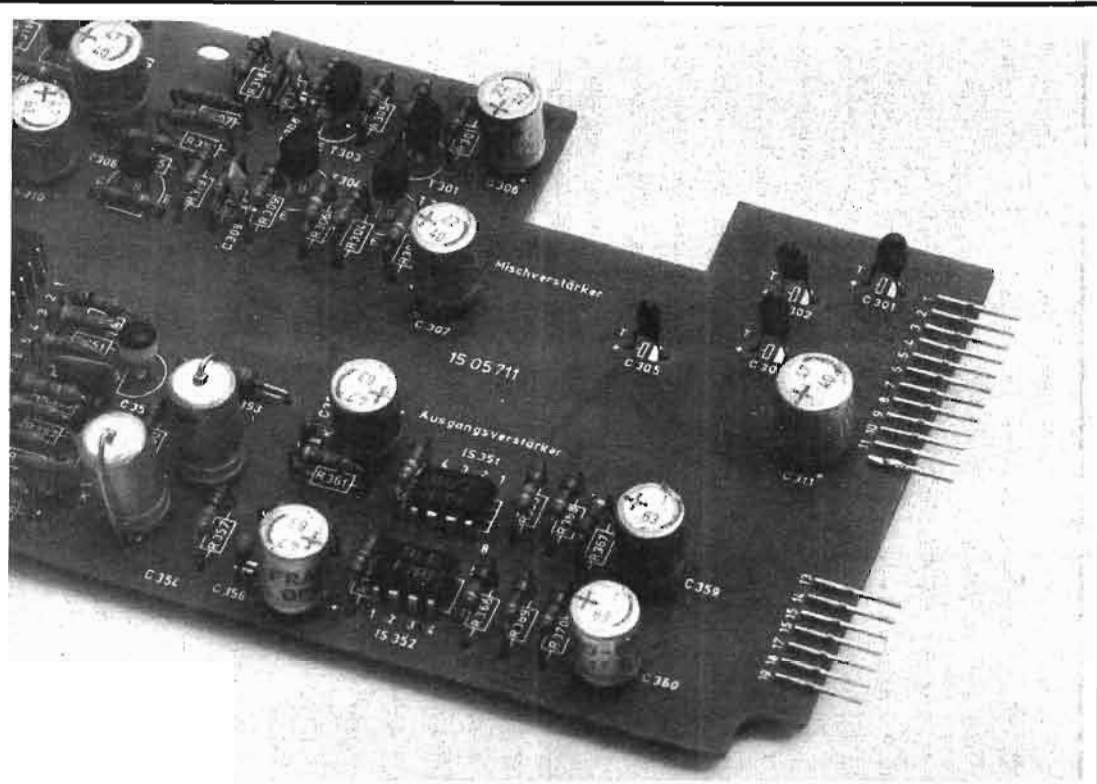
Les têtes sont d'un fabricant réputé, les moteurs également, l'électronique est bien conçue, le nombre de contacts a été réduit au minimum par l'électronique. Les commandes sont agréables à manipuler, bref, presque tous les détails sont parfaits. Nous disons presque car nous sommes tombés sur un magnétophone dont la tête d'enregistrement n'était pas bien orientée. Comme il n'y a pas de presseur de feutre, ce qui est un gros avantage pour la régularité de l'usure des têtes, il faut que la bande suive un chemin déterminé ; l'entrefer de la tête magnétique doit être perpendiculaire à la bande, si la tête est mal orientée, il se crée un entrefer parasite, qui éloigne la bande du point de contact idéal, c'est-à-dire du point où l'entrefer doit toucher la bande. Il nous a fallu démonter le bloc de têtes, en principe deux vis suffiraient mais en réalité, deux minuscules obstacles constitués par des guides-bandes, obligent à enlever toute la façade, ce qui n'est pas particulièrement pratique (quatre vis, des tenons spéciaux pour lesquels il faut en principe un outil spécial). L'amateur, même éclairé se trouve dans l'impossibilité de changer ses têtes. Cette précaution évitera à n'importe qui d'aller trafiquer les têtes qui sont des composants fragiles. Le magnétophone que nous avons eu entre les mains n'était pas neuf, ce qui peut expliquer un dérèglement. Un examen plus approfondi nous a fait voir une trace d'outil sur la tête d'effacement, outil métallique qui en dérapant a pu aller dérégler la tête voisine. Une fois le tout remis en ordre, nous avons enfin pu faire des mesures. Signalons que le mauvais contact de la tête d'enregistrement fait perdre une dizaine de décibels en niveau. Ici, nous avons deux têtes, l'une de lecture, l'autre d'enregistrement, on peut faire une comparaison auditive avant et après bande, ce qui nous a permis de déceler une différence de niveau

énorme (on peut admettre en pratique 2 à 3 dB d'écart de niveau).

MESURES

La bande passante en enregistrement + lecture a été effectuée sur bande Agfa 468. A la vitesse de 19 cm/seconde, on note un relevé des fréquences basses de 2 dB à 31,5 Hz, 1,2 à 40 Hz et 0,8 à 63 Hz. Ensuite, le niveau reste au voisinage du 0 dB, diminue de 0,5 dB à 8 000 Hz, 0,7 à 20 000 Hz. La fréquence de coupure à -3 dB est de 28 kHz, 35 kHz pour -6 dB. Cette bande passante est donc très étendue, beaucoup plus qu'il ne faut pour enregistrer correctement un disque et à fortiori la radio. A 9,5 cm/s, la réponse est rigoureusement droite aux fréquences basses, on relève une atténuation de 1,5 dB à 20 kHz, 3 dB à 21 kHz et 6 dB à 24 kHz. Là, encore, la bande passante est très grande. Il faut passer à la vitesse inférieure, 4,75 cm/s pour que la fréquence de coupure s'abaisse réellement. Aux fréquences basses, la courbe de réponse est excellente : 0 dB à 31,5 et 40 Hz, un creux de 1,2 dB à 125 Hz ; à 2000 Hz, la courbe de réponse se modifie : -1,5 dB à 2 000 Hz, 2,5 à 6 300, -6 dB à 16 000 Hz. Si les impératifs de durée d'enregistrement sont primordiaux, on pourra utiliser cette vitesse de défilement avec une qualité équivalente à celle d'un enregistrement sur cassette.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à 1 000 Hz est de 1,5 % pour un niveau d'enregistrement de 0 dB au vu-mètre. Il passe à 3 % pour une surmodulation de 3,5 dB. Le réglage du vu-mètre est donc situé assez haut, on bénéficiera lors des enregistrements d'un bruit de fond favorable. Pour ce taux de distorsion de 3 %, le bruit de fond est de 54 dB en mesure non pondérée, il passe à 63 dB



L'un des modules de l'AS5002 : enfichable, avec une sérigraphie pour repérer les composants.

en mesure pondérée. Ces valeurs sont très bonnes et correspondent aux données du constructeur.

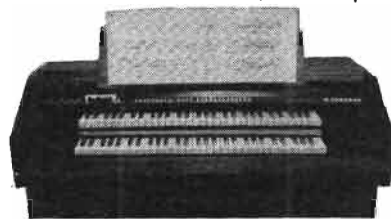
CONCLUSION

Le magnétophone ASC est un appareil très agréable à utiliser. Les touches de commandes électromagnétiques sont d'un attrait non négligeable. Les commandes concentriques permettent un substantiel gain de place. Le constructeur est spécialisé également dans les installations de laboratoires de langue, application qui exige du magnétophone une grande durée de vie. On peut être rassuré sur la fiabilité du matériel. La construction est sérieuse, les performances sont bonnes et l'appareil compact. Un nouveau concurrent entre en lice, avec des atouts sérieux.

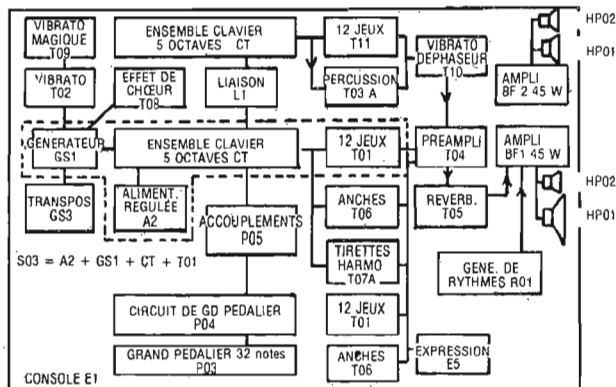
E. LEMERY

avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN

vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



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



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

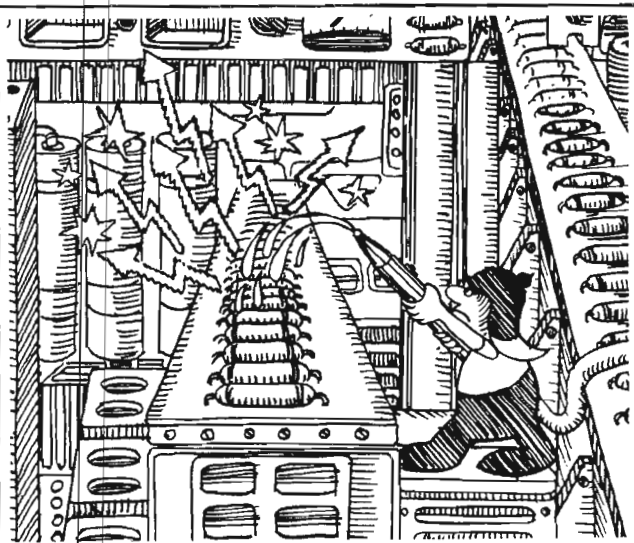
Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE
à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

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

NOM :
Profession :
Adresse :
Signature :



DANGER: 17.000 Volts ne prenez pas de risques!

PLASTIK-SPRAY - ISOLIER-SPRAY isolent et protègent!

PLASTIK-SPRAY 70, un vernis acrylique souple s'applique par simple pulvérisation et assure une protection efficace contre la corrosion, l'humidité, de -70° à $+90^{\circ}$, avec une résistance superficielle de $3 \cdot 10^{13}$ Ohms. PLASTIK 70 résiste aux acides dilués, aux bases, aux alcools et aux huiles minérales.

Et lorsqu'il s'agit de pièces mobiles, - ISOLIER-SPRAY 72 -.

PLASTIK-SPRAY 70 et ISOLIER-SPRAY 72 sont en vente chez les grossistes spécialisés ainsi que chez les spécialistes en composants électroniques.

Si vous désirez en savoir plus, découpez le coupon ci-dessous.



studio grafica

coupon - réponse

Je désire en savoir davantage sur PLASTIK-SPRAY 70 et ISOLIER-SPRAY 72.

Je désire recevoir votre notice: "CONTACTS PROPRES CONTACTS PARFAITS.."

Ets _____

Nom _____ Secteur Postal _____

Localité _____ Rue. _____ Tél. _____

KONTAKT CHEMIE

Representation exclusive pour la France
Ets. SIORA Sàrl.
BP 91 - 18 Ave. de Spicheren
57602 Forbach
Tél. (87) 85.00.66

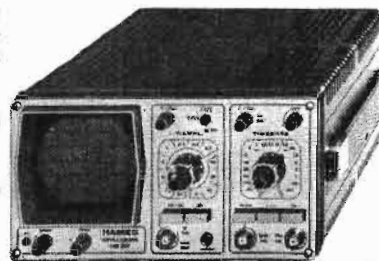
HAMEG

OSCILLOSCOPES

3 MODELES DE NOTRE

NOUVELLE GENERATION

avec technique de declenchement "L. P. S."



OSCILLOSCOPE
HM 307

Depannage TV

Y 0 - 10 MHz

5 mVcc/cm

X 0,5s - 0,1µs

Poids 4,5Kg

PRIX: 1550.- HT

OSCILLOSCOPE
HM 312

Maintenance

Y 0 - 15 MHz

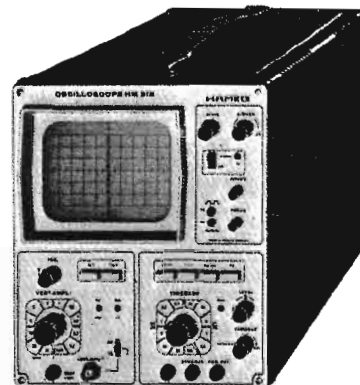
5 mVcc/cm

X 0,3s - 60ns

Loupe x 5

Poids 9Kg

PRIX: 1860.- HT



OSCILLOSCOPE
HM 412

Double Trace

Y 2x0-15MHz

5 mVcc/cm

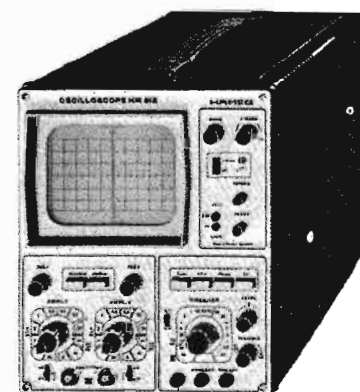
X 0,6s - 0,1µs

Loupe x 5

Fonction XY

Poids 10Kg

PRIX: 2560.- HT



pour toutes informations:

HAMEG

FRANCE

7 - 9, avenue de la Republique
94800 - VILLEJUIF - 726 35 - 44

en Belgique

M C R
64, Av. Reine Astrid
1410 Waterloo
Tel. 35 49 21 8
Telex: 23662

LE MAGNÉTOPHONE



A CASSETTE TEAC A 170

LE magnétophone à cassette TEAC A 170 est le benjamin de la gamme. Cette gamme n'est pas très étoffée, elle est en tout cas suffisante pour satisfaire les besoins de tous les amateurs. Le chargement frontal gagne du terrain, nous avons pu voir de nouveaux modèles TEAC au dernier Festival du Son, nous avons pu voir également d'autres modèles, à bande cette fois, beaucoup plus sophistiqués allant aussi dans le domaine du professionnel. TEAC est un spécialiste du magnétophone et à ce titre peut se permettre de ne posséder que quelques appareils particulièrement au point.

Le 170 de TEAC est un appareil qui s'installe à plat. Cette position permet de le disposer à côté du tourne-disque et non comme l'amplifica-

teur, ce qui est une disposition tout aussi pratique même si la mode tend à prouver le contraire ! La cassette se place horizontalement, mais ici, les deux vumètres ont été installés sur un plan incliné, ce qui permet d'avoir une excellente visibilité des organes de contrôle quelque soit l'angle de vision. Les potentiomètres sont à curseurs alors que sur un appareil à chargement frontal on revient à la formule du rotatif. Les raccordements se font sur l'arrière, celui des micros et du casque sur l'avant.

Potentiomètres d'enregistrement et de niveau de reproduction sont au nombre de quatre : deux pour l'enregistrement, gauche et droite, deux pour la reproduction. Ils sont suffisamment proches l'un de l'autre pour pouvoir être manœuvrés simultanément.

La sélection des entrées, ligne et micro, se fait par un interrupteur ; on dispose aussi du réducteur de bruit Dolby B, ce qui n'est certes pas une originalité, en outre, deux interrupteurs sont prévus pour ajuster la pré-magnétisation et l'égalisation en fonction du type de bande magnétique utilisée. Par exemple, pour enregistrer une cassette au chrome, on placera les deux boutons en position 1, pour une cassette à l'oxyde de fer, en position 2 tandis que pour une cassette ferrochrome, le commutateur de pré-magnétisation sera en position 1 et celui d'égalisation en position 2. Pas de commutation automatique pour le chrome.

Les prises arrière sont au standard américain avec double DIN. Les entrées micro et sortie casque sont des pri-

ses Jack 1/4 de pouce. Le répartiteur secteur est accessible depuis le dessous de l'appareil, une cuvette le protège d'erreurs de manipulation.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Système : 1/4 de piste ; deux canaux

Cassette : type Philips, C60 ou C90

Vitesse de défilement : 4,8 cm/s

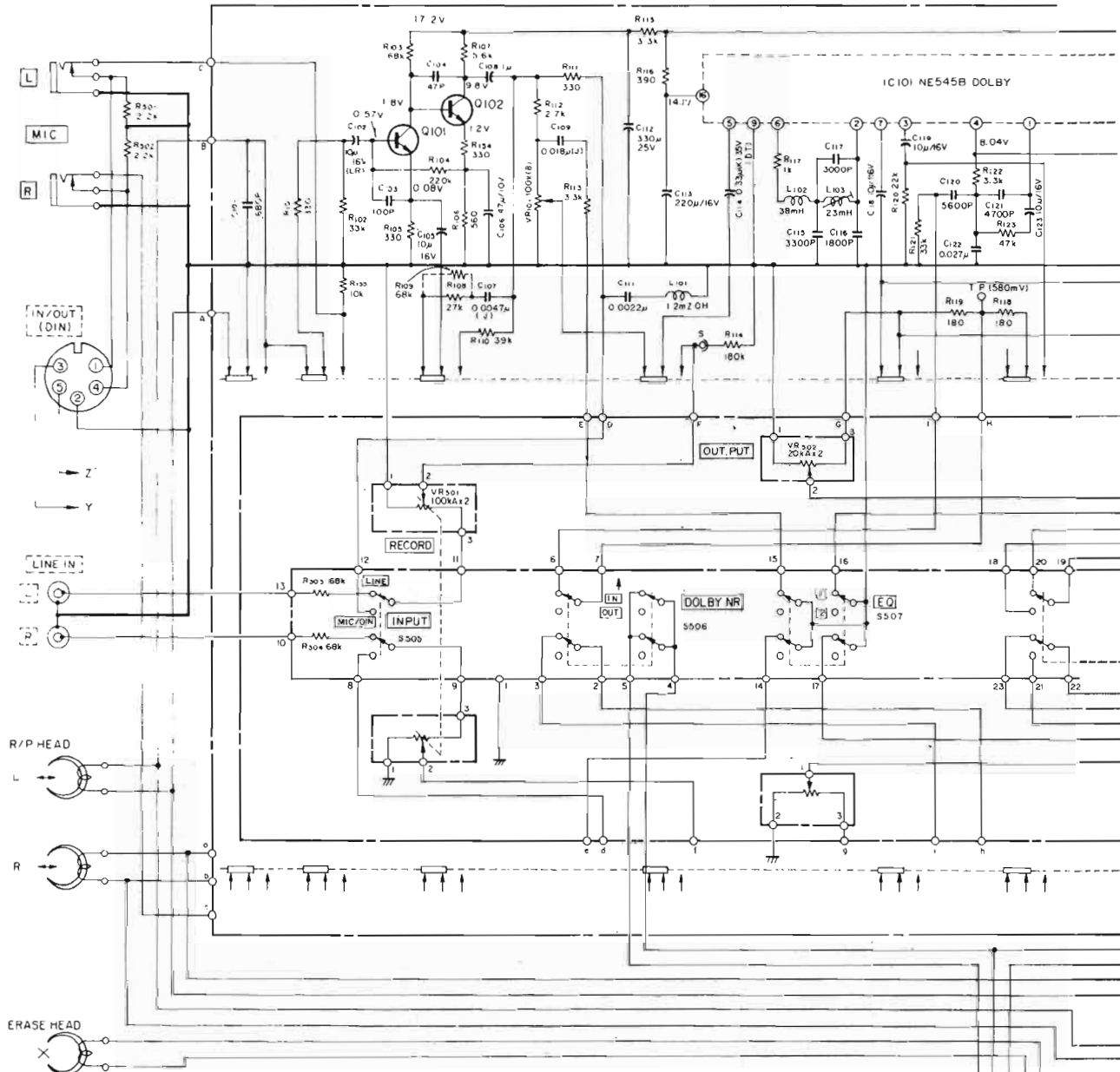
Entrées : micro : - 67 dBm (0,345 mV \pm 3 dB, 600 Ω à 10 k Ω)

Ligne : de 86 mV à 274 mV (- 19 à - 9 dBm) \pm 3 dB

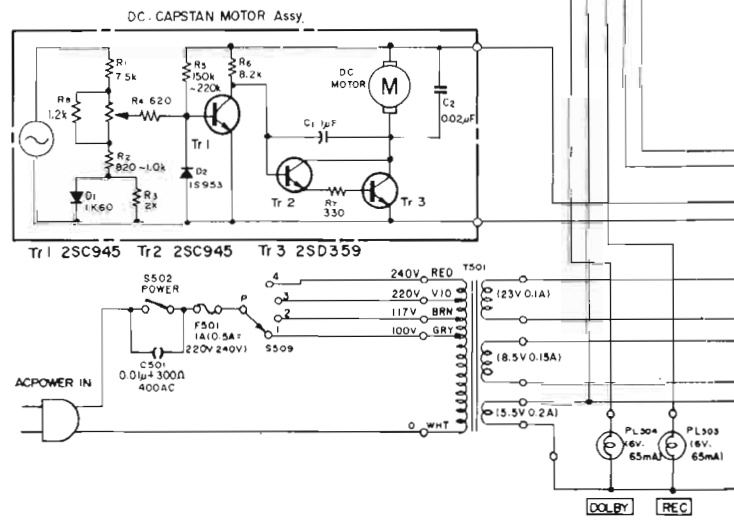
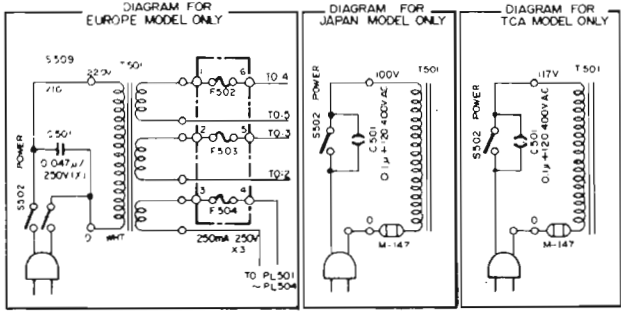
DIN : - 35 dBm (13,7 mV)

Sortie : ligne : + 8 dBm max (1,94 V sur 50 k Ω) ; casque : - 21 dBm (69 mV) sur 8 Ω

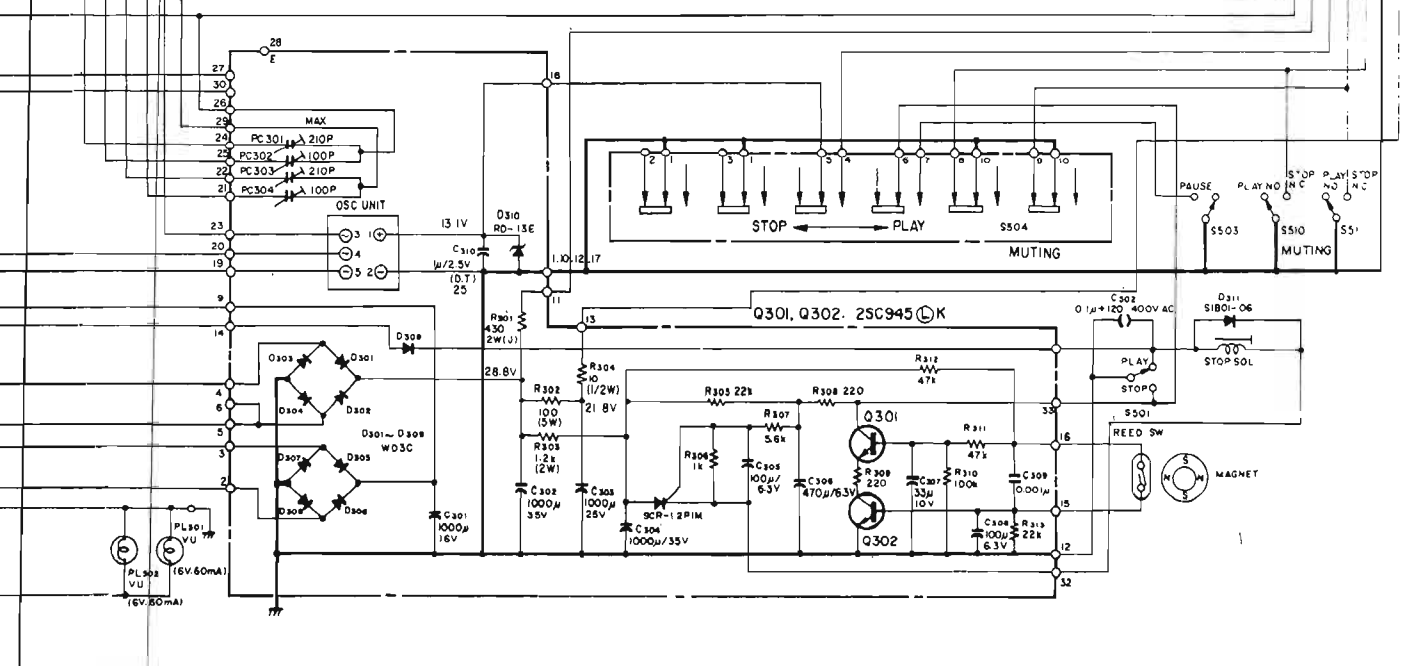
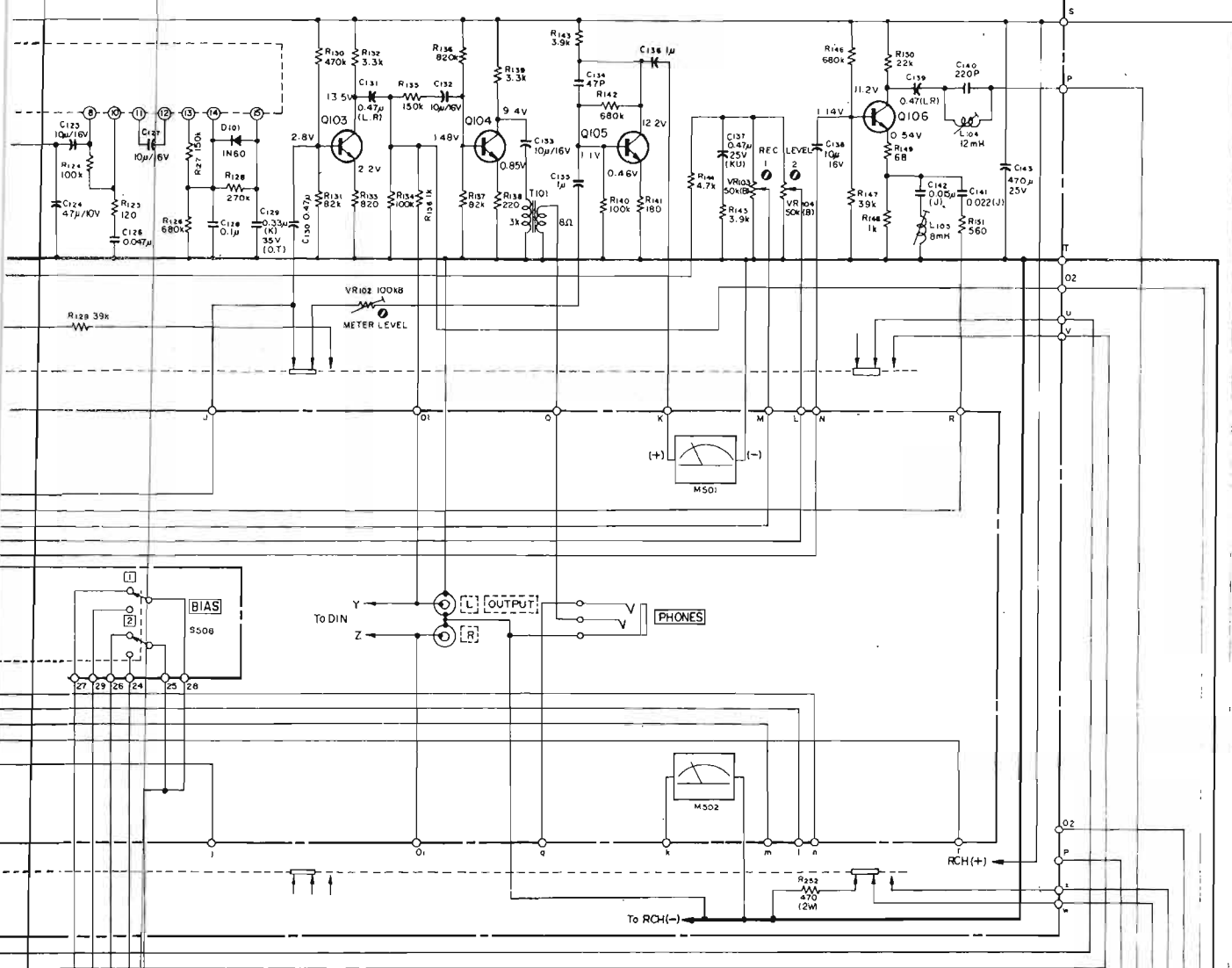
Q101 2SC900UA Q102 2SC900UA



- NOTES
- 1 Schematic diagram shown in the LEFT channel.
 - 2 Schematic diagram shown in the STOP mode.
 - 3 All resistors values in ohms, 1/4 watt, k=1,000 ohms.
 - 4 All capacitors values in micro farads.
 - 5 DC voltage readings were obtained under the following condition.
 *MPL: SIGNAL: NONE
 *MODE: RECORD



Q103 2SC945(L)K Q104 2SC945(L)K Q105 2SC945(L)K Q106 2SC945(L)K



Moteur : courant continu asservi par génératrice tachymétrique
 Fréquence d'effacement : 100 kHz
 Fonctionnement : horizontal
 Alimentation : 100 à 240 V 50/60 Hz-8 W
 Dimensions : 430 x 136 x 255 mm
 Poids : 4,5 kg
 Performances : Pleurage et scintillement : 0,09 % NAB pondéré
 Réponse en fréquence : 30 à 16 kHz bande CrO₂ ; 30-13 kHz bande Fe₂O₃
 Rapport signal/bruit : 50 dB sans Dolby, amélioration de 5 dB à 1 kHz et 10 dB au-dessus de 10 kHz
 Temps de bobinage rapide : 100 s pour une C60
 Accessoires fournis : Cordons de raccordement entrée/sortie, bâton de nettoyage des têtes, chiffon traité aux silicones.

ETUDE TECHNIQUE

L'entraînement du magnétophone se fait par un moteur à courant continu, le courant continu est délivré par une alimentation secteur ; la vitesse de rotation du moteur est ainsi rendue indépendante de la fréquence du réseau.

Le moteur lui-même est un moteur asservi. Le transistor TR1 reçoit sur sa base la tension de sortie d'une génératrice, plus la tension de sortie de la génératrice est grande et plus le collecteur de TR1 sera négatif, moins les transistors TR2 et TR3 conduiront, le moteur aura donc tendance à ralentir. La comparaison se fait entre la tension de la génératrice, compensée par la diode D1 et la tension base-émetteur du transistor TR1. Le condensateur C1 sert de condensateur d'intégration. La génératrice tachymétrique est incorporée au moteur.

Le moteur est équipé d'une poulie à jante en tonneau. La

courroie de transmission est plate, elle entraîne le cabestan à sa périphérie, elle entraîne, cette fois par l'intermédiaire d'un embrayage en feutre, une des axes d'entraînement des bobines.

L'arrêt automatique est assuré par l'arrêt de la bobine réceptrice. Un aimant rotatif à ses pôles qui passent devant un interrupteur à lames souples qui se ferme et s'ouvre au fur et à mesure que les pôles passent devant lui. Les deux transistors Q 301 et 302 se chargent de maintenir le condensateur C306 déchargé. Le condensateur C308 se charge chaque fois que l'inter ILS se ferme, il maintient la conduction du transistor Q 302. Le condensateur C307 est commuté périodiquement chaque fois que l'inter ILS s'ouvre, comme C 302 est toujours saturé, le condensateur C306 se décharge au travers de R 308 ; il se charge au travers de R 305, résistance dont la valeur est beaucoup plus importante. Si l'interrupteur à lame reste ouvert, le condensateur C308 va se décharger et le transistor Q 302 se bloquera si cet ILS reste fermé, Q 302 restera saturé mais cette fois ce sera Q 301 qui se bloquera, le condensateur C307 se déchargeant dans R 311. Le solénoïde sera alimenté alors au travers du thyristor SCR. Le condensateur C 304 qui était chargé via R 303 délivrera l'impulsion de courant nécessaire à la commande de l'électro-aimant qui relâchera la touche enclenchée.

L'oscillateur d'effacement est ici représenté par un petit bloc à cinq pattes, deux pour l'alimentation et trois pour l'effacement et la prémagnétisation.

Le réglage de l'intensité de prémagnétisation s'effectue au travers des quatre condensateurs PC 301, PC 302, PC 303 et PC 304. Le bloc oscillateur est toujours alimenté sous la même tension, l'intensité d'effacement est valable aussi bien pour le

chrome que pour les bandes à l'oxyde de fer.

La partie amplification est d'une structure classique. Les deux premiers étages, Q 101 et 102 sont équipés de transistors à faible bruit de fond, les corrections sont commutées par des contacts mécaniques ? Le constructeur utilise soit des corrections par circuit de contre-réaction soit des circuits plus passifs. Le réducteur de bruit Dolby B fait appel au circuit intégré qui a été spécialement conçu dans ce but. Il s'agit du NE 545 B fruit d'une collaboration entre les laboratoires Dolby et la firme américaine Signetics. Cette intégration a permis une réduction très sensible du nombre des composants d'un réducteur de bruit de ce type. Les composants annexes aux circuits intégrés sont d'abord les filtres d'entrée L 102 et L 103 associés aux condensateurs C 115 et C 116. On trouve également les condensateurs de forte valeur qui n'ont évidemment pas pu être intégrés, la diode D 101, diode au germanium donc à tension de seuil réduite et des résistances qui permettent d'adapter le niveau de référence du réducteur de bruit au point de fonctionnement du magnétophone.

Les signaux de sortie sont dirigés sur plusieurs étages amplificateurs séparés. Le premier, c'est un étage de sortie, le second attaque un transformateur adaptateur d'impédance, il sert pour le casque, le troisième attaque un vumètre à redresseur interne. Le dernier étage représenté, équipé du transistor Q 106 est l'étage d'attaque de la tête d'enregistrement. On reconnaîtra le circuit bouchon accordé sur la fréquence de prémagnétisation. Le réglage du niveau d'enregistrement se fait en sortie, juste avant l'étage final, il conviendra donc de ne pas trop surcharger les étages d'entrée, c'est-à-dire de travailler avec le potentiomètres d'enregistrement dans le haut de sa

course. On contrôlera la qualité sonore au casque.

Les alimentations ne suscitent pas de commentaires particuliers, on trouve plusieurs enroulements, pour le moteur, les ampoules témoin, et pour l'électronique.

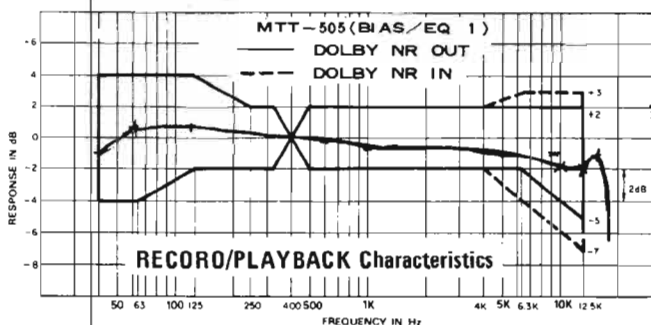
FABRICATION

La fabrication mécanique est sérieuse, même si le constructeur n'a pas fait appel à un châssis moulé, les tôles de la mécanique d'entraînement comme celle du châssis sont cadmiées et bichromatées, et suffisamment épaisses. Les conditions sont requises pour une durée de vie importante et un bon comportement sous pas mal de climats.

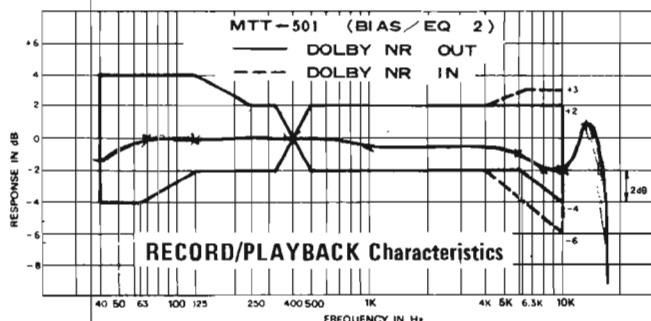
L'électronique est reliée aux divers éléments par des câbles soudés, si bien que si les contacts sont parfaitement assurés, l'accessibilité aux divers composants n'est pas très facile. Le constructeur n'a pas encore adopté la formule de liaison par connecteurs. Les fixations des circuits imprimés ont subi une évolution, qui se caractérise par la réduction du nombre des vis ; il y en a seulement deux pour un grand circuit imprimé, la plaquette est maintenue ailleurs dans deux encoches. Les circuits intégrés sont enfoncés sur de gros supports trois fois plus volumineux que le circuit lui-même. Les fils blindés sont toujours aussi soigneusement câblés, la tradition japonaise se conserve. Donc, pour résumer, une mécanique bien faite et une électronique soignée.

MESURES

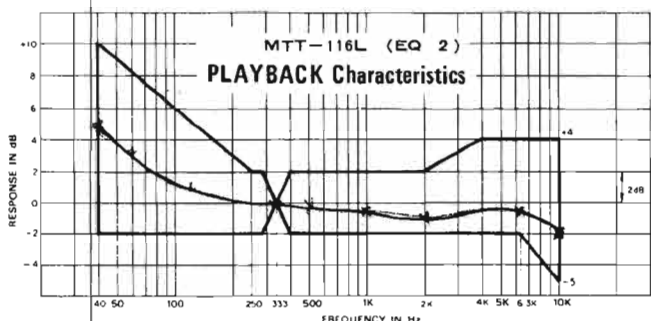
La vitesse de défilement est correcte, elle est de 0,3 % plus élevée que la vitesse nominale, écart sans importance. Comme, en outre, cet écart est constant tout au long de la



Bande CrO₂



Bande Fe₂O₃



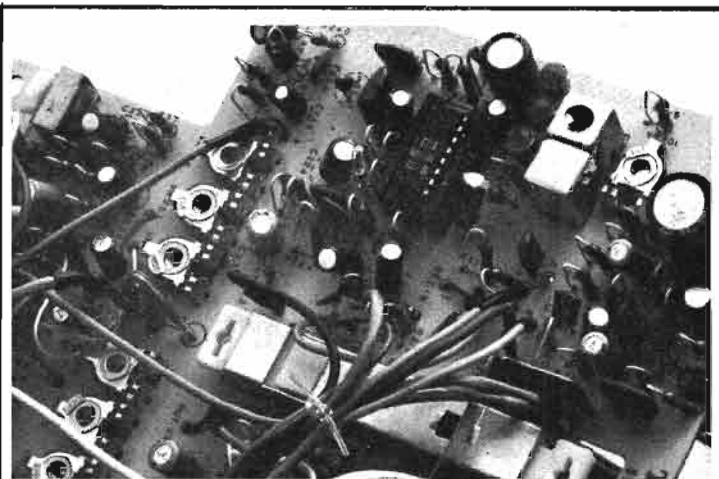
cassette, ce sont de bonnes performances que nous avons pu mesurer là. Les temps de bobinage et de rebobinage sont identiques, 85 secondes pour une cassette C60. Pour cette longueur de bande, le compteur indique 500, ce qui donne 750 pour une C90 et 1000 pour une C120. Comme l'emploi de ces dernières n'est pas recommandé, une telle indication ne se rencontrera pas souvent, on peut considérer que les trois chiffres sont bien utilisés.

La courbe de lecture est représentée sur la première de nos courbes, on notera que la courbe se situe pratiquement en plein milieu du gabarit donné par le constructeur qui, il faut le reconnaître est assez large.

En enregistrement/lecture, avec une bande au chrome - Agfa C60 - nous avons

obtenu, sans aucun réglage, la courbe 2, là encore, elle est située pratiquement au milieu du gabarit.

Nous avons pris, pour les essais avec bande à l'oxyde de fer une cassette Maxell UD 60 XL, cassette de haut de gamme, importée par l'importateur du magnétophone. Nous retrouvons là encore une courbe située dans le gabarit. On notera ici une courbe de réponse s'étendant jusqu'à 17 000 Hz alors que la bande au chrome ne permet d'atteindre que 15 000 Hz (ceci n'apparaît pas sur les courbes de réponses). On notera une pointe de tension aux fréquences très élevées, cette pointe est due à un réglage de prémagnétisation insuffisant pour ce type de bande. Cette bande exige en effet un niveau de prémagnétisation plus élevé que les ban-



Un magnétocassette à Dolby B à circuit intégré, circuit monté sur un support trois fois plus gros que lui ! On notera le soin avec lequel sont réalisés les terminaisons des fils blindés.

des normales. Cette remontée se traduit par une réponse un peu plus brillante de la Maxell UD XL. Nous sommes ici devant un magnétophone d'un prix assez bas, il ne semble pas indispensable de lui faire avaler la bande la plus chère, il y a de très bonnes bandes (Maxell UD, Philips, Agfa, Basf ou Scotch, etc.) de bonne qualité et dont le prix est plus en rapport avec celui du magnétophone.

Le taux de distorsion avec une bande au chrome est de 1,7 % pour une indication 0 dB du vumètre, à la fréquence de 1 000 Hz. Une surmodulation de 3,5 dB est possible, le taux de distorsion atteint alors 3 %. Avec la bande Maxell UD-XL, le taux de distorsion est de 0,84 % pour 0 dB et il est possible de monter jusqu'à + 8,5 dB pour atteindre les 3 %.

Le rapport signal sur bruit se mesure pour un taux de distorsion de 3 %. Ce qui suppose que l'utilisateur du magnétophone est au courant de l'admissibilité des bandes magnétiques et des possibilités qu'il a de surmoduler, sans que la distorsion devienne prohibitive.

Avec une bande au chrome, le rapport S/B est de 52 dB sans Dolby, 61 dB avec Dolby. En mesure non pondérée, il est de 49 à 50 dB, avec et sans Dolby.

Pour une bande au fer, le rapport signal sur bruit est de

54 dB en mesure non pondérée, il passe à 54,5 et 62,5 en mesure pondérée, Dolby hors en service.

On voit ici nettement l'avantage de la cassette au fer, à condition de surmoduler à l'enregistrement. Pour un niveau de modulation normal, la cassette au chrome donnera un bruit de fond inférieur à celui de la cassette au fer, mais le taux de distorsion de la cassette au fer sera moindre.

On notera aussi l'influence du réducteur de bruit sensible en mesure pondérée, mesure qui rend mieux compte de l'impression ressentie à l'écoute.

CONCLUSION

Nous avons eu entre les mains un appareil qui avait fait une exposition et qui semble ne pas avoir souffert de cette épreuve. Les performances sont toutes satisfaisantes et correspondent à ce qu'annonce le constructeur. Nous sommes là en présence d'un appareil dont la présentation et la fabrication sont irréprochables et dont le prix de vente reste dans des limites tout à fait convenables. Un rapport qualité/prix réellement favorable.



CANNES LA BOCCA - 28 bd. du Midi - T. 47-44-30
 BEAULIEU - Nouveau Port T. 01-11-83



OMNIBAND VI
 NOUVEAU MODÈLE
 RÉCEPTEUR
 GONIO

relèvements sur
 radiophares et
 bande marine

SIX BANDES RADIO, particulièrement bien étudiées pour les plaisanciers.

- | | |
|--|---|
| 1 - Gamme GO - Radiophares - Consoles - 180 - 380 kHz. | 4 - Gamme Modulation de Fréquence - 108 - 88 MHz. |
| 2 - Gamme de Radiodiffusion PO 540 - 1 600 kHz. | 5 - Gamme V.H.F. Aviation 108 - 136 MHz. |
| 3 - Gamme Marine ou Chalutiers 1,6 - 4 MHz. | 6 - Gamme V.H.F. Marine 147 - 174 MHz. |

**BARLOW - WADLEY
 XCR-30**



RÉCEPTEUR DE
 "TRAFIC"
 PROFESSIONNEL
 AM - USB - LSB
 CW - RTTY

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !
 Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

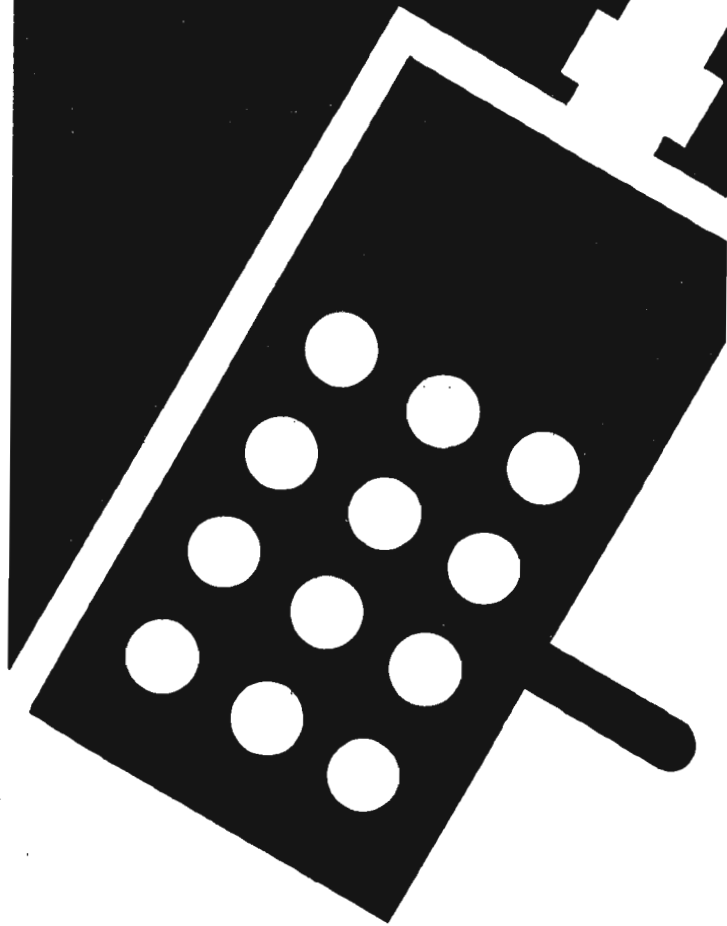
DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____
 ADRESSE _____

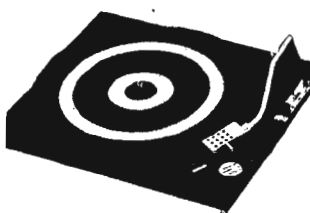
THOMSON
 FRANCE PLATINES



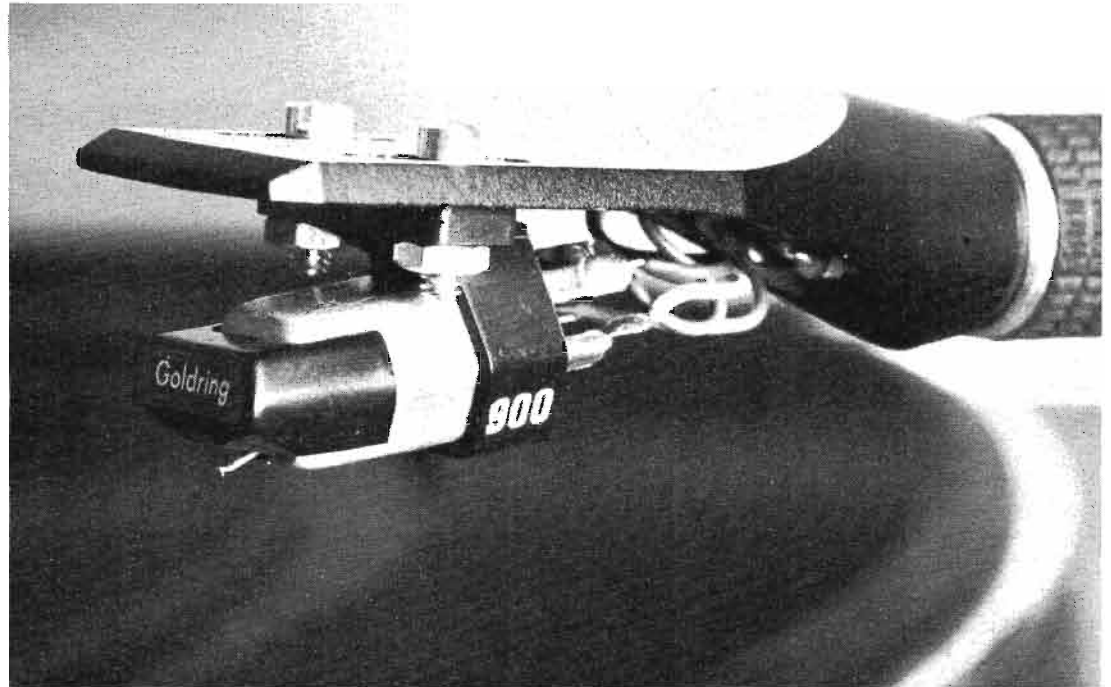
technique française
 de renommée
 mondiale



dtp



LA TETE DE LECTURE



GOLDRING G900

GOLDRING abandonne l'aimant induit pour retrouver le principe proche de l'aimant mobile. Le champ libre est abandonné sur ce modèle et poursuit sa carrière sur les autres. La G 900, qui vient de sortir est très différente des autres modèles de la gamme.

Goldring a sorti son premier phonocapteur en 1935, la force d'appui était alors de 226 grammes ! Aujourd'hui, cette firme lance une cellule dont la force d'appui recom-

mandée est de 1 gramme ; un énorme progrès a été accompli en plus de quarante ans.

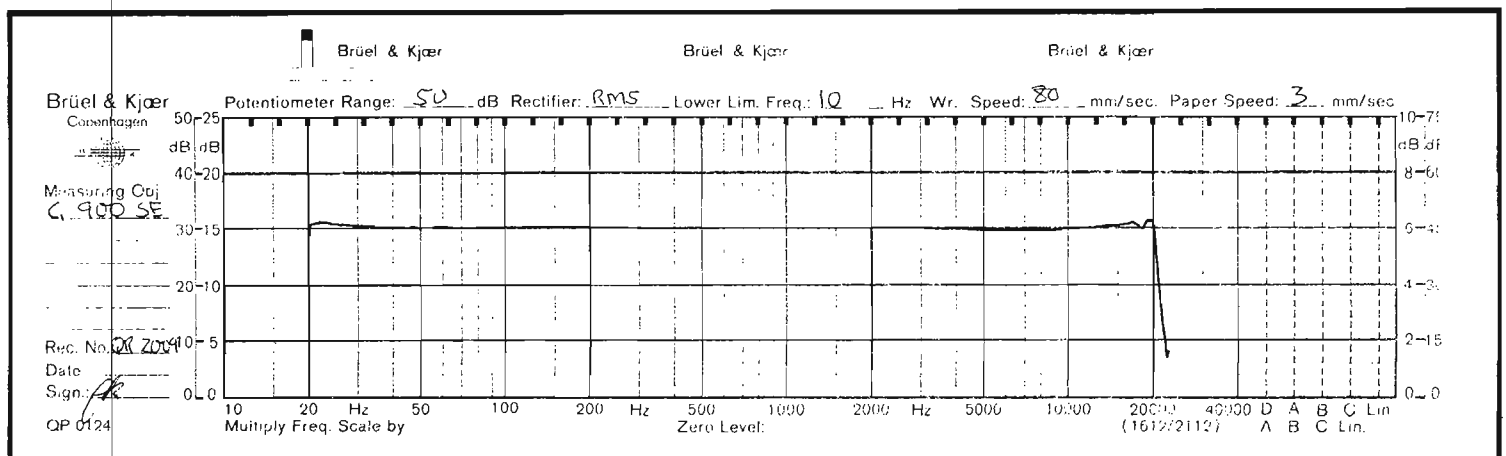
La cellule G 900 est une cellule plus fine que les précédentes. L'aimant est mobile, il est donc de très petite taille, si bien que le constructeur a pu éliminer l'aimant d'induction des précédents modèles, aimant lourd et relativement encombrant. Le poids de ce phonocapteur est de seulement 5 grammes.

Les bobines fixes sont enfermées dans un blindage

de mumétal. Ce blindage est embouti et se présente comme un tube de section hexagonale d'une esthétique assez réussie. Un trou permet le passage de l'équipage mobile. Nous n'avons pas démonté la cellule pour voir ce qui se passait à l'intérieur, ce sont des composants dont la fragilité est grande et qui souffrent souvent d'un remontage, même opéré avec soins. Le constructeur annonce une structure polaire laminée qui permettrait de

réduire les pertes dans les domaines des fréquences hautes et moyennes. L'usinage de ces pièces polaires est chimique (même procédé que pour la fabrication des circuits imprimés).

L'équipage mobile est la partie supportant le diamant. La pointe est un diamant nu collé à l'extrémité d'un levier très fin. Ce levier est solidaire d'un aimant, et si le constructeur annonce un type de matériau très particulier, il s'agit vraisemblablement de



Samarium Cobalt, dernier matériau à la mode, si on peut dire !

Le levier est monté sur une bague de Butyl spécial et bleu qui assure un amortissement optimisé. Un fil de nickel doré est soudé sur l'aimant, il évite les mouvements indésirables, d'avant en arrière de l'équipage mobile. Un étrier en matière plastique renforce le guidage obtenu par le tube carré qui renferme l'équipage mobile.

La fixation de la cellule est internationale, des vis sont livrées avec le phonocapteur, afin de permettre le montage sur tous les types de bras. Les broches sont dorées et des cosses sont livrées avec l'ensemble, il ne faut pas en effet faire de soudure sur les broches, les fils des bobines sont soudés de l'autre côté des broches à l'intérieur de la cellule et le dessoudage est fort probable en cas de fausse manœuvre. Le repérage des fils n'est pas pratique, du moins sur l'échantillon que nous avons eu entre les

mains. Les lettres de repérage sont en relief sur la plaque arrière en plastique noir. La notice du constructeur précise que des bagues de couleur doivent être installées sur les broches et comme le code de couleur est international, il n'y aura plus qu'à associer à chaque broche, un fil de même couleur.

MESURES

Le constructeur livre sa cellule avec une bande passante sur papier, nous avons fait une mesure en montant le phonocapteur sur une table de lecture Micro DD1. Cette représentation de la courbe de réponse est très linéaire, les échelles sont de 2 dB par division. Nous avons fait une vérification point par point et avons renoncé à tracer notre courbe de réponse sur celle d'origine, le résultat est un peu différent en particulier à 20 kHz où nous avons relevé



Photo B. - Le blindage en métal a une forme hexagonale. Le tube carré du porte pointe s'encastre dans le trou.

une chute de 4,5 dB. Aux fréquences basses, la remontée due à la résonance de l'équipage mobile associée à la masse du bras est de 3 dB, il s'agit sans doute d'une divergence que nous pensons due à l'utilisation d'un bras différent. La courbe de réponse tient dans une fouchette de 3,5 dB de large de 30 Hz à 18 kHz, ce qui est une performance excellente.

La séparation des canaux à 1 000 Hz est de 26 dB alors que le constructeur donne 27 dB ; identité des résultats. La tension de sortie est de 4,8 mV pour un disque gravé au niveau 0 dB, là encore nous retrouvons le chiffre du constructeur. L'écart de la tension de sortie entre les deux canaux est très faible.

Le facteur de lisibilité testé à partir du disque N° 2 du Hifi club de France est supérieur à 80 μm pour une force d'appui de 1 g, avec une force d'appui de 0,5 g, on arrive à un facteur de lisibilité de 70 μm . Nous ne recommanderons pourtant pas la lecture avec une force d'appui aussi réduite, pour des raisons évidentes de stabilité !

CONCLUSION

La nouvelle cellule Goldring se porte bien, elle donne une écoute fine et précise mise en évidence sur les phénomènes transitoires. Les

tolérances sont tenues sans pour cela que la cellule ait été placée dans ses conditions de fonctionnement idéales, notamment en ce qui concerne la capacité de charge, une donnée qu'il est souvent difficile de respecter, les constructeurs de tables de lectures sont souvent muets sur ce point.

CARACTERISTIQUES DONNEES PAR LE CONSTRUCTEUR

Type : aimant mobile.
Réponse en fréquence : 10 Hz à 28 kHz.
Courbe de réponse : 20 Hz, 20 kHz \pm 2 dB.
Charge : 47 k Ω , 150 à 200 pF.
Force d'appui : 1 g (0,75 à 1,5 g).
Masse ramenée à l'extrémité : 0,32 mg.
Diamant elliptique : 18 x 5 μm .
Inductance à 1 kHz : 640 mH.
Inductance à 10 kHz : 630 mH.
Résistance en continu : 720 Ω .
Séparation des canaux : 25 dB nominale.
Sensibilité : 5 mV eff. à 5 cm/s et 1 kHz.
Compliance : latérale : 40 x 10⁻⁶ cm/dyne, 20 x 10⁻⁶ cm/dyne en verticale.
Angle de lecture : 24°.
Poids : 5 g.

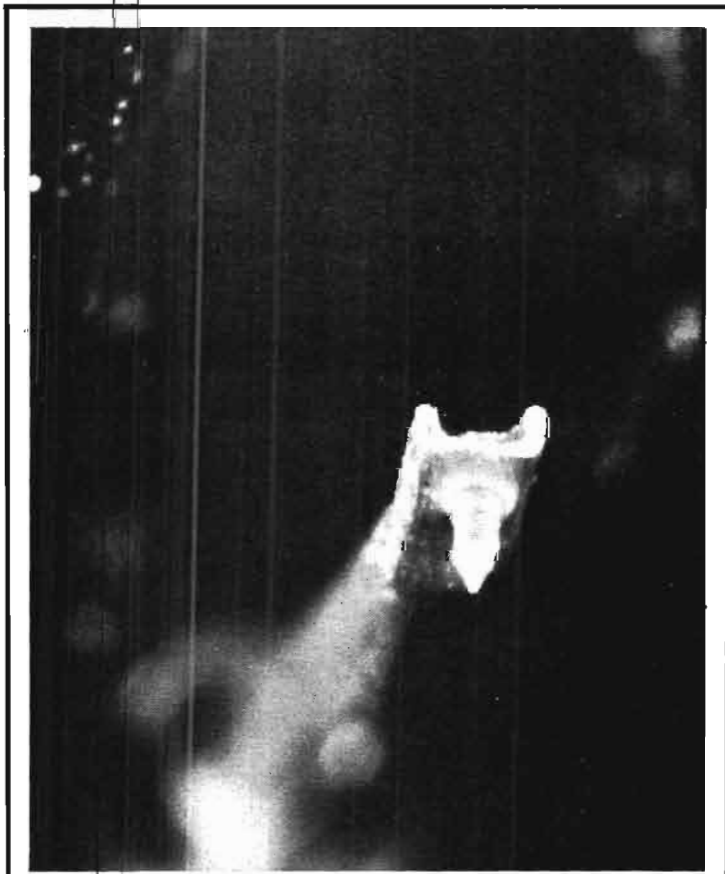


Photo A. - Le diamant est collé à l'extrémité du levier porte pointe.

LE RADIO-REVEIL



GRUNDIG SONO CLOCK 21

LE radio réveil Grundig Sono Clock 21 est un appareil de la nouvelle génération, les mécaniques horlogères à indication digitale ont fait place à une horloge digitale entièrement électronique, à l'exception des touches de commande et de réglage qui sont restées mécaniques ; sans doute pour éviter des effleurements accidentels. Le Sono Clock 21 est un poste à transistors secteur à trois gammes d'ondes, grandes petites et modulation de fréquence. La partie radio se trouve sur la droite, la gauche est réservée à la pendule. Cette pendule est particulièrement sophistiquée, elle ne se contente pas de donner l'heure, minute par minute, mais si vous le lui demandez, elle vous donnera aussi le mois et la date, pour cela, elle a même été programmée sur quatre ans, elle ne tient donc pas compte des années bisex-

tiles mais sait si les mois ont 30 ou 31 jours.

La pendule Sono Clock 21 est un appareil de chevet, le haut-parleur est tourné vers le plafond, une grille moulée laisse passer les sons. On trouve le bouton de recherche des stations sur le côté droit, ce bouton est creusé pour faciliter sa manœuvre. La sélection de gamme se fait par l'intermédiaire d'un autre bouton, plus petit, un index de couleur orange se déplace derrière une lucarne pratiquée dans la face avant pour indiquer la gamme d'ondes en service. Le réglage du niveau et celui du timbre sont à curseurs linéaires. La pendule est commandée par une série de touches situées au-dessous des chiffres. Un commutateur permet de choisir la lecture de la date, de l'heure du réveil, en position centrale (rappel par ressort) c'est l'heure qui est affichée. Un point lumi-

neux clignotant bat la seconde. Un autre commutateur choisit le mode de fonctionnement, automatique ou manuel.

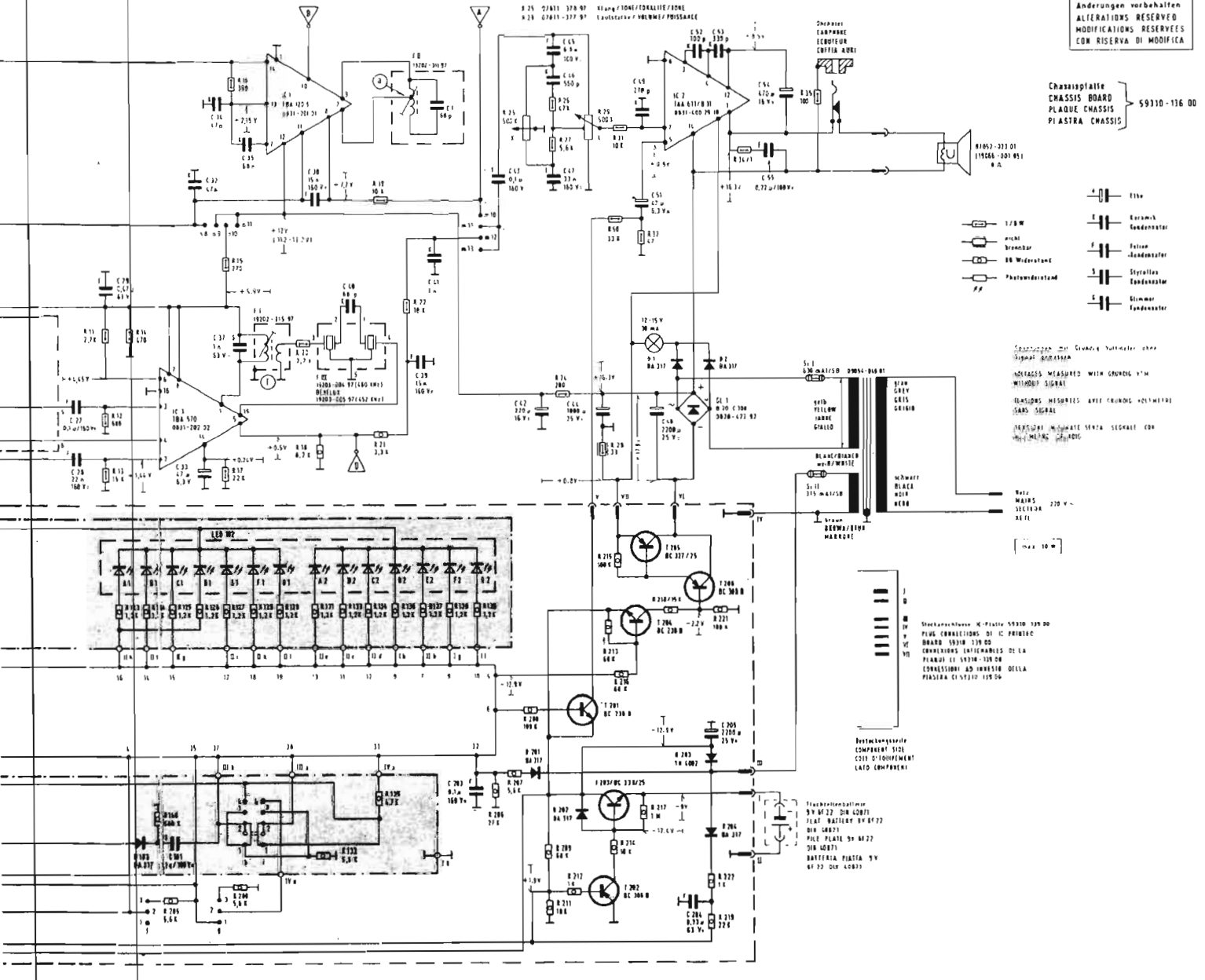
LES FONCTIONS DE LA PENDULE

La pendule à affichage par diodes électroluminescentes (4 afficheurs 7 segments), utilise comme il se doit un circuit intégré unique. Ce circuit intégré possède 40 broches, ce qui suffit pour remplir pas mal de fonctions. La première est l'indication de l'heure, heures et minutes. La seconde c'est l'indication de la date, ensuite, nous avons le clignotement d'un point pour les secondes. L'appareil dispose également d'une fonction spéciale aux radio-réveils, c'est la possibilité de s'endormir en musique ; au bout d'un certain

temps, la radio stoppe d'elle-même. Le réglage de la durée de fonctionnement se fait par une touche, chaque pression sur cette touche ajoute 10 minutes de fonctionnement, l'autonomie dans ce type de marche est de deux heures cinquante minutes, ce qui vous laissera largement le temps de vous endormir. Le réveil est évidemment assuré, de deux façons, la première c'est uniquement en se servant de la radio, là, le constructeur manque de prévoyance car si effectivement la radio se met en route à la seconde précise, le niveau sonore reste fonction de la position du potentiomètre de volume, si par exemple il est à zéro, vous devrez compter sur la lumière du cadran ! On peut se demander la raison de cette formule, d'autres constructeurs ont pourtant donné l'exemple en fixant un certain niveau sonore pour le réveil,

Änderungen vorbehalten
 ALTERATIONS RESERVED
 MODIFICAZIONI RISERVATE
 CON RISERVA DI MODIFICA

Chassisplatte
 CHASSIS BOARD
 PLAQUE CHASSIS
 PIASTRA CHASSIS } 59310-136 00



de fait, lorsque l'arrêt intervient et que l'alarme a été programmée, l'alarme retentit au retour de la tension secteur, le dormeur est ainsi averti qu'il risque d'être réveillé à une heure bizarre ou encore pas du tout.

Outre ces particularités propres au circuit intégré spécial, le constructeur a ajouté un système de commande de luminosité automatique de l'affichage. Ce système utilise deux transistors, T101 et T102; une photo-résistance RPY 58 A en liaison optique avec l'ambiance, règle la tension des afficheurs et par

l'intermédiaire des résistances, le courant. Lorsqu'il fera nuit, les afficheurs s'éteindront, par contre, ils deviendront plus clairs en plein jour. Un bouton moleté permet en outre de modifier la luminosité en fonction de ses goûts.

SECTION RADIO

Si le réveil fait appel à des circuits intégrés, il en est de même pour la partie radio, avec un degré d'intégration

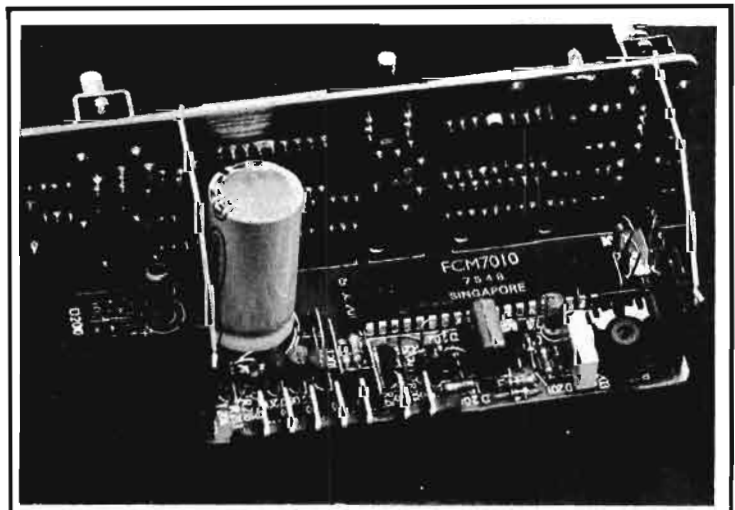


Photo C. - Le verso de l'horloge : un seul circuit intégré, associé à quelques transistors périphériques.

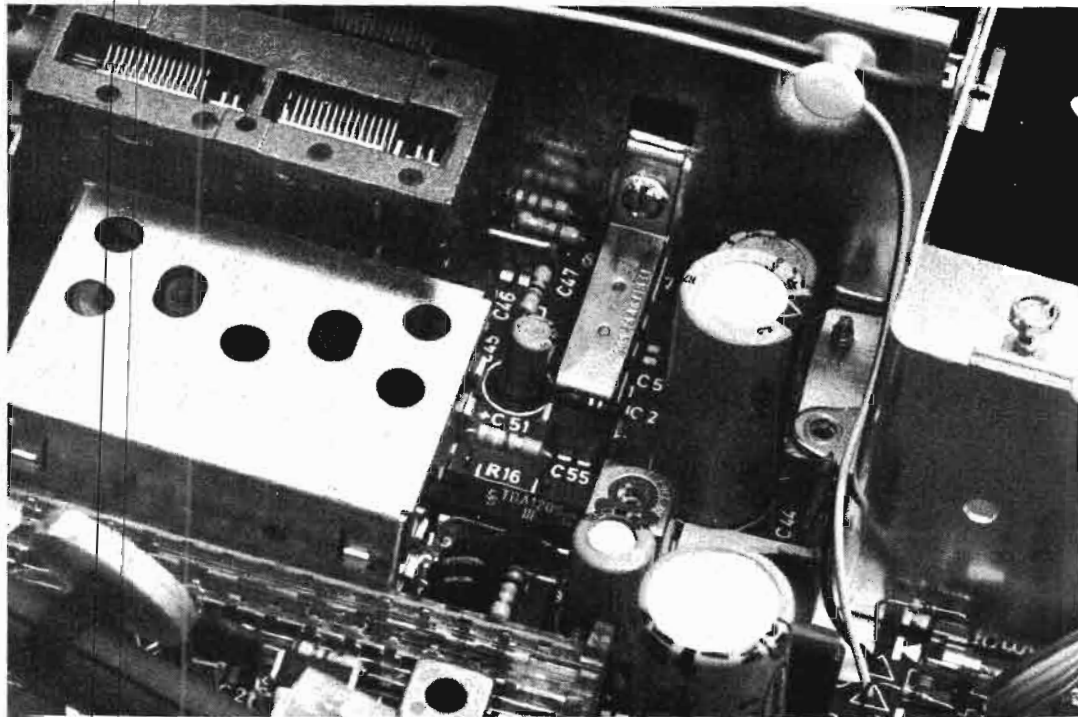


Photo D. - Amplificateur de puissance à circuit intégré vissé sur le châssis interne.

nettement inférieur puisqu'il y a trois circuits intégrés.

La tête HF en modulation de fréquence utilise deux transistors, T_1 et T_2 , tous deux PNP; l'un au germanium, l'autre au silicium. Le circuit d'entrée peut recevoir soit les signaux d'une antenne symétrique de 300Ω ou encore, ceux d'une antenne filaire livrée avec l'appareil. Le premier transistor travaille en base commune, le second fonctionne en oscillateur/convertisseur. La sélectivité de l'amplificateur à fréquence intermédiaire est assurée par un circuit self/conducteur suivi de deux filtres céramiques. L'amplification est assurée par un circuit intégré unique TBA 120S qui comporte plusieurs étages amplificateurs différentiels et un démodulateur MF. Le signal de sortie AF disponible sur la borne 8 est désaccentué par le condensateur C_{38} , il attaque ensuite le potentiomètre de volume et celui de correction de timbre. L'amplification audio est assurée par un unique circuit intégré, associé à un nombre relativement réduit de composants. Le

haut-parleur de 8Ω peut à volonté être remplacé par un écouteur qui une fois en place met hors service le haut-parleur interne.

La section MA utilise un circuit intégré unique TBA 570 qui réunit toutes les fonctions d'un récepteur MA depuis l'oscillateur local jusqu'à la détection. La réception des ondes se fait sur un cadre ferrite. Une antenne extérieure peut être couplée à ce cadre, elle permettra une meilleure réception, à condition que cette antenne soit installée dans un endroit bien dégagé et que la prise de terre y soit effectivement reliée. Le filtrage est assuré, comme pour la section MF, par des circuits accordés et des filtres céramiques, cette association permet d'éliminer les résonances parasites des filtres céramiques en dehors de leur bande passante.

L'alimentation est assurée à partir du secteur. Elle est simplement filtrée. On remarquera que le point négatif du pont est relié à la masse par un transistor, c'est lui qui sert d'interrupteur, il est commandé par le circuit d'hor-

loge. L'horloge est alimentée par un autre secondaire du transformateur d'alimentation.

FABRICATION

L'appareil a été scindé en deux parties : d'un côté l'horloge, de l'autre la radio, l'horloge est complètement enfermée dans un boîtier de matière plastique métallisée, ce module est relié à la radio par, des connecteurs. Le circuit intégré porte une référence et un pays d'origine : Singapour. Cette horloge n'est accessible qu'après le démontage de toutes les vis de la partie radio, ce qui exige l'enlèvement de huit vis. La construction elle-même est classique et très industrielle : un circuit imprimé de grande taille portant tous les composants ; des prises mâles peuvent recevoir des connecteurs femelles permettant un assemblage final par simple montage. Le circuit intégré de puissance a son radiateur fixé sur une surface de refroidissement. La construction est très

sérieuse et les composants de choix, comme toujours chez ce constructeur. L'ensemble est bien ordonné et tous les éléments de réglage sont bien accessibles.

CONCLUSIONS

Le Sono Clock 21 est un bel exemple d'utilisation de circuits intégrés et des plus récents composants offerts par la technique. L'horloge, en particulier, va un peu plus loin que beaucoup d'autres modèles. On regrettera par contre la disposition du potentiomètre interdisant le fonctionnement en réveil si le curseur est en position nulle. Sur le plan performances, elles sont correctes, les possibilités de réglages de timbre sont suffisantes, la meilleure position étant médiane. La sonorité de l'appareil est très bonne compte tenu des faibles dimensions de l'appareil.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Fonctionnement : courant alternatif 220 V, 50 Hz.
 Puissance consommée : 10 W max.
 Equipement : horloge digitale, 8 transistors, 1 circuit intégré, 8 diodes, 2 LED, 1 photorésistance.
 Récepteur : 2 transistors, 3 circuits intégrés, 2 diodes, 1 redresseur.
 Circuits : 10 en MF, 6 en MA.
 Gammes d'ondes : MF 87,5 à 108 MHz ; PO 510 à 1 620 kHz ; GO 145 à 290 kHz.
 Puissance de sortie : 4 W musicale.

LE TUNER AMPLIFICATEUR



BST - IC 312

LA société BST est une firme française qui fait construire ses appareils en Extrême-Orient, il n'y a qu'à regarder l'IC 312 pour s'en rendre immédiatement compte. Cet ampli-tuner possède trois gammes d'ondes, d'abord la modulation de fréquence, ensuite deux gammes d'ondes en modulation d'amplitude, les petites et les grandes. L'amplificateur de puissance, stéréophonique comme il se doit, a une puissance de sortie de deux fois 30 W sur 8 ohms.

L'IC 312 de BST a sa façade anodisée couleur or. Le cadran des stations est invisible lorsque l'appareil est au repos ; il s'illumine en bleu, avec les deux indicateurs d'accord, lorsque l'appareil est sous tension. La base de

l'aiguille s'illumine en rouge pour signaler sa position, cette illumination étant due à un moulage de l'aiguille en forme de guide de lumière. Un volant gyroscopique entraîne cette aiguille, ainsi que le condensateur d'accord. C'est un gros bouton qui se prend bien en main. Toujours pour la section tuner : deux indicateurs d'accord, l'un à zéro central, l'autre étant un indicateur de champ.

Les commandes autres que celle d'accord sont rassemblées à la partie inférieure de l'ampli-tuner. Deux clés permettent de choisir l'une des paires d'enceintes. Les touches d'entrée autorisent une utilisation avec deux tourne-disques, tous deux à cellule magnétique. Le magnétophone est utilisable avec

monitoring et on dispose en outre d'une entrée auxiliaire. La touche PO-GO se distingue des autres par sa forme ; cet appareil est certainement vendu sous diverses marques à l'étranger et tous les modèles n'ont pas besoin des grandes ondes.

Le coffret est en tôle d'acier pliée, on y trouve les trous allongés destinés à l'aération des radiateurs de l'amplificateur de puissance. L'appareil peut être monté complètement encastré, la façade ne déborde pas du coffret.

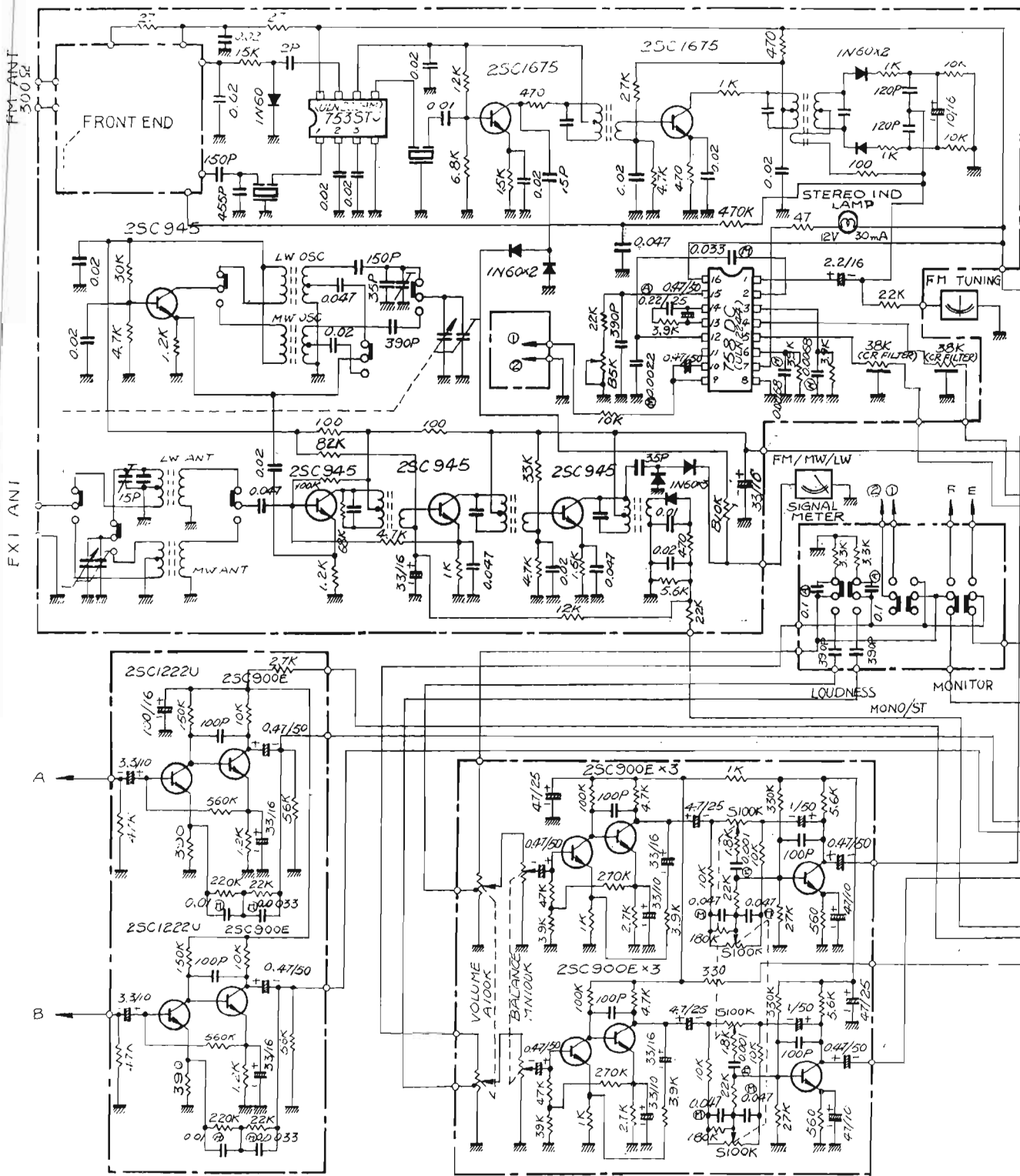
Les prises de sortie sont au standard américain comme il se doit, seule la prise magnétophone est doublée DIN. Les sorties des enceintes sont du type à bornes élastiques, elles reçoivent les extrémités dénudées des fils des enceintes, le

repérage de la polarité se fait par la couleur. Rouge pour le point chaud, noir pour la masse. La sortie pour écoute au casque est sur la face avant, l'écoute au casque est indépendante de celle des enceintes ; pour une écoute au casque seul, il conviendra de placer les commutateurs des enceintes en position repos. A noter : la présence de deux entrées phono.

Le branchement des antennes se fait sur une plaquette à vis, il n'y a pas de cadre ferrite, ce que l'on peut déplorer.

CARACTÉRISTIQUES

Section amplificatrice :
Puissance de sortie :
30 W + 30 W/8 ohms.

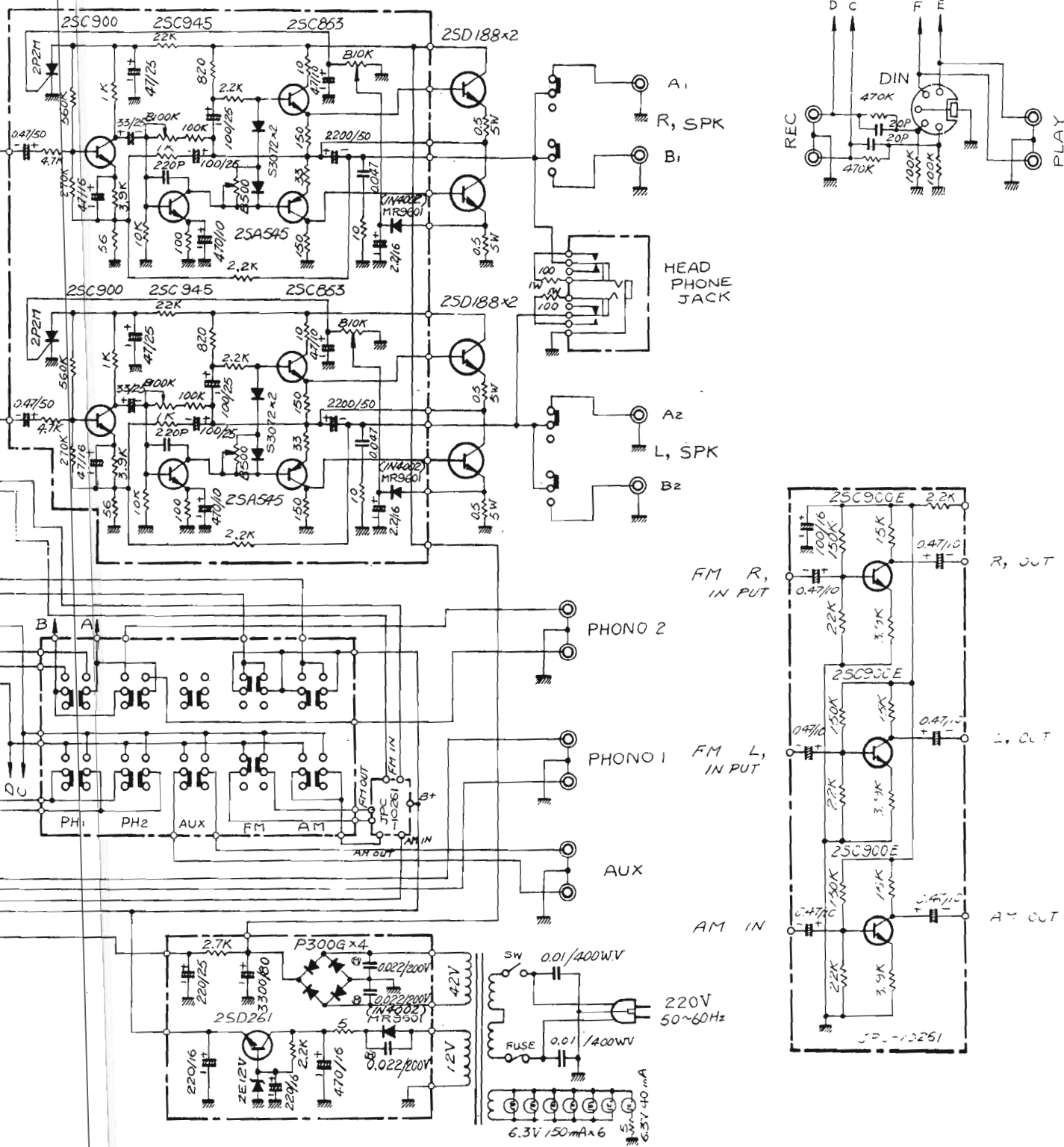


Distorsion : moins de 0,1 % à la puissance nominale.
 Réponse en fréquence : 10 Hz à 40 000 Hz.
 Bande passante en puissance : 20 - 25 000 Hz.
 Séparation des canaux : mieux que 45 dB.

Rapport signal/bruit :
 Phono : mieux que 60 dB.
 Tuner : mieux que 60 dB.
 Auxiliaire : mieux que 70 dB.
 Monitoring : mieux que 70 dB.
 Sensibilité d'entrée :
 Phono 1,2 : 2,5 mV sur 50 kΩ.

Tuner : 180 mV 100 kΩ.
 Aux. : 180 mV 100 kΩ.
 Monitoring : 180 mV 100 kΩ.
 Basses : ± 12 dB à 100 Hz.
 Aiguës : ± 12 dB à 10 kHz.
 Correction physiologique : ± 10 dB à 100 Hz, + 6 dB à 10 kHz.

Correction de courbe de gravure : RIAA.
 Sortie magnétophone : 180 mV sur prises RCA, 30 mV sur prises DIN.
 Alimentation : 117/220 V 50/60 Hz.

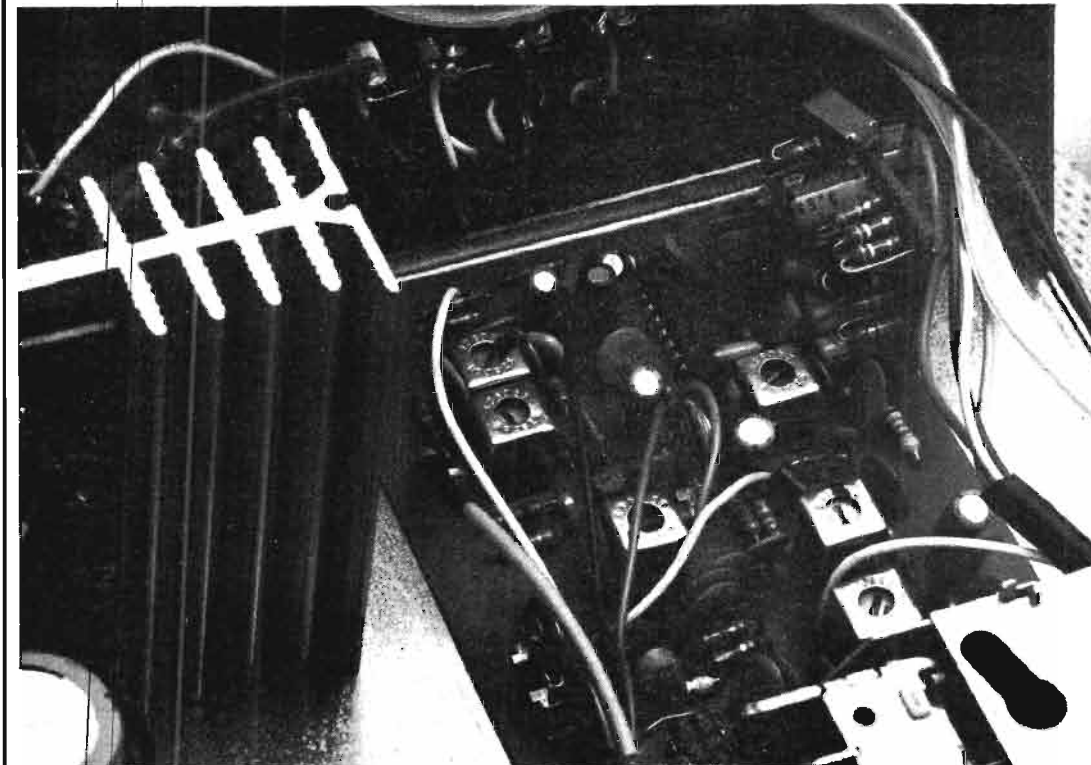


Dimensions : 150 x 470
 x 330 mm.
 Poids : 11 kg
 Section radio :
 — MF :
 Gammes : 87,5-108MHz.
 Sensibilité : S/B 30 dB :
 1,7 μV.

Réjection image : mieux que
 50 dB.
 — PO :
 Gammes : 530-1605 kHz.
 Sensibilité : S/B 20 dB 100 μV.
 Réjection image : mieux que
 30 dB.

— GO :
 Gammes : 150-350 kHz.
 Sensibilité : S/B 20 dB
 300 μV/m.
 Réjection image : mieux que
 30 dB.
 Séparation stéréo : 35 dB.

Rapport S/B : mieux que
 60 dB.
 Impédance d'antenne : MF :
 300 ohms - PO : 50 ohms -
 GO : 50 ohms.



Circuits intégrés pour la M.F.

ETUDE TECHNIQUE

La tête VHF est, comme dans la plupart des tuners d'origine japonaise un bloc intégré qui comporte le condensateur monté sur un circuit imprimé qui reçoit les éléments de l'étage haute fréquence ; les constructeurs achètent des modules « tête VHF ». Cette tête HF est équipée ici d'un transistor à effet de champ à double porte à l'entrée. L'oscillateur est séparé du mélangeur. La tête VHF attaque l'amplificateur à fréquence intermédiaire par l'intermédiaire d'un filtre céramique. Le circuit intégré délivre une tension HF qui sert à commander le gain de la tête VHF ; cette commande automatique de gain permet d'éviter les saturations pour des niveaux d'entrée élevés.

À la sortie du circuit intégré, un second filtre céramique contribue à la limitation de la bande passante. Deux autres étages amplificateurs précèdent le discriminateur

MF. Sur le collecteur du premier transistor, 2 SC 1675, un condensateur de 15 pF recueille la tension HF qui commandera l'indicateur de champ. La tension est détectée par deux diodes.

Le signal de sortie du discriminateur attaque un décodeur stéréophonique à boucle de phase asservi. La fréquence d'accord du circuit démodulateur est réglée par un potentiomètre, la constante de temps est fixée par un condensateur et une résistance partiellement variable.

Le filtrage de sortie du démodulateur MF se fait par des filtres RC intégrés ; ce sont de petites plaquettes de céramique où sont rassemblés les éléments de filtrage.

La section modulation d'amplitude est équipée de seulement quatre transistors, elle n'est donc guère différente de celle d'un récepteur à transistors. Pas de cadre ferrite mais des bobinages accordés attaqués par une antenne. La tension HF détectée à la sortie de collecteur du dernier transistor attaque l'indicateur de champ.

SECTION AMPLIFICATRICE

On notera d'emblée la simplicité du préamplificateur RIAA. Il n'y a aucune commutation autre que celle des prises d'entrée, pour les deux tourne-disques, ces préamplificateurs ne servant que pour les signaux issus de cellules magnétiques.

La sortie des préamplificateurs rejoint les autres entrées au niveau du commutateur de fonction. A la sortie du commutateur, on trouve le potentiomètre de puissance. On notera donc l'impossibilité de surcharger les entrées auxiliaires. Une prise sur le potentiomètre de puissance permet de modifier la correction physiologique en fonction du niveau. Pour les puristes, une touche peut mettre cette fonction hors service. Le correcteur de timbre est peu différent de tous les autres ; noter sa structure symétrique qui permet d'employer des potentiomètres linéaires.

Les amplificateurs de puis-

sance sont à structure quasi complémentaire, l'alimentation ne possédant pas de point milieu, la liaison avec les enceintes se fait par condensateur de 2200 μ F. La contre-réaction alternative est prise à la sortie du condensateur, ce qui permet de compenser les variations d'impédances du condensateur aux basses fréquences. La stabilisation du courant de fonctionnement des transistors de sortie est confiée à deux diodes associées à un potentiomètre ajustable. Une protection électronique a été installée. Une diode capte la tension aux bornes de la résistance d'émetteur de l'un des transistors de puissance, cette tension est ensuite filtrée pour attaquer la gachette d'un thyristor qui court-circuite l'alimentation du transistor du premier étage. L'IC 312 n'est pas très riche en fusibles, il n'y en a qu'un seul chargé de la protection, au primaire du transformateur d'alimentation.

FABRICATION

L'IC 312 n'est pas un appareil cher, l'aspect interne s'en ressent. Les tôles sont moins figiolées, le câblage moins soigné. Les radiateurs des transistors de puissance ne sont pas anodisés en noir. Par contre, le constructeur n'a pas hésité à faire les raccordements des transistors par des plaquettes de circuit imprimé. Petit détail, nous sommes tombés sur un ampli-tuner dont l'aiguille s'est immobilisée sur France Musique ; après vérification, nous sommes rendu compte que l'une des poulies recevant le câble d'entraînement du condensateur variable s'était désagrégée et avait perdu un de ses flasques, d'où un déraillement du câble. C'est un incident qui, nous le souhaitons et le pensons, n'était présent que sur notre appareil.

La fabrication mécanique est correcte dans l'ensemble

et la présentation soignée, la rigidité du châssis est bonne, particulièrement lorsque le capot de tôle est installé. Les boutons sont en métal massif et les commutateurs sont sérieux. Un rapport qualité de fabrication/prix favorable sans l'incident des poulies.

MESURES

La puissance de sortie de cet amplificateur est de 32 W par canal sur une impédance de charge de 8 ohms, les deux canaux étant attaqués en même temps. Lorsque les deux voies sont chargées sur 4 ohms, la puissance de sortie passe à 16 W. Pas d'augmentation de puissance mais une diminution, ce qui est contraire aux habitudes des constructeurs. Ici, l'explication est simple, nous avons en effet un disjoncteur électronique réglé avec une très grande précision, il est réglé pour la puissance de 32 W dans 8 ohms, c'est-à-dire pour une intensité de 2 ampères. Comme ce disjoncteur réagit en courant, il est tout à fait normal que la puissance soit limitée à 16 W, 16 W correspondant également à un courant de 2 ampères. La précision du disjoncteur est très grande, la moindre surcharge à l'entrée, même pour une impédance de charge de 8 ohms, déclenche la sécurité. Comme ce disjoncteur utilise un thyristor, il faudra couper l'alimentation secteur pour que tout revienne à l'ordre, il faut en fait attendre une vingtaine de secondes pour que tout rentre dans l'ordre et que l'amplificateur soit prêt à repartir.

Cet amplificateur pourra être employé avec n'importe quelle enceinte, même dont l'impédance est inférieure aux 8 ohms nominaux, si le courant devient trop important, la sécurité interviendra.

Le taux de distorsion harmonique a été mesuré sur une charge de 6 ohms uniquement. A 1000 Hz, nous avons mesuré 0,08 % à la puissance

maximale et pour une puissance de 3 dB inférieure, le taux de distorsion est conservé.

A 30 Hz, le taux de distorsion est de 0,14 % et 0,11 % pour les puissances maximale et moitié. A 10 kHz, le taux de distorsion est de 0,13 %, il passe à 0,10 % à la puissance moitié.

Le taux d'intermodulation est de 0,3 % à la puissance maximale (limite d'écrêtage), et de 0,12 % 3 dB au-dessous.

Ces valeurs de taux de distorsion sont bonnes, elles sont devenues des standards pour le matériel HiFi.

Le rapport signal sur bruit non pondéré et sur l'entrée phono dont la sensibilité est ramenée à 5 mV, est de 58 dB en valeur non pondérée, valeur suffisante sans plus ; par contre, en mesure pondérée, on passe à plus de 70 dB, ce qui devient nettement meilleur. A l'écoute, avec un tourne-disques, nous n'avons pas été gênés le moins du monde par le bruit de fond.

Sur les entrées auxiliaires, on trouve respectivement 80 et 90 dB suivant que la mesure est pondérée (filtre psophométrique) ou non.

La tension de saturation du préamplificateur phono est de 26 mV à 1000 Hz, la réserve reste suffisante, la sensibilité de l'entrée étant de 2,5 mV.

La bande passante s'étend de 10 Hz à 63 kHz pour la puissance de sortie maximale à 1000 Hz et une atténuation de 3 dB aux fréquences limites. Notons une légère accentuation aux fréquences hautes et basses, accentuation due au correcteur de timbre.

CONCLUSIONS

Nous retiendrons de cet appareil un prix de vente particulièrement bas qui permettra à tous d'accéder à une musique de qualité sans dépenser trop d'argent. Cette clientèle existe, et cet importateur ne l'a pas négligée.

E.L.

Pour monter votre kit, prenez d'abord une paire de ciseaux.

Le premier outil qu'il faut savoir manier pour monter vous-même votre Kit, c'est une paire de ciseaux. Vous découpez ce bon et vous recevez le catalogue gratuit Heathkit, en couleur. Il ne vous reste qu'à choisir votre Kit parmi plus de 100 modèles Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur.

Le montage c'est un jeu d'enfants avec le manuel clair et détaillé qui accompagne chaque Kit.

Alors, si vous savez manier les ciseaux, vous saurez sans aucun doute monter votre Kit Heathkit.

Adresse en France : Heathkit
47, rue de la Colonie - 75013 Paris - Tél. 588 25 81
En Belgique : Heathkit
Av. du Globe, 16-18, 11-90-Bruxelles - Tél. 44.27.32

Nom

Prénom

N° Rue

Code postal Ville

HEATHKIT
Schlumberger



Hi-Fi, appareils de mesure, radio amateur dans le nouveau catalogue gratuit Heathkit tout en couleur.

HP 576 C

Participation frais d'envoi : FF 1,90 / FB 19

LA TABLE DE LECTURE



MICRO DD1

LENTRAÎNEMENT direct a ses adeptes comme celui à courroie ses passionnés. Ici, nous sommes avec un constructeur qui utilise toutes les versions d'entraînement puisqu'il s'agit de Micro et que Micro construit des tables de lecture pour beaucoup de constructeurs, ce qui ne l'empêche pas de commercialiser sa propre production. Nous en avons un échantillon ici avec cette DD1 qui est l'une des premières tables de lecture à entraînement direct, proposée à un prix intéressant.

La présentation de la Micro DD1 reste classique avec son socle en bois vernis, son couvercle en plexiglass fumé, son bras finement usiné et présenté. Le bras est en forme de S, le stroboscope n'est pas périphérique, il se regarde au travers d'un hublot de plexi-

glass, éclairé par des lampes au néon. La surface de la table de lecture est peinte en gris, couleur un peu triste. Le plateau est bien entendu recouvert de son tapis de caoutchouc, pas d'originalité de ce côté.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Entraînement : direct avec moteur asservi

Vitesse de rotation : 33 1/3 et 45 t/mn

Réglage fin de la vitesse : $\pm 6\%$ (un demi-ton)

Plateau : aluminium moulé, 31 cm de diamètre, poids 1,5 kg

Puissance consommée : 5,4 W, alimentation sur 100, 110, 117, 200, 220 et 240 V

Taux de pleurage et de scintillement : moins de 0,045 %
Rapport signal/bruit : meilleur que 55 dB

Bras :

Type : équilibré statiquement
Longueur effective : 222 mm
Dépassement de la pointe : 15 mm

Angle de la tête : 21°

Erreur de piste maximale : moins de 1,5°

Poids de la cellule : 4 à 10,5 g
Plage de réglage de la force d'appui : 0 à 3 g

Dimensions : 150 x 449 x 340

Poids : 8,2 kg.

DESCRIPTION

Le plateau est en alliage d'aluminium moulé, après moulage sous pression il est

repris pour être usiné. La précision de cet usinage est suffisante pour qu'il n'y ait pas besoin de reprendre le plateau pour son équilibrage dynamique, il n'y a aucune trace de cet équilibrage. La surface du plateau est ensuite peinte d'une couleur gris foncé mat, le bord est traité au diamant, traitement donnant à l'aluminium un brillant intense et durable. Le trou du centre est conique, l'angle est assez grand pour que le plateau prenne sa position sans trop d'erreur d'altitude.

Le plateau de caoutchouc est nervuré, les poussières tombent en principe dans les nervures et n'abîment pas le disque. Une rigole permet de retirer les disques de 17 cm de diamètre. Le centreur 45 tours, en plastique moulé, sans luxe, porte des repères permettant de régler la posi-

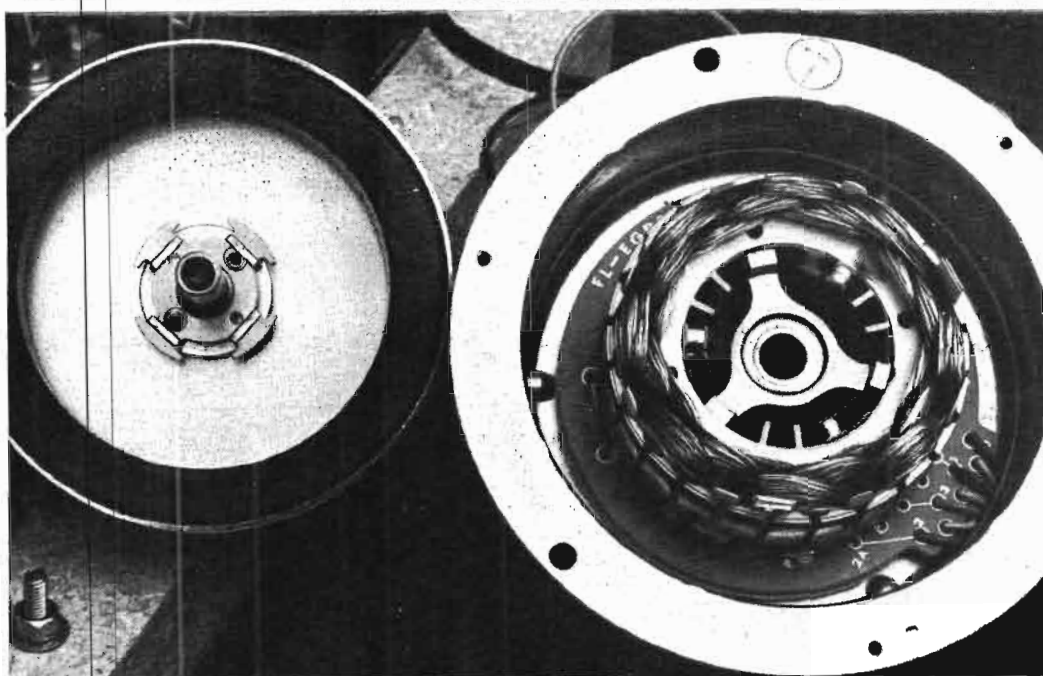


Photo B. - Le moteur : à gauche, le rotor, aimant tubulaire et pièce de commutation à quatre pôles et bagues de cuivre.

tion de la pointe de lecture par rapport au reste du bras, ce qui a pour effet de réduire l'erreur de piste.

L'entraînement est direct. Le moteur est donc dans l'axe du plateau, en fait, le moteur supporte le plateau, son axe repose sur une bille d'acier et les coussinets ont été conçus pour ne pas provoquer trop de bruit de fond. L'électronique de commande du moteur est incorporée dans ce dernier, elle est placée sous un carter de protection en matière plastique que nous avons enlevé pour voir ce qu'il y avait dans ce moteur. Le schéma n'est évidemment pas publié. Le nombre de transistors est relativement important. Ce type de moteur ne comporte pas de balais de commutation des enroulements, cette dernière est entièrement statique. Le rotor est une cloche d'acier dans laquelle est installé un aimant multipôles en ferrite.

Sur le même axe se trouve une pièce polaire auxiliaire à quatre pôles munis chacun d'une spire de Frager. Le stator du moteur (voir photo) comporte un nombre élevé de pôles, ce nombre étant important pour assurer la régularité de l'entraînement. Les pôles

d'entraînement sont répartis à la périphérie du stator. A l'intérieur, des pôles auxiliaires portent de petites bobines qui permettent la commutation. La présence d'une inductance sur le circuit imprimé laisse penser que la détection de la position du rotor par rapport au stator se fait par un système haute-fréquence, les spires de Frager ne servent

pas au déphasage mais à créer une perte dans les bobines.

Ce moteur est en ensemble complet, il reçoit une tension d'alimentation venue de l'extérieur et délivrée par un transformateur, un redresseur et un système de filtrage.

Il faut en outre pouvoir modifier la vitesse de rotation du moteur, ce qui se fait par l'intermédiaire de deux résis-

tances qu'un micro-switch permet de commuter au moment de la manœuvre du sélecteur. Ces deux résistances sont variables, ce qui permet de régler la vitesse de rotation du moteur quel que soit le système de dépoussiérage installé sur le disque.

Le transformateur d'alimentation est monté suspendu élastiquement sous le châssis, cette suspension évite la transmission des vibrations parasites.

De grandes précautions ont été prises pour éviter les vibrations de la plaque supérieure du châssis, cette pièce supporte le bras et les vibrations qui pourraient être reçues par cette grande surface offerte aux sons, risqueraient de se propager vers les enceintes par l'intermédiaire de la cellule, pour créer une réaction acoustique T.B.F. Le constructeur a collé à l'intérieur de son châssis des mousses isolantes assez fermes et, a, d'autre part, installé un raidisseur en bois dont le but évident est cette suppression de vibrations. La suspension de l'ensemble n'est pas particulièrement complexe puisqu'il n'y a que quatre pieds souples et non réglables en hauteur.

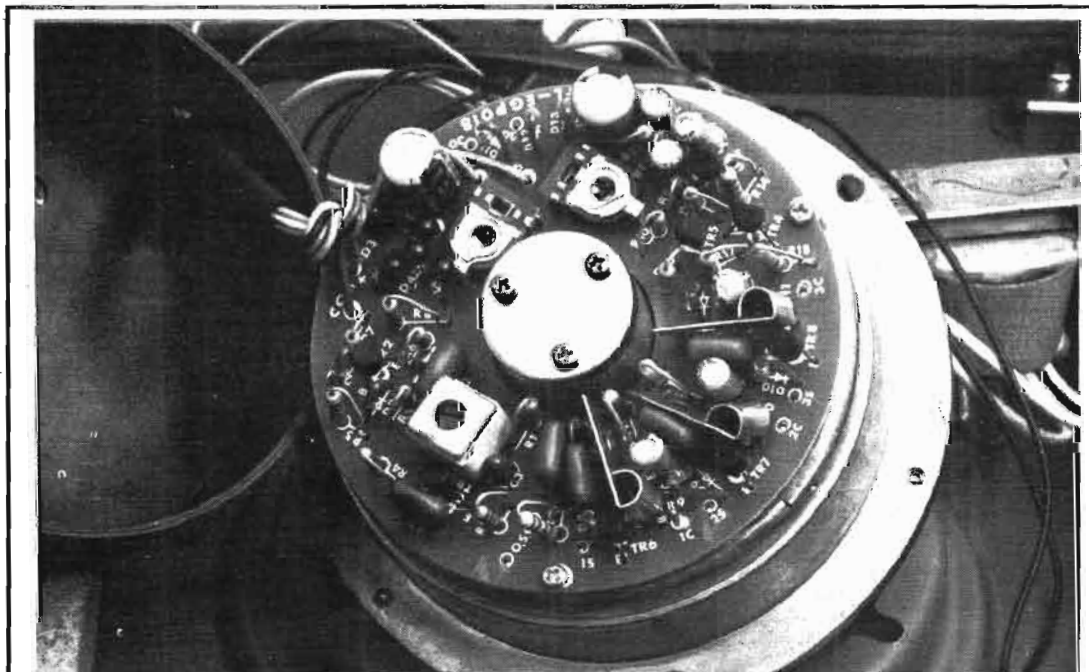


Photo C. - L'électronique du moteur à entraînement direct de la table de lecture Micro DD1. La présence d'un bobinage blindé laisse penser à une commutation H.F.

Le stroboscope est illuminé par des lampes au néon. Ces lampes sont alimentées en alternatif, leur éclat est beaucoup plus haché que celui des lampes à incandescence, ce qui permet d'obtenir un dessin très net des raies immobiles du stroboscope. Un système de prismes ou de miroirs renvoie l'image vers l'extérieur. La fréquence de référence est celle du secteur, la précision est très suffisante. Quatre couronnes sont gravées, deux pour une fréquence secteur de 50 Hz, deux pour 60 Hz.

Le bras est du type en S, il est tubulaire et coudé. La coquille porte cellule est en alliage moulé, elle se visse à l'extrémité du bras, un ergot lui donne sa position exacte. L'écrou de fixation est pourvu d'une bague en caoutchouc qui facilite la prise. Les contacts sont dorés, le constructeur a pris soin de tous les détails.

L'articulation du bras se fait sur des roulements à billes de précision. Les frottements, aussi bien horizontaux que verticaux, sont très faibles. Le réglage de la force d'appui se fait par rotation du contre-poids, une bague rotative porte des repères de 0,5 en 0,5 g. On retrouve aussi sur ce contre-poids la bague en caoutchouc molletée présente sur l'écrou de fixation de la coquille. Le contre-poids est très ramassé sur lui-même, il vient se placer très près de l'axe du bras; nous avons là un ensemble à l'inertie relativement faible. Le réglage de l'antiskating se fait par rotation d'un bouton, le système peut être magnétique ou plus simplement mécanique (par ressort), il est entièrement dissimulé dans un carter étanche.

Le lève-bras est à amortissement visqueux. Il est commandé par la tige de mise en route, cette tige est mue par un curseur coulissant, un bras monté sur la tige libère le contact d'un micro-switch, puis le lève-bras. Le bras se lève très haut au-dessus du

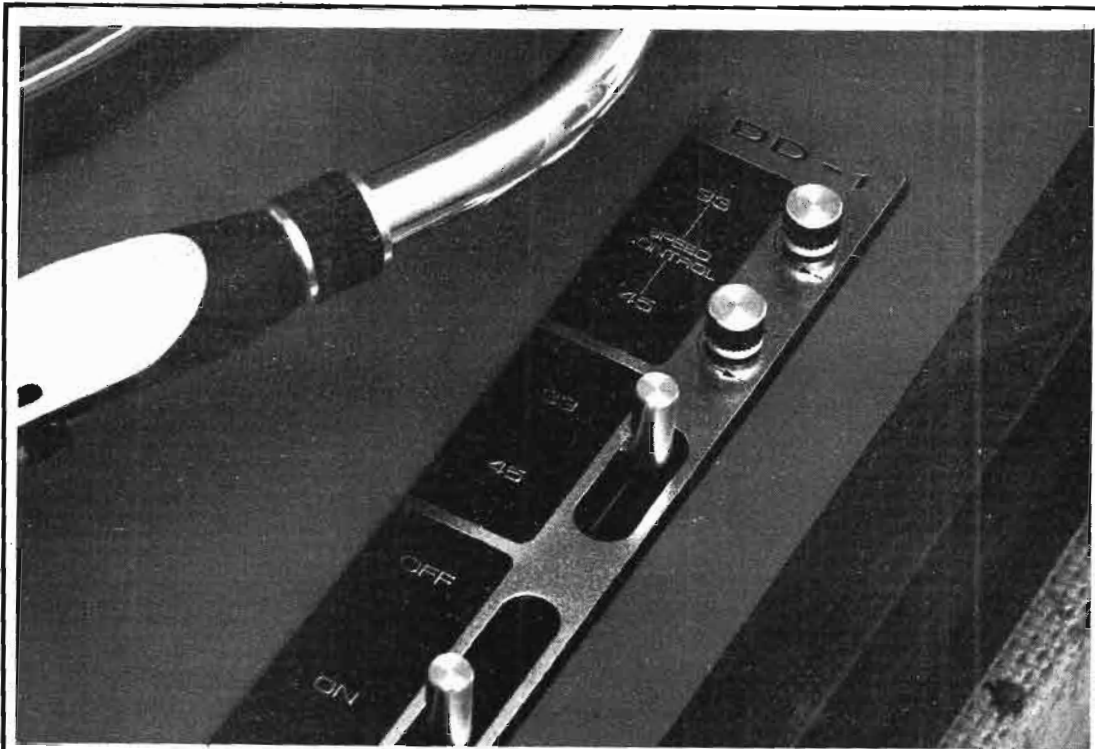


Photo D. - Bague de serrage et bagues des boutons de réglage de la vitesse sont caoutchoutées.

disque et met un temps relativement long à redescendre. Comme le plateau, mu par un moteur de petite puissance est lui aussi lent à se mettre en vitesse (6 secondes à 33 t/mn) la pointe se retrouvera sur un disque tournant à la bonne vitesse. Aucune indication de réglage du lève-bras n'est fournie par le constructeur. La surface de contact entre lève-bras et bras, est recouverte d'un matériau antidérapant, ce qui permet à la pointe de se retrouver à chaque fois dans le sillon qu'elle a quitté sur une action manuelle de l'opérateur (avec une force d'appui réduite, l'antiskating peut entraîner le bras vers l'extérieur).

MESURES

Nous avons installé sur ce bras un phonocapteur Goldring 900, le dernier né du constructeur d'outre-Manche.

Le rapport signal sur bruit, en mesure non pondérée, est de 45 dB; en mesure pondérée, il est de 62 dB, ce sont deux valeurs excellentes qui

confirment la qualité du produit. La vitesse de rotation est réglable, il n'y a pas lieu de vérifier son exactitude si le nombre de raies du stroboscope est bon, la vitesse sera exacte. Le taux de fluctuation de vitesse est de l'ordre de 0,04 %, mesure faite en prenant des précautions de mesures, la valeur est très faible et les défauts des disques tests ne sont pas toujours négligeables lorsque les performances du produit sont élevées.

CONCLUSION

La table de lecture Micro DD1 offre, pour un prix relativement réduit puisqu'il s'agit d'un modèle à entraînement direct, des performances très bonnes qui ne pourront en aucun cas nuire à la qualité de reproduction sonore, il ne reste plus alors qu'à adopter une bonne tête de lecture, c'est aussi un des maillons importants de la chaîne. L'association bras-cellule est un élément qu'il ne faut pas toujours négliger.

E. LEMERY

Comment voir une table de vérité

AVEC LE SYSTEME DE VISUALISATION

TTL TEST A DIODES

DANS les numéros 1544 et 1548 de notre revue, l'auteur a proposé la réalisation du TTL Test-O-Scope, commutateur électronique qui, associé à un oscilloscope, permet de visualiser simultanément quatre ou huit signaux logiques TTL issus d'un même montage.

Il indiquait, en conclusion, que cet appareil permettrait à l'amateur débutant de mieux comprendre le fonctionnement des circuits intégrés logiques.

La série d'articles qui commence aujourd'hui n'a d'autre ambition que d'aider le lecteur à se familiariser avec ces circuits et à adopter le mode de raisonnement - c'est là le point fondamental - indispensable pour réussir les montages.

Tous les amateurs ne disposant pas d'un oscilloscope, l'auteur décrit ci-après un petit appareil très simple destiné à jouer un rôle analogue. Muni de l'un ou l'autre de ces appareils, il sera aisé de voir le comportement des circuits intégrés TTL en commençant, le mois prochain, par les fonctions ET et ET-NON qui permettront de construire une mini centrale de sécurité pour l'automobile en en comprenant le fonctionnement.

Nous avons conçu ce montage pour permettre de visualiser, en permanence ou non, la table de vérité, c'est-à-dire tous les états logiques possibles des fonctions élémentaires que réalisent les circuits intégrés logiques de la famille TTL (fonctions que permettent bien entendu d'autres familles de circuits).

Ces principales fonctions

sont : ET (AND), OU (OR), ET-NON (NAND), OU-NON (NOR), OU-EXCLUSIF (X-OR), OPÉRATEUR et INVERSEUR.

Plusieurs de ces fonctions sont le plus fréquemment réalisées dans un même boîtier.

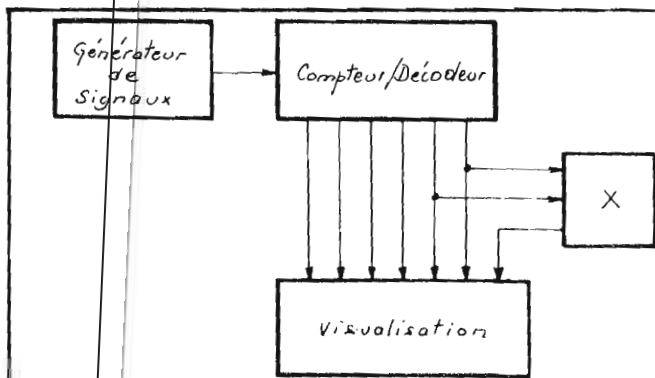
Notre propos essentiel étant d'apporter une aide à la compréhension de ces fonc-

tions élémentaires et de ne pas proposer un montage trop compliqué et trop coûteux, nous nous sommes volontairement limités à l'analyse des circuits comportant au maximum deux entrées et une sortie. Cependant, les circuits ont été prévus pour permettre les extensions nécessaires pour l'analyse de fonctions plus complexes.

DESCRIPTION GÉNÉRALE (figure 1)

Le schéma synoptique de la figure 1 montre l'organisation générale - très simple - du TTL Test-à-diode. Les fonctions que nous y trouvons sont les suivantes :

— la génération des signaux logiques,



X : Fonction à visualiser

Fig. 1. - Organisation générale du montage.

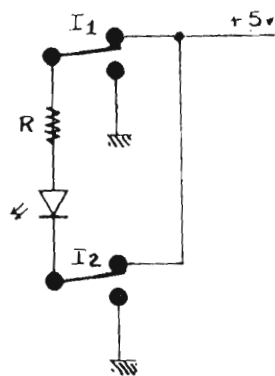


Fig. 2

I_1	I_2	LED
+5v	+5v	○
+5v	⏏	●
⏏	+5v	○
⏏	⏏	○

Fig. 3 ● LED allumée
○ LED éteinte

— le circuit compteur/décodeur,
— le circuit de visualisation,
— la fonction à visualiser, qui seront décrites dans la suite de cet article.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe que nous avons adopté consiste à :

- envoyer sur la fonction à visualiser, des signaux, de façon à réaliser tous les cas de figure possibles ; dans le cas des fonctions élémentaires qui nous intéressent ils seront au nombre de quatre ;
- envoyer ces mêmes signaux sur un circuit de visualisation à diodes LED selon une séquence synchrone de la précédente comme nous le verrons plus loin ;
- envoyer également sur le circuit de visualisation, les signaux de sortie de la fonction analysée.

Ce système présente un certain nombre d'analogies avec le commutateur TTL Test-O-Scope que nous avons décrit dans les numéros 1544 et 1548 du Haut-Parleur ; nous conseillons aux lecteurs de s'y reporter.

LE CIRCUIT DE VISUALISATION

Bien que la logique voudrait que ce circuit soit décrit en dernier, nous allons com-

mencer par lui afin de faciliter la compréhension du fonctionnement du montage.

Considérons le schéma de la figure 2 : une diode LED, avec la résistance R, destinée à limiter le courant dans la diode, est placée entre deux inverseurs I_1 et I_2 qui permettent de connecter celle-ci au +5 volts ou au 0 volt qui représenteront, par convention, respectivement les niveaux logiques 1 et 0.

Nous voyons que :

- Lorsque I_1 est au +5 V (niveau logique 1),
 - si I_2 est au niveau logique 1, la diode LED est éteinte,
 - si I_2 est au niveau logique 0, la diode LED est allumée ;
- lorsque I_1 est au 0 V (niveau logique 0),
 - quelle que soit la position de I_2 , la diode LED restera éteinte son anode étant toujours à 0 V.

La table de la figure 3 illustre ce fonctionnement.

A partir de ce procédé, nous allons construire la matrice de visualisation dont le schéma est donné figure 4.

Sur cette figure, nous voyons que les conditions pour que la diode LED « Q_B » soit allumée, sont : « Q » au niveau logique 0 et « B » au niveau logique 1 ; on appliquera le même raisonnement pour l'ensemble des diodes.

En alimentant les « rampes » de diodes P, Q, R et S par des signaux correspondant au diagramme de la

figure 5, nous obtiendrons un mode de fonctionnement possible comme indiqué sur le tableau de la figure 6. (1).

On voit sur ce tableau que les « rampes » de diodes pourront être allumées à tour de rôle, chacune d'elles reflétant l'état logique des entrées A, B et Y selon que ces dernières seront au niveau logique 0 ou 1.

Supposons que nous soyons dans la configuration (p) de la figure 5 ; si nous avons (A) au niveau logique 0, (B) au niveau logique 1 et (Y) au niveau logique 0, seule la diode LED P_B sera allumée.

Si nous relient les entrées (A) et (B) de la matrice aux entrées (a) et (b) d'un circuit X représentant une fonction élémentaire et si nous relient la sortie (y) de ce dernier à l'entrée (Y) de la matrice, les diodes LED P_A et P_B refléteront l'état des entrées (a) et (b), de même, la diode P_Y indiquera l'état de la sortie (y) du circuit X. Dans le même instant, les diodes LED des rampes Q, R et S seront éteintes.

Dans les configurations (q), (r) et (s) le raisonnement est identique.

Donc, si nous synchronisons les différents états successifs que nous introduisons sur les entrées du circuit X avec les signaux P Q R S, nous verrons successivement : la rampe P visualiser le premier cas de figure, la rampe Q visualiser le second, la rampe R et la rampe S visualiser le troisième et le quatrième.

Si le cycle s'effectue pas à

pas, nous verrons les états logiques se déplacer sur la matrice de diodes LED.

Si la fréquence de répétition du cycle est plus élevée (et éventuellement variable), le phénomène de persistance rétinienne fera que les quatre rampes sembleront visualiser simultanément les quatre cas de figure du circuit X. Nous « verrons » alors sa « table de vérité ».

LA GÉNÉRATION DES SIGNAUX

Les signaux correspondant au diagramme de la figure 5 présentent une grande analogie avec ceux des circuits « génésilog » et « combidec » du TTL Test-O-Scope. Nous reprendrons donc l'essentiel de ces schémas en les regroupant, cependant, sur un même circuit imprimé.

Le générateur à fréquence variable et d'avance pas à pas :

Il est en tout point identique au « génésilog » aussi nous invitons les lecteurs à se reporter à la description de ce circuit dans le numéro 1544 du 18 mars 1976 (fig. 1 TTL Test-O-Scope).

(1) Les trois diodes LED d'une rampe P, Q, R ou S pouvant être allumées simultanément et la sortie d'un CI TTL risquant de ne pas pouvoir les alimenter, nous avons prévu les transistors NPN T_p , T_q , T_r et T_s ; le cane se pose pas pour les lignes A, B et Y, celles-ci n'alimentant qu'une diode à la fois.

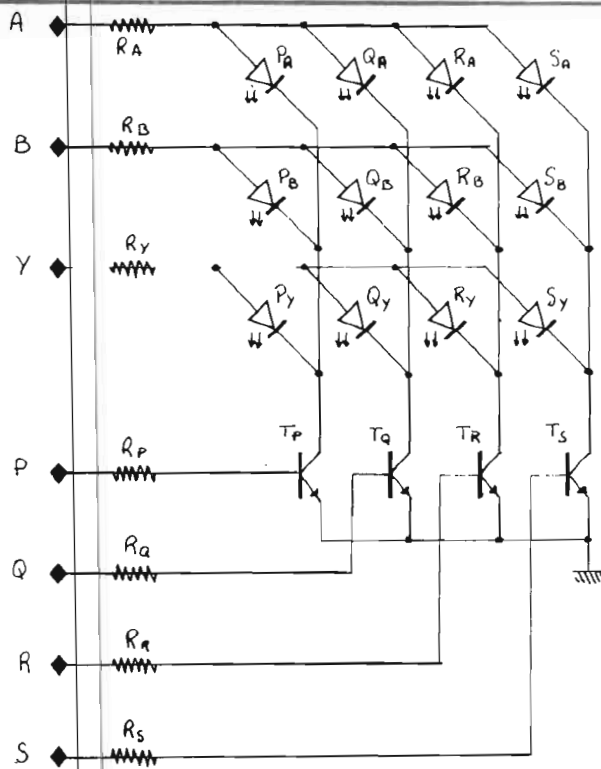
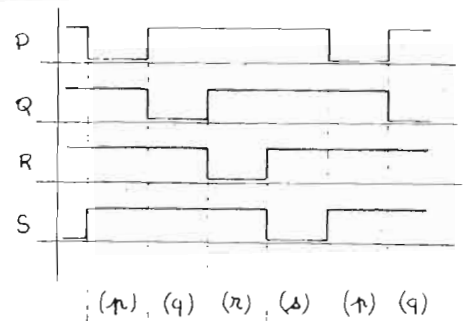


Fig. 4. - Matrice de visualisation à diodes LED.
Nota : Les transistors NPN T_P , T_Q , T_R et T_S ont été prévus pour permettre l'allumage simultané des trois diodes LED correspondantes, les sorties TTL seules risquant de ne pouvoir absorber un courant suffisant. Cette disposition est inutile pour les lignes A, B et Y, une seule diode LED étant allumée à la fois.

Fig. 5. - Diagramme des signaux du compteur/décodeur.



Etat logique sur				Etat des diodes LED											
P	Q	R	S	P_A	P_B	P_Y	Q_A	Q_B	Q_Y	R_A	R_B	R_Y	S_A	S_B	S_Y
0	1	1	1	●	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1	0	1	1	○	●	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1	1	0	1	○	○	●	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1	1	1	0	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	●

○ diodes LED éteintes
● diodes LED allumées respectivement
SI A B et, ou Y au niveau logique 1
sans autre restriction

Fig. 6. - Tableau d'allumage de la matrice de visualisation.

Le compteur/décodeur (fig. 7) :

Le schéma de la figure 7 montre la nouvelle structure du circuit. Le principe reste le même que pour le « combi-dec », les différences résidant dans la remise à zéro du SFC 493 qui peut être choisie par câblage extérieur, en reliant une sortie P à W du SFC 442, à l'entrée RAZ et dans l'utilisation des sorties A et B du SFC 493. Pour le montage que nous décrivons, nous relierons la sortie « T » à l'entrée RAZ du circuit (fig. 7 bis).

Les figures 8 et 9 donnent respectivement : le dessin du circuit imprimé qui regroupe le générateur de signaux et le compteur/décodeur et le schéma d'implantation des composants sur ce dernier.

LA MATRICE DE VISUALISATION

La matrice de visualisation décrite plus haut sera câblée également sur un circuit

imprimé dont le dessin est donné figure 10, l'implantation des composants étant indiquée figure 11.

Le câblage des diodes LED appelle une remarque particulière, en effet, comme nous l'indiquons figure 12, elles seront soudées « queues longues » de façon à ce que ces diodes viennent se placer dans les perçages de la face supérieure.

L'ALIMENTATION

Comme pour le TTL Test-O-Scope, ce montage ne comporte pas d'alimentation intégrée 5 volts.

Nous recommandons aux lecteurs de réaliser une alimentation extérieure de ce type qui leur servira pour de nombreux montages. Nous déconseillons l'utilisation de piles de 4,5 volts, la tension minimum d'alimentation des CI TTL spécifiée par les fabricants étant généralement 4,75 volts.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous avons considéré le TTL Test-A-Diode comme un appareil simple à vocation essentiellement pédagogique aussi économique que possible.

Nous donnerons donc ci-après les indications permettant de le construire, en laissant au lecteur toute liberté pour le choix du coffret et la disposition des éléments de la face supérieure.

La face supérieure doit recevoir :

- un potentiomètre de réglage de la fréquence,
- un inverseur,
- un bouton poussoir,
- un support pour CI DIL 14 broches,
- 17 douilles pour fiches bananes diamètre 4 mm,
- 12 diodes LED diamètre 5 mm (4 rouges, 4 vertes et 4 oranges).

La figure 12 indique la disposition que nous avons

adoptée pour cette face supérieure.

Nous l'avons réalisée dans une plaque de bakélite de 3 mm d'épaisseur environ, les circuits imprimés étant fixés par des colonnettes ou des tiges filetées avec des entretoises. Aux quatre coins de cette platine, nous avons fixé quatre colonnettes de 50 mm de haut (non représentées sur la figure 12) qui nous servent de pieds.

Bien entendu, chacun pourra introduire le montage dans un coffret ou adopter une autre disposition selon les moyens disponibles.

LE CÂBLAGE

Il sera très réduit. Les circuits seront reliés entre eux et aux éléments de la face supérieure, comme indiqué sur le schéma de la figure 13.

Les broches 7 et 14 du support de CI seront câblées aux douilles + 5 V et 0 V.

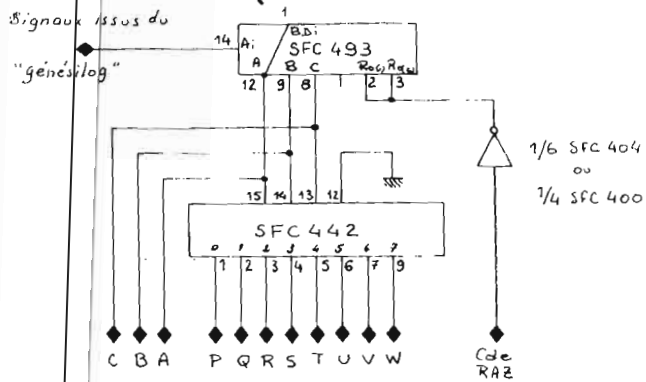


Fig. 7 bis Connexions à réaliser pour le fonctionnement "à quatre cas de figure"

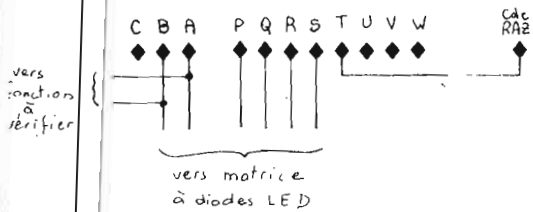
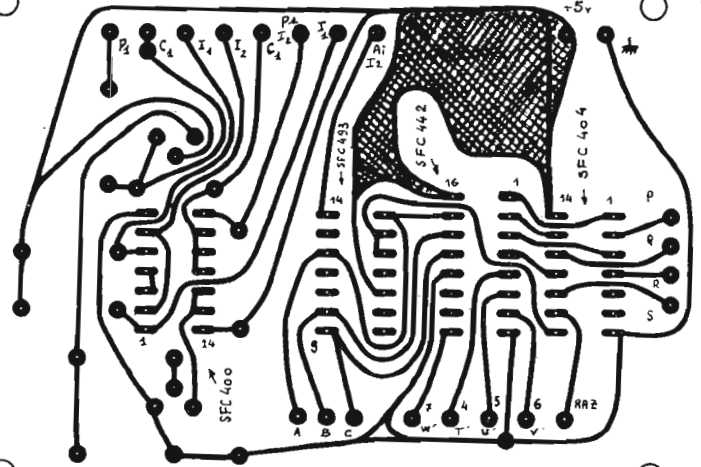


Fig. 7 - Circuit compteur/décodeur (« combidex » modifié).



TTL TEST-A-DIODE 03-76

Fig. 8. - Circuit imprimé.

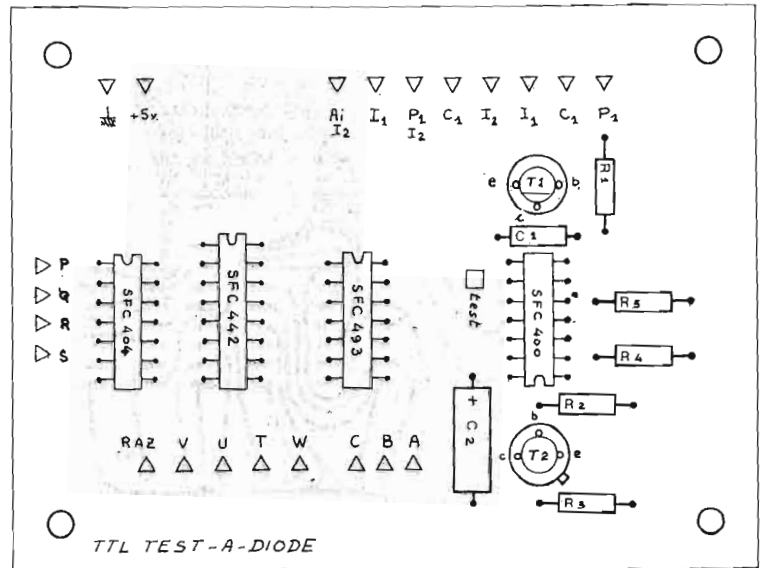


Fig. 9. - Implantation des composants.

TTL TEST-A-DIODE

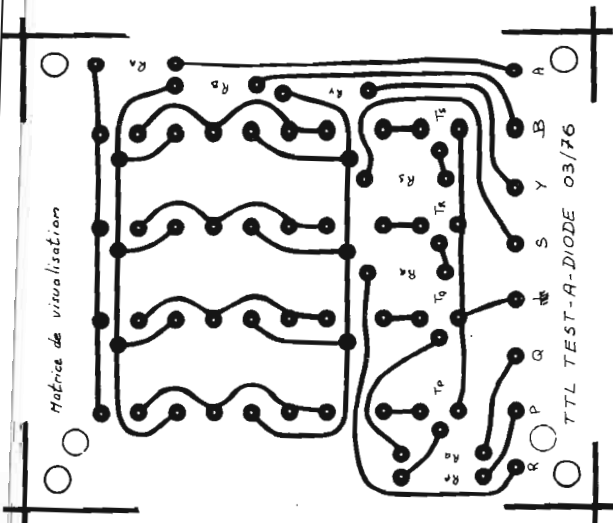


Fig. 10. - Circuit imprimé visualisation.

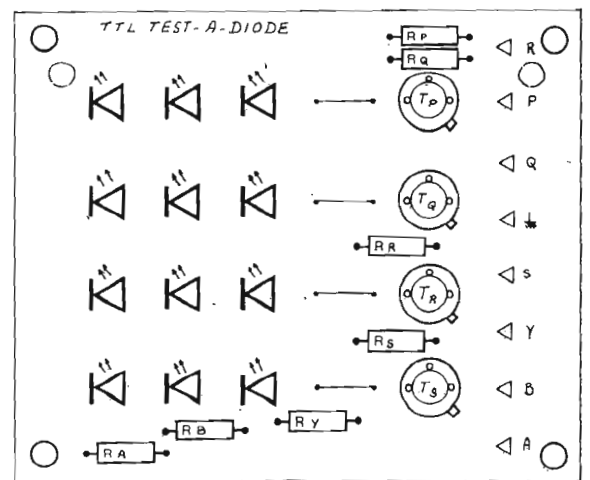


Fig. 11. - Visualisation : implantation des composants.

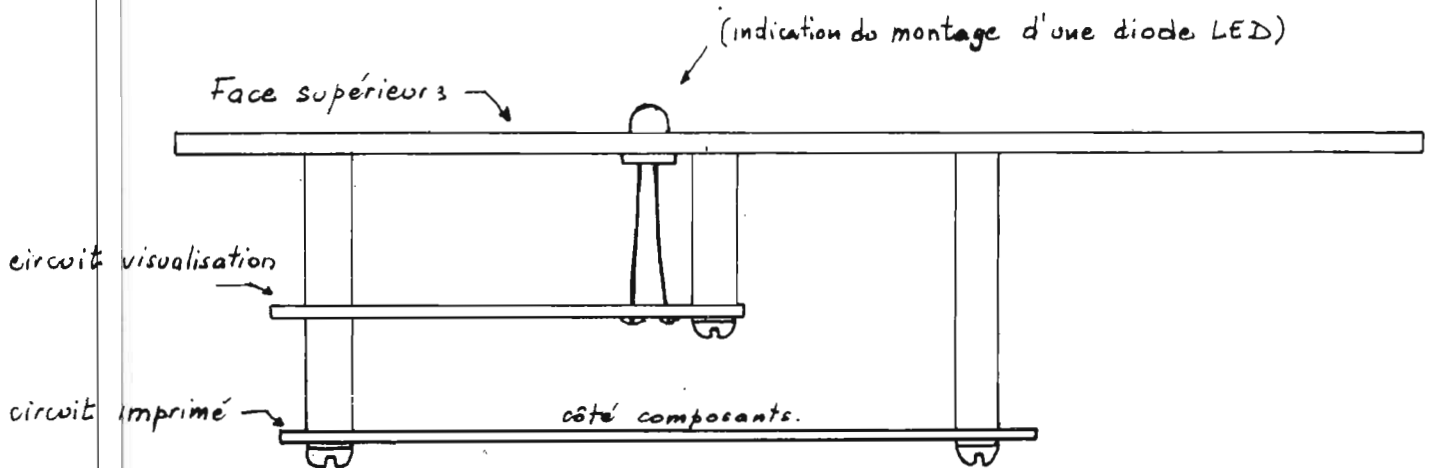
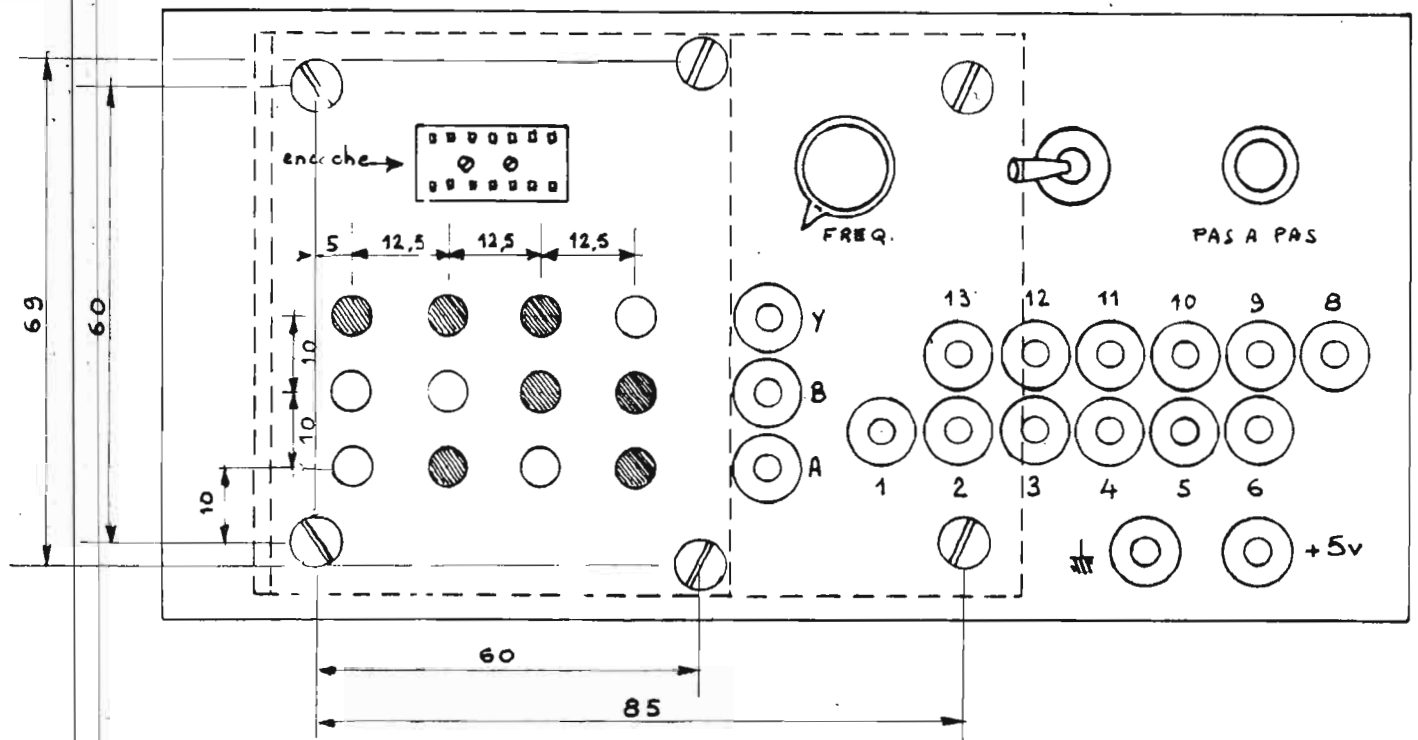


Fig. 12. — Disposition des éléments du TTL TEST-A-DIODE.

Nota : 1 - Les dimensions de notre face supérieure étant 165 x 80, le montage pourra être intégré dans un coffret de dimensions suffisantes dont la profondeur sera au minimum 45 mm.

2 - Le dessin ci-dessus étant réalisé à l'échelle 1, les cotes pourront être relevées directement, elles sont directement liées à celles des circuits imprimés.

3 - Les diodes LED représentées en hachures montrent la « table de vérité » de la fonction « NAND » ou « ET-NON » à deux entrées.

Les douze autres broches seront reliées aux douilles correspondantes, les douilles A, B et Y étant reliées aux entrées correspondantes du circuit de visualisation.

L'ensemble des douilles sera repéré par les lettres ou les chiffres correspondant à leur fonction.

L'UTILISATION

Bien que ce chapitre soit prévu pour être développé dans la série d'articles d'information sur les CI logiques que nous vous proposerons dans les mois à venir, nous indiquons ci-dessous un exemple

d'utilisation qui permettra de vérifier le fonctionnement du montage.

Nous placerons par exemple un SFC 400 - quadruple porte ET-NON (NAND) à deux entrées sur le support de CI, en veillant à l'orientation du CI. A l'aide de trois cordons de liaison à fiches bana-

nes de 4 mm, nous relierons :
 — la douille « 1 » à la douille « A »
 — la douille « 2 » à la douille « B »
 — la douille « 3 » à la douille « Y »
 à la mise sous tension du montage, nous devrons observer - en position « auto » - le

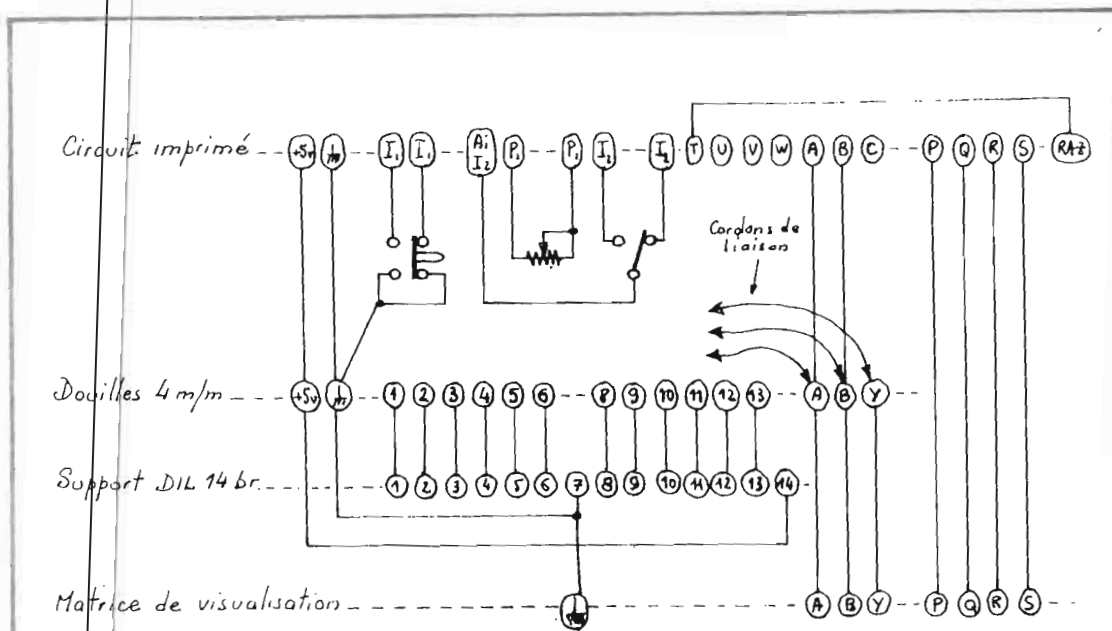


Fig. 13. - Organisation du câblage (table de vérité à quatre cas de figure).
 Nota : Le montage étant prévu pour l'analyse des fonctions élémentaires, les broches 14 et 7 du support DIL 14 br sont directement reliées à l'alimentation, cette disposition conviendra donc aux C.I. qui réalisent ces fonctions (SFC400, 402, 404, 486, etc.).

résultat représenté en hâchures sur la figure 12 ; ce résultat correspondant à la « table de vérité » de la fonction ET-NON. En position « pas à pas » nous pourrions examiner successivement les quatre cas de figure possibles de cette table de vérité.

Ainsi pourrions nous « voir » cette fameuse « table de vérité » des fonctions élémentaires en logique et mieux admettre le raisonnement qui permet d'affirmer que : $1 + 1 = 1$ mais aussi $1 + 1 = 0$ et $1 \times 1 = 0$ mais aussi $1 \times 1 = 1$ selon le type de circuit rencontré.

EXTENSION POSSIBLE DE L'APPAREIL ET LIMITES

Nous avons prévu les circuits pour réaliser huit cas de figure possibles (en utilisant les sorties A, B et C du SFC 493). Dans ce cas, nous devons commander 8 « rampes » de diodes LED par les signaux issus du SFC 442 (sorties P à W) l'entrée RAZ étant alors reliée au +5 V. Cela nous permettra de visualiser

une fonction à trois variables. Si nous voulons visualiser deux sorties de cette fonction, il nous faudra donc 5 lignes de diodes LED

(A, B, C, Y₁ et Y₂) ; au total, la matrice de visualisation comprendra 40 diodes LED (8 x 5). Cette configuration nous paraît être la limite au-delà de

laquelle le système devient coûteux et ne correspond plus à l'objectif que nous nous sommes fixé.

B. DOUTREMEPVICH.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés :

- 1 SFC 400 (7400)
- 1 SFC 493 (7493)
- 1 SFC 442 (7442)
- 1 SFC 404 (7404)

Transistors :

- 1 T₁ : 2N 2925
- 1 T₂ : 2N 2369
- 4 T_P à T_S : 2N 2218 ou équivalent

Diodes LED (modèles standard :

- 4 Ø 5 mm jaunes (ligne A)
- 4 Ø 5 mm vertes (ligne B)
- 4 Ø 5 mm rouges (ligne Y)

Résistances :

- R₁ : 1,2 kΩ
- R₂ : 2,2 kΩ
- R₃ : 2,2 kΩ
- R₄ : 1,8 kΩ
- R₅ : 1,8 kΩ
- R_A : 270 Ω
- R_B : 270 Ω
- R_Y : 270 Ω
- R_P : 4,7 kΩ
- R_Q : 4,7 kΩ
- R_R : 4,7 kΩ
- R_S : 4,7 kΩ

Potentiomètre : P₁ : 250 kΩ LIN.

Condensateurs :

- C₁ : 0,22 μF + 0,47 μF (en //)
- C₂ : 10 μF chimique 25 V

Divers :

- I₁ : poussoir inverseur bipolaire
- I₂ : inverseur unipolaire
- Support pour CI boîtier DIL 14 broches
- 17 douilles pour fiches banane Ø 4 mm
- 2 circuits imprimés.

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO-ELECTRICIEN

MINITEST 1
 Signal Sonore
 vérification et contrôle des circuits BF. MF. NF. Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

MINITEST 2 Signal Video
 appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL
 documentation sur demande à

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

DETECTE LES PANNES SANS DEMONTAGES

COMMUTATEUR A 4 VOIES

POUR OSCILLOSCOPE

LA commutation des canaux dans les oscilloscopes est devenue quasiment générale. Des oscilloscopes bi-traces ou multi-traces du marché, loin d'avoir des tubes cathodiques-multifaisceau, sont pourvus de commutateurs en entrée, si performants, qu'en les achetant on oublie complètement le type de tube qu'ils utilisent. Nous avons trouvé astucieux de profiter de toutes ces trouvailles, pour travailler en multicanal sur les oscilloscopes monotrace à l'aide d'une boîte de mixage similaire à celles utilisées en sonorisation.

Généralement, les commutateurs habituels sont à deux voies. Fasse cet article que vous puissiez en construire aisément à 2, 4, 6... 10 ou n'importe quel nombre de voies. Les possibilités de votre oscilloscope en seront par autant multipliées.

PRINCIPE

Le schéma-bloc montrant le principe de fonctionnement est celui de la figure 1. Un oscillateur local, libre ou synchronisé par la base de temps,

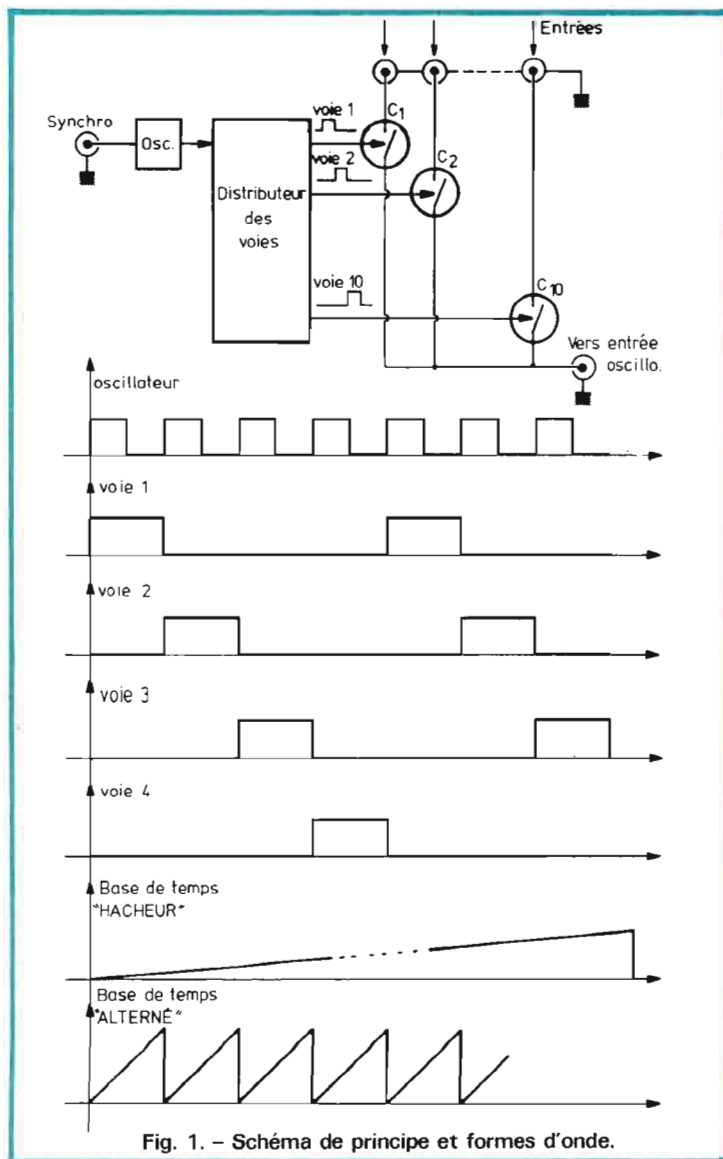


Fig. 1. - Schéma de principe et formes d'onde.

fournit ses impulsions à un distributeur. Ce distributeur, fonctionnant comme un compteur en anneau, envoie les impulsions consécutives dans le temps sur des voies différentes.

Le composant le plus important dans la constitution de n'importe quel commutateur d'oscilloscope, est la porte analogique utilisée.

L'idéal serait un relais pouvant fonctionner assez haut en fréquence. Faute de relais, les portes utilisées dans le temps ont été à diodes et résistances, à transistors et résistances ou à plusieurs transistors. Aujourd'hui, dans la série MOS, qui est en train de conquérir l'électronique tant digitale qu'analogique, on trouve des « relais » haute fréquence. Quatre, huit et même seize portes analogiques logées dans des boîtiers « Dual in line » à 14 pattes approchent des plus parfaits relais, tant pour la linéarité que pour l'isolement en circuit ouvert. Le seul problème majeur est le bon choix de la fréquence de commutation des voies. On distingue deux manières de procéder :

— Ausculter les canaux séquentiellement, à une vitesse beaucoup plus grande

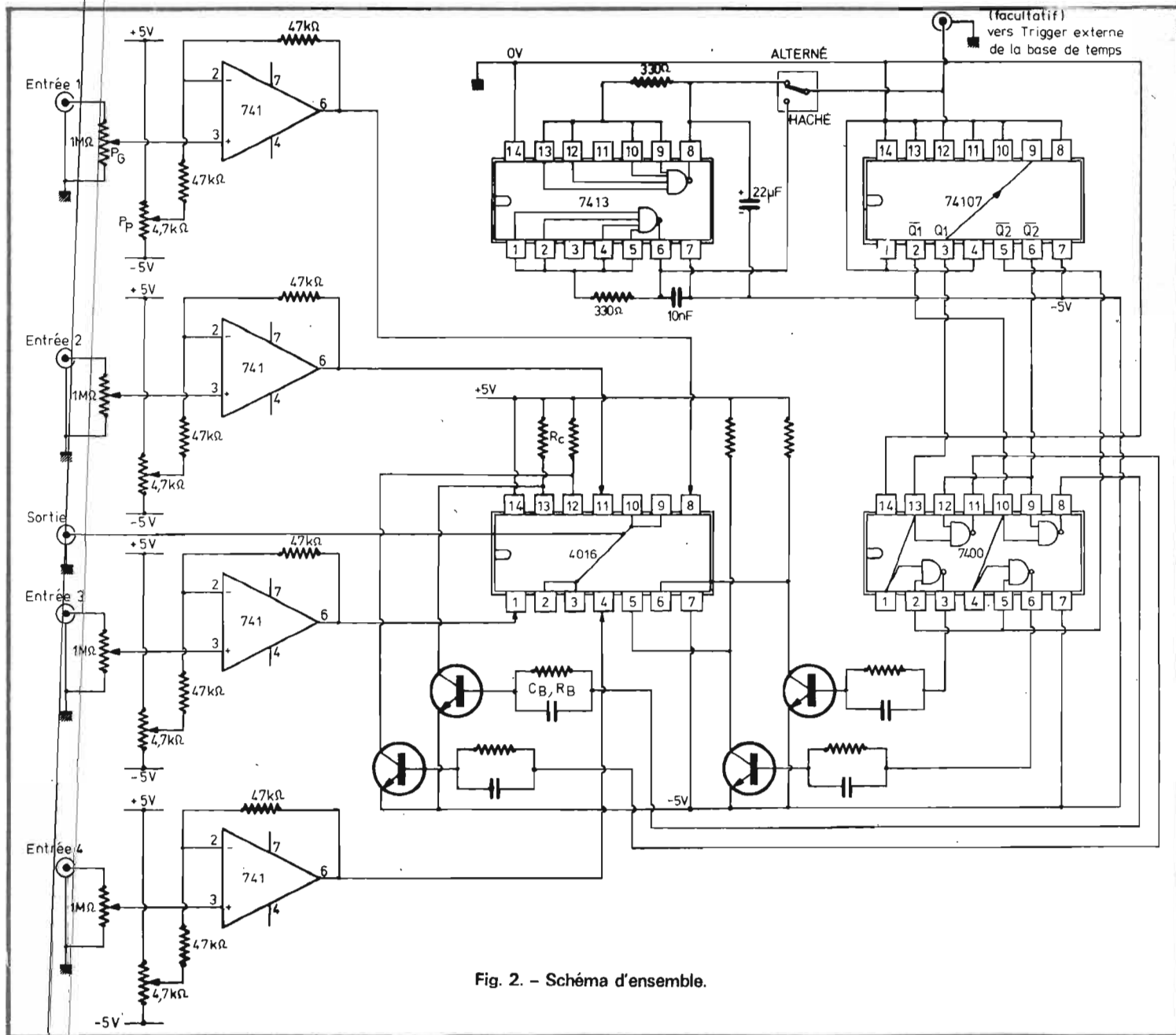


Fig. 2. - Schéma d'ensemble.

que la vitesse de balayage de la base de temps. C'est le mode « HACHÉ ».

— On peut, au contraire, fixer une fréquence de commutation très basse, de sorte que la base de temps reste entièrement allouée à une voie pendant un ou plusieurs balayages. Les signaux occuperont tour à tour l'écran et on obtiendra une image stable à partir de 25 Hertz de fréquences de balayage. Ce mode est l'« ALTERNÉ ».

— Le mode haché présente l'avantage d'une parfaite échelle de temps pour toutes les voies. Mesure des déphasages, visualisation des

signaux logiques sur 6 à 8 voies - donnent parfaite satisfaction. Si la fréquence du balayage horizontal croît outre mesure, la structure de l'échantillonnage commencera à apparaître. Ceci est gênant, mais, paradoxalement, parfois utile si la base de temps est mal étalonnée, car nous avons toujours dans ces cas, une information de temps équivalente aux marqueurs qu'on utilisait jadis. La luminosité des traces est moindre. Le spot effectue son va-et-vient saccadé d'une voie à l'autre et chacune est punctiforme et moins lumineuse qu'un trait continu.

Le mode alterné présente deux ou plusieurs variantes, selon que l'on fait intervenir ou pas la base de temps de l'oscilloscope pour la synchronisation de commutateur. Un signal en dent de scie - base de temps, se trouve disponible sur le panneau-avant de presque tout oscilloscope.

Sans s'occuper de ce détail de synchronisation qui peut faire couler beaucoup d'encre et qui est le fort de brevets et astuces des grandes marques de fabricants d'oscilloscope, on peut remarquer que pour ce qui concerne l'image de l'écran: la lumière est plus intense, car le faisceau à cha-

que traversée de l'écran trace une voie en entier. Il n'y a pas de trous de lumière, quelle que soit la dilataion de la base de temps. Mais, le positionnement dans le temps des signaux est moins précis. A chaque balayage un signal ou un autre peuvent se présenter à l'entrée-oscilloscope. La synchronisation de la base de temps, en mode, trigger-interne par exemple, et pour un seuil et une pente de déclenchement donnés et les mêmes pour les différents signaux, risque de se faire différemment, avec certains retards qui décaleront les échelles de temps.

RÉALISATION

Nous avons réalisé un commutateur à 4 canaux, possédant les deux modes de fonctionnement – haché et alterné – à partir d'un quadruple commutateur MOS de type 4016. L'oscillateur et le distributeur sont en logique TTL, pour une meilleure vitesse de commutation. Il y a un potentiomètre fixant le gain et un autre fixant la position, pour chacune des 4 traces. Les couplages sont faits en continu.

La figure 2 montre le schéma d'ensemble. Suivons une des voies : le potentiomètre de « volume » P_G ne fait qu'atténuer le signal. Suit un amplificateur opérationnel 741 qui a la renommée d'être de « basse fréquence ». Comme nous l'utilisons au gain unitaire il est cependant garanti pour une bande passante minimale de 1 MHz. La position de la trace sur l'écran se règle avec le potentiomètre P_p . Il est un peu vulgaire le potentiomètre P_G ! Professionnels, remplacez-le par des commutateurs à plusieurs positions et le jeu des résistances de division et de condensateurs-trimmer correspondants.

Les sorties, protégées aux courts-circuits, des amplis-ops attaquent directement les quatre portes analogiques du 4016. Les sorties des portes reliées ensemble, vont à l'entrée de l'oscilloscope.

L'oscillateur interne est constitué d'un double Nand-Schmitt, 7413. Chaque porte est bouclée par un circuit R.C. Il y a deux oscillateurs fonctionnant en permanence : l'un, contréactionné par 330Ω , $22 \mu F$ oscille à 120 Hz et nous donnera le rythme de commutation en mode « alterné ». L'autre, utilisant une 330Ω , 10 nF , oscille à 250 kHz, fréquence de commutation correspondant au mode « haché ».

Après la sélection du mode de fonctionnement, le signal attaque une double bascule bistable, la 74107. Les deux

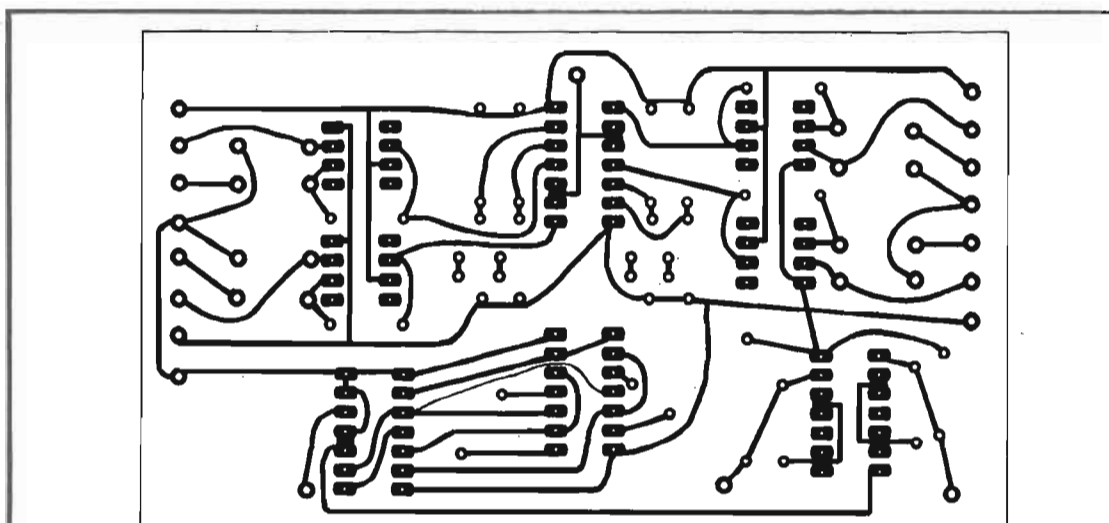


Fig. 3a. - Circuit imprimé.

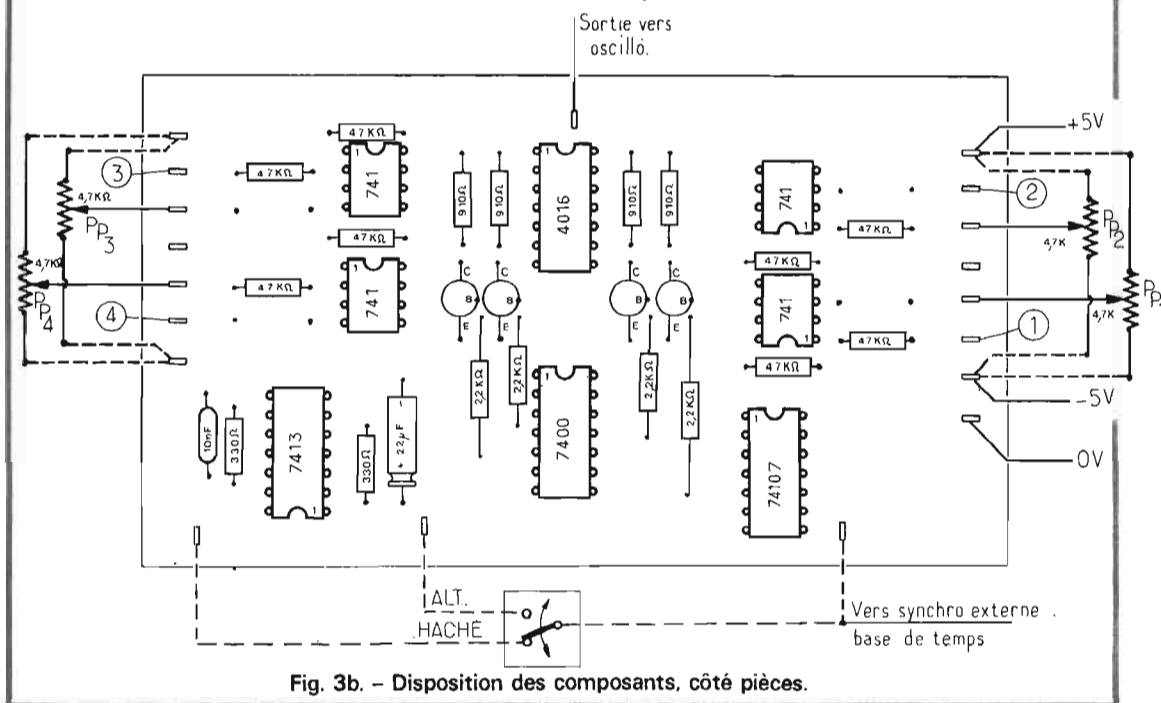


Fig. 3b. - Disposition des composants, côté pièces.

bistables sont disposés en cascade et divisent la fréquence par quatre, de sorte que l'on dispose de quatre combinaisons logiques correspondant, après le décodage, fait à l'aide de la quadruple porte Nand 7400, aux quatre impulsions de commande des portes.

Ces impulsions de commande – tout à fait identiques à celles dessinées dans la figure 1, sortent d'une logique TTL, alimentée entre 0 et -5 volts. Pour commander les portes MOS nous avons besoin d'un interface TTL-MOS, que nous avons réalisé simplement à l'aide de transistors en commutation. Mais, ces commutateurs introdui-

sent une inversion, d'où la nécessité d'une inversion dans la logique de décodage (les impulsions de sortie des portes NAND étant les compléments logiques de celles dessinées sur le schéma de principe 1). Inversion, logique négative, tout ça n'est qu'« cuisine ». Cela marche et a été essayé.

Il y a une combinaison optimale R_C , C_B , R_B faisant commuter avec un maximum de rapidité les transistors NPN que vous auriez choisis. Nous avons opté tout simplement pour des transistors époxy 2N 2926 de faible gain, donc plus performants en fréquence, et les valeurs : $R_C = 910 \Omega$; $R_B = 2,2 \text{ k}\Omega$; $C_B = 3,3 \text{ nF}$.

La description du schéma d'ensemble sera complète quand on ajoutera que l'ensemble des amplis opérationnels, de la TTL, et le circuit MOS est alimenté sous + et -5 V.

L'alimentation est banale. On peut même, à la rigueur, utiliser deux piles de 4,5 V.

La figure 3 montre le circuit imprimé et la disposition des composants. Il y a un seul point délicat lors de la réalisation du mylar – le passage d'un conducteur entre les broches du 7400, qui demande une certaine finesse. Finalement nous avons obtenu le circuit câblé que montre la figure 4.

Les difficultés ne sont pas

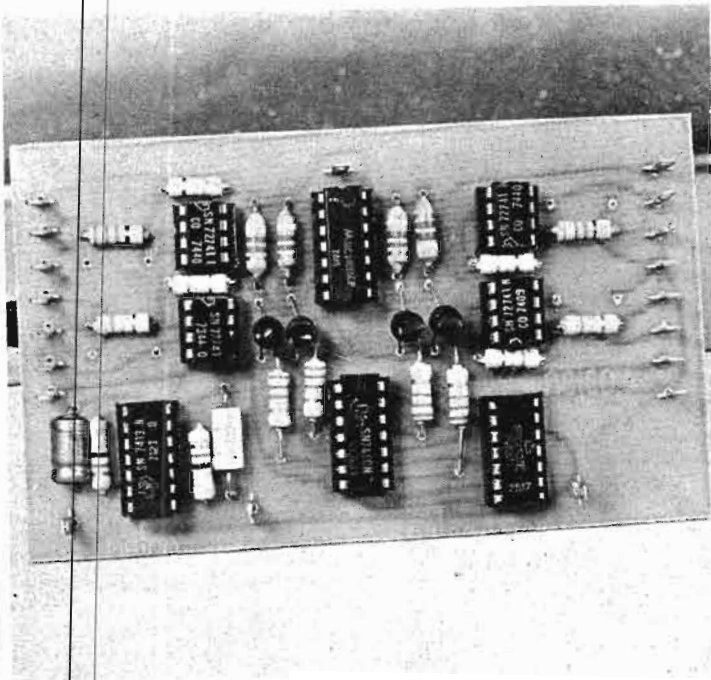


Fig. 4. - Plaque de circuit imprimé câblé.

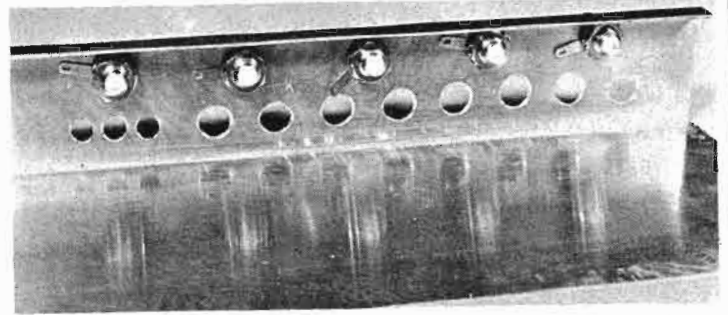


Fig. 6. - Bien serrer les fiches BNC d'abord.

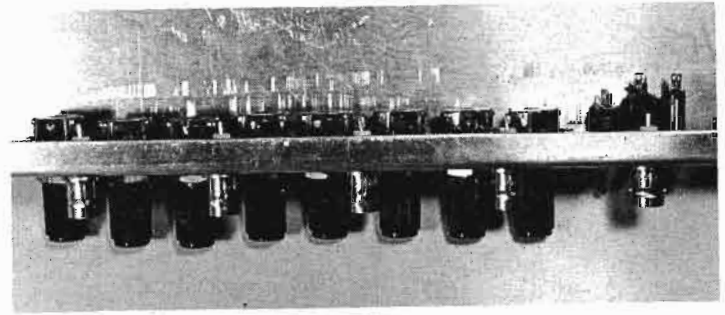


Fig. 7. - Installer les potentiomètres et interrupteurs ensuite.

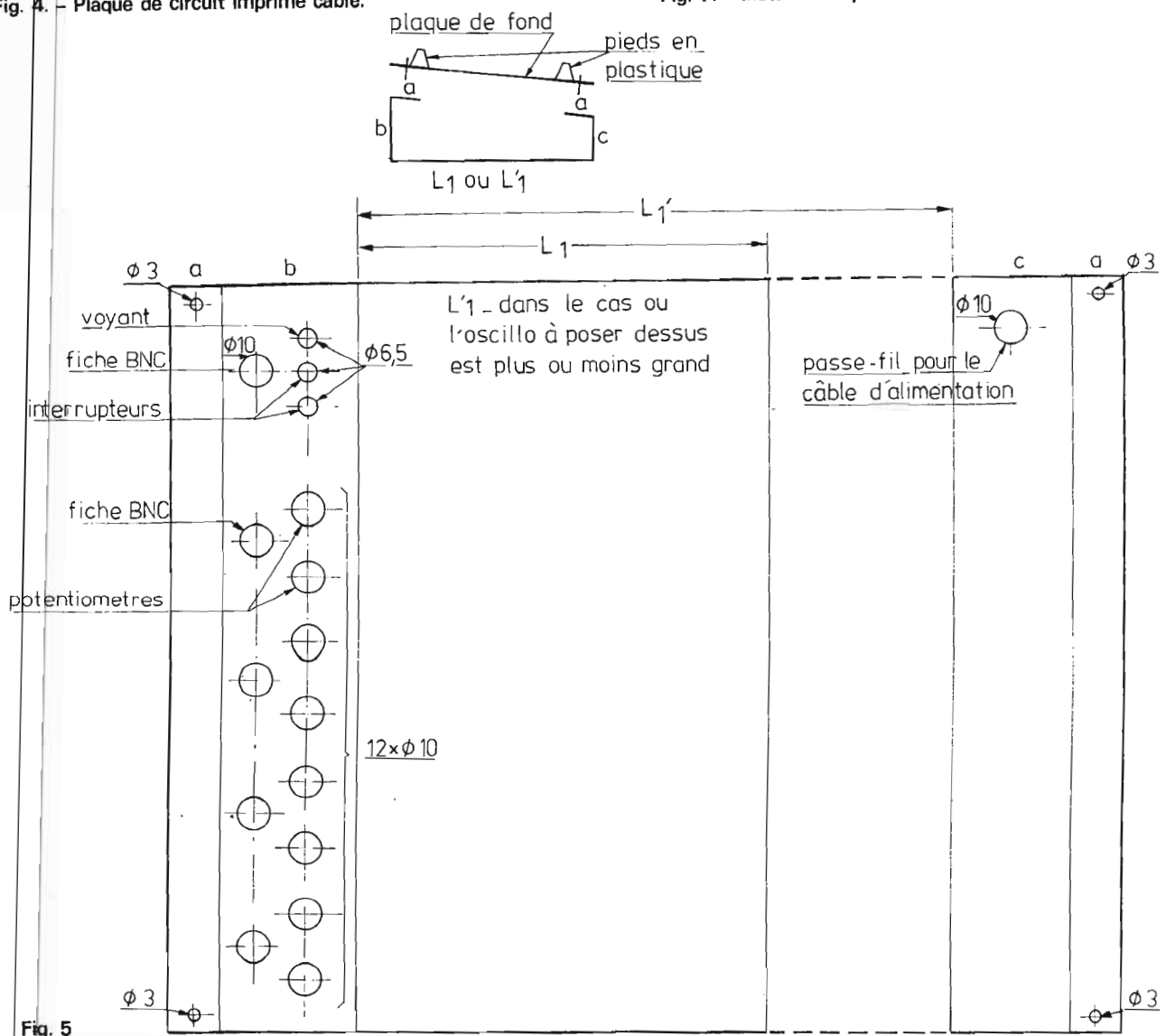


Fig. 5

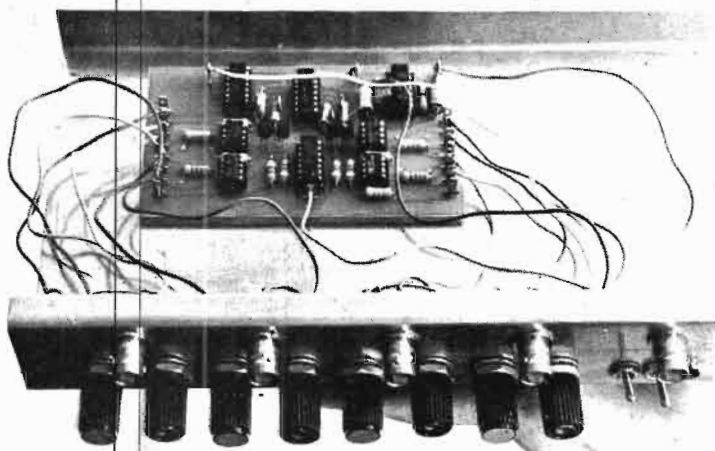


Fig. 8. - Câblage-commutateur terminé : circuit imprimé collé au cyanolite sur une rondelle isolante au fond.

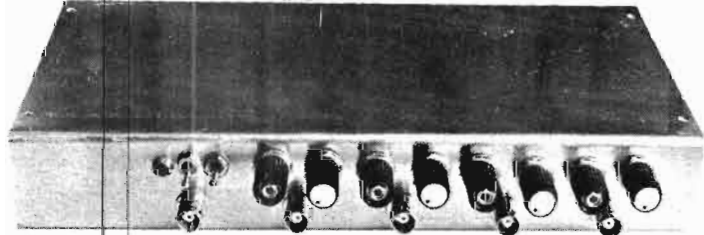


Fig. 9. - Réalisation finale.

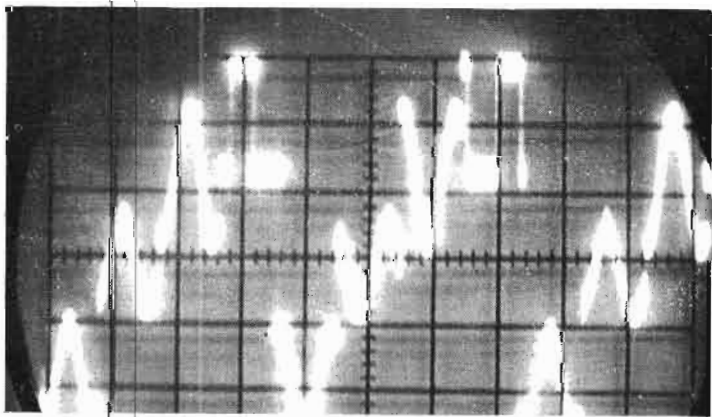


Fig. 10. - Mode alterné. Fréquence basse de balayage de la base de temps à la limite des modes haché et alterné (10 ms/cm horizontal).

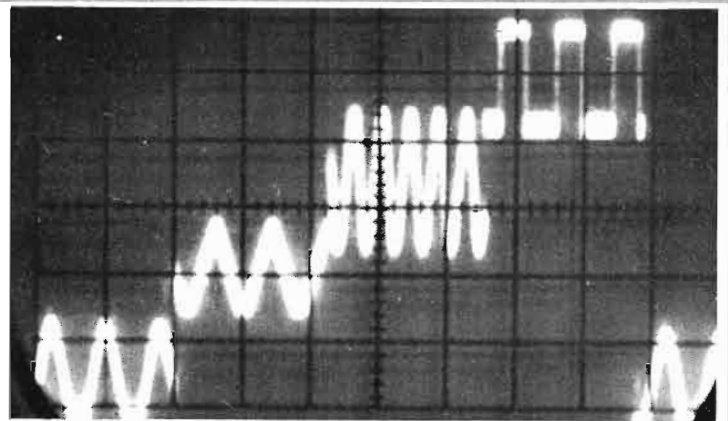


Fig. 11. - Mode alterné structure en échelons expliquant le fonctionnement (5 ms/cm horizontal - 1 V/cm vertical).

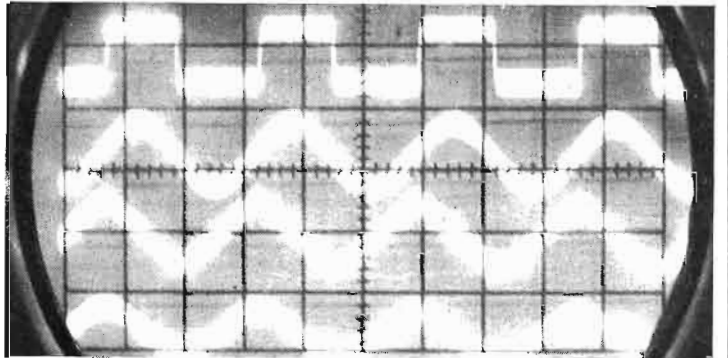


Fig. 12. - Mode haché. Remarquez un vague halo dû à la commutation (50 µs/cm horizontal - 1 V/cm vertical).

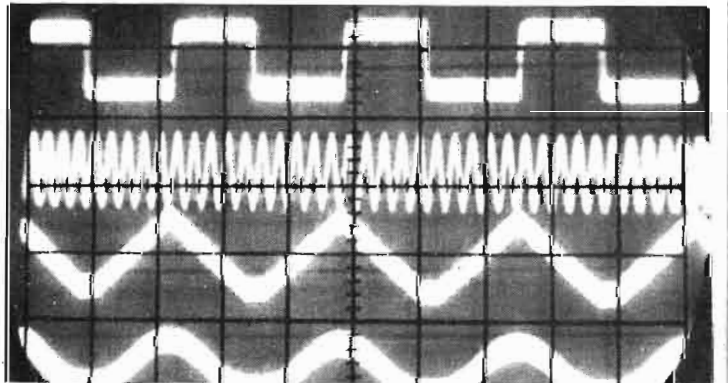


Fig. 13. - Mode alterné, image parfaite, mais sans garantie du positionnement relatif dans le temps (50 µs/cm horizontal - 1 V/cm vertical).

surmontées à ce point. Il est très difficile de gérer 4 entrées et une sortie sans avoir recours aux prises BNC et à un bon montage mécanique pouvant supporter les branchements successifs, surtout si l'on veut obtenir un appareil de petite taille, logé par exemple dans un boîtier de la taille d'un livre.

Nous avons commencé le montage en perçant les trous des potentiomètres et des fiches BNC dans une tôle en acier ou laiton coupé confor-

mément au dessin de la figure 5.

La figure 6, loin de vouloir vous ennuyer souligne un fait très important : commencer par les fiches BNC et serrer au maximum les écrous et contre-écrous tant qu'il n'y a pas d'autres composants autour. La solidité d'emploi de l'appareil dépend autant de ces écrous et du serrage, que de la qualité du circuit électrique.

Procédez ensuite à la pose des potentiomètres, de l'interrupteur de marche-arrêt, du voyant marche-arrêt et du

commutateur de mode, comme nous le montre la figure 7.

Le circuit imprimé nous l'avons collé par une rondelle isolante directement sur la tôle. Pourquoi visser, souder, quand le monde est rempli d'excellentes colles si pratiques d'emploi ? Une goutte de cyanolyte et vous trouverez sur la figure 8 le câblage complet de la partie commutateur. Il manque seulement l'alimentation, banale et sur laquelle nous n'insistons pas.

Le tout fonctionne ren-

versé, avec une plaque de fond et les prises BNC vers le bas (sinon les câbles empêcheraient l'accès aux potentiomètres). La réalisation finale est celle que nous montre la figure 9. L'oscilloscope fonctionnant posé sur ce petit « livre ».

MISE AU POINT ET RÉSULTATS

Aucun réglage n'est à faire. Vérifiez, toutefois, le bon fonctionnement du distribu-

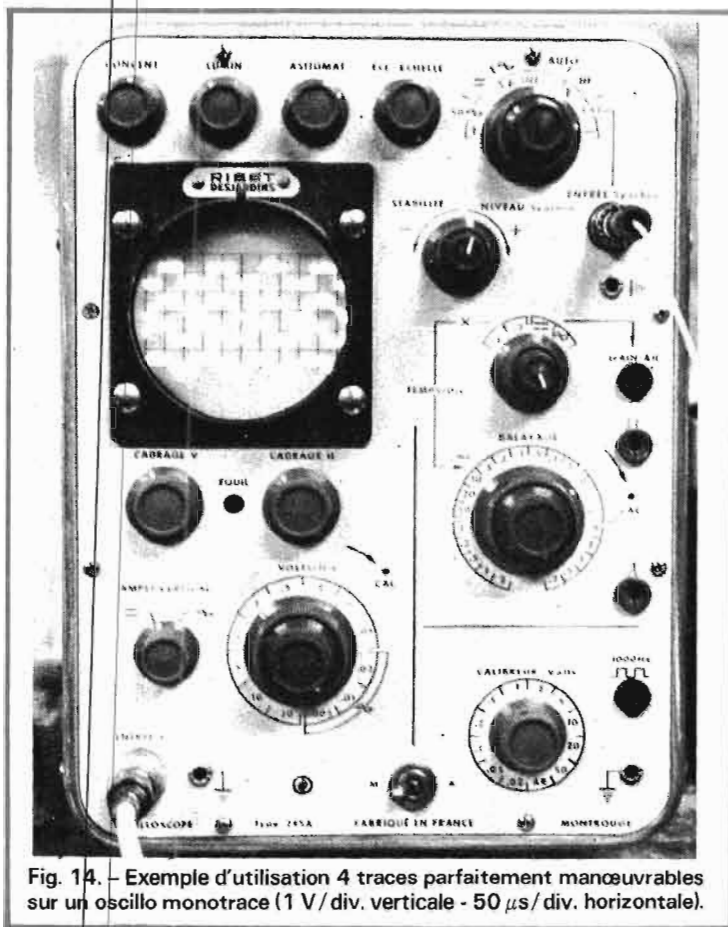


Fig. 14. - Exemple d'utilisation 4 traces parfaitement manœuvrables sur un oscillo monotrace (1 V/div. verticale - 50 μ s/div. horizontale).

teur aux deux fréquences de commutation.

Mettez les potentiomètres de gain à zéro. Branchez quatre sources de signal. Reliez la sortie à l'entrée de l'oscilloscope. Eventuellement, reliez le point-commun du commutateur de mode à l'entrée trigger externe de la base de temps de l'oscilloscope.

Réglez les niveaux - positionnez les traces. Comme il n'y a pas de signal, vous obtiendrez quatre marches, quel que soit le mode choisi ; arrangez-vous pour que la première marche corresponde au premier canal à partir de la gauche, par exemple, et ainsi de suite, sinon vous perdrez les « pédales ». Un peu de méthode ! Maintenant, choisissez le mode de fonctionnement, ouvrez les vannes petit à petit (potentiomètres de gain), vous verrez apparaître vos quatre signaux. Voici en exemple, sur les figures 10 et 11 ce qu'on obtient pour un mode alterné et un balayage très lent de la base de temps. Evidemment, à des fréquences

si basses, le mode haché est de loin préférable mais ces photos illustrent bien le principe de fonctionnement. La figure 12 nous montre les mêmes signaux en mode haché. Enfin, la figure 13 nous montre le mode alterné-normal. Sur l'écran de l'oscillo de la figure 14 il y avait foule.

CONCLUSION

Rappelez-vous, lors de l'achat d'un oscilloscope, qu'à nos jours, ils sont pour la majorité munis de commutateurs souvent moins linéaires que celui que nous avons présenté. Leur seul avantage est qu'ils se commutent à l'intérieur et qu'ils profitent de l'atténuateur calibré en temps de montée et amplitude d'entrée.

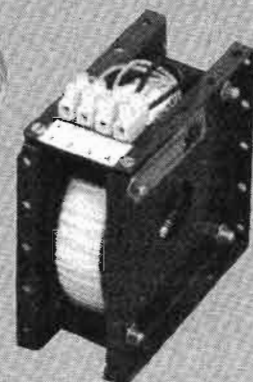
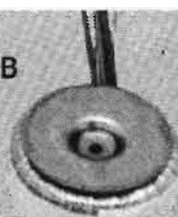
Distinguons un tube cathodique multicanons d'un oscilloscope à commutation des traces.

André DORIS

(Prix de revient de l'« oscillo 4 canons » : l'oscillo + environ 200 F.).

TRANSDUKTOR WINDING AB (Suède)

transformateurs toroidaux non rayonnants



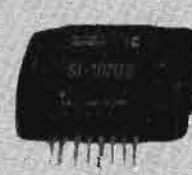
Type	Tens au sec V	Coef au sec A	Puis VA	Dimensions Ht mm Ø mm sans avec (rondeles)	Poids Kg
6031	10	1,5	15	60 33	0,330
6001	15	1,0	15	60 33	0,330
6002	30	0,5	15	60 33	0,330
6042	2 x 6	1,25	15	60 33	0,330
6033	2 x 10	0,75	15	60 33	0,330
6038	2 x 12	0,62	15	60 33	0,330
6020	2 x 15	0,5	15	60 33	0,330
6046	2 x 18	0,41	15	60 33	0,330
6032	10	3,0	30	72 34	0,500
6003	24	1,25	30	72 34	0,500
6004	30	1,0	30	72 34	0,500
6043	2 x 6	2,5	30	72 34	0,500
6024	2 x 10	1,5	30	72 34	0,500
6021	2 x 15	1,0	30	72 34	0,500
6047	2 x 18	0,83	30	72 34	0,500
6005	24	2,1	50	82 37	0,650
6096	35	1,4	50	82 37	0,650
6029	110	0,45	50	82 37	0,650
6044	2 x 6	4,1	50	82 37	0,650
6041	2 x 10	2,5	50	82 37	0,650
6022	2 x 15	1,6	50	82 37	0,650
6023	2 x 20	1,25	50	82 37	0,650
6007	15	5,3	80	95 38	1,050
6008	24	3,3	80	95 38	1,050
6009	35	2,3	80	95 38	1,050
6010	42	1,9	80	95 38	1,050
6045	2 x 6	6,6	80	95 38	1,050
6048	2 x 18	2,2	80	95 38	1,050
6024	2 x 22	1,8	80	95 38	1,050
6025	2 x 30	1,3	80	95 38	1,050
6011	24	5,0	120	95 47	1,250
6012	42	2,8	120	95 47	1,250
6035	110	1,0	120	95 47	1,250
6049	2 x 18	3,3	120	95 47	1,250
6026	2 x 22	2,7	120	95 47	1,250
6027	2 x 30	2,0	120	95 47	1,250
6013	24	6,7	160	115 42	1,600
6014	42	3,8	160	115 42	1,600
6015	54	2,9	160	115 42	1,600
6050	2 x 18	4,4	160	115 42	1,600
6028	2 x 22	3,6	160	115 42	1,600
6040	2 x 30	2,6	160	115 42	1,600
6016	24	9,4	225	115 50	2,000
6017	60	3,7	225	115 50	2,000
6036	110	2,0	225	115 50	2,000
6028	2 x 30	3,7	225	115 50	2,000
6018	24	12,5	300	115 60	2,500
6019	60	5,0	300	115 60	2,500
6037	110	2,7	300	115 60	2,500
6030	2 x 30	5,0	300	115 60	2,500
7010	2x5 2x13	2,2	80	95	1,000
7310	48	2,8	140	115	1,500
1500	2 x 60	2,7	330	140	3,600

Sanken (Japon)



Régulateurs de tension hybrides

amplificateurs hybrides 10, 20, 30, 50 Watts efficaces

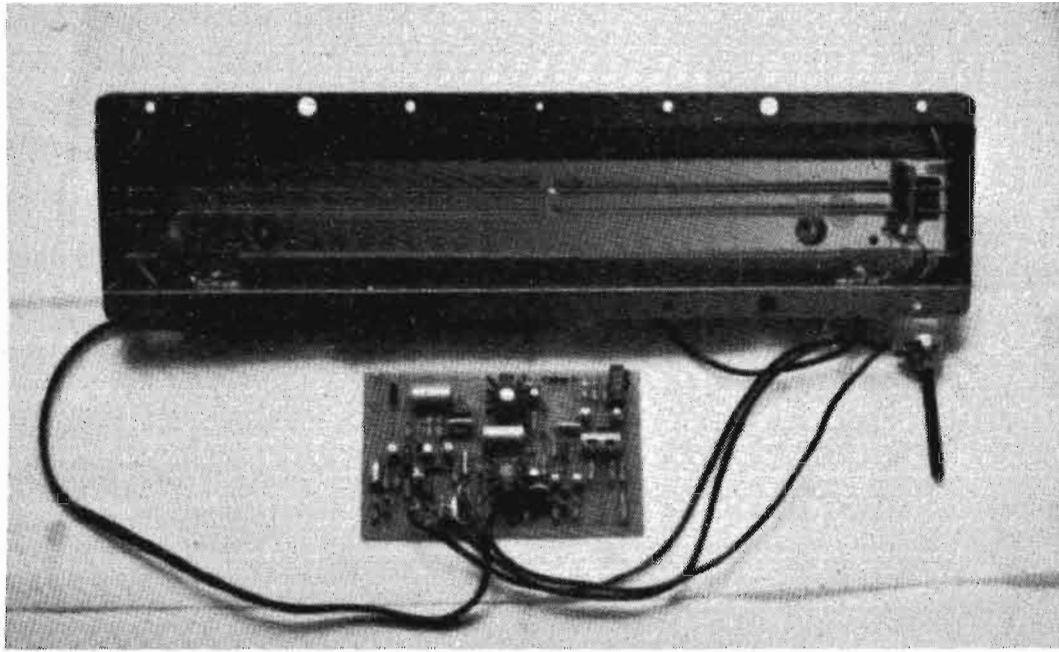


amplificateur opérationnel hybride SI 10 50 GS

tradelec

9, av. de la Porte de la Plaine, 75015 Paris - tél. 531 51 37

REALISEZ :



un module de réverbération

LA réverbération est un phénomène bien connu. Il suffit de parler dans une grande pièce vide pour mettre en évidence ce phénomène naturel des ondes qui se réfléchissent contre les murs.

Une salle de bain aux murs carrelés se prête bien également à la réverbération. Les enfants savent aussi qu'en passant sous un pont, leur voix aura une sonorité particulière et ils n'oublient pas de crier sous la voûte.

Cependant l'effet inverse peut également se manifester dans un appartement bien meublé et comportant tapis et tentures. Le son y est mat, sans brillance et une chaîne HiFi qui aurait retenu notre attention dans un auditorium peut s'avérer d'une écoute désastreuse une fois installée chez soi.

Dans ce cas, on peut être tenté de recréer artificiellement la réverbération, ce qui est facilement réalisable en

ayant recours à l'électronique, ou plutôt à l'électromécanique, puisque le cœur d'une réverbération artificielle se compose de ressorts du type boudin ayant à chaque extrémité un transducteur magnétique. Les ressorts par leur inertie véhiculent les vibrations sonores avec une vitesse relativement faible. L'onde sonore se réfléchit plusieurs fois aux extrémités des ressorts et évite ainsi les réflexions successives sur les murs d'une salle.

LE SCHÉMA

Comme nous venons de le dire, une unité de réverbération se compose essentiellement de deux ressorts du type boudin ayant à leurs extrémités un transducteur magnétique (voir figure 1).

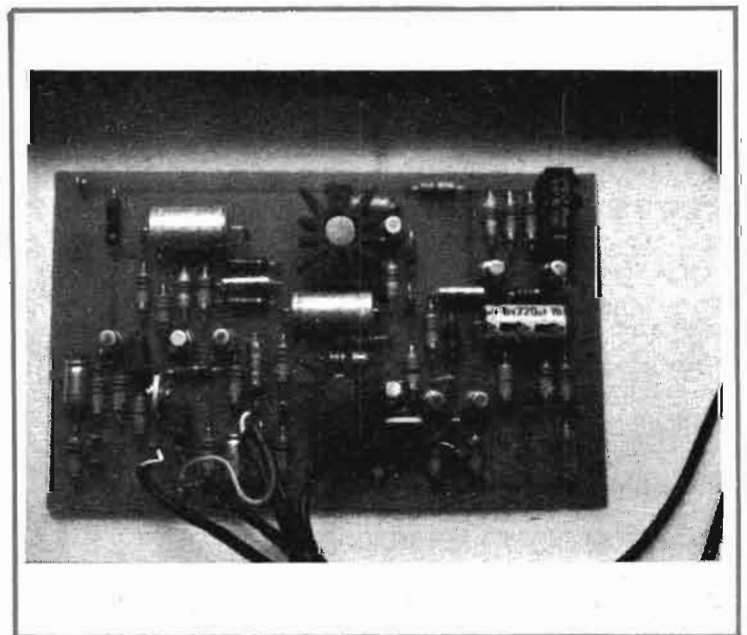
L'entrée (IN) est constituée d'un transducteur basse impé-

dance (3 à 16 Ω) qui actionne les ressorts. Un transducteur haute impédance, cette fois-ci, disposé en sortie (OUT), transforme ces vibrations en tension. (L'impédance de sortie peut varier de 3 à 10 k Ω suivant l'unité).

Il faut en conséquence utili-

ser un amplificateur d'entrée qui assure l'adaptation d'impédance, et un préamplificateur de sortie pour disposer d'un signal d'amplitude assez élevée.

Le préamplificateur d'entrée utilise deux transistors couplés en continu. Le



signal est appliqué à la base de Q_1 - BC 109 par un condensateur C_1 - 470 nF. La polarisation de base est assurée par le pont de résistances R_1 - R_2 de 100 k Ω chacune. Etant couplée en continu, la résistance de charge R_3 - 100 k Ω est commune aux transistors Q_1 et Q_2 .

Le transistor Q_2 est un PNP du type BC 179 dont l'émetteur est polarisé par R_5 - 100 Ω . La charge collecteur est assurée par R_6 - 4,7 k Ω .

Une résistance de contre-réaction R_{14} - 47 k Ω est disposée entre collecteur de Q_2 et émetteur de Q_1 . L'émetteur de Q_1 est polarisé par R_4 - 10 k Ω , résistance mise en série avec un électrochimique C_3 - 4,7 μ F.

La sortie du signal s'effectue sur le collecteur de Q_2 signal transmis à l'étage suivant par le condensateur C_4 - 4,7 μ F.

Le tandem Q_1 - Q_2 est alimenté par la cellule de filtrage R_8 - 3,3 k Ω , résistance découplée par C_2 - 220 μ F.

Le transistor Q_3 - BC 109 fait office de mélangeur. Il est monté en collecteur commun. Sa base est reliée à la base de Q_1 et l'émetteur est chargé par R_9 - 10 k Ω . C'est dans son émetteur qu'est inséré le potentiomètre P_1 - 22 k Ω qui permet de doser l'effet de réverbération.

L'amplificateur de puissance est du type quasi complémentaire. Le transistor Q_4 - BC 109 travaille en étage « driver ». Son collecteur est chargé par les bases des transistors déphaseurs Q_5 - BC 109 et Q_6 - BC 179. Ces deux transistors sont complémentaires (NPN - PNP).

Le condensateur C_5 - 120 pF limite la bande passante de l'amplificateur vers les fréquences élevées afin de supprimer les distorsions qui pourraient prendre naissance dans l'unité de réverbération.

Nous retrouvons le traditionnel réseau de diodes D_1 - D_2 - 1N 914 en série avec un potentiomètre ajustable RV_1 - 220 Ω qui permet de fixer le courant de repos des transis-

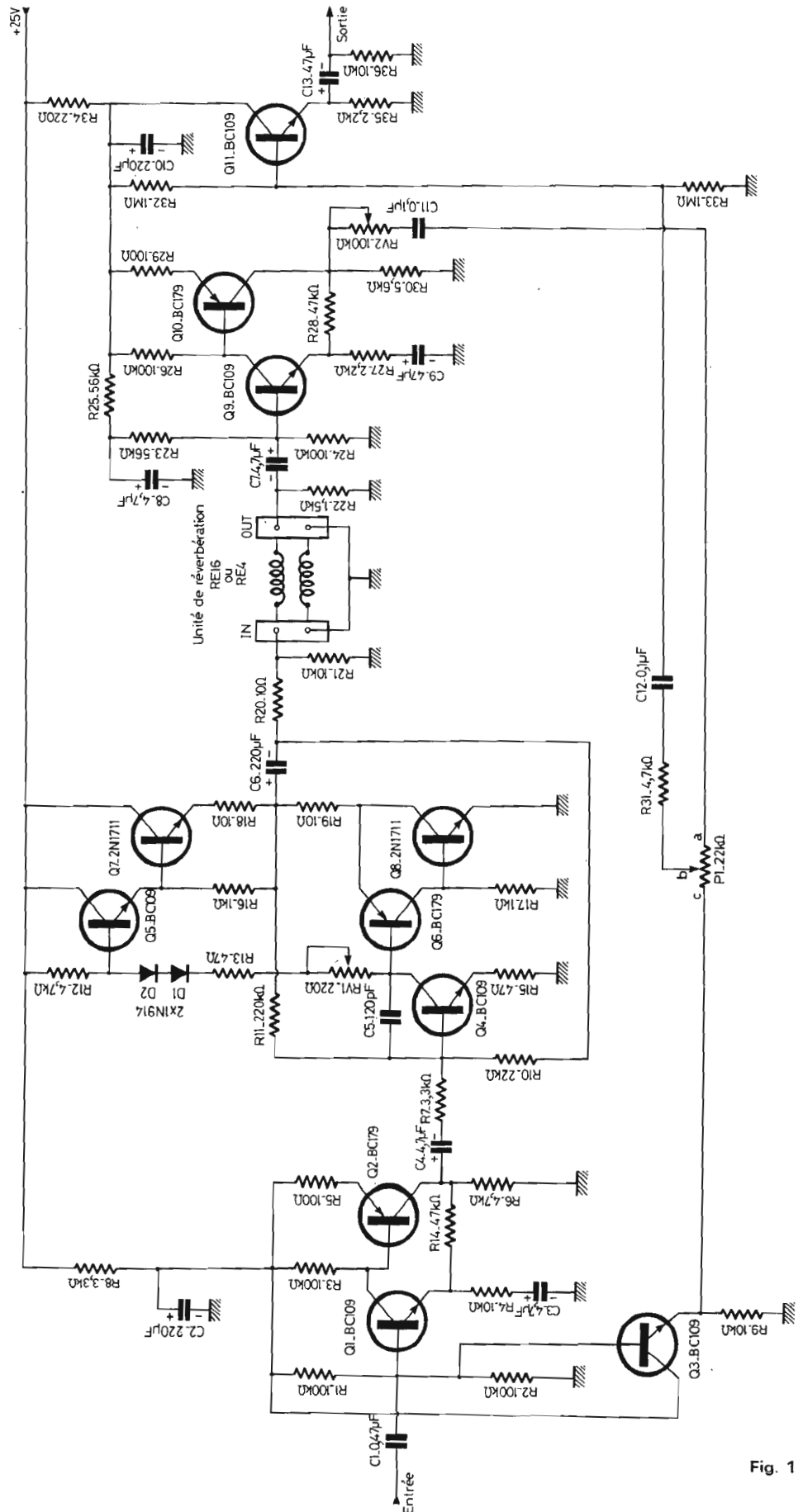


Fig. 1

tors de puissance. Ce courant de repos élimine la distorsion de croisement (raccordement de l'alternance positive et de l'alternance négative).

L'étage de sortie étant du type quasi complémentaire, les transistors Q_5 et Q_6 assurent le déphasage nécessaire à l'attaque des transistors Q_7 et Q_8 tous deux des 2N 1711.

Les résistances R_{18} et R_{19} de 10Ω assurent une stabilisation en température.

La résistance $R_{10} - 22 \text{ k}\Omega$ agit en contre-réaction générale pour tous les étages.

La sortie de cet amplificateur s'effectue avec un électrochimique $C_6 - 220 \mu\text{F}$. Cette faible valeur permet de limiter la réponse en basse fréquence, ceci pour supprimer toute distorsion dans le bas du spectre.

L'impédance de sortie de cet amplificateur étant faible, on assure ainsi une parfaite adaptation avec le transducteur d'entrée de l'unité de réverbération. De même, les tensions BF ont alors une sensibilité suffisante pour actionner la ligne à retard.

En sortie « OUT », on est en présence d'un signal retardé mais d'un niveau relativement faible. On doit donc repasser par une amplification en tension. Les transistors Q_9 et Q_{10} se chargent de cette opération.

Le gain apporté par ce tandem $Q_9 - Q_{10}$ est très important. Le fonctionnement est identique au préamplificateur d'entrée Q_1 et Q_2 .

La sortie s'effectue sur le collecteur de Q_{10} par un potentiomètre ajustable $RV_2 - 100 \text{ k}\Omega$ en série avec un condensateur $C_{11} - 0,1 \mu\text{F}$.

Ce condensateur C_{11} est également relié au potentiomètre P_1 .

Signal direct et signal retardé sont donc appliqués aux extrémités de P_1 . On peut donc doser l'effet de réverbération à volonté, de 0 à 100 %, puisque suivant la position du curseur de P_1 on est à même de prélever une fraction ou bien la totalité du signal retardé.

Le transistor $Q_{11} - \text{BC } 109$ assume les fonctions d'adaptateur d'impédance, celui-ci étant monté en collecteur commun.

Le signal prélevé sur le curseur de P_1 est appliqué à la base de Q_{11} par le réseau série $R_{31} - 4,7 \text{ k}\Omega$ et $C_{12} - 0,1 \mu\text{F}$.

La polarisation de base est assurée par le pont de résistances R_{32} et R_{33} de $1 \text{ M}\Omega$ chacune.

Le collecteur est bien entendu relié directement à l'alimentation, quant à l'émetteur il est polarisé par la résistance $R_{35} - 2,2 \text{ k}\Omega$. C'est à ce niveau que le condensateur $C_{13} - 47 \mu\text{F}$ prélève la modulation.

La tension d'alimentation est de + 25 volts.

RÉALISATION DU MODULE

A) Le circuit imprimé :

Le tracé des pistes cuivrées est proposé aux lecteurs à la figure 2. Le circuit imprimé y est donné à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaquette sont de $137 \times 84 \text{ mm}$.

Les liaisons ne sont pas très nombreuses et de la bande de $1,27 \text{ mm}$ de largeur est plus que suffisante.

La majorité des pastilles ont un diamètre de $\varnothing 2,54 \text{ mm}$.

Le circuit gravé, on effectue les perçages avec un foret de $\varnothing 1 \text{ mm}$.

Avant de commencer l'opération de câblage, on désoxyde les pistes cuivrées avec un tampon Jex. En frottant celui-ci contre les pistes, le cuivre doit retrouver son éclat métallique. Cette opération permet une adhérence immédiate de la soudure, lors du câblage des éléments.

Le meilleur procédé mis actuellement à la disposition des amateurs pour réaliser une plaquette imprimée est le circuit photosensibilisé pour positif. Il suffit pour cela de reproduire sur une feuille de calque la figure 2 à l'encre de chine.

B) Câblage du module :

Le plan de câblage de ce module de réverbération est fourni à la figure 3. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale de chacun.

On commence par souder toutes les résistances, puis les diodes D_1 et D_2 , le condensateur céramique C_5 , les électrochimiques de faible valeur en terminant par $C_2 - C_6$ et C_{10} .

On met en place ensuite les condensateurs non polarisés $C_{11} - C_{12} - C_{13}$. Puis vient le tour des potentiomètres ajustables $RV_1 - RV_2$.

Il ne reste plus maintenant qu'à souder les transistors, en disposant si possible entre circuit et semiconducteur un intercalaire en plastique. La rigidité mécanique en est grandement améliorée et il n'y a ainsi plus de risque de court-circuit entre électrodes.

Bien veiller à l'orientation des électrochimiques et des diodes $D_1 - D_2$.

Puis les transistors encapsulés en boîtiers TO18 et TO5, la disposition des 3 pastilles sur le circuit imprimé élimine tout risque d'erreur.

Pour le raccordement du module électronique aux composants extérieurs, on peut souder au circuit des petits picots.

Les transistors de puissance Q_7 et Q_8 seront coiffés d'un dissipateur thermique.

Le module câblé et soigneusement vérifié, on décape la résine des points de soudure avec du trichloréthylène.

Afin d'éviter toute nouvelle oxydation des pistes cuivrées, on pulvérise une couche de vernis protecteur.

C) Nomenclature des composants :

Résistances à couche $\pm 5 \%$
1/2 W

R_1 : $100 \text{ k}\Omega$ marron, noir, jaune

R_2 : $100 \text{ k}\Omega$ marron, noir, jaune

R_3 : $100 \text{ k}\Omega$ marron, noir, jaune

R_4 : $10 \text{ k}\Omega$ marron, noir, orange

R_5 : 100Ω marron, noir, marron

R_6 : $4,7 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, rouge

R_7 : $3,3 \text{ k}\Omega$ orange, orange, rouge

R_8 : $3,3 \text{ k}\Omega$ orange, orange, rouge

R_9 : $10 \text{ k}\Omega$ marron, noir, orange

R_{10} : $22 \text{ k}\Omega$ rouge, rouge, orange

R_{11} : $220 \text{ k}\Omega$ rouge, rouge, jaune

R_{12} : $4,7 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, rouge

R_{13} : 47Ω jaune, violet, noir

R_{14} : $47 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, orange

R_{15} : 47Ω jaune, violet, noir

R_{16} : $1 \text{ k}\Omega$ marron, noir, rouge

R_{17} : $1 \text{ k}\Omega$ marron, noir, rouge

R_{18} : 10Ω marron, noir, noir

R_{19} : 10Ω marron, noir, noir

R_{20} : 10Ω marron, noir, noir

R_{21} : $10 \text{ k}\Omega$ marron, noir, orange

R_{22} : $1,5 \text{ k}\Omega$ marron, vert, rouge

R_{23} : $56 \text{ k}\Omega$ vert, bleu, orange

R_{24} : $100 \text{ k}\Omega$ marron, noir, jaune

R_{25} : $2,2 \text{ k}\Omega$ rouge, rouge, rouge

R_{26} : $47 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, orange

R_{27} : $47 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, orange

R_{28} : 100Ω marron, noir, marron

R_{29} : $5,6 \text{ k}\Omega$ vert, bleu, rouge

R_{30} : $4,7 \text{ k}\Omega$ jaune, violet, rouge

R_{31} : $1 \text{ M}\Omega$ marron, noir, vert

R_{32} : $1 \text{ M}\Omega$ marron, noir, vert

R_{33} : 220Ω rouge, rouge, marron

R_{34} : $2,2 \text{ k}\Omega$ rouge, rouge, rouge

R_{35} : $10 \text{ k}\Omega$ marron, noir, orange

Afin de faciliter le travail de certains lecteurs qui débutent en électronique et pour qui la lecture des résistances pose encore de petits problèmes, nous avons mentionné pour chacune d'elles les 3 couleurs. Il ne peut donc ainsi y avoir de possibilité d'erreur lors de la mise en place de ces composants sur la plaquette imprimée.

Potentiomètre P_1 : 22 k Ω
linéaire

Intercalaires pour TO 18 et TO5

Dissipateurs pour TO5

Picots à souder

Unités de réverbération RE 16 ou RE 4.

D) Interconnexion du module aux éléments extérieurs :

Le plan d'interconnexion du module est donné à la figure 4. A l'exception des deux fils d'alimentation, tous les autres câbles sont blindés, les tresses de masse étant soudées côté module.

Le potentiomètre P_1 peut être un modèle double (2 x 22 k Ω) si on veut réaliser une réverbération stéréophonique pour Amplificateur HiFi.

Les deux câbles blindés IN et OUT allant vers l'unité de réverbération sont terminés par des prises CINCH Mâle si on utilise l'unité RE 16.

Dans le cas de l'utilisation de la RE4, les blindés seront directement soudés.

La photographie de l'unité RE4 permet de distinguer nettement les deux ressorts avec aux extrémités les transducteurs magnétiques, ainsi que les deux plaquettes isolantes de raccordement des blindés « IN PUT » et « OUT PUT ».

E) Réglage du module de réverbération :

Disons plutôt réglage de la section amplificatrice du module.

Comme nous l'avons souligné dans l'étude du schéma de principe, le potentiomètre ajustable RV_1 permet de régler le courant de repos de l'étage de puissance. Celui-ci doit avoir une valeur de l'ordre de 20 mA pour que disparaisse la distorsion de croisement.

Ce courant de 20 mA va traverser les résistances R_{18} et R_{19} de 10 Ω et donc provoquer une différence de potentiel à leurs bornes de 0,2 volt, tension que l'on mesurera avec un millivoltmètre.

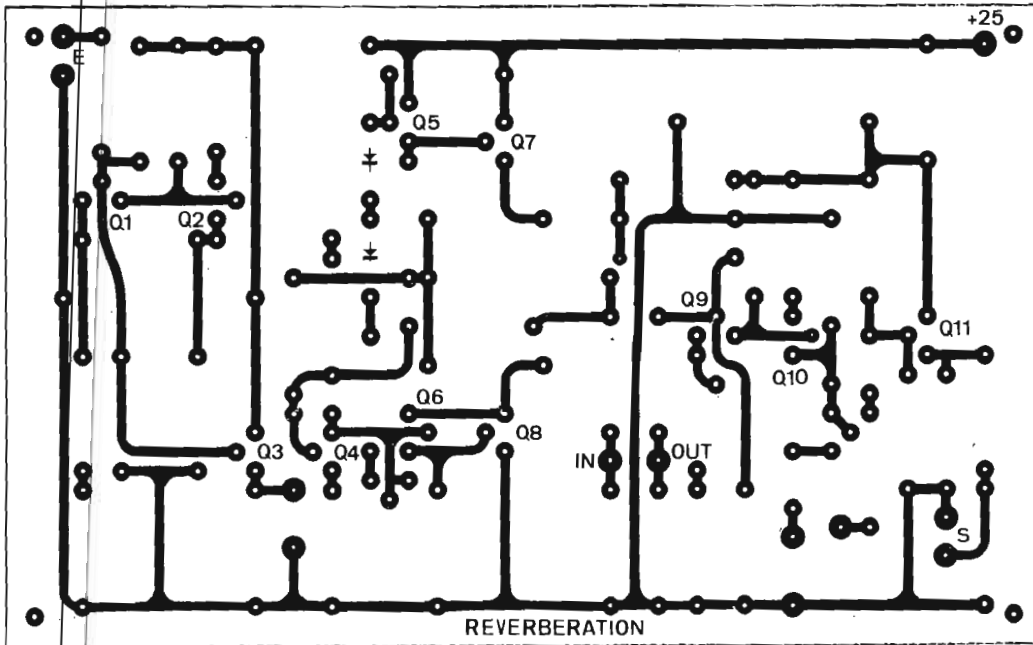


Fig. 2

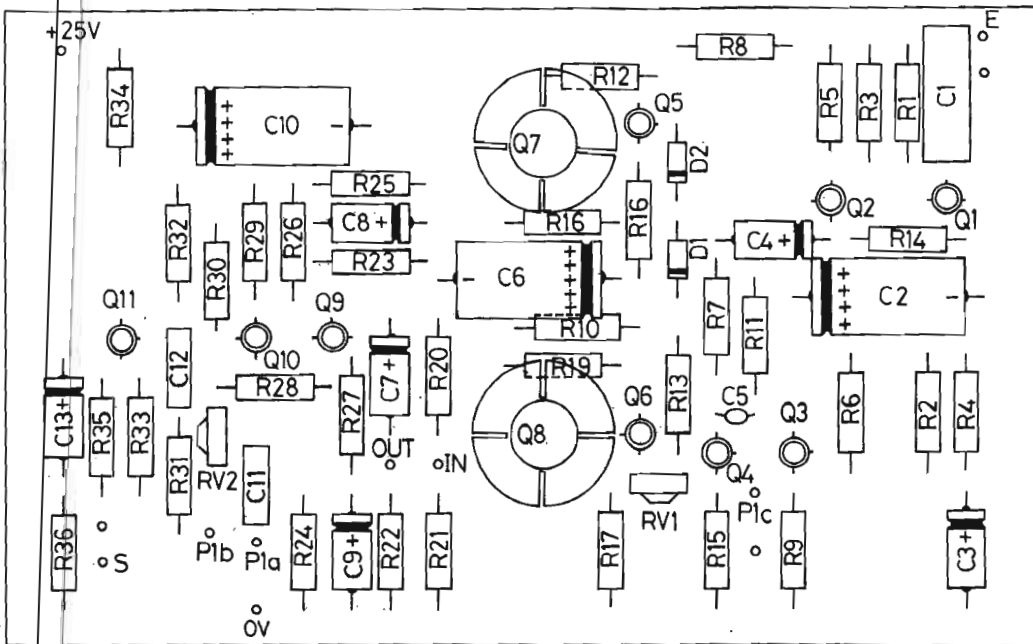


Fig. 3

La tolérance $\pm 5\%$ est indiquée par un quatrième anneau de couleur doré.

Condensateurs électrochimiques

- C_2 : 220 μ F/ 25 V
- C_3 : 4,7 μ F/ 63 V
- C_4 : 4,7 μ F/ 63 V
- C_6 : 220 μ F/ 25 V
- C_7 : 4,7 μ F/ 63 V.

- C_8 : 4,7 μ F/ 63 V
- C_9 : 47 μ F/ 16 V
- C_{10} : 220 μ F/ 25 V
- C_{13} : 47 μ F/ 16 V

Condensateurs non polarisés

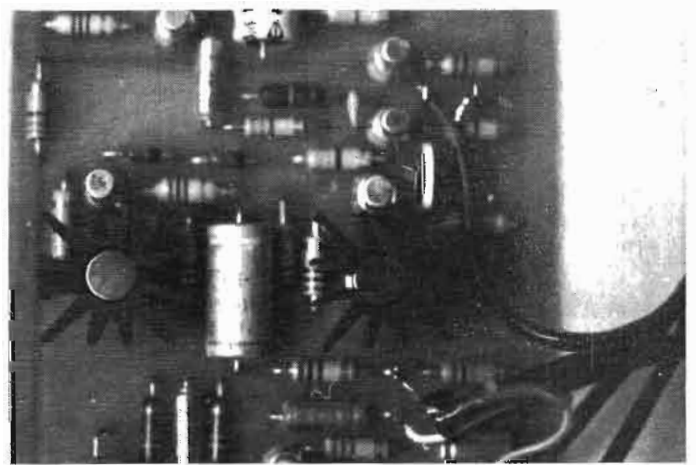
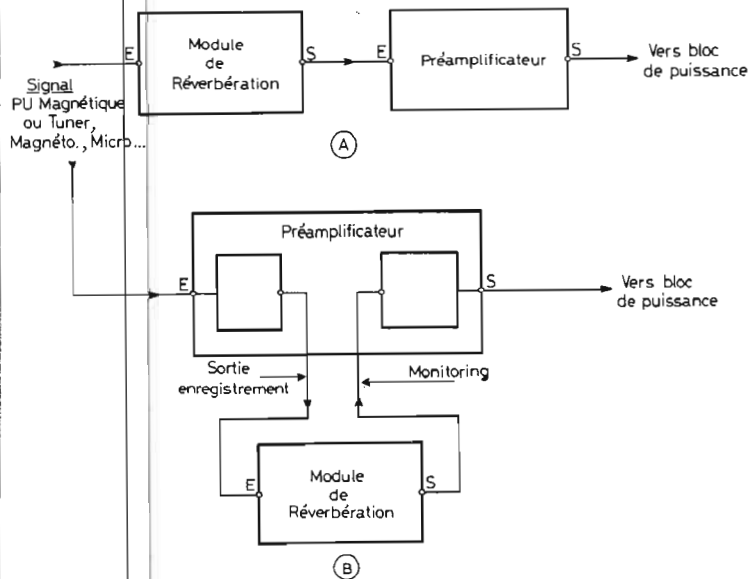
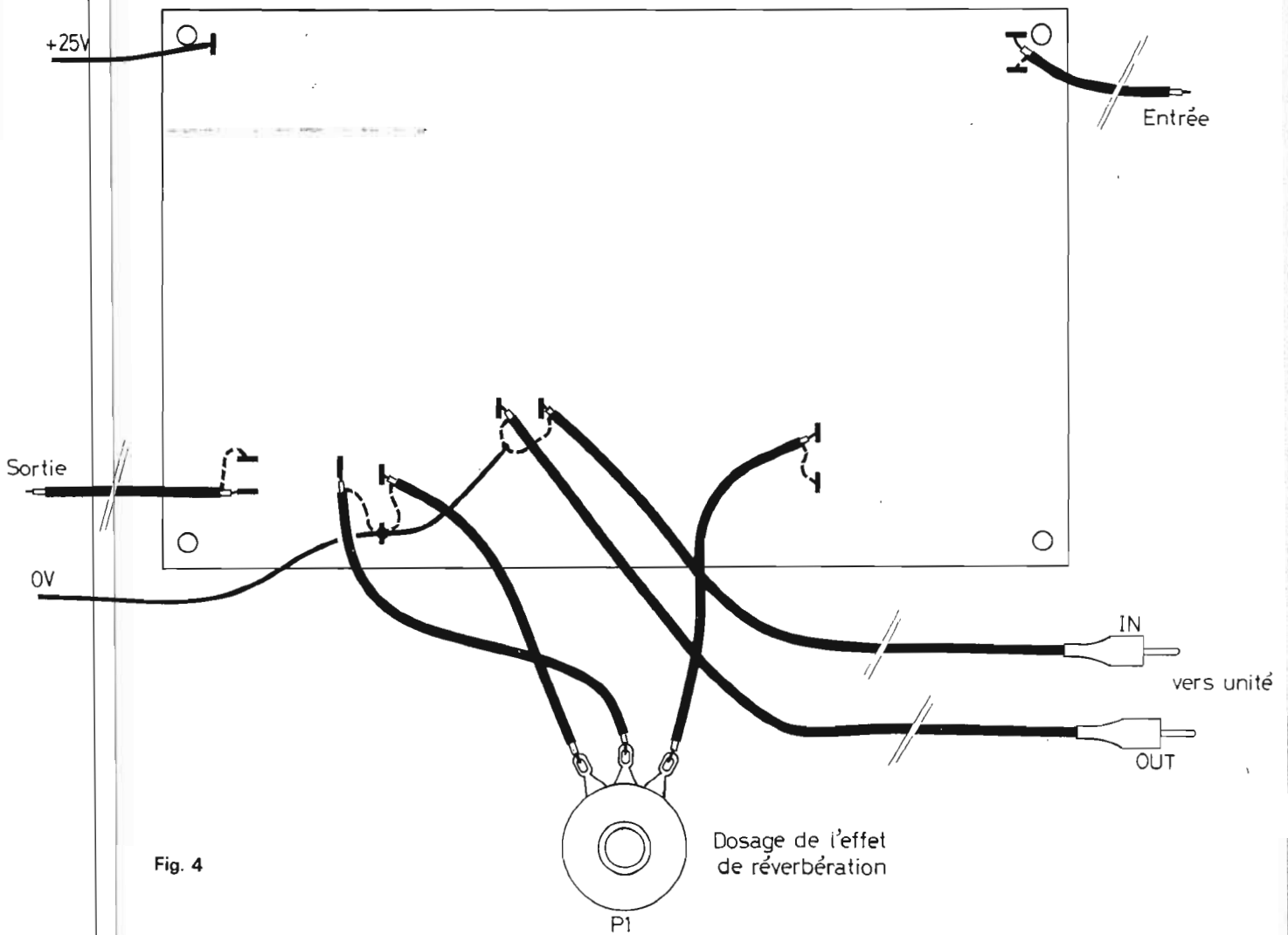
- C_1 : 0,47 μ F/ 100 V
- C_5 : 120 pF céramique
- C_{11} : 0,1 μ F/ 63 V
- C_{12} : 0,1 μ F/ 63 V

Potentiomètres ajustables ohmic VA 05V

- RV_1 : 220 Ω
- RV_2 : 100 k Ω

Semiconducteurs

- D_1, D_2 : 1N 914 ou 1N 4148
- $Q_1, Q_3, Q_4, Q_5, Q_9, Q_{11}$: BC 109 ou BC 107
- Q_2, Q_6, Q_{10} : BC 179 ou BC 177
- Q_7, Q_8 : 2N 1711



Détail du circuit imprimé.

Si on ne dispose que d'un contrôleur universel, c'est la mesure directe du courant que l'on va effectuer. Commuté en calibre 50 mA, on va insérer le contrôleur entre l'émetteur de Q_7 et la résistance R_8 que l'on aura préalablement dessoudée (côté de Q_7 bien entendu).

F) Utilisation du module de réverbération :

Comme l'indique la figure 5, le module de réverbération peut être inséré de deux façons différentes dans une chaîne HiFi.

Dans le cas de la figure 5A, ce module est placé devant l'amplificateur. La modulation qu'elle soit délivrée par une platine, un tuner, un micro ou un magnétophone, est directement injectée à l'entrée (E) de la réverbération. La sortie de ce module (S) est reliée à l'amplificateur à la prise d'entrée correspondant à la modulation injectée.

Nous voyons tout de suite que malheureusement cette disposition simple demande

prise « Enregistrement » de l'ampli et que la sortie (S) est connectée au « Monitoring ».

Si la touche « Monitoring » n'est pas enclenchée, la réverbération est hors service puisque la sortie (S) est en l'air. Dans le cas contraire, le module peut fonctionner quelle que soit la modulation sélectionnée par l'amplificateur.

Cette disposition est plus intéressante, mais malheureusement tous les amplificateurs ne disposent pas d'un monitoring.

H) Caractéristiques du module de réverbération :

Niveau d'entrée max : 150 mV
 Impédance d'entrée : 50 k Ω
 Niveau de sortie : 100 mV
 Profondeur de modulation : 0 à 100 %
 Tension d'alimentation : + 25 volts

NOTA : Pour les lecteurs éprouvant quelques difficultés pour la fabrication du circuit imprimé, celui-ci pourra

G) Caractéristiques des unités RE 16 et RE 4 :

TYPE	RE 16	RE 4
Entrée maxi	350 mA	350 mA
Impédance d'entrée	16 Ω	16 Ω
Impédance de sortie	10 k Ω	10 k Ω
Réponse en fréquence	50 Hz à 5 kHz	100 Hz à 3 kHz
Réverbération	2,4 s	2,5 s
Retard	35/40 ms	25/30 ms

beaucoup de manipulations si l'on veut passer de P.U. magnétique à micro par exemple.

Un deuxième montage est possible, celui de la figure 5B, si l'amplificateur est doté d'une commutation dite « Monitoring ». Dans ce cas le module de réverbération est connecté à l'ampli une fois pour toutes, quelle que soit la source sélectionnée à l'entrée de l'appareil.

Nous voyons que l'entrée du module (E) est reliée à la

leur être fourni en verre époxy en en faisant la demande à la rédaction.

D.B.



Photo A. - La diode BPW 34 avec son filtre improvisé, à côté, les diodes sans filtre.

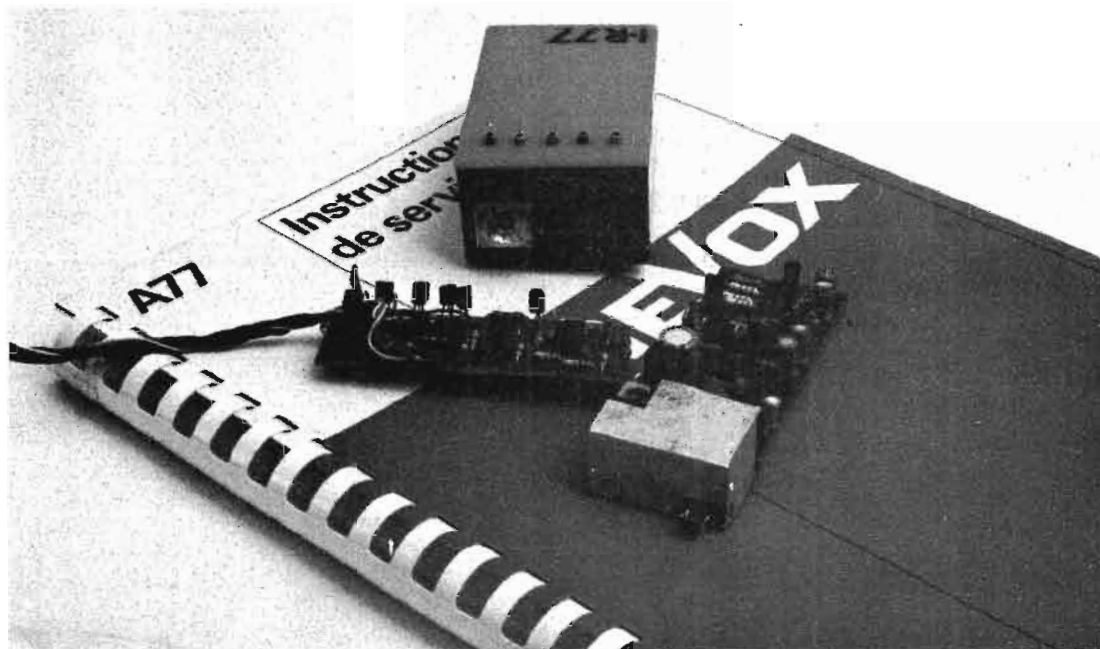
Télécommande POUR

NOUS avons vu dans l'un de nos précédents numéros un système de télécommande par fils utilisant une sorte de convertisseur analogique/digital, ce convertisseur sera repris ici et légèrement modifié pour s'adapter à la télécommande par rayons infrarouges. Dans le dernier numéro, nous avons vu la réalisation de l'émetteur, réalisation qui était relativement simple. Aujourd'hui, c'est le tour du récepteur et d'une section de décodage des ordres.

La réception des ondes infrarouges pose quelques problèmes. La quantité de lumière reçue par le récepteur est relativement faible, ce récepteur est fixe et il doit pouvoir être attaqué sous un angle pratiquement égal à 180°, il n'est donc pas question de doter le récepteur d'une optique qui pourrait concentrer les rayons infrarouges. On pourrait bien

entendu, augmenter le coefficient d'amplification du montage mais à un certain moment, le bruit de fond devient trop élevé pour que le signal utile puisse être facilement extrait. Notons en passant que si un signal audio peut être entendu par l'oreille et distingué du bruit, le décodage par un système électronique est beaucoup plus difficile. L'électronique sait distinguer des niveaux, des fréquences, mais le bruit est une suite de fréquences à des niveaux variables, dans tout signal faible, il y aura un bruit qui risquera de brouiller la réception. La conception même du récepteur tient compte du bruit et de ses diverses influences. On trouvera dans le schéma de principe du récepteur plusieurs circuits accordés, plusieurs condensateurs qui seront là pour filtrer le signal et le bruit de façon à ce qu'il soit le moins gênant possible.

L'amplificateur est conçu



à infra~rouges REVOX A77

(Suite voir N° 1548)

suivant le schéma de la figure 2. Un filtre passe-haut suit immédiatement la diode réceptrice. L'amplificateur qui suit remonte le niveau du signal, son impédance d'entrée est relativement élevée ; un filtre installé en sortie limite la bande des signaux

qui seront transmis au circuit d'amplification et d'écrêtage. La détection est confiée à un discriminateur de fréquence, les signaux passent ensuite dans un amplificateur de sortie à seuil qui élimine le bruit de fond pour ne laisser passer que le signal démodulé utile.

L'AMPLIFICATION DU SIGNAL

La diode de détection, de type Planar à grande surface BPW de Siemens produit, en plus du signal utile un bruit de fond dont l'intensité dépend de l'éclairement de sa surface. Pour réduire le bruit de fond de la diode, il faut réduire l'intensité lumineuse qui la frappe, l'émission se fait en infrarouge ; il faut donc éliminer toute la partie du spectre visible auquel la diode est sensible. Cette élimination se fait en plaçant un filtre infrarouge devant la BPW 34. Ce filtre infrarouge sera tout simplement constitué d'un morceau de film Agfa CT 18 développé et non exposé. Pour avoir ce film, il suffit de faire des photos (diapositives) sur ce CT 18 puis de les faire développer et de récupérer le film non monté, vous aurez des morceaux de film et, aux extrémités, une certaine sur-

face de film restée noire. On découpera dans cette surface un élément de la surface de la photo diode, élément qui pourra être collé sur la face sensible. La figure 1 donne la courbe de réponse en fonction de la longueur d'ondes du film CT 18, on voit que l'absorption est très faible à la longueur d'onde utile tandis qu'elle est très élevée pour le rayonnement visible, aux longueurs d'ondes plus courtes.

La tension utile est celle développée aux bornes de la diode. Lorsque l'intensité lumineuse s'accroît, le courant dans la diode change, on recueille donc une tension égale au produit de la variation d'intensité par la valeur de la résistance R_1 . Compte tenu des valeurs d'éclairement et des impédances mises en jeu, on choisit une valeur de résistance R_1 de l'ordre de $100\,000\ \Omega$. Le condensateur C_2 associé à la valeur de l'impédance d'entrée du transistor T_1 forme un filtre passe-

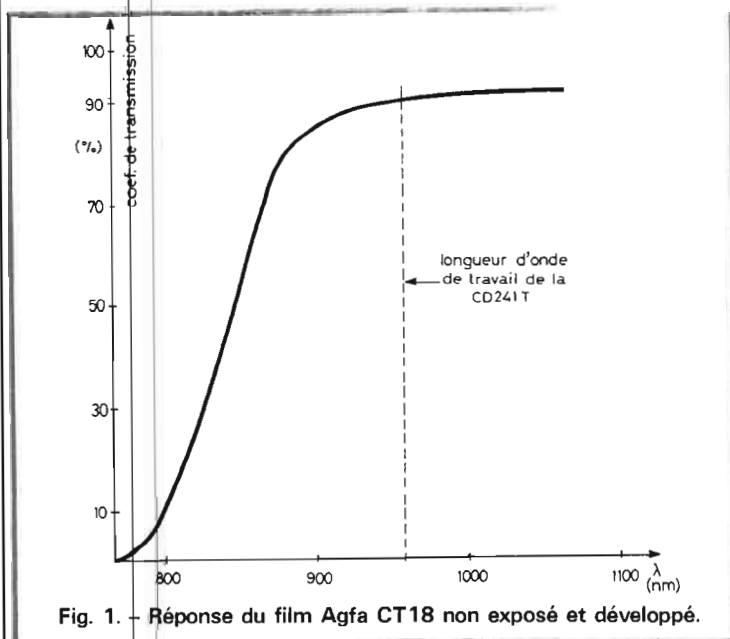


Fig. 1. - Réponse du film Agfa CT18 non exposé et développé.

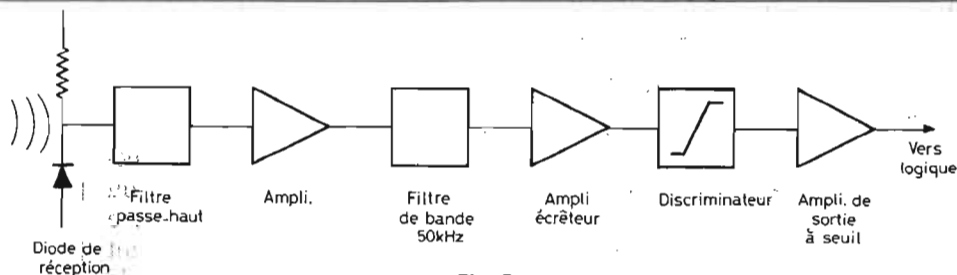


Fig. 2

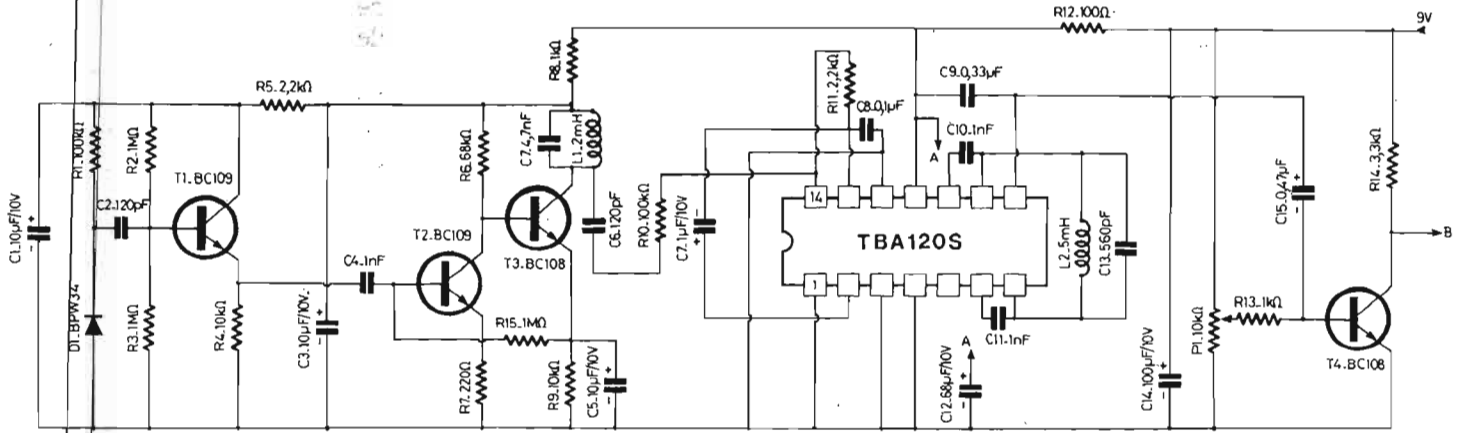


Fig. 3. - Récepteur infra-rouge, schéma de principe.

haut. Ce filtre sert à éliminer une partie inutile du bruit de fond et en particulier le bruit qui résulte de lampes à incandescence ou de tubes fluorescents ; ce bruit serait à une fréquence de 100 Hz et risquerait de saturer les étages d'amplification suivants.

Le transistor T_1 est monté en adaptateur d'impédance ; il s'agit ici de ne pas trop charger le circuit de la diode pour ne pas perdre de sensibilité, l'impédance d'entrée est de l'ordre de 500 k Ω ; par contre, l'impédance de sortie sera plus faible et sera adaptée pour l'attaque du préamplificateur suivant. Le condensateur de liaison C_4 a une valeur suffisamment grande pour ne pas trop atténuer le signal utile mais ne laisse pas passer trop de 100 Hz résiduel. La valeur du condensateur C_4 ne doit pas non plus être trop faible pour que l'impédance vue de l'entrée de T_2 ne soit pas trop grande. Une grande valeur serait préjudiciable à l'obtention d'un bruit de fond correct.

Les transistors T_2 et T_3 sont montés avec un couplage continu direct. La résistance

d'émetteur de T_3 est découplée pour ne pas affaiblir le gain en alternatif. La résistance d'émetteur de T_2 par contre n'est pas découplée. C'est elle qui permet de fixer le gain de l'amplificateur. La charge de sortie du transistor T_3 est un circuit accordé, nous vous donnons ici la valeur de l'inductance, elle est de 2 mH ; nous avons pris pour cette fonction un bobinage prévu initialement pour être accordé sur 38 kHz, un bobinage de décodeur stéréophonique. Le condensateur de 4,7 nF permet de faire l'accord sur 50 kHz. Ces inductances sont en général réglables, elles disposent d'un noyau qui se visse ; avec une inductance fixe, on réglera la fréquence à l'émission.

Le circuit accordé permet de sélectionner les signaux dans la fréquence est située dans la zone des 50 kHz. On sélectionnera également le bruit situé dans cette zone, bruit qui sera reçu en l'absence de signal.

Nous avons essayé différentes places pour ce circuit accordé, pratiquement, il faut le mettre le plus près possible

de l'entrée du circuit intégré. En effet, s'il est placé à l'entrée, on retrouvera en sortie des composantes à des fréquences très basses (inductions secteur par exemple), fréquences qui se retrouveront amplifiées par le circuit intégré et masqueront les signaux utiles, particulièrement pour une réception à la limite de portée. Le fait de placer le circuit accordé en sortie permet de filtrer au maximum les signaux qui vont être traités par le circuit intégré.

La sensibilité du circuit intégré est très grande, nous avons mis à l'entrée de ce circuit un atténuateur composé d'un condensateur placé en série avec une résistance. La résistance d'entrée du montage est la résistance R_{11} placée en parallèle sur l'impédance d'entrée du circuit intégré. Les étages amplificateurs du circuit intégré sont symétriques. L'entrée se fait entre les bornes 2 et 14, la borne 2 est mise à la masse pour asymétriser le montage.

Le circuit écrete les signaux et simplifie le signal. Nous utilisons ici la fonction écretage.

Le circuit assure également la détection ; le circuit accordé est ici accordé sur une fréquence différente de la fréquence d'émission puisqu'il n'y a pas de modulation de fréquence à l'émission, pour des raisons d'économie d'énergie ; le circuit est accordé L_2/C_3 sur 100 kHz, lors de la présence d'une onde incidente dont la fréquence est de 50 kHz, une tension de sortie apparaîtra à la sortie 8 du circuit intégré. En l'absence de modulation, seule apparaît une tension de bruit qui est filtrée par le condensateur C_9 . Les signaux de sortie sont exploités par un amplificateur non linéaire, en régime permanent, le transistor T_4 est saturé, son point de fonctionnement est ajusté par le potentiomètre P_1 . Cet ajustement est indispensable, la tension de sortie du circuit intégré peut en effet dépendre de la qualité du bobinage utilisé en L_2 . En outre, le point de fonctionnement dépend en partie de la tension d'alimentation.

Plusieurs découplages ont été installés. Il est indispensable d'en assurer un, entre

l'étage de sortie, travaillant en impulsions et l'étage à circuit intégré, le gain élevé de ce circuit entraînant des risques de réactions qu'il est préférable d'éviter, ce qui se comprend fort bien.

UTILISATION DES SIGNAUX

L'émetteur envoie des signaux sous forme d'impulsions, de salves d'ondes à 50 kHz. La fréquence de ces signaux est plus ou moins grande, c'est elle qui détermine quelle est la fonction qui sera commandée. Il faut donc installer, en sortie du récepteur, un circuit électronique qui délivrera la tension qui sera appliquée sur le comparateur décrit dans la première partie de l'article.

Le montage se compose d'un premier monostable (fig. 4 et 5) qui délivre des impulsions de largeur constante : plus les impulsions de commande seront rapprochées, plus la tension moyenne prise sur la sortie du monostable sera élevée, nous avons là le principe d'un discriminateur en fréquence. A sa sortie, un circuit se charge d'effectuer le filtrage des impulsions. Ce filtrage impose une certaine constante de temps, il faut un temps défini pour charger le condensateur d'intégration et un temps pour le décharger. Cette tension moyenne, c'est le signal utile, celui qui sera appliqué sur l'entrée du comparateur de décodage. Si on envoie directement la tension de l'intégrateur, toutes les entrées du circuit de décodage seront attaquées les unes après les autres, si bien que les relais du magnétophone qui sont suffisamment rapides risquent d'enregistrer de faux ordres. Nous avons donc dû installer un temporisateur qui attend que la valeur finale de la tension de l'intégrateur soit bien atteinte pour commander le décodage. Sitôt l'arrêt du décodage, la tension du

condensateur d'intégration descend lentement et comme la dernière tension correspond à l'arrêt, il n'y aura pas de commande d'enregistrée ; la fonction sera effectivement commandée pendant la durée d'action sur la télécommande mais au moment du relâchement, on repassera par toutes les fonctions pour retomber en définitive sur l'arrêt. Le monostable commandé par le temporisateur n'autorise donc le décodage que pendant une durée fixe ; il faudra donc que l'impulsion de commande envoyée par l'utilisateur soit plus longue que la durée de temporisation pour que le montage fonctionne parfaitement. Si l'impulsion émise est trop courte, on repassera par l'arrêt, on trouve là également le moyen de se retrouver à l'arrêt très rapidement. Ici, le circuit monostable joue sur l'alimentation de la logique.

Le diagramme de la figure

5 donne les différentes phases du fonctionnement de ce système de décodage et de temporisation. Le schéma de principe est exposé figure 6. Les impulsions issues du collecteur du transistor de sortie du récepteur entrent sur une diode de séparation assurant également un seuil pour le déclenchement, à la première impulsion, le transistor T_{20} se sature, transmet sa tension de collecteur à la base de T_{21} par l'intermédiaire du condensateur C_{20} , le transistor T_{21} se bloque et la tension de son collecteur est transmise via R_{23} à la base de T_{20} . Le condensateur C_{20} se décharge au travers des résistances R_{21} et R_{22} , une fois que la tension de base de T_{21} est suffisamment remontée, T_{21} se remet à conduire et bloque T_{20} . Nous avons là un monostable très classique. L'intégration est fournie par le condensateur C_{21} et la résistance R_{25} .

Le circuit de temporisation est constitué de la résistance R_{26} , R_{27} , des diodes D_{21} et D_{22} et du condensateur C_{22} dont la valeur est supérieure à celle du condensateur d'intégration. Le système à diodes permet d'obtenir une décharge plus lente que la charge ; les deux diodes D_{23} et D_{24} associées à la fonction base-émetteur du transistor T_{22} , constituent un circuit à seuil. On dispose sur le collecteur de T_{22} d'une tension en échelon (fig. 5). Cette tension est transmise au second monostable par l'intermédiaire du condensateur T_{24} . Ce condensateur sert à obtenir un déclenchement par impulsion alors qu'on aurait pu penser utiliser un déclenchement par niveau, directement à partir de la tension de collecteur de T_{22} . Nous avons essayé cette formule qui est, au demeurant, plus simple mais qui a un inconvénient prohibitif. En

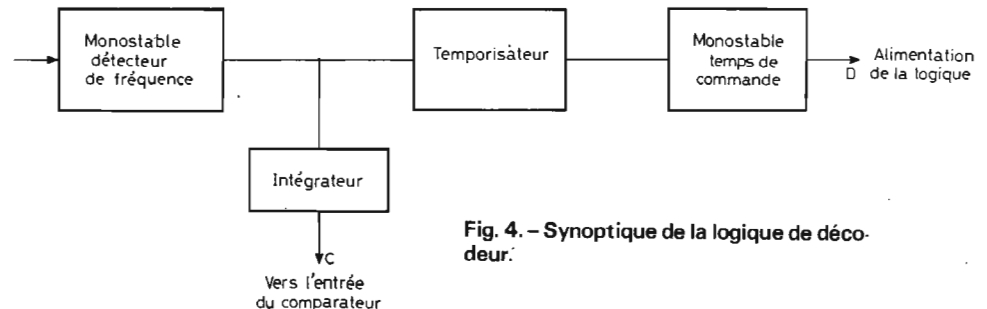


Fig. 4. - Synoptique de la logique de décodeur.

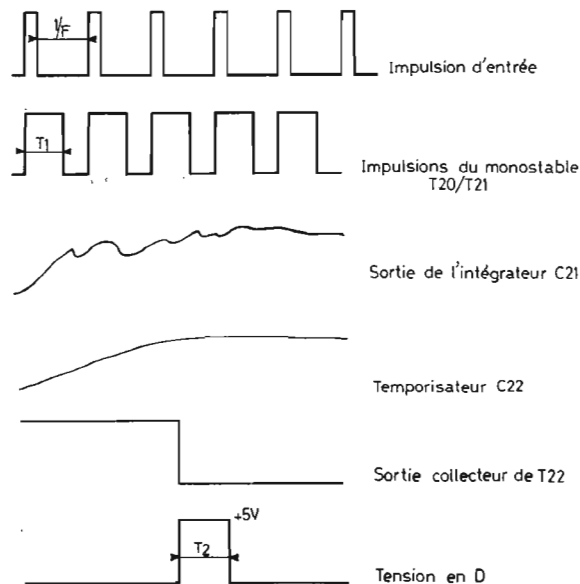


Fig. 5

Fig. 6. - Temporisateur de décodage.

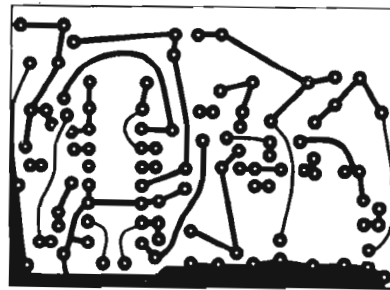
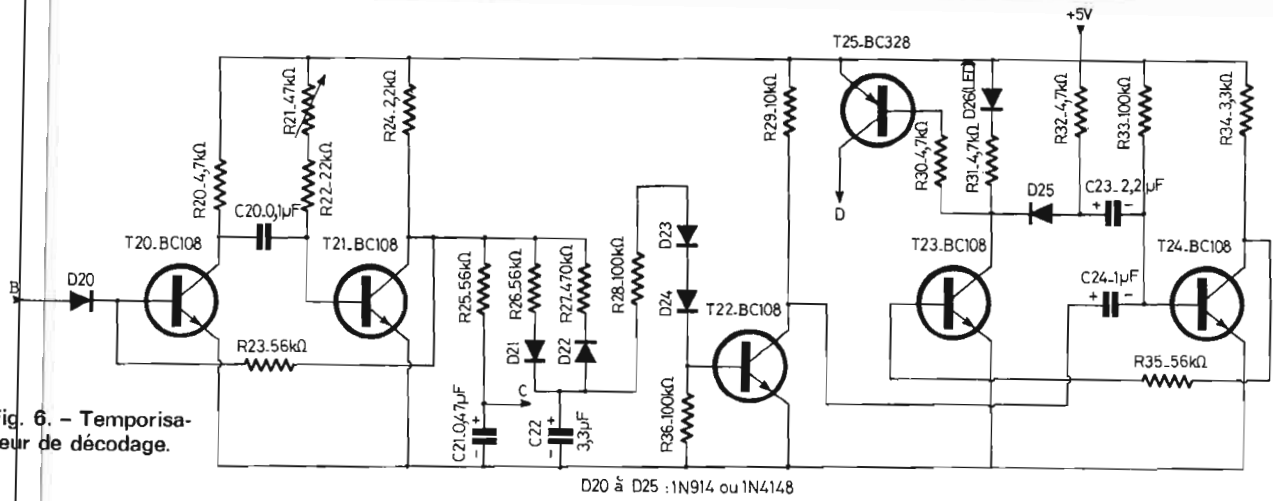


Fig. 7. - Partie récepteur.

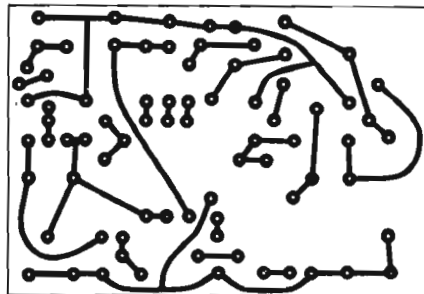
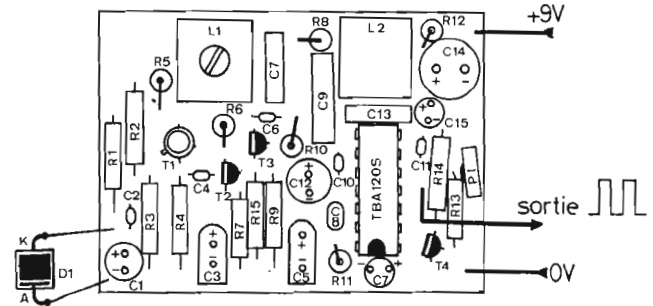


Fig. 8. - Section de temporisateur.

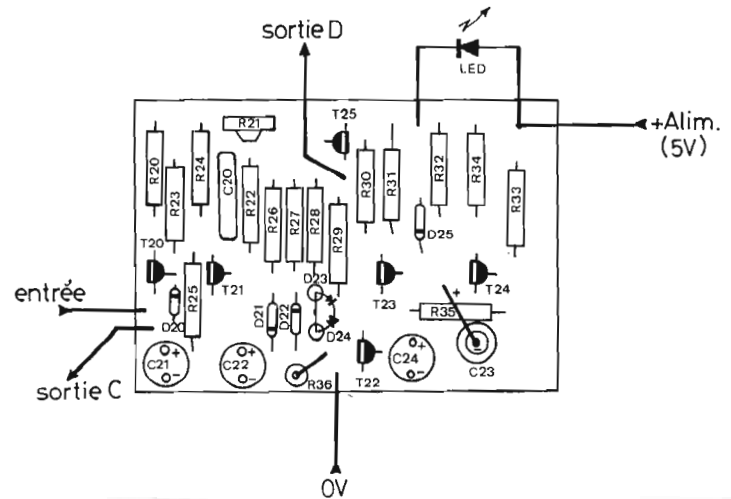


Photo C. - Le récepteur partie H.F.

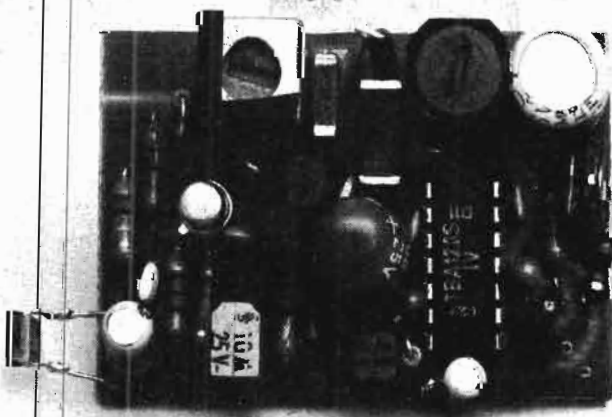
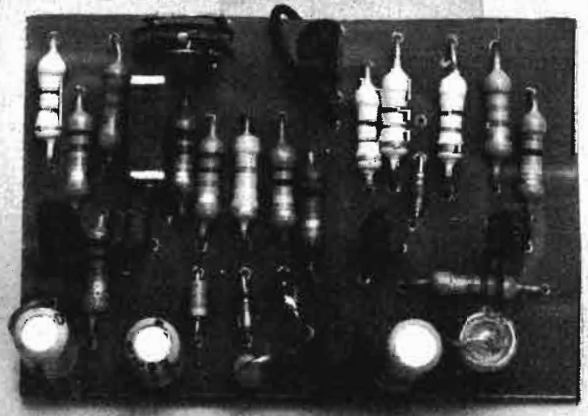


Photo D. - Le récepteur, bloc de temporisation.



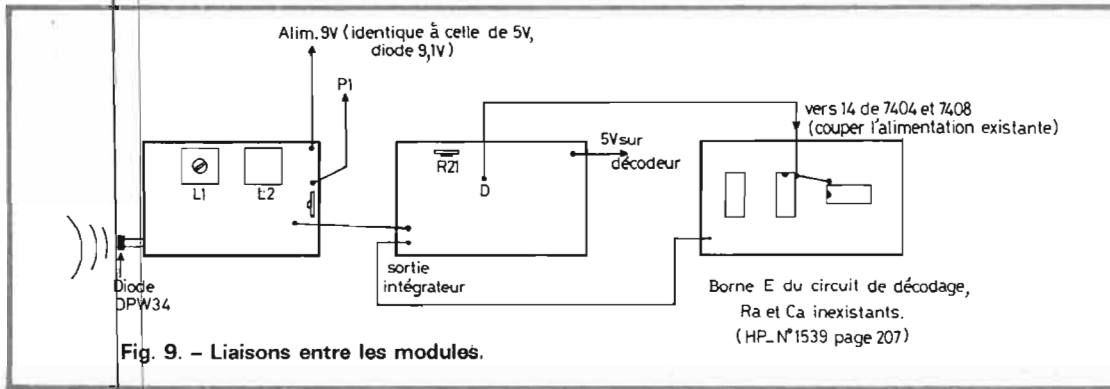


Fig. 9. - Liaisons entre les modules.

effet, si on effectue un déclenchement par niveau, le monostable se redéclenchera si l'impulsion de commande est maintenue; comme nous n'avons pas installé de manipulateur électronique sur l'émetteur, nous avons dû employer un déclenchement associé à un circuit de dérivation, la dérivation rendant le déclenchement sensible à la variation de niveau. Ce monostable est plus sophistiqué que le précédent, on a en effet utilisé pour le transistor T_{23} une séparation entre les fonctions « tension de sortie » et « recharge du condensateur de temporisation », la charge du condensateur dans la résistance de collecteur du transistor T_{23} donnerait naissance à une imperfection de forme de la tension de collecteur de T_{23} donc de commande du courant dans le décodeur; pour que cette commande soit très franche, il nous a donc fallu apporter une modification. Nous avons également incorporé dans le circuit une diode LED, cette diode s'allume pendant le fonctionnement du monostable (on peut aussi la brancher avec une résistance de limitation de courant entre le point D et la masse). Cette diode indique le moment où on peut relâcher le bouton de commande, elle témoigne aussi du fait que l'ordre a bien été reçu. Le transistor T_{25} est monté en commutateur. Le point D servira à l'alimentation des circuits intégrés 7404 et 7408 de la logique, pour cela, il faudra légèrement modifier le circuit imprimé décrit dans la première partie de l'article.

RÉALISATION

La réalisation de cette télécommande n'est pas une chose très facile. Il faut le reconnaître. Sans oscilloscope, la mise au point est assez délicate. Le récepteur sera construit sur un circuit imprimé. Nous avons utilisé pour notre prototype une méthode de fabrication par usinage mécanique (perceuse des applications rationnelles et fraise sphérique). Un certain doigté est nécessaire particulièrement lors de l'attaque de la zone réservée au circuit intégré. La réalisation des selfs pose toujours certains problèmes que nous avons ici résolus par de la récupération de décodeur stéréo. Les inductances pourront être réalisées sur des petits pots en ferrite pour le calcul de la valeur, on utilisera les indications du constructeur.

Le réglage de l'inductance d'entrée se fait sur une porteuse pure ou modulée, on ajustera le noyau de réglage pour que l'indication de l'instrument de mesure (millivoltmètre alternatif ou oscilloscope) soit maximale. L'inductance L_2 par contre n'a pas besoin d'être réglée. Suivant le coefficient de surtension de cette bobine on trouvera une tension de sortie, bruit et signal variable. L'amplificateur de sortie du récepteur peut être réglé en utilisant également un millivoltmètre, en l'absence de signal, le transistor doit être saturé ou presque, on tolérera le passage de quelques impulsions parasites, ces impulsions déclenche-

ront le premier monostable de temps en temps mais ne suffiront pas à commander le temporisateur. Cette tolérance permet d'augmenter sensiblement la portée de la télécommande. Suivant les conditions d'utilisation, on pourra être amené à blinder les étages d'entrée, ce blindage sera constitué d'une tôle étamée (boîte à conserve) soudée, l'intérieur de cette boîte sera tapissé de presspahn collé ou encore de ruban plastique adhésif qui servira à isoler le blindage du circuit imprimé. La diode de détection devra évidemment dépasser de ce blindage, les rayons infrarouges n'ayant pas encore la possibilité de traverser la tôle d'acier.

Nous avons réalisé ici un récepteur de très petite taille, ce n'est pas indispensable, vous pourrez extrapoler votre montage en dessinant un circuit imprimé à votre façon, circuit qui tiendra compte des composants, inductance en particulier dont vous dispose-

rez. Le second module a une largeur identique déterminée arbitrairement. Sur ce module, nous avons un élément de réglage, il s'agit de la constante de temps du monostable, cette constante de temps permet de fixer la tension de sortie de l'intégrateur, plus la durée de l'impulsion de sortie sera courte et plus la tension sera faible. Comme la tension crête à crête de l'impulsion dépend de la tension d'alimentation, on palliera ainsi à un écart de la tension d'alimentation. Par contre, la valeur des diverses tensions sera fonction des fréquences de modulation, il conviendra donc de choisir les résistances de temporisation au moment de la mise au point définitive du montage, chapitre que nous allons bientôt aborder. Le circuit de temporisation comme celui d'intégration fait appel à des condensateurs de temporisation chimique ou mieux au tantale. Il peut donc y avoir des écarts dans les valeurs respectives des constantes de temps, ce qui pourra amener à effectuer certaines adaptations. Par exemple, si le déclenchement du monostable est trop précoce, on augmentera la valeur du condensateur C_{22} . Si le déclenchement du monostable ne se fait pas en fonction Stop, on augmentera la valeur du condensateur C_{24} . La constante de temps du monostable de sortie pourra être modifiée par

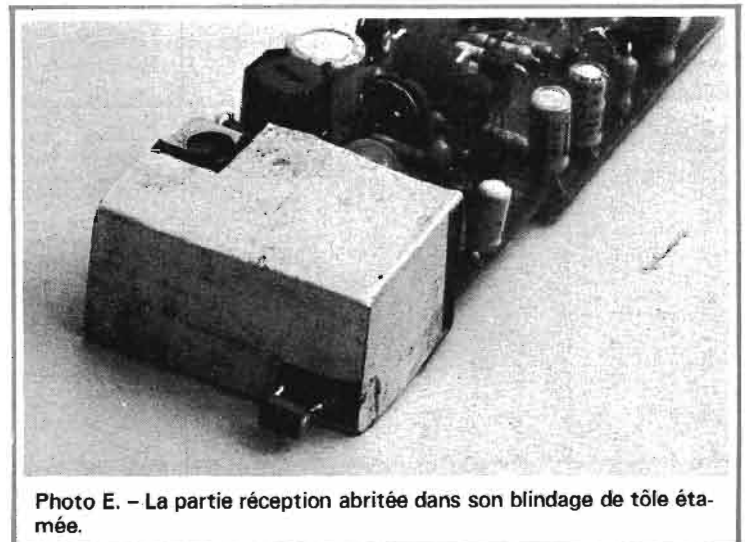


Photo E. - La partie réception abritée dans son blindage de tôle étamée.

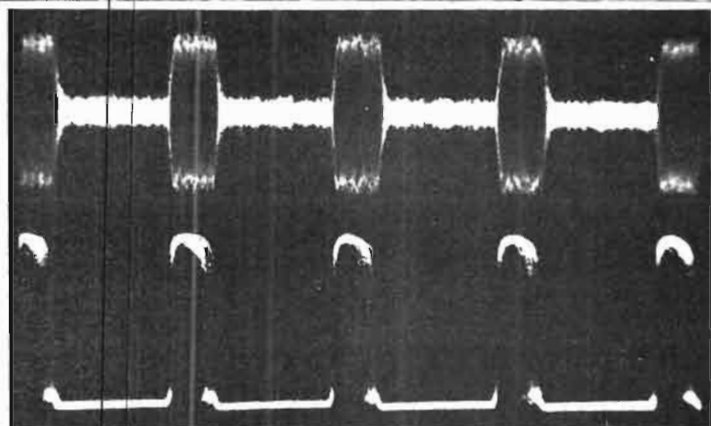


Photo F. — En haut : signal de sortie du bobinage L_1 , en bas, sortie du collecteur de T_4 , en limite de portée, on voit bien le bruit de fond du préamplificateur.

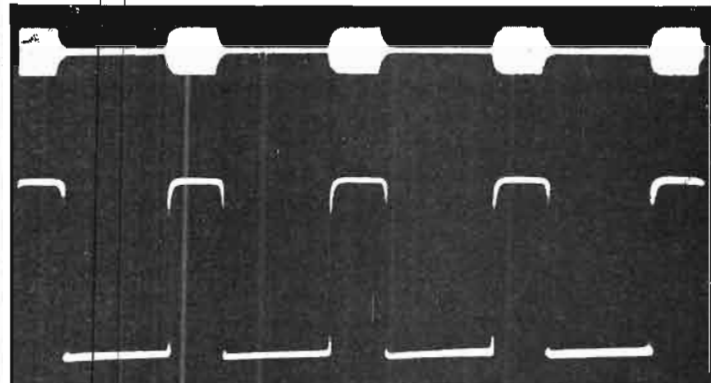


Photo G. — En haut : signal du collecteur de T_3 (L_1) avec un niveau de réception élevé, l'amplitude réduite du signal de la figure du haut est due au choix du calibre de l'oscillo. On notera la netteté du signal du bas.

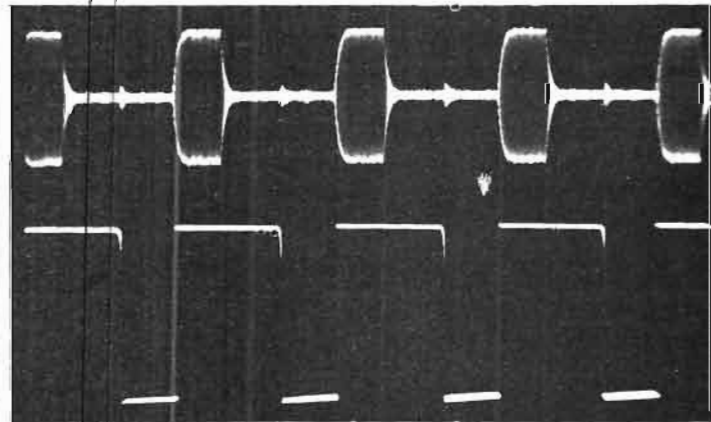


Photo H. — En haut : signal aux bornes de L_1 , en bas, sortie du premier monostable.

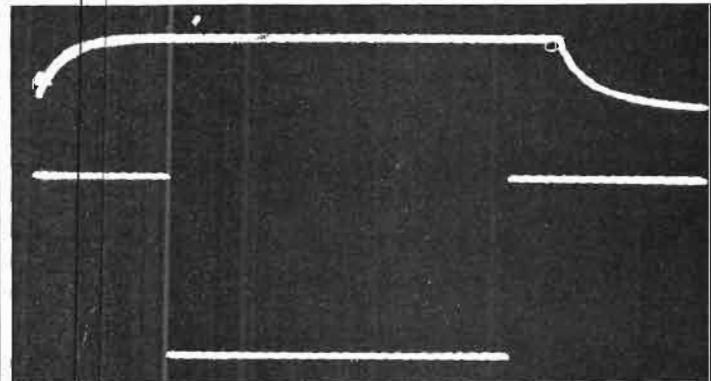


Photo I. — En haut : tension de sortie de l'intégrateur, en bas, sortie du monostable après temporisation.

une intervention au niveau de la résistance R_{33} . Une durée d'un dixième de seconde est suffisante pour commander les relais.

ALIGNEMENT DE L'ÉMETTEUR ET DU RÉCEPTEUR

La première opération à effectuer est une mesure des tensions de seuil requises pour commander toutes les fonctions. Pour faciliter les réglages, on remplacera les commandes du magnétophone par des voyants ou des diodes LED qui pourront être montées entre les sorties des circuits intégrés et la masse (en parallèle sur le circuit de base des transistors). On pourra ainsi mesurer d'abord la tension d'allumage de chaque lampe puis celle de son extinction lors de l'allumage du voyant suivant. On pourra ainsi voir aisément ce qui se passe lors d'un relâchement prématuré des boutons de commande.

Une fois que l'on disposera de ce tableau de valeur, on pourra régler les fréquences d'émission pour que la tension de sortie de l'intégrateur soit égale à la moyenne des valeurs mesurées précédemment. On s'assurera ainsi de la marge de sécurité maximale. Nous avons préconisé initialement l'utilisation de résistances fixes. Pour les premières opérations de réglage, il est conseillé de prendre des potentiomètres ajustables de $100\text{ k}\Omega$ en série avec une résistance de $47\text{ k}\Omega$ ou moins suivant le cas. Une fois que le montage fonctionnera parfaitement, on changera les potentiomètres pour les remplacer par des résistances de même valeur. On sera alors amené à utiliser une association de résistances pour trouver la bonne valeur.

L'alimentation 9 V utilisée pour la partie réceptrice sera

calquée sur l'alimentation 5 V déjà étudiée pour le décodage, on changera simplement la valeur de la tension de zener de la diode de régulation. Nous avons vu qu'avec le monostable, on coupait l'alimentation des circuits intégrés TTL. Les circuits sont assez gourmands, maintenant, ils ne travaillent plus que pendant un temps très court, il est donc possible de supprimer le radiateur du transistor de puissance, d'où une substantielle économie de place.

CONCLUSIONS

Cette télécommande à rayons infrarouges fonctionne parfaitement quelles que soient les conditions d'éclairage ambiant (sans aller jusqu'au soleil frappant la cellule !). La portée de cette télécommande est de l'ordre de 6 à 8 mètres, en ligne directe et sans utiliser de système optique, autre que le minuscule réflecteur d'émission. Dans une pièce de 50 mètres carrés, la télécommande est possible quelle que soit la position de l'émetteur, on peut très bien commander le magnétophone en lui tournant le dos. En espace ouvert, c'est-à-dire sans réflexion contre les murs, la portée est plus faible, il faut, dans ce cas, toujours diriger le rayon vers le récepteur. La télécommande infrarouge offre des possibilités intéressantes, son immunité aux parasites sera appréciée. Pas de problème de bruit ambiant comme avec les ultra-sons. Par contre, le montage n'est pas aussi simple, surtout lorsqu'il s'agit de multiplier les commandes. La sélection d'une seule fonction est toujours plus facile que celle de cinq ou davantage de fonctions. Les habitués de la télécommande de modèles réduits, ceux qui construisent leur ensemble sont très au courant de ce fait.

E. LEMERY

LISTE DES COMPOSANTS

R ₁ , R ₁₀ =	résistance	100 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂ , R ₃ , R ₁₅ =	résistance	1 MΩ	1/4 W	5 %
R ₄ , R ₉ =	résistance	10 kΩ	1/4 W	5 %
R ₅ , R ₁₁ =	résistance	2,2 kΩ	1/4 W	5 %
R ₆ =	résistance	68 kΩ	1/4 W	5 %
R ₇ =	résistance	220 Ω	1/4 W	5 %
R ₈ , R ₁₃ =	résistance	1 000 Ω	1/4 W	5 %
R ₁₂ =	résistance	100 Ω	1/4 W	5 %
R ₁₄ =	résistance	3,3 kΩ	1/4 W	5 %

C ₁ , C ₃ , C ₅ =	condensateur chimique ou tantale	10 μF	10 V
C ₂ , C ₆ =	condensateur céramique	120 pF	
C ₄ , C ₁₀ , C ₁₁ =	condensateur céramique	1 μF	
C ₇ =	condensateur chimique ou tantale	1 μF	10 V
C ₈ =	condensateur tantale	0,1 μF	
C ₉ =	condensateur mylar	0,33 μF	
C ₁₂ =	condensateur chimique	68 μF	10 V
C ₁₃ =	condensateur céramique ou plastique	560 pF	
C ₁₄ =	condensateur chimique	100 μF	10 V
C ₁₅ =	condensateur tantale	0,47 μF	12 V

D₁ = diode silicium Siemens BPW 34
 T₁, T₂ = BC109 ou équivalents
 T₃, T₄ = BC148 ou 548
 CI = TBA 120 S

L₁ = inductance miniature 2 mH
 L₂ = inductance miniature 5 mH
 P = potentiomètre ajustable 10 kΩ

R ₂₀ , R ₃₀ , R ₃₁ , R ₃₂ =	résistance	4,7 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₁ =	résistance ajustable	47 kΩ		
R ₂₂ =	résistance	22 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₃ , 25, 26, 35 =	résistance	56 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₄ =	résistance	2,2 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₇ =	résistance	470 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₈ , 36, 33 =	résistance	100 kΩ	1/4 W	5 %
R ₂₉ =	résistance	10 kΩ	1/4 W	5 %
R ₃₄ =	résistance	3,3 kΩ	1/4 W	5 %

C₂₀ = condensateur mylar 0,1 μF
 C₂₁ = condensateur chimique ou tantale 0,47 μF 10 V
 C₂₂ = condensateur chimique ou tantale 3,3 μF 10 V
 C₂₄ = condensateur chimique ou tantale 1 μF 10 V
 C₂₃ = condensateur chimique ou tantale 2,2 μF 10 V

D₂₀ à D₂₅ = diodes 1N914 ou 4148
 D₂₆ = diode LED
 T₂₀ à T₂₄ = BC108 ou équivalent
 T₂₅ = BC328 PNP

PRODUCTIONS " LEXTRONIC "

Extrait du catalogue

	Servo LX 75 L complet en kit (mécanique + électronique 4 fils) livré avec notice d'instructions	129 F
	Servo LX 75 L complet en kit (mécanique + électronique 3 fils) livré avec notice d'instructions	129 F
	Servo LX 75 L monté, 3 ou 4 fils	180 F
	Servo LX 75 L E, modèle compétition, enrobage élastomère des composants de l'ampli (garanti 1 an)	255 F
	Servo LX 75 L S, compétition pour émetteur LX 003 , permettant une interchangeabilité des servomécanismes (course rigoureusement identique)	265 F
	La mécanique seule LX 75 L , avec le potentiomètre de 2,2 kΩ et moteur de 3 Ω (2,4 V pour ampli 4 fils) en kit, livrée sans la notice de montage	59 F
	Même mécanique LX 75 L , mais équipée d'un potentiomètre de 4,7 kΩ et d'un moteur de 8 à 11 Ω (4,8 V pour ampli 3 fils)	59 F
	L'amplificateur seul pour modèle 4 fils , avec schéma LX 75 L ou LX 76 R	70 F
	L'amplificateur seul pour modèle 3 fils , LX 75 L ou LX 76 R avec notice de montage	75 F
	La notice de montage , pour LX 75 L et LX 76 R (mécanique + électronique 3 fils), très détaillée, avec adaptation sur d'autres ensembles commerciaux)	5 F
	Le servo LX 76 R complet en kit (mécanique + électronique) avec ampli 4 fils	129 F
	Même modèle, mais avec amplificateur 3 fils, en kit	129 F
	Servo LX 76 R en ordre de marche 3 ou 4 fils	180 F
	Servo LX 76 R E modèle compétition, enrobage élastomère des composants de l'ampli (garanti 1 an)	255 F
	Servo LX 76 R S, compétition pour LX 003	265 F
	La mécanique seule LX 76 R , avec le potentiomètre de 2,2 Ω, moteur de 3 Ω (2,4 V pour ampli 4 fils) en kit livrée sans notice de montage ..	59 F
	Même mécanique LX 76 R , mais équipée d'un potentiomètre de 4,7 kΩ et d'un moteur de 8 à 11 Ω (4,8 V pour ampli 3 fils), livrée sans notice de montage	59 F
	Micro-servo LX 77 R complet en kit (mécanique + électronique + clé de réglage)	129 F
	Micro-servo LX 77 R en ordre de marche	220 F
	Micro-servo LX 77 R E, modèle compétition, enrobage élastomère des composants de l'ampli	265 F
	Mécanique seule , avec potentiomètre plastique 5 kΩ et moteur de 8 à 11 kΩ avec clé de réglage, livrée sans notice de montage	65 F
	L'amplificateur 3 fils seul pour LX 77 R , complet en kit avec fils spéciaux ultra-souples au néoprène, connecteurs, notice de montage (déconseillé aux débutants en raison de sa miniaturisation)	75 F

LEXTRONIC - TELECOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette, 93370 MONTFERMEIL. Tél. : 936.10.01
 C.C.P. LA SOURCE 30.576-22. Magasin ouvert tous les jours
 sauf dimanche et lundi) de 9 heures à 12 heures et de 13 h 30 à 19 h 30

VENTE PROMOTIONNELLE DE COMPOSANTS (uniquement sur stock)

RESISTANCES

- Couche carbone 1/4 W 5% de 10 Ω à 820 K Ω	
- les 100 pièces (d'une même valeur)	F 4,30 HT
- Carbone aggloméré de 10 Ω à 1 M Ω	
1/4 W 10% - les 100 pièces (d'une même valeur)	F 4,15 HT
1/2 W 10% - les 100 pièces (d'une même valeur)	F 3,60 HT

CONDENSATEURS

A film plastique métallisé, sorties radiales préformées

160 V. 10%	0,22 MF	F 21,30 HT le cent
" "	0,33 MF	F 22,90 HT le cent
" "	0,68 MF	F 35,05 HT le cent
" "	2,2 MF	F 73,00 HT le cent
" "	4,7 MF	F 121,50 HT le cent
250 V. 20%	0,015 MF	F 8,70 HT le cent
" "	0,022 MF	F 8,70 HT le cent
" "	0,039 MF	F 11,65 HT le cent
" "	0,047 MF	F 11,45 HT le cent
" "	0,1 MF	F 11,60 HT le cent
" "	0,22 MF	F 14,65 HT le cent
250 V. 10%	0,33 MF	F 21,30 HT le cent
" "	0,47 MF	F 25,70 HT le cent
" "	0,68 MF	F 34,10 HT le cent
" "	1,00 MF	F 42,60 HT le cent
400 V. 20%	0,033 MF	F 11,00 HT le cent
" "	0,1 MF	F 15,20 HT le cent
" "	0,15 MF	F 19,60 HT le cent
" "	0,22 MF	F 25,60 HT le cent
400 V. 10%	0,33 MF	F 32,80 HT le cent
" "	0,47 MF	F 36,75 HT le cent

TVA 20% en sus - Commande minimum : 50 F
 Frais de port : 5 F jusqu'à 100 F - Au dessus : 5 %
 Franco à partir de 500 F (Métropole)
 Chèque de remboursement éventuel joint à l'expédition en cas manquants
 Prix par quantité : nous consulter

Exclusivement par correspondance :

ERIE - 45 rue des Bergers - 75015 PARIS

agigroup 582

VARIATEURS ET RÉGULATEURS DE VITESSE POUR PETITS MOTEURS UNIVERSELS

AVANT d'aborder la description de systèmes de variation et de régulation de vitesse de moteurs, il n'est peut-être pas sans intérêt de rappeler quelques données caractéristiques de ceux-ci. La commande de phase par thyristor ou triac trouve une application toute indiquée dans la variation et la régulation de vitesse des moteurs. Toutefois, il est assez fréquent que les moteurs ainsi commandés ne soient pas prévus pour ce genre de fonctionnement. Ils sont simplement utilisés parce qu'ils sont de modèle courant ou bien qu'ils équipent déjà un matériel existant. Dans ces conditions, les performances de régulation obtenues ne sont pas toujours optimales. Comme une commande de moteur forme un tout, les performances globales ne seront jamais excellentes si l'aptitude du moteur à être soumis à une commande de phase n'est pas bonne.

La plupart du temps, les caractéristiques d'un moteur sont spécifiées pour une vitesse de rotation donnée ; il est

parfois nécessaire de ne pas trop s'éloigner de celle-ci pour conserver un bon refroidissement de l'élément. On peut rencontrer des problèmes d'échauffement avec certains moteurs tournant à faible vitesse. De plus, à vitesse lente, il n'est pas toujours certain que la lubrification des engrenages et des paliers s'effectue normalement. La caractéristique exprimant le couple en fonction de la vitesse de rotation d'un moteur donné peut le rendre inapte à être alimenté par une commande de phase. Certains moteurs universels série ont leurs caractéristiques fortement affectées par la présence d'une aimantation résiduelle de leurs parties magnétiques. Avant d'entreprendre la commande de phase d'un moteur, il sera bon de s'assurer que l'on ne sera pas confronté à l'un de ces problèmes, et que le dispositif est bien indiqué pour un tel type de fonctionnement. Cependant, si le moteur s'y prête, on peut obtenir un fonctionnement très souple qui trouve son emploi dans un grand nombre d'applications.

LE MOTEUR UNIVERSEL OU MOTEUR SÉRIE

Une bonne partie des petits moteurs utilisés dans l'électro-ménager ainsi que dans les usages domestiques sont des moteurs de type série dits universels. On les appelle ainsi à cause de leur aptitude à pouvoir fonctionner aussi bien en courant continu qu'en courant

alternatif. Cependant, comme dans la grande majorité des cas, ils sont destinés à fonctionner sur le secteur 50 Hz, les moteurs universels sont généralement calculés pour présenter leurs performances maximales avec ce type d'alimentation, et non en courant continu. Habituellement d'ailleurs, ces moteurs ont tendance à tourner plus vite pour une tension continue donnée que pour la même tension, mais à 50 Hz.

Dans un moteur universel, l'enroulement d'excitation se trouve placé en série avec le rotor. Le courant qui circule à travers l'enroulement d'excitation (ou stator) engendre un champ magnétique qui se reforme à travers les enroulements du rotor. L'action du champ magnétique du stator s'oppose à celle créée par les enroulements du rotor. Ces derniers sont réalisés de telle manière qu'il en résulte une poussée latérale qui fait tour-

ner le rotor. Le fonctionnement en alternatif d'un tel moteur reste possible parce que, bien que le champ créé par le stator change de sens à chaque inversion du courant alternatif, le champ engendré par le rotor s'inverse également au même instant, et la poussée latérale s'exerce sur le rotor ne change pas de sens.

Puisque le rotor tourne dans le champ magnétique créé par l'enroulement d'exc-

tation, celui-ci induit dans le rotor une tension appelée force contre électromotrice (FCEM) qui est, en principe, proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur et qui tend à s'opposer au passage du courant. Si le moteur est alimenté par un courant redressé monoalternance, le rotor produira encore une FCEM pendant la demi-période manquante, à cause de l'aimantation résiduelle qui subsiste dans les pièces polaires. On utilise assez couramment la FCEM d'un moteur comme moyen de mesure de sa vitesse de rotation.

Le courant qui circule dans un moteur série est fonction de la différence de tension qui existe entre la tension d'alimentation appliquée au moteur (FEM) et la force contre-électromotrice développée par ce même moteur. A l'instant du démarrage, ou bien quand le moteur est bloqué, il n'y a pas production de FCEM : à ce moment le courant dans le moteur est très important (il peut atteindre jusqu'à 10 fois le courant nominal) et de ce fait, le couple produit est très élevé.

La vitesse de rotation d'un moteur série s'ajuste automatiquement d'elle-même de façon à ce que la différence entre la FEM et la FCEM soit

telle qu'elle laisse circuler dans le moteur un courant tout juste suffisant pour produire le couple nécessaire par la présence de la charge mécanique. Pour une faible charge, ou bien à vide, le courant consommé reste faible.

Quand un moteur universel est chargé mécaniquement, le courant qui circule dans celui-ci doit augmenter pour pouvoir fournir le surcroît de couple demandé. Pour obtenir ce courant supplémentaire, il faut augmenter la différence entre la tension de la FEM et celle de la FCEM. Si le moteur n'est pas régulé, la tension d'alimentation (FEM) est fixe. L'augmentation de la différence entre les deux tensions ne peut donc se faire qu'en réduisant la FCEM, c'est-à-dire en diminuant la vitesse de rotation. Pour un moteur non régulé en vitesse, une augmentation du couple appliqué se traduit par une diminution de la vitesse de rotation. Le couple développé par le moteur universel est fonction de l'intensité du champ magnétique créé, en fait, du courant qui circule dans le moteur.

Il est donc possible de compenser la diminution de vitesse consécutive à un couple appliqué plus important

par une augmentation de la FEM d'alimentation. C'est généralement par ce moyen que l'on réalise la régulation de vitesse d'un moteur universel.

Pour qu'un montage puisse stabiliser la vitesse de rotation d'un moteur, il faut obtenir, par un moyen ou par un autre, une information sur celle-ci. La façon la plus simple de parvenir à ce résultat consiste, avec les moteurs à balais, à mesurer la FCEM produite par le moteur pendant la durée de non-conduction du thyristor ou du triac. Dans les moteurs série, il n'y a plus création de champ magnétique quand le moteur cesse d'être alimenté, c'est-à-dire quand le thyristor ou le triac est bloqué. Seule l'aimantation résiduelle des pièces polaires donne naissance à une FCEM. Malheureusement, l'aimantation résiduelle dépend du courant qui circulait précédemment dans le moteur, juste avant le blocage du thyristor, si bien qu'alors la FCEM produite par le moteur n'est pas toujours un reflet exact de la vitesse de rotation. Indépendamment de cela, avec tous les moteurs à balais, il faudra veiller à ce que les étincelles, toujours présentes, ne viennent pas perturber le

bon fonctionnement de la régulation.

RÉGULATION DE VITESSE D'UN MOTEUR SÉRIE ALIMENTÉ EN MONO ALTERNANCE

Le moteur universel trouve son emploi dans un grand nombre d'applications diverses. Le montage suivant, bien que très simple, confère habituellement au moteur une grande souplesse d'utilisation. Il produit un effet comparable à celui que l'on obtiendrait si les enroulements du moteur comportaient une infinité de prises. Dans le circuit de la figure 1, le moteur est alimenté par une tension continue redressée à une alternance par le thyristor Th. Pour obtenir la pleine vitesse de rotation du moteur (angle de conduction 180°), ce dernier doit être conçu pour une tension nominale de : $220 \cdot \sqrt{2}/2 = 156 \text{ V eff.}$ pour un réseau de 220 V. A noter que, dans ce type de montage, la durée de vie des balais peut être un peu abrégée, par rap-

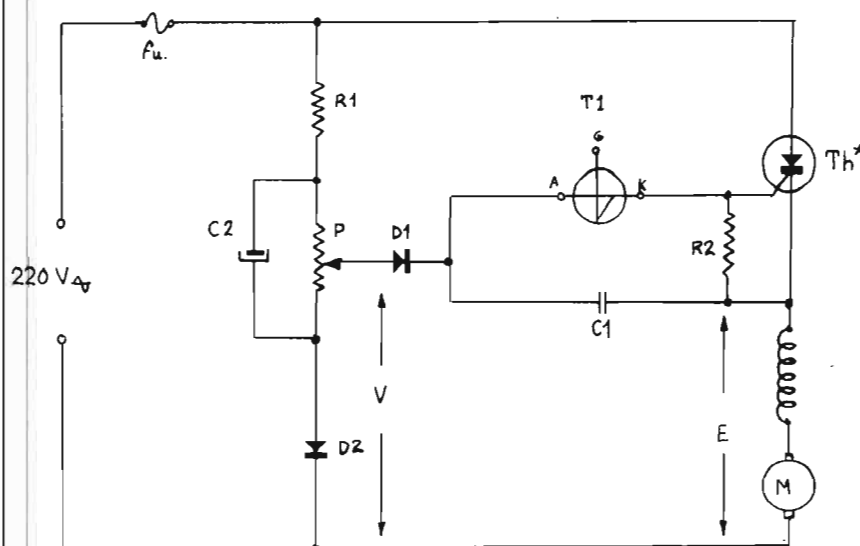


Fig. 1

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 1

- $R_1 = 82 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 10 \%$
- $R_2 = 47 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 10 \%$
- $P = 10 \text{ k}\Omega \text{ linéaire}$
- $C_1 = 68 \text{ nF } 63 \text{ V}$
- $C_2 = 5 \mu\text{F } 400 \text{ V}$
- $D_1 = D_2 = 1\text{N}648$
- $T_1 = 2\text{N}4987$
- $\text{Th}^* = \text{BTW } 27 \text{ } 500 \text{ R (Sescosem)}$

* Élément à monter sur un refroidisseur en aluminium d'environ 80 x 80 x 2 mm (le radiateur peut être plié).

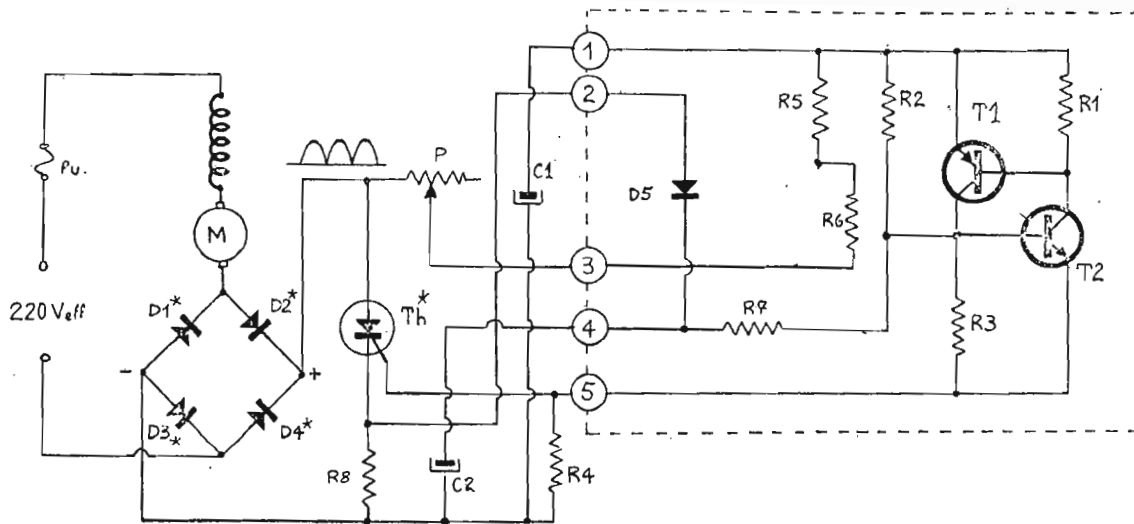


Fig. 2

**NOMENCLATURE
DES ÉLÉMENTS
DE LA FIGURE 2**

$R_1 = 150 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_2 = 5600 \Omega$ 10 % 1/2 W

$R_3 = 470 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_4 = 22 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_5 = 470 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_6 = 470 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_7 = 4700 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_8 = 0,1 \text{ à } 1 \Omega$ selon moteur

$P = 100 \text{ k}\Omega$ linéaire
 $C_1 = 2,2 \mu\text{F}$ 63 V
 $C_2 = 2,2 \mu\text{F}$ 25 V
 $T_1 = \text{BCW92 B}$ (Sescossem)
 $T_2 = \text{BCW90 B}$ (Sescossem)
 $D_1^*, D_2^*, D_3^*, D_4^* = \text{ESM}$
 181 500 R (Sescossem)

$D_5 = 1\text{N}4148$
 $\text{Th}^* = \text{BTW 27S 500 R}$ (Sescossem)
 * Éléments à monter sur un refroidisseur en aluminium de 80 x 80 x 2 mm.

port à l'alimentation en alternatif pleines ondes, principalement à cause des courants de crête qui sont plus importants dans ce cas.

La régulation de vitesse est effectuée en se servant de la FCEM du moteur pour commander l'augmentation de la puissance électrique fournie à ce dernier lorsque sa vitesse de rotation a tendance à diminuer, consécutivement à une augmentation de la charge mécanique. Comme cette FCEM dépend de l'aimantation résiduelle du moteur, laquelle est déterminée par les caractéristiques du matériau magnétique employé pour la construction de ses pièces polaires, il faudra vérifier que cette aimantation résiduelle est bien suffisante pour que la FCEM produite soit significative.

Le montage de la figure 1 compare la FCEM résiduelle du moteur (E) à une tension de consigne V, produite par le diviseur R1 P. Cette comparaison a lieu pendant les périodes de blocage du thyristor Th. Si la vitesse de rotation du

moteur est telle que la tension de la FCEM est plus élevée que la tension de consigne V, la diode D_1 se trouve polarisée en inverse et la capacité C_1 ne peut se charger. En revanche, si la vitesse de rotation du moteur diminue (par suite d'une charge mécanique plus importante, par exemple), la tension de la FCEM diminue également et elle devient inférieure à la tension de consigne. La diode D_1 est alors débloquée; la capacité C_1 commence à se charger. Quand la tension de charge de C_1 atteint la tension d'amorçage du déclencheur SUS T_1 , ce dernier devient brusquement conducteur, déchargeant brutalement le condensateur C_1 dans la gâchette de Th , amorçant ce dispositif. Tant que ce dernier reste en conduction, il permet au moteur d'être alimenté. A partir du moment où la tension instantanée de la demi-alternance positive du secteur devient inférieure à la FCEM du moteur, le thyristor Th se bloque par inversion de tension à ses bornes.

Le niveau de tension à partir duquel la diode D_1 commence à conduire, c'est-à-dire la tension de consigne, peut être ajustée par le potentiomètre P. C'est en fait le réglage de la vitesse de rotation du moteur. La tension pour laquelle s'amorce le thyristor est égale à la tension de consigne V à laquelle il faut soustraire la valeur de la tension de déclenchement du SUS T_1 . Si la FCEM du moteur continue à diminuer, du fait d'une charge mécanique de plus en plus importante, la différence entre la tension de consigne et la FCEM s'accroît; la tension de charge de la capacité C_1 est plus élevée que précédemment; la charge s'effectue plus rapidement. La tension d'amorçage du déclencheur est atteinte également plus rapidement si bien que le thyristor Th est rendu conducteur plus tôt au cours de la demi-alternance positive. L'augmentation de la charge mécanique se trouve donc compensée par un apport supplémentaire d'énergie au moteur.

A vide, ou bien pour une faible charge, et pour une vitesse de rotation très ralentie, le montage peut parfois prendre un régime de fonctionnement instable. Ceci est dû au fait que pour une vitesse de rotation très lente, il n'y a pratiquement pas de FCEM développée par le moteur. Lorsque le thyristor conduit, l'angle de conduction, bien que très petit, produit une augmentation trop importante de la vitesse. La FCEM induite devient alors supérieure à la tension de consigne qui est très faible. A partir de cet instant, le thyristor ne peut plus être déclenché. Le moteur n'étant plus alimenté, sa vitesse va diminuant jusqu'au moment où la valeur de la FCEM permet à nouveau d'amorcer le thyristor. La durée de ce phénomène peut être relativement importante; la période de blocage peut s'étendre sur plusieurs alternances du secteur.

Puisque la FCEM d'un moteur est une caractéristique particulière qui lui est propre, le réglage affiché par le poten-

tiomètre P ne sera pas forcément similaire pour des moteurs différents entre eux mais tournant à la même vitesse avec une charge mécanique identique.

En principe, les caractéristiques portées sur l'étiquette d'un moteur indiquent la puissance mécanique maximale que le moteur peut développer sur une charge extérieure. Cette puissance est généralement exprimée en cheval-vapeur (Ch). Il existe une relation entre la puissance mécanique (Ch) et la puissance électrique absorbée par le moteur : $1 \text{ Ch} = 736 \text{ W}$. Partant de cette égalité, il est aisé de déterminer le courant nominal d'un moteur pour une charge donnée. Cependant, cette expression ne tient pas compte du rendement du moteur. Ce rendement, qui est défini comme le rapport existant entre la puissance électrique consommée et la puissance mécanique recueillie, peut varier, pour les petits moteurs, entre 0,5 et 0,85 selon le type et la technologie. L'expression suivante donne le courant maximum consommé par un moteur en fonction de sa puissance en Ch.

$$I_{\text{eff(max)}} = \frac{\text{Ch} \cdot 736}{V_{\text{eff}} \cdot \text{RENDEMENT}}$$

Pour un secteur 220 V, on peut utiliser la relation simplifiée :

$$I_{\text{eff(max)}} = \text{Ch} \cdot 3,34 / \text{RENDEMENT}$$

Avec les éléments indiqués

pour la figure 1, les moteurs commandés ne doivent pas consommer un courant supérieur à 5 A eff. (pour un angle de conduction de 180°), ce qui correspond, grosso-modo, à des puissances maximales comprises entre 0,75 et 1,25 Ch, selon que le rendement est de 0,5 ou bien 0,85.

Il faudra évidemment assurer un refroidissement correct du thyristor en le fixant sur un radiateur. De même, il est utile de prévoir un fusible (5 A) en série avec le moteur. En effet, et particulièrement dans le cas des moteurs universels, une charge mécanique trop importante, appliquée à faible vitesse de rotation, peut conduire à un blocage mécanique du moteur. Dans cette circonstance, il circule dans le moteur et dans le thyristor un courant très important qui excède les possibilités de ces deux éléments. Un tel fonctionnement, tout à fait anormal, ne doit pas se prolonger. Si pour une raison quelconque le courant n'a pu être coupé immédiatement, c'est le fusible qui doit intervenir et interrompre le courant pour éviter d'endommager le moteur et le thyristor.

**RÉGULATION
DE VITESSE
D'UN MOTEUR
UNIVERSEL ALIMENTÉ
EN ALTERNATIF**

Ce montage est représenté sur la figure 2. Le moteur

série M est traversé par un courant alternatif ; il se trouve placé en série avec un pont de redressement composé des diodes D₁ à D₄. Le thyristor Th, qui est situé dans la branche médiane du pont, court-circuite ce dernier dès qu'il est rendu conducteur. Le moteur M est donc alimenté par une tension alternative. Le thyristor Th est soumis à une commande de phase ; celle-ci est asservie à la vitesse de rotation du moteur, ce qui permet d'en effectuer la régulation.

La résistance R₈, de faible valeur, est insérée dans le circuit de cathode de Th : elle est parcourue par le courant qui circule dans le thyristor, donc dans le moteur. Lorsque la charge du moteur augmente, sa FCEM diminue et le courant qui circule dans celui-ci augmente également. Ce courant, traversant la résistance R₈, produit à ses bornes une tension impulsionnelle qui est emmagasinée dans la capacité C₂, à travers la diode D₅. Aux bornes du condensateur C₂, on dispose donc d'une tension continue dont le niveau varie selon l'intensité du courant alternatif qui circule dans le moteur M. La diode D₅ est nécessaire pour éviter que C₂ ne se décharge dans la résistance R₈ pendant les périodes de blocage de Th. La tension aux bornes de C₂ est proportionnelle au courant de crête qui traverse le moteur.

L'ensemble des transistors complémentaires T₁ et T₂,

ainsi que les résistances R₁, R₂ et R₃, constituent un « pseudo-thyristor ». La capacité C₁ est chargée à travers le potentiomètre P. La tension à ses bornes va croissant jusqu'au moment où l'ensemble T₁ et T₂ devient brutalement conducteur. Le condensateur C₁ est alors brusquement déchargé dans la gâchette de Th, qui entre en conduction. La tension de charge de C₁ est alors supprimée jusqu'à ce que Th se bloque, au moment du passage par zéro de l'onde du secteur. La charge de C₁ s'effectue donc toujours à partir du début des demi-alternances, ce qui assure la synchronisation du circuit avec le réseau.

Le pseudo-thyristor T₁ et T₂ devient conducteur lorsque la tension aux bornes de C₁ est de l'ordre de 8 V. Ce niveau de déclenchement peut d'ailleurs être modifié en changeant les valeurs du réseau diviseur R₂ et R₃, la conduction de T₁ et de T₂ intervenant lorsque la tension entre base et émetteur de T₂ est voisine de 0,6 V. A cette tension, due à la charge de C₁, on superpose la tension de charge de la capacité C₂, que l'on applique également sur la base de T₂, à travers la résistance R₇.

La régulation s'effectue de la manière suivante : supposons une augmentation de la charge du moteur ; sa vitesse de rotation va avoir tendance à diminuer. La FCEM va diminuer ; le courant qui cir-

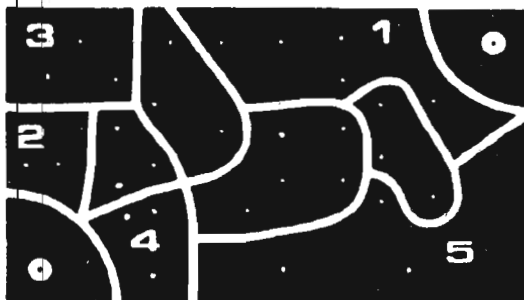


Fig. 3

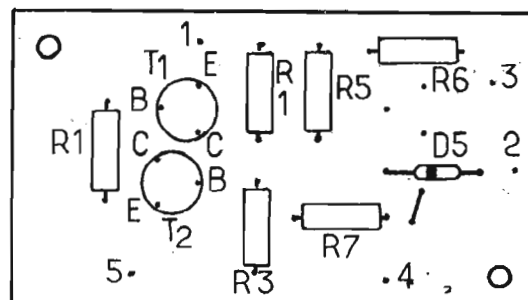


Fig. 4

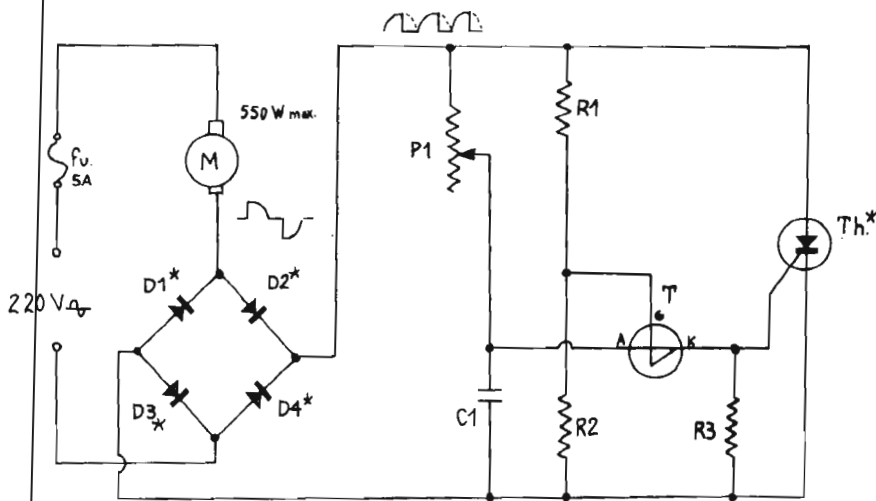


Fig. 5

**NOMENCLATURE
DES
ÉLÉMENTS
DE
LA FIGURE 5**

$P_1 = 500 \text{ k}\Omega$
 $R_1 = 470 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 10 \%$
 $R_2 = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 10 \%$
 $R_3 = 180 \text{ }\Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 10 \%$
 $T = 2\text{N}4987$
 $\text{Th}^* = \text{BTW } 27\text{S } 500 \text{ R (Sescosem)}$
 $D_1^*, D_2^*, D_3^*, D_4^* = \text{ESM } 181 \text{ } 500 \text{ R (Sescosem)}$
 $C_1 = 0,47 \text{ }\mu\text{F } 63 \text{ V}$
 * Éléments à monter sur refroidisseur 80 x 80 x 2 mm en aluminium

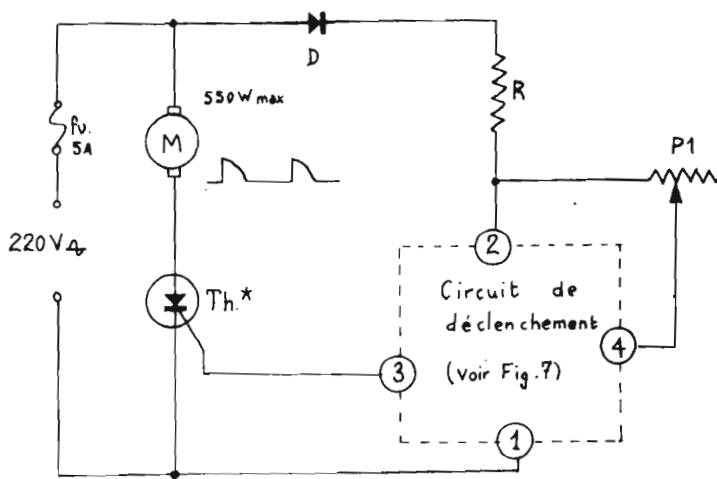


Fig. 6

**NOMENCLATURE
DES
ÉLÉMENTS
DE
LA FIGURE 6**

$P_1 = 47 \text{ k}\Omega$
 $R = 18 \text{ k}\Omega, 6 \text{ W}$
 Circuit de déclenchement = voir fig. 7
 $D = 1\text{N}648$
 $\text{Th}^* = \text{BTW } 27 \text{ } 500 \text{ R (Sescosem)}$
 * Éléments à monter sur refroidisseur 80 x 80 x 2 mm en aluminium

culé dans le moteur, et qui traverse aussi la résistance R_8 , va augmenter. La tension aux bornes de C_2 va également augmenter, ce qui aura pour effet de faire conduire le pseudo-thyristor plus tôt dans le cycle, envoyant ainsi au moteur une partie plus importante de la sinusoïde.

Une diminution de la charge appliquée au moteur produit l'effet inverse. La FCEM augmente, le courant du moteur diminue de même que la tension de charge de C_2 ; le thyristor Th est déclenché plus tard dans le cycle; la puissance électrique envoyée au moteur est réduite.

Il faut remarquer que le thyristor Th est parcouru par un courant redresseur à deux alternances par le pont de dio-

des D_1 à D_4 . Il doit se bloquer par annulation de tension à ses bornes, ce qui se produit très fugitivement, ne lui laissant que très peu de temps pour reprendre son état non-conducteur. C'est pourquoi il est préférable de choisir un dispositif rapide, présentant un faible t_q , pour remplir cet emploi. La résistance d'échantillonnage du courant R_8 est déterminée par les caractéristiques du moteur lui-même. Elle est fonction du courant consommé par ce dernier et doit être ajustée pour obtenir la meilleure régulation possible, en regard des variations de la charge mécanique. La valeur de R_8 peut être comprise entre $0,1 \text{ }\Omega$ pour un moteur universel relativement puissant, à $1 \text{ }\Omega$ pour un

moteur de petite taille. Compte tenu des valeurs d'éléments indiqués pour la figure 2, la puissance des moteurs commandés ne devrait pas excéder $0,5$ à $0,75 \text{ Ch}$.

RÉALISATION

Le montage de la figure 2 a été réalisé partiellement sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin, à l'échelle 1/1 est donné sur la figure 3. Le matériau de départ est du stratifié de bakélite de qualité XXP, d'épaisseur 16/10 et recouvert d'une pellicule de cuivre sur une seule face. Sur la figure 3, les traits blancs

indiquent les endroits où le cuivre a été enlevé par attaque chimique. Ce circuit imprimé comprend tous les éléments du montage de la figure 2 qui sont situés à l'intérieur du cadre en trait pointillé. Les numéros portés sur le circuit sont ceux qui figurent sur le schéma de la figure 2. La figure 4 montre la disposition des différents composants sur le circuit imprimé de la figure 3. Ce dernier est supposé transparent et les éléments vus au travers.

Le thyristor Th ainsi que les diodes D_1 à D_4 sont à monter sur un refroidisseur en aluminium; utiliser pour cela des isolateurs en mica et ne jamais perdre de vue que **tous** les éléments du

**NOMENCLATURE
DES
ÉLÉMENTS
DE
LA FIGURE 7**

$R_1 = 2700 \Omega$ à 6800Ω 10 %
1/2 W
 $R_2 = 100 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_3 = 22 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_4 = 100 \Omega$
 $C_1 = 0,22 \mu F$ 63 V
 $P_1 = 47 k\Omega$ linéaire
 $T_1 = 2N2646$ ou $2N2647$
 $Z_1 = BZX 85 C 20$ (Sescossem)

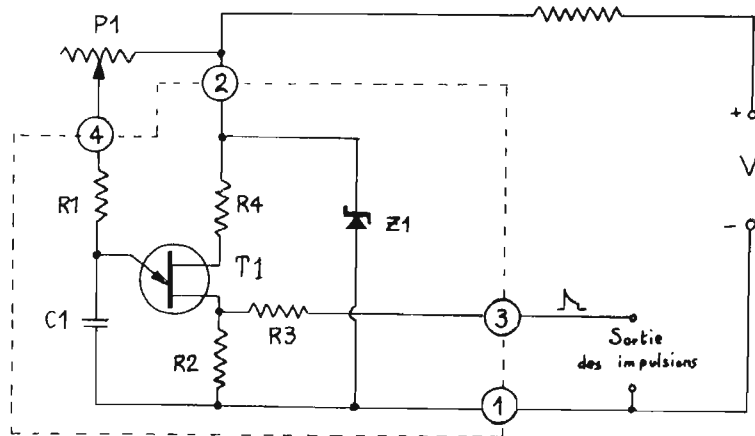


Fig. 7

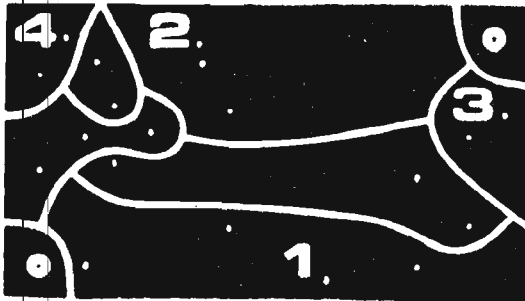


Fig. 8

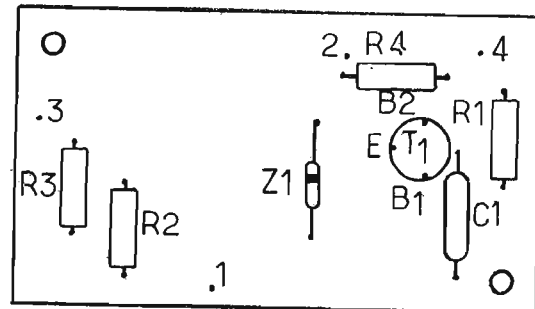


Fig. 9

montage sont portés au potentiel du secteur et que le contact avec ce dernier peut être morte. On utilisera un potentiomètre à axe isolé qui seul sera accessible par l'utilisateur lorsque le montage sera sous tension.

celle-ci. Cette occasion se présente, par exemple, lorsque la charge mécanique appliquée au moteur est relativement constante. Le montage ne comporte alors qu'une simple commande de phase, et l'on pourra utiliser à cet effet le circuit de la figure 5.

Evidemment, il conviendra de respecter la puissance maximale admissible spécifiée pour ce montage. Il faudra également calibrer le fusible pour que tout blocage mécanique du moteur n'entraîne pas la destruction d'éléments du montage. Lorsque le moteur est à vide ou bien faiblement chargé, et pour une faible vitesse de rotation, un fonctionnement instable peut s'établir dans certaines circonstances. Ce phénomène sera d'autant moins marqué

que l'on réussira à s'approcher d'angles de conduction de très faibles valeurs.

Le montage de la figure 5 alimente le moteur en alternatif, c'est-à-dire que les deux alternances, ou une fraction de celles-ci, sont appliquées au moteur. S'il n'est pas nécessaire de commander le moteur en alternatif, on peut utiliser le montage simplifié de la figure 6 dans lequel le moteur est alimenté en monoalternances par le thyristor Th. Bien entendu, et de même que dans le montage précédent, la vitesse de rotation reste ajustable mais n'est pas régulée en fonction du couple appliqué. Le circuit de déclenchement qui fait partie de ce montage est représenté sur la figure 7. Il a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé

dont le dessin, à l'échelle 1/1, est indiqué sur la figure 8, tandis que le schéma d'implantation des composants sur ce même circuit est représenté sur la figure 9. Les figures 8 et 9 appellent les mêmes remarques que celles faites au sujet des figures 3 et 4.

**RÉGLAGE DE
VITESSE
SANS
RÉGULATION
POUR MOTEURS
UNIVERSELS**

Dans beaucoup d'utilisations, il n'est pas forcément nécessaire de faire appel à une régulation de la vitesse de rotation du moteur, et l'on peut souvent se contenter d'une possibilité de réglage de

R. MONTDIDIER

SÖRLER

- TETE HF/FM à noyau plongeur Réf. 3120022 80 F
- PLATINE FI/FM. Réf. 3220017 80 F
- L'ENSEMBLE 150 F

• ALIMENTATIONS •



ENTREE : 110/220 volts
SORTIE : 9 volts continus

Dimensions : 90x60x50 mm ... 25 F

TRANSFOS D'ALIMENTATION



- 1) 110/220 volts - 9 volts
Dimensions : 45x40x40 mm ... 12 F
 - 2) 110/220 volts - 14 volts
Dimensions : 55x45x45 mm ... 16 F
 - 3) 110/220 volts - 12 volts extra-plat
Sorties par fils. 55x55x26 mm. 14 F
- 110/220 volts - 2x13,8 volts
6,3 volts - 2,5 amp. 45 F
- 110/220 volts - 2x230 volts
6,3 volts 25 F
- 110/220 volts - 45 volts - 2 amp. 45 F
- 110/220 volts - 25 volts - 2 amp. 35 F
- 110/220 volts - 2x15 volts - 2 amp. 60 F

CONDENSATEURS

- Sorties axiales
- 2 200 MF - 16 volts
 - 2 200 MF - 10 volts
 - Circuit imprimé
 - 1 500 MF - 25 volts
 - 1 000 MF - 40 volts
- PRIX 4 F

CONDENSATEURS « TWIST »

- pour circuits imprimés
- 200 + 100 + 50 + 32
380 volts CI .. 12 F
 - 200 + 200/380 V 10 F
 - 420 µF/380 V
CI 10 F
 - 200 µF/380 V
CI 6 F

POTENTIOMETRIQUES

- Circuit imprimé avec axe 1 F
- Valeurs : 22 k, 220 k, 2,2 k, 4,7 kΩ, 1 kΩ, 10 kΩ
- Autres valeurs disponibles
- NOUS CONSULTER !

POTENTIOMETRES A GLISSIERE

- 50 kΩ 0,50 F
- Autres valeurs en stock

POTENTIOMETRES A GLISSIERE



- Plusieurs dimensions disponibles
- Valeurs : 220 Ω - 470 kΩ - 50 kΩ - 220 kΩ, 100 kΩ 1,50 F

• EPOXY •

- Dimensions : 107,5x92 cm
- Epaisseur : 0,06 - La feuille 50 F
- 0,08 - La feuille 60 F
- Double face - Ep. 0,15 - La feuille 100 F
- (Vu les dimensions, A PRENDRE SUR PLACE)

MAGNETOPHONES « REMCO »

pour récupérer des pièces détachées

Plusieurs modèles - Plusieurs types

Sacoques (à voir sur place)

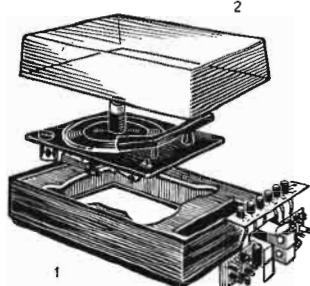
JEUX DE 4 ROULETTES

- 2 fixes - 2 sur double roulement à billes. Ø 50 mm
- Galet polyamide. Décor zingué. Charge unitaire maxi 50 kg
- PRIX avec boulons 30 F

TOUJOURS DES AFFAIRES !...

VEZ VOUS EN RENDRE COMPTE SUR PLACE !

POUR REALISER VOUS-MEME VOTRE CHAINE HI-FI



1. SOCLE de platine tourne-disques avec emplacement de l'amplificateur
Dim. : 510x385x95 mm 60 F
 2. CAPOT PLEXI luxe
Dim. : 320x285x85 mm 60 F
- L'ENSEMBLE 100 F

Egalement disponible :
PLATINE TOURNE-DISQUES,
changeur automatique en 45 tours
COMPLETE avec centreur
et tête STEREO 150 F

AMPLIFICATEUR STEREO - 2x10 watts
Réglage de volume et de tonalité sur chaque canal (4 boutons) 170 F

• HAUT-PARLEURS HI-FI •

- 12 cm - Impédance 8 Ω - Membrane spéciale sur caoutchouc 60 F
 - Puissance 10 watts 60 F
 - 28 cm - 8 Ω - Puissance 10 watts 100 F
- NOMBREUX AUTRES MODELES à voir sur place**

• AUTO-RADIO •

DE NOMBREUX MODELES, à transistors
VENDUS EN L'ETAT à partir de ... 50 F

• AUTO-RADIO A LAMPES

Avec alimentation. A partir de ... 25 F

THERMOMETRE/SONDE

- de 0 à 100°
- Gradué. Cadran rectangulaire 90x70 mm. Sonde avec capillaire protégée par gaine de cuivre. Long. 1,10 m. Pattes de fixation. Prix 15 F

ANTIVOL POUR VOITURE

-
- Avec temporisateur Intérieur 65 F

TETE MAGNETIQUE

- Très grande marque
- Demi-plste. Enregistrement/lecture
- Avec semelle et bras de fixation . 25 F

MAGNETOPHONES K7

à réviser 160 F

ANTENNES TELEVISION

- Portatives 2 chaînes
- Le Jeu : 25 F



- PRIX 15 F
- COFFRET METALLIQUE,** côtes et dessus aérés - Fermeture « Grenouillère »
- Dim. : 500x190x130 mm
- Nombreuses utilisations 30 F

10 000 RELAIS 2 RT - 4 RT

- TOUS VOLTAGES
- En circuits imprimés et autres
- PRIX : à partir de 10 F

MICRO-SOUEUSES : types Hughes ou Anglade

Matériels en très bon état. Prix à débattre sur place

UN STOCK IMPRESSIONNANT DE MATERIEL

VEZ LE VOIR...



PARKING FACILE

118, rue de Paris - 93100 MONTREUIL
Tél. : 287-75-41 ou 287-03-99

OUVERT TOUS LES JOURS sauf dimanche et jours fériés. Métro : Robespierre

BIBLIOGRAPHIE

SÉLECTION DE KITS
par B. FIGHIERA

Les ensembles électroniques commercialisés sous la forme de kits séduisent de jour en jour de plus en plus d'amateurs, car ils constituent une certaine méthode d'initiation. La hardiesse des chevrons, l'inexpérience des jeunes sont toujours les causes principales des échecs rencontrés au cours de la description de montages publiés dans les revues spécialisées. Le kit, en revanche, se promet d'effacer tous ces problèmes grâce à un support ou circuit imprimé entièrement préparé qui résume la tâche de l'amateur à l'insertion des composants. Intéressés par le problème du kit, nous avons été conduits à présenter une sélection pratique de montages puisés parmi les principaux fabricants se partageant ce domaine

■ Qu'est-ce qu'un kit ?

■ Comment identifier les composants ?

■ La représentation schématique

■ Le matériel nécessaire, les conseils

■ Notre sélection et son but

■ Un amplificateur 1 W à circuit intégré

■ Un amplificateur 2 W à circuit intégré

■ Un amplificateur de 3,5 W

■ Un amplificateur de 5 W à circuit intégré

■ Un amplificateur de 10 W à circuit intégré

■ Un amplificateur de 35 W

■ Un correcteur de tonalité

■ Un préamplificateur RIAA

■ Un récepteur super-hétérodyne PO/GO

■ Un récepteur VHF 144 MHz

■ Un récepteur 50 à 210 MHz

■ Un récepteur OC

■ Un micro FM expérimental

■ Un convertisseur AM-VHF

■ Un récepteur d'électricité statique

■ Un décodeur FM stéréophonique à circuit intégré

■ Un jeu de lumière psychédélique light-show 2000

■ Un microphone directionnel

■ Une sirène électronique

■ Un sablier électronique

■ Un déclencheur secteur à faisceaux lumineux

■ Un déclencheur photo-électrique

■ Une barrière lumineuse

■ Un antivol électronique

■ Une commande sonore

■ Une liste d'adresses.

Un volume broché format 15 x 21, 160 pages sous couverture, 4 couleurs. Nombreux schémas. Prix : 35 F.

TRANSFORMATIONS ET PROGRES

DE LA TELEVISION

SUR GRAND ECRAN

LES téléviseurs habituels fournissent des images de l'ordre de 70 cm de base au maximum ; il est difficile d'aller plus loin, en raison du principe même du tube-image à vide.

On songe à remplacer le tube cathodique par un écran mural plat comportant sur sa surface des éléments lumineux multiples, suivant un principe ancien, mais qui a été constamment modifié au fur et à mesure des progrès de la technique.

Mais les difficultés de réalisation de cet écran augmentent très vite en même temps que sa surface. On ne peut espérer obtenir dans un avenir prévisible des écrans plats de surface plus grande que celle des écrans de tubes cathodiques images.

Pourtant de nombreux usagers désireraient obtenir des images plus grandes, tout au moins comparables à celles qu'on réalise avec des projecteurs cinématographiques de formats Super-8 ou 16 mm, par exemple, c'est-à-dire de base supérieure à 1 mètre.

Ce cas se pose toutes les fois que le nombre de télé-spectateurs dépasse une vingtaine sinon une dizaine d'images collectives, d'agrément ou de loisirs, d'information, de formation, de propagande, de

publicité, d'enseignement de toutes sortes : médical, technique, militaire, industriel, etc. La télévision pourrait même être utilisée dans des salles privées ou publiques, sinon en remplacement, du moins en complément, du cinéma.

Dans ce but, il faudrait obtenir de bonnes images sur écran de l'ordre de 2 à 6 mètres de base au minimum mais cette augmentation de la surface de l'image pose des problèmes nombreux et délicats.

**PEUT-ON AGRANDIR
L'IMAGE
DIRECTE ?**

Depuis les débuts de la télévision, on a cherché constamment à augmenter la surface des images. On a songé d'abord à utiliser un système d'agrandissement optique.

On peut rendre la perception plus agréable, en utilisant un écran optique transparent, par exemple à lentille de Fresnel, mais l'amplification est limitée, d'autant plus vite que l'image est moins détaillée et moins éclairée.

Nous avons déjà noté plus haut la difficulté de réalisation

des tubes cathodiques en verre de grand diamètre ; on a songé à utiliser des tubes à vide entretenu comportant une face terminale en verre

portant l'écran fluorescent, et serti dans une partie métallique du tube, résistant mieux à la pression atmosphérique. Les essais ne semblent pas

tournez la page

infra
vous
informe

avoir donné des résultats bien intéressants.

La réalisation d'images télévisées de grande surface semble donc exiger la projection sur écran distinct du système générateur d'images proprement dit.

L'appareil à vision directe est comparable à un appareil musical équipé avec un casque à écouteurs téléphoniques, tandis que l'appareil à projection sur écran peut être assimilé aux appareils munis de haut-parleurs.

Les téléspectateurs peuvent se placer à la distance optimale de vision distincte, variant suivant les caractéristiques de leurs yeux ; les conditions d'observation sont les mêmes que pour la projection cinématographique ou la diaporama.

LES DIFFICULTÉS DE LA PROJECTION SUR ÉCRAN

La quantité de lumière nécessaire est proportionnelle au carré du côté de l'écran. En cinématographie, on emploie des sources lumineuses très puissantes, les lampes à arc ou au xénon. Dans les projecteurs d'amateurs de formats réduits, on utilise des lampes à incandescence améliorées quartz halogènes, de 200 à 300 watts. La largeur minimale de l'image est de l'ordre de 1 mètre, et peut être portée à plus de 2 mètres. L'éclairage est satisfaisant avec 70 lux ; une perception minimale est possible avec 15 à 20 lux.

Dans les salles d'exploitation, l'éclairage varie entre 50 et 150 lux, pour une vision agréable, il faut au minimum 70 lux. L'écran normal a une surface minimale de 5 m à 7 m et le spectateur est placé à une distance minimale qui devrait être de l'ordre de 10 mètres.

L'éclairage nécessaire dépend beaucoup des contrastes des plages claires ou sombres, ou des couleurs.

UNE PREMIÈRE SOLUTION : LA PROJECTION AVEC DES TUBES CATHODIQUES

La première solution consiste à remplacer le tube cathodique-image ordinaire par un tube particulier de projection à haute intensité et à haute tension. Il comporte généralement un écran de petite surface, sur lequel vient se former une image, réduite, mais brillante. Cette image est projetée sur un grand écran réflecteur ou translucide, à l'aide d'un système optique à ouverture aussi grande que possible.

Il est malaisé de réaliser un tube de projection à image très brillante et très fine et à haute résolution, à grand rendement et à longue durée de service ; le problème optique est aussi différent de celui de la projection cinématographique.

Dans ce cas, ce n'est pas la surface du film qui est lumineuse, puisque l'image formée par le film est éclairée à l'aide d'une source lumineuse. Les rayons qui ont traversé le film sont tous parallèles entre eux, atteignent l'objectif de projection et forment l'image agrandie sur l'écran. Toute la

lumière est recueillie par l'objectif.

Avec un tube cathodique, c'est la surface même de l'écran du tube de projection qui est lumineuse. Elle constitue une surface diffusante, qui envoie des rayons dans toutes les directions ; une partie relativement faible est concentrée par un objectif pour venir former une image agrandie (fig. 1).

L'efficacité totale d'un système optique classique est donc faible ; il est difficile de recueillir sur l'écran plus de 5 % de la lumière admise, même avec un objectif à grande ouverture de l'ordre de $F : 2$.

Pour éviter cet inconvénient, on peut songer à augmenter le diamètre de l'objectif de surface plus grande que celle de l'écran fluorescent du tube, pour recueillir la plus grande partie de la lumière.

Mais, il est alors difficile d'éviter les défauts de l'image déterminée par ce qu'on appelle l'aberration sphérique. Ce défaut est dû aux rayons réfractés par les différentes régions des lentilles de grand diamètre, qui ne convergent pas aux mêmes points. Il faudrait utiliser un diaphragme, ce qui supprimerait, par là même, les avantages d'un objectif de grand diamètre.

LES CARACTÉRISTIQUES NÉCESSAIRES DES TUBES DE PROJECTION

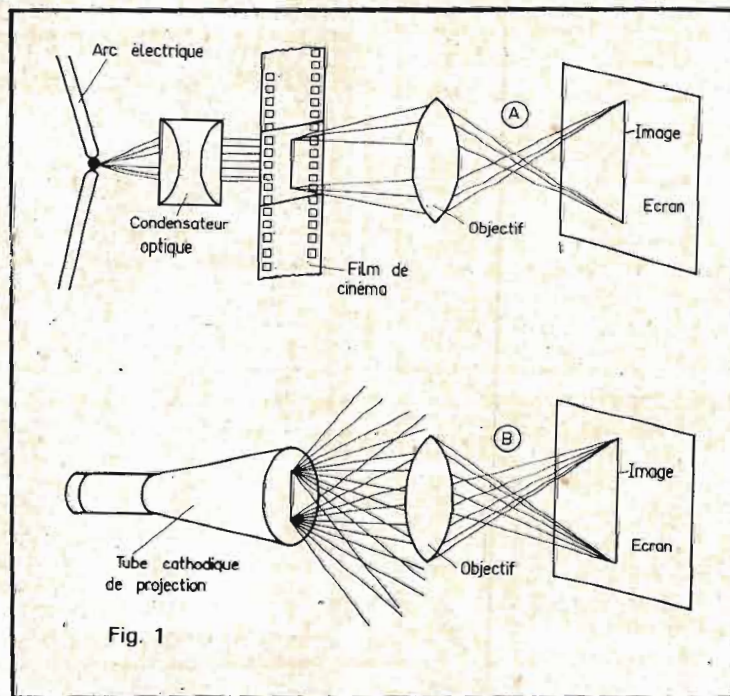
Les tubes utilisés pour les projections directes doivent posséder habituellement des caractéristiques spéciales. Il suffit pour se rendre compte des données du problème de considérer le rapport d'agrandissement entre la surface de l'image primaire et les dimensions de l'écran, tout au moins avec des systèmes particuliers, le grossissement en surface atteint ainsi quelque vingt-huit mille fois.

Pour les images en noir et blanc, il faut pouvoir obtenir une gamme de gris très étendue, par exemple, 10 tonalités et un contraste minimal de l'ordre de 20 à 1, pour la couleur, une fidélité agréable.

Pour obtenir la luminance nécessaire, le tube doit être capable de fournir 5 000 lumens en blanc et noir et 2 000 lumens pour la couleur. Sans doute, peut-on pour des applications particulières se contenter de valeurs réduites jusqu'à 200 lumens environ, mais il ne s'agit plus alors d'effets artistiques acceptables.

La résolution, ou définition, de l'image est également indispensable. En blanc et noir, il faudrait atteindre pour un résultat théorique idéal une définition de 1 000 lignes ou environ un million de points d'images ; pour la transmission des graphiques et des signes alphanumériques en couleurs, cette même définition est nécessaire, mais, pour la transmission d'images en couleurs normales, on peut se contenter de 500 lignes.

La persistance de l'image est variable. La durée de l'émission continue de lumière devrait être réglable de quelques secondes à approximativement 20 millisecondes, à la cadence normale de transmission de 25 ou 30 images/seconde, il ne



devrait pas y avoir d'effet de charge.

La durée de stockage de l'image peut être envisagée dans certaines applications, de formation, d'enseignement, ou d'information. On devrait pouvoir ainsi obtenir, dans certains cas, une durée persistante de 10 minutes, sans affaiblissement notable. Il devrait être également possible d'effectuer des effacements sélectifs dans certains cas, en supprimant et en remplaçant une partie de l'image.

La durée de vie du tube constitue évidemment la caractéristique la plus critique. On devrait pouvoir obtenir des durées comparables à celles des tubes-images classiques, c'est-à-dire de plusieurs milliers d'heures, ce qui n'est pas encore le cas.

La possibilité d'utiliser des optiques standards c'est-à-dire analogues à celles de la projection fixe ou de cinéma, serait intéressante. L'utilisation des systèmes optiques spéciaux à miroirs ou à lumière réfléchie est relativement complexe et coûteuse.

La normalisation des caractéristiques serait également désirable, ainsi que les progrès de fabrication des plaques-cibles, sur lesquelles sont appliqués les faisceaux électroniques. De même, la trajectoire des faisceaux de lumière ne doit pas interférer avec les faisceaux d'optique électronique du tube, car il peut en résulter des déviations asymétriques, et des effets de déformation trapézoïdale.

Enfin, les réglages doivent être aussi réduits que possible, et l'emploi d'équipements auxiliaires spéciaux et coûteux, tels que des systèmes de chauffage ou des pompes à vide entretenu constituent une complication supplémentaire.

Le tableau ci-contre indique les qualités probables, sous ces différents rapports des différents tubes utilisés pour la projection. Pour chaque critère, la qualité du système est évaluée par un chiffre

d'appréciation. 1, indique une qualité complète, 2 une qualité un peu limitée, 3 une proportion possible de l'ordre de 50 %, 4, la très grande difficulté d'obtenir cette qualité, 5, l'impossibilité d'obtenir cette qualité, sans transformer complètement le système envisagé.

Les tubes cathodiques les plus simples à formation directe de l'image ont été construits depuis longtemps avec une première anode, dite d'extraction, portée à une tension de l'ordre de 250 et une tension anodique finale de l'ordre de 20 kV et au-delà. Le diamètre du spot ne doit pas dépasser 1/10 millimètre.

Les tubes ont des longueurs assez réduites, ce qui permet de diminuer l'encom-

brement, la concentration du faisceau peut être assurée par un champ magnétique axial, en produisant une image de 10 cm x 7,5 cm. Sur l'écran d'un tel tube, avec une tension anodique de 6 kV, on peut obtenir théoriquement une image sur écran de 6 m x 4,50 m mais avec une luminance très inférieure à celle d'une image cinématographique ; mais, en fait, il faut envisager des tensions de l'ordre de 80 kV, et l'enduit fluorescent a été appliqué non sur un support de verre, mais sur plaque métallique. Avec 70 kV, on obtient au minimum 1 200 lumens.

On peut envisager également l'amélioration du résultat final en étudiant l'écran de projection. En modifiant la loi

de répartition de la lumière réfléchie, on assure un renforcement appréciable pour les spectateurs placés près de l'axe avec un angle d'observation réduit, ce qui présente évidemment des inconvénients correspondants. La quantité de lumière reçue peut être dix fois supérieure à celle qu'on obtient avec un modèle diffusant ordinaire.

**UN DISPOSITIF
OPTIQUE
SOUVENT
NÉCESSAIRE :
LE SYSTÈME
DE SCHMIDT**

Un tube de projection à brillance élevée et un objectif ordinaire de projection, même à grande ouverture, permettant difficilement d'obtenir un rendement suffisant et d'éviter les déformations optiques, c'est pourquoi, on est obligé la plupart du temps d'utiliser un système optique spécial composé d'un miroir sphérique concave avec une lentille correctrice de profil particulier, et de faible puissance, disposée au centre de courbure du miroir, perpendiculairement à l'axe optique (fig. 2).

Ce système, connu sous le nom de chambre de Schmidt, permet d'obtenir des ouvertures considérables en recueillant la plus grande partie de la lumière diffusée par le tube. Le rendement lumineux peut atteindre 40 % au minimum. La lentille correctrice a une forme asphérique ; elle est placée au centre du miroir, et la correction est obtenue pratiquement même pour des axes secondaires faisant un angle de plus de 40°.

C'est une lentille extrêmement mince, qui constitue plutôt une lame de correction ; il existe théoriquement un profil de lame déterminé pour une distance donnée. L'image télévisée devrait être sphérique pour une image à l'infini et ellipsoïdale pour une image à distance finie ; en pratique,

TABLEAU 1

Types de tubes	Teintes de gris	Reproduction des couleurs	Luminance	Résolution	Persistance variable	Rémanence	Effacement sélectif	Réglage continu	Durée de vie	Système optique	Technique standard du tube	Plaque-cible	Qualités optiques	Réglages	Equipements spéciaux
Tube à tracés sombres type Skatron	2	5	3	3	5	1	4	5	1	2	1	2	1	1	2
Tube à effet de polarisat. (effet Pockels)	1	4	2	3	5	5	5	5	2	3	1	3	1	2	1
Projecteur Eidophore	1	1	1	1	5	5	5	5	2	4	5	3	1	4	5
Tube à valve de lumière	1	1	2	1	5	5	5	5	2	4	4	3	1	2	2
Tube à particules orientées	1	5	2	2	1	1	1	1	1	2	1	4	5	1	1
Tube à déform. pour le stockage et la projection	1	4	1	1	1	1	1	1	1	4	3	4	5	3	1
Tube à mosaïque de plaques-cibles	1	1	1	1	1	1	1	2	1	3	2	3	1	2	1

es tubes de projection classiques comportent une calotte d'écran sphérique de rayon correspondant à la distance focale de la chambre.

Dans les systèmes habituels, la lentille de correction est percée en son centre, pour permettre le passage du tube. Le miroir est en verre avec une surface aluminisée; sa partie centrale est coupée ou masquée pour éviter une réflexion directe et la diminution du contraste. Le rendement pratique est de l'ordre de 30 %, ce qui correspond à l'emploi d'un objectif ordinaire à ouverture de $F : 0,9$. L'amélioration obtenue par rapport à un objectif classique est de l'ordre de 6 à 8 fois.

Le tube de projection peut être aussi verticalement disposé la face vers le bas, et les rayons qui ont traversé la lentille de correction sont alors renvoyés sur un écran translucide vertical au moyen d'un miroir à 45°. Dans les modèles récents, le principe de Schmidt a été conservé, mais les dispositions optiques ont

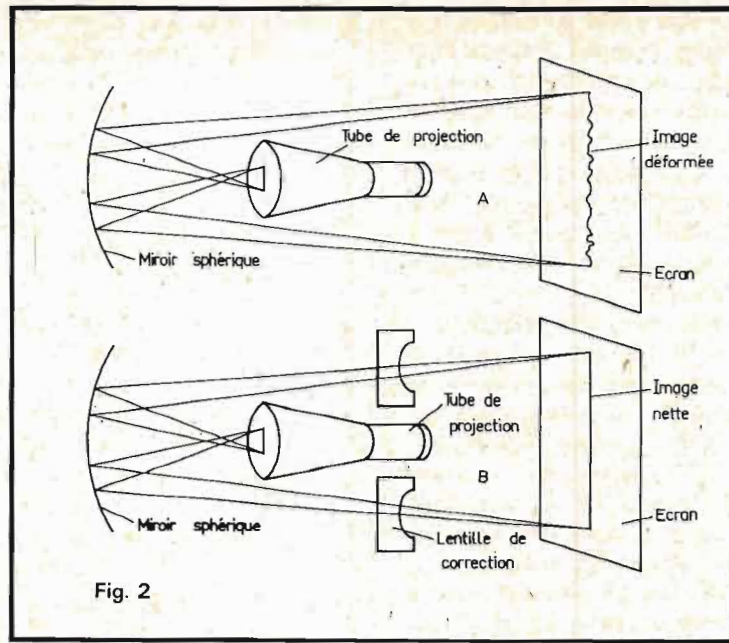


Fig. 2

été souvent modifiées, en plaçant, par exemple, les éléments dans le tube lui-même, et en utilisant des écrans de forme spéciale pour éviter les déformations.

Ces systèmes à optique de Schmidt présentent cependant une particularité gênante dans certains cas. Une optique classique permet d'obtenir

l'image sur l'écran en plaçant le téléviseur à une distance assez variable, et en mettant au point avec l'objectif.

Il n'en est pas de même avec le système de Schmidt. La distance de l'appareil à l'écran et, par suite, la dimension de l'image est déterminée une fois pour toutes par les caractéristiques optiques du

système. Il n'y a pas possibilité de réglage; tout décalage détermine une diminution de qualité de l'image.

Le projecteur doit ainsi être disposé toujours à la même distance de l'écran, ce qui peut être gênant, s'il s'agit d'un appareil portable. On ne peut la plupart du temps placer l'appareil dans une cabine de projection éloignée de l'écran et séparée de la salle, comme pour un appareil cinématographique.

UNE PREMIÈRE SOLUTION SIMPLIFIÉE : LE PROJECTEUR DE TÉLÉVISION COULEUR D'APPARTEMENT

Il n'est pas toujours nécessaire d'obtenir des images sur écran de très grande surface; pour la projection d'appartement, on peut se contenter d'une base de l'ordre du

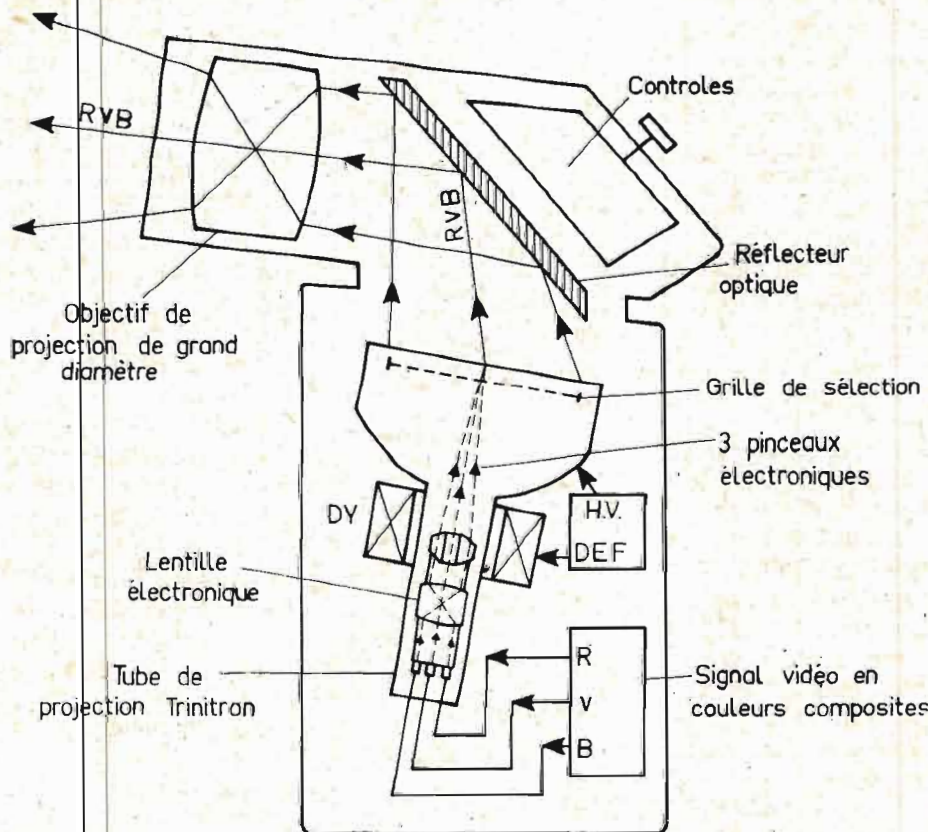


Fig. 3



Fig. 4

mètre pourvu que l'image soit bien lumineuse, et présente des couleurs agréables. De petits projecteurs permettant d'obtenir ce résultat sont utilisables dans les appartements, les bureaux, les salles de classe, d'enseignements divers ou d'information, et permettent l'observation facile pour quelques dizaines de téléspectateurs.

La solution peut alors consister à utiliser un tube cathodique à écran polychrome de dimensions relativement importantes et plus encombrant, sans doute, mais plus facile à établir et de durée de vie plus longue que celle des tubes de projection à surface réduite et à luminance très élevée. Le grossissement de l'image est donc beaucoup plus réduit, et l'on peut se contenter aussi d'un dispositif optique plus simple et moins coûteux.

Il en est ainsi pour le projecteur Vidéo Sony 2000 E comportant un tube à un seul canon électronique du type Trinitron couleur combiné avec un objectif de projection de grand diamètre. Cet appareil permet d'obtenir une image de 1 270 mm de diagonale, 1 016 mm de largeur et 762 mm de hauteur, à une distance de projection d'environ 1,50 m.

Les téléspectateurs sont disposés de 3 à 15 mètres de l'écran, et l'angle d'observation est de l'ordre de $\pm 40^\circ$ par rapport à l'axe. L'écran utilisé est légèrement incurvé; il joue, d'ailleurs, un rôle de réflecteur aussi bien pour les sons que pour l'image, car les haut-parleurs sont disposés sur le bloc du projecteur de part et d'autre de l'objectif. Les sons réfléchis semblent ainsi provenir directement de l'écran.

Le poids de l'installation complète ne dépasse pas 40 kg et le projecteur est monté sur un boîtier prismatique disposé sur roulettes, ce qui permet son déplacement (fig. 3 et 4).

Le tube cathodique de grandes dimensions est disposé dans le boîtier support

vertical; son axe est légèrement oblique, l'image se réfléchit sur un miroir, elle est projetée à travers l'objectif de grande ouverture.

La résolution dans la partie centrale est supérieure horizontalement à 280 lignes; verticalement, elle dépasse 200 lignes. Le rapport des contrastes est supérieur à 34 dB, et la brillance de l'image dépasse 10 lamberts-pied; la puissance acoustique est de l'ordre de 2 watts.

Cet appareil facile à utiliser d'encombrement réduit d'une consommation très faible de 180 watts seulement, est ainsi un des modèles d'appartement qui semble plus pratique.

UNE AUTRE SOLUTION : LE TUBE MODULATEUR DE LUMIÈRE

Le projecteur de télévision à tube à haute luminance a une puissance lumineuse limitée; nous avons montré la difficulté d'obtenir des rendements lumineux satisfaisants même en employant des systèmes optiques spéciaux. Mais, il existe une autre technique de projection très différente, consistant dans l'emploi d'un tube ou d'un système électronique quelconque, ne produisant plus directement une image réduite et brillante, mais jouant le rôle de modulateur de lumière.

On utilise alors une source lumineuse, extérieure puissante, analogue à celle d'un projecteur cinématographique, et dont les rayons frappent un écran à transparence ou pouvoir réflecteur variable sous l'action des signaux de télévision. On obtient une image extrêmement brillante, dont la luminance ne dépend plus que de la puissance lumineuse de la source extérieure. Cette image est projetée par un objectif ordinaire à grande ouverture sur un écran réflec-

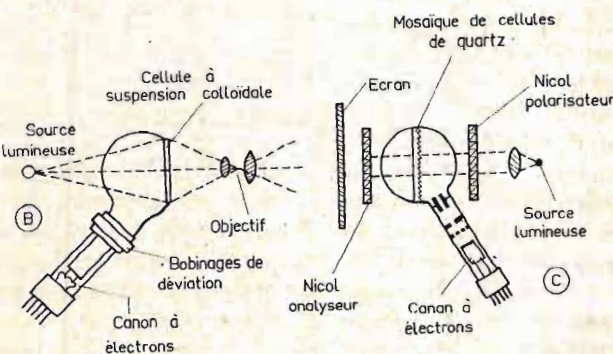
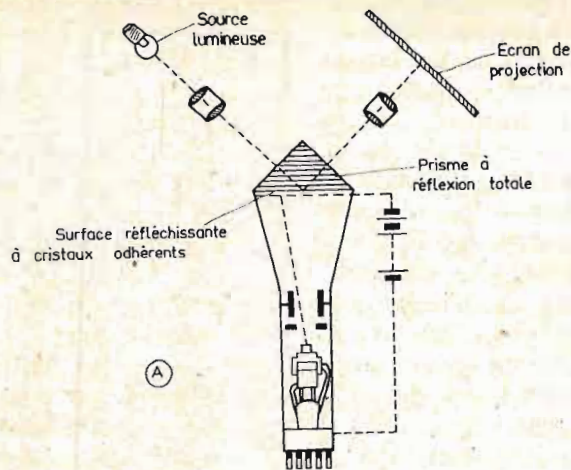


Fig. 5

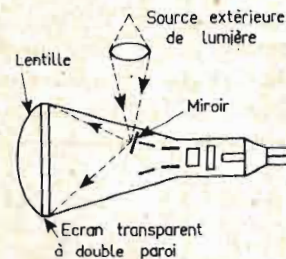


Fig. 6

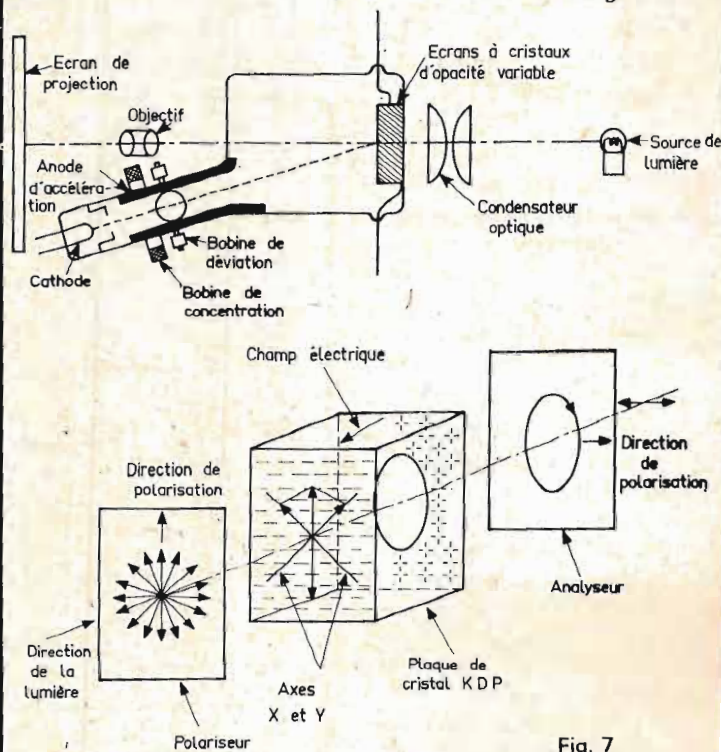


Fig. 7

teur ou translucide ; la source lumineuse peut, en principe, être également modulatrice, ce qui simplifie le dispositif.

L'idée initiale est ancienne ; elle est sans doute due à l'ingénieur français Valensi, un des pionniers trop oublié de la télévision. Les essais ont été très nombreux ; dès 1935, il y a eu des tubes cathodiques ordinaires portant sur l'écran un prisme à réflexion totale. Le bombardement électronique de la face d'un tel prisme peut, dans certaines conditions, faire varier l'angle de réflexion de la lumière, ce qui permet d'obtenir avec la source lumineuse auxiliaire la formation de l'image sur l'écran de projection (fig. 5 A).

Beaucoup de dispositifs sont surtout des types « Divisors », dans lesquels le flux lumineux de la source auxiliaire traverse un écran optique plus ou moins transparent. Il y a eu ainsi le tube Scophony comportant une cellule à suspension colloïdale à transparence variable, et des systèmes à mosaïque de petites cellules de Kerr indépendantes fonctionnant sous l'action du pinceau cathodique, qui se déplace dans le tube. En se basant sur les effets de la cellule de Kerr sur la lumière polarisée, on obtient la modulation du faisceau toujours produite par une source auxiliaire. (fig. 5c et 6).

Les variantes ont été très nombreuses et très diverses avec des particularités souvent ingénieuses et originales ; mais il a fallu attendre ces dernières années, vers 1970 environ, pour voir apparaître des dispositifs réellement utilisables avec des écrans réfléchissants ou transparents transformés par les progrès des matériaux utilisables.

Dans ce domaine, l'utilisation de cristaux ioniques tels que le chlorure de potassium, permet de réaliser des tubes à « traces sombres ». Lorsqu'un pinceau électronique frappe un cristal de ce genre, il détermine la production de centres colorés qui absorbent la lumière et, par

suite, apparaissent assombris à l'observateur ; l'image est effacée lorsque le cristal est chauffé. Ce fait nécessite l'emploi de la chaleur, et présente un inconvénient pour les tubes de projection. Un second inconvénient réside dans la densité très élevée du faisceau électronique nécessaire pour obtenir un contraste suffisant.

Le tube permet l'utilisation d'un système de projection simplifié, mais la sensibilité de l'écran dépend de l'échauffement produit par le flux lumineux, d'où la nécessité d'un refroidissement pendant la projection.

Il existe d'autres systèmes d'écrans aux propriétés optiques variables sous l'effet des électrons. On a ainsi vu apparaître des tubes à écran transparent dont le fonctionnement dépend du champ électrique combiné avec le dépôt de charges.

Certains cristaux biréfringents, tels que le phosphate de potassium (KDP) présentent un indice de réfraction variable sous l'action d'un champ électrique parallèle à la trajectoire de la lumière qui la traverse.

Dans un tube à effet, dit de Pockels, une seule plaque de cristal de ce matériau peut ainsi changer la lumière pola-

risée linéairement en lumière polarisée suivant une forme elliptique. Un analyseur de polarisation peut être employé pour convertir le flux appliqué sur le cristal et obtenir une image plus ou moins sombre et lumineuse. Un dispositif à cristal de ce genre avec une différence de potentiel de quelques KV permet d'obtenir un contraste de 50 à 1. (fig. 7).

Mais, au lieu d'utiliser des écrans-cibles à transparence variable de ce genre, on envisage plutôt désormais un principe entièrement nouveau, consistant dans la déformation ou la variation d'orientation de particules ou de membranes sous l'action d'un champ électrique.

Le principe est applicable en utilisant un matériau isolant déformable, tel qu'un film liquide, et la figure 8 montre le principe adopté. Un pinceau électronique peut produire des forces électrostatiques sur ce film ; celles-ci déterminent une déformation localisée modifiant le trajet du pinceau lumineux. Si une membrane mince sépare le film déformable du canon électronique, l'altération de la cathode est évitée.

Le système optique consiste dans une source de lumière ponctuelle, un condensateur qui concentre la

lumière sur un système d'arrêt de Schlieren à barreaux et diaphragme et un objectif de projection. Si, pendant la transmission, le pinceau électronique charge un point-image, la déformation résultant réfracte la lumière, de telle sorte qu'elle passe à travers le système d'arrêt et atteint l'écran.

C'est là, le principe des projecteurs **Eidophore** qui consistent les appareils modernes les plus puissants et que nous décrirons plus loin. Ce principe est également utilisé dans les plus récents modèles de projecteurs modernes à valve de lumière de la General Electric.

Les problèmes d'altération de la cathode peuvent être résolus, en divisant le tube en deux chambres à vide, au moyen d'une membrane diélectrique très mince, comme on le voit sur la figure 8 B. Cette solution permet d'utiliser des cathodes à oxydes ordinaires.

Un tube à double chambre peut également être utilisé dans des conditions avantageuses, avec d'autres systèmes d'écrans. Dans un système original, on utilise le dispositif de reproduction électrique des images avec une poudre xérographique, dite « toner ». Cette poudre est projetée mécaniquement sur la membrane diélectrique, et le pinceau électronique produit une image plus ou moins opaque en attirant les particules de poudre sur la membrane diélectrique. Pour effacer l'image, il faut utiliser une brosse magnétique ; ce procédé permet d'obtenir des images de grande surface et lumineuses, mais plutôt pour des tracés graphiques. Le système optique employé est très simple et comporte un système de projection habituel, la définition peut dépasser 2 000 lignes, la conservation de l'image est évidemment extrêmement longue.

Un dispositif plus simple à deux chambres est constitué par un tube à effet de déformation et de projection

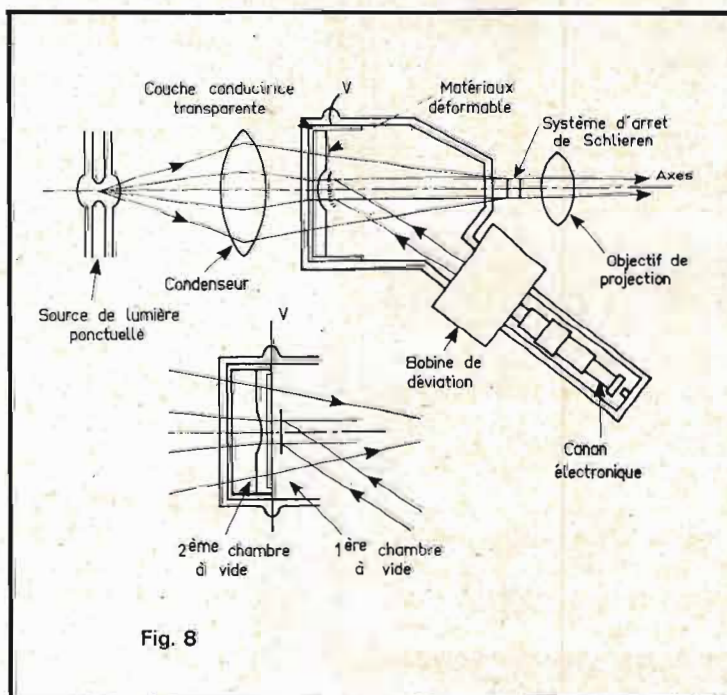


Fig. 8

DSDT. Il comporte, comme le tube de l'Eidophore, un écran en matériau déformable séparé de la chambre du canon électronique par une membrane. Des particules peuvent, en outre, être placées en suspension, et orientées par le pinceau électronique, de telle sorte qu'elles soient perpendiculaires à la membrane diélectrique, ce qui permet le passage direct de la lumière. Le dispositif peut fonctionner comme transmetteur ou réflecteur; il peut assurer un effacement sélectif, et permettre une persistance courte ou longue des détails de l'image (fig. 9).

Enfin, on peut imaginer des tubes avec des écrans, dans lesquels le matériau diélectrique déformable serait remplacé par des combinaisons de languettes suivant, d'ailleurs, le principe de l'écran multicellulaire proposé depuis bien longtemps.

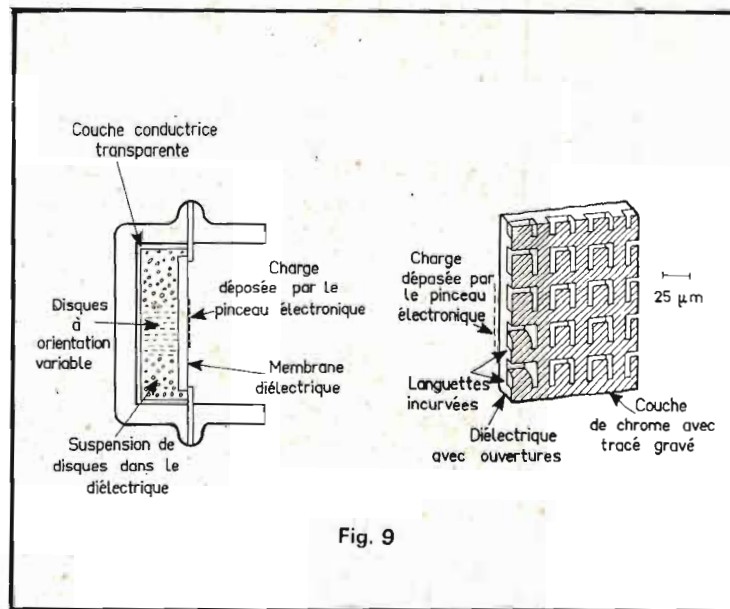


Fig. 9

Cet écran serait formé ainsi de matériaux non organiques, et le flux des électrons ne pourrait déterminer des dégagements de gaz ce qui éviterait la nécessité d'une double chambre (fig. 9 bis).

Sans effet de charge ou

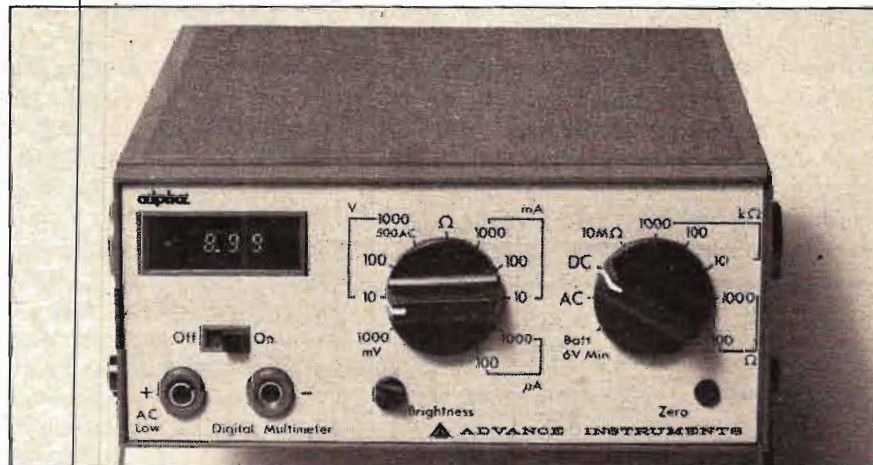
avec une charge uniforme, toutes les lamelles seraient dans un même plan. La lumière provenant d'une source lumineuse ponctuelle serait alors réfléchié à travers le système optique vers l'écran de projection.

Sous l'action des forces électrostatiques, la lamelle se déformerait et modifierait la réflexion de la lumière.

La projection en couleur deviendrait possible, avec un système de tube à écran de ce genre à masque disposé devant l'écran, et des lamelles en groupe de trois, avec chaque lamelle courbée dans une direction de 120° par rapport à chacune des autres du groupe. La difficulté principale consiste évidemment dans la définition de l'image obtenue; la durée de service des lamelles limiterait aussi celle du tube.

P. HEMARDINQUER

(à suivre)



Campagne promotion Oscillo+multi: 10% si vous prenez les deux.

Multimètre Alpha 1 ou Alpha 2:
629 F au lieu de 698 F H.T.* pour Alpha 1
750 F au lieu de 834 F H.T.* pour Alpha 2

- 1000 points: 5 fonctions:
- Tension AC: 1 mV à 500 V
 - Tension DC: 1 mV à 1000 V
 - Courant AC et DC: 1 μA à 1 A
 - Résistance: 1 Ω à 10 MΩ

Oscilloscope OS 240:
1619 F au lieu de 1798 F H.T.*

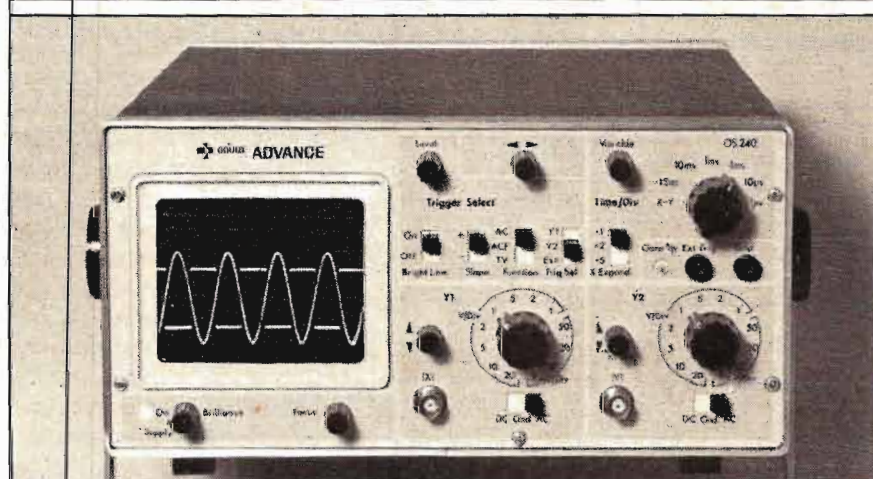
- 2 voies Y₁ et Y₂
- Bande passante (-3 dB): DC à 10 MHz
- Sensibilité: 5 mV/div à 20 V/div.
- Base de temps: 1 μs/div à 0,1 s/div.

*Prix janvier 1976

GOULD ADVANCE

Oscilloscopes, multimètres, fréquencesmètres, générateurs et alimentations.

B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France
Télex 600824 - Tél. 909.10.67



Les casques

haute fidélité

LE temps n'est pas si éloigné où le seul transducteur de reproduction électroacoustique utilisable et disponible était l'écouteur téléphonique, qui équipait déjà les casques des standardistes de la belle époque. Il fit également les délices des pionniers de la TSF et ceux des constructeurs de postes à galène.

Si bien que jusqu'à une certaine époque récente, il s'attachait un préjugé défavorable au port du casque pour l'écoute en haute-fidélité. Cependant, le « boom » actuel sur les ventes de ce type d'appareil pour l'usage grand public semble bien montrer un renversement de tendance du public à cet égard.

Depuis de nombreuses années, les casques ont été les auxiliaires indispensables de la radio, de la télévision et des studios d'enregistrement de disques ; ils permettent en effet un retour de modulation ponctuel dans n'importe quelles conditions, adapté à chaque auditeur, et permettent une écoute parfaitement claire malgré les bruits ambiants. Ils sont donc toujours utilisés pour les reportages et les entretiens en extérieur, ainsi que, dans les studios d'enregistrement, pour assurer au musicien une écoute adaptée à ce qu'il joue. De plus les casques les plus fidèles, c'est-à-dire les types électrostatiques sont universellement utilisés pour le contrôle de la qualité de la modulation, ainsi qu'en audiométrie.

PRINCIPES GÉNÉRAUX

Quel que soit le principe des transducteurs utilisés dans les casques, par construction, la modulation droite, envoyée dans l'écouteur de droite, n'aura aucune

influence sur ce qu'entendra l'oreille gauche, et vice-versa ; on se trouve par conséquent dans une situation idéale pour la véritable écoute stéréophonique, c'est-à-dire que, si la prise de son a été effectuée avec rigueur, et surtout de préférence avec le procédé de la « tête artificielle » d'A. Charlin, les deux oreilles de l'auditeur se trouvent placées dans des conditions exactement identiques à celles qui auraient été les leurs si l'auditeur s'était trouvé placé dans la salle de concert, ou le studio, au moment de l'enregistrement ; ceci n'est vrai en toute rigueur que pour le type particulier de prise de son cité plus haut, puisque dans ce cas, en admettant que la tête artificielle ait été une réplique assez exacte de celle de l'auditeur, tous les effets de masque, les diffractions dans les aiguës, les résonances de l'air dans le pavillon de l'oreille, etc., sont exactement compensés.

Cela se sent d'ailleurs très bien à l'écoute, car la localisation spatiale est parfaite, dans toutes les directions (et même en hauteur).

Cet effet est spectaculaire particulièrement sur un enregistrement d'orgue, dans une cathédrale par exemple, car aucun couple d'enceintes actuel dans une pièce normale, ne peut recréer l'effet du son qui roule sous la voûte ; le procédé décrit plus haut donne un résultat très satisfaisant sur ce test.

En revanche, sur des modulations « artificielles », dont l'effet stéréophonique a été recréé en studio par l'ingénieur du son, à l'écoute d'enceintes de monitoring qui ont une certaine « personnalité », les résultats obtenus sont moins bons, et il arrive même que, sur certains disques où l'on s'est livré au petit jeu du ping-pong, on éprouve la désagréable impression d'être sourd alternativement d'une oreille et de l'autre.

Ce genre de désagrément ne peut arriver à l'écoute d'enceintes acoustiques, puisque, dans ce cas, les deux canaux sont mélangés par le local d'écoute avant de parvenir aux oreilles de l'auditeur ; en revanche, cette séparation très insuffisante des canaux rend nécessaire le « bidouillage » de la modulation, surtout pour les grandes formations musicales, de façon à obtenir un résultat valable malgré la lacune de principe présente dans la façon actuelle de concevoir la reproduction de la musique dans une pièce d'appartement ; une ébauche de solution à ce problème semble avoir été trouvée par la firme KM-Servosound, dont l'un des fondateurs, T.S. Korn, s'est longuement penché sur les qualités psycho-acoustiques des salles de concert.

Une solution valable sera probablement trouvée quand les chercheurs électroacousticiens seront suffisamment avancés en psycho-acoustique, qui permettra de réellement placer l'orchestre dans sa salle de séjour, ce qui n'est actuellement réalisable, avec les matériels de « haut de gamme » que pour de petites formations, ou surtout des solistes.

L'isolement vis-à-vis de l'extérieur apporté par un casque peut être considéré à la fois comme une qualité et un défaut :

L'absence de bruits extérieurs est favorable à une bonne écoute.

Le bruit de fond extérieur étant absent, l'auditeur est beaucoup plus sensible aux bruits de surface des disques, crachements, parasites, et même distorsions et défauts divers.

Par contre, il est évidemment possible d'écouter n'importe quoi à n'importe quelle heure, et surtout à n'importe quel niveau, ce qui peut quelquefois permettre de concilier le goût musical et la bonne entente avec ses voisins.

PERFORMANCES GÉNÉRALES DES CASQUES

A des degrés divers selon leurs principes de fonctionnement, les casques de bonne qualité ont tous des caractéristiques communes, en matière de fidélité musicale : les faibles déplacements de membranes de petit diamètre, donc légères et rigides, sont très favorables à une bonne reproduction de l'ensemble du spectre audible avec une excellente réponse en transitoires et de faibles distorsions.

Un problème qui n'est pas toujours dominé par les constructeurs est par contre la réponse dans le grave, qui, pour être bonne, doit tenir compte des résonances du volume d'air placé entre la membrane et le tympan, et des fuites qu'il comprend, dont on se doute qu'elles seront très variables selon la conformation des oreilles de l'auditeur et la pression que les oreillettes exercent sur lesdites oreilles. Pour une bonne réponse dans le grave, sur la plupart des casques, cette pression doit être relativement élevée, ce qui peut se révéler gênant à la longue.

De plus, il faut noter ici une infériorité intrinsèque du casque sur les enceintes acoustiques dans la sensation de grave qu'il provoque ; c'est que les fréquences graves se ressentent avec le corps en entier au moins autant qu'elles s'entendent, effet qu'un casque est bien incapable de reproduire.

UTILISATION

Incontestablement, un des gros handicaps des casques est la nécessité de traîner un « fil à la patte », à savoir le cordon amenant la modulation aux écouteurs. De nombreux modèles de rallonges, extensibles ou non, sont disponibles sur le marché, mais ce ne sont que des palliatifs.

Un jour nouveau a été jeté sur cette question par AKG, Sennheiser et Grundig, qui ont chacun présenté au salon de Berlin un modèle de casque sans fil à transmission par porteuse infrarouge modulée à 95 kHz, standard utilisé par plusieurs constructeurs, elle-même modulée en fréquence selon le signal audio. Ces systèmes en sont encore à l'heure actuelle au début de la commercialisation, mais ils ne tarderont certainement pas à se répandre ; certains téléviseurs sont d'ailleurs déjà équipés d'émetteurs IR, permettant, conjointement avec un casque approprié, d'écouter la télévision au volume voulu, en particulier sans déranger ceux qui sont

présents dans la pièce, ce qui devrait également être utile à toutes les personnes un peu dures d'oreilles. Ce genre d'équipement est alimenté, côté émetteur, par le secteur, et côté récepteur, par une petite batterie d'accumulateurs permettant une autonomie de 10 heures.

On pourrait penser que la diffusion de la lumière infrarouge est problématique dans un appartement, et qu'il faudra occuper une place bien déterminée pour bénéficier des meilleures conditions de réception, un peu comme pour l'écoute d'une chaîne stéréo. En réalité, les propriétés réfléchissantes des différents matériaux utilisés dans une salle de séjour sont très différentes pour l'infrarouge et pour la lumière visible, si bien que presque toutes les surfaces, même « sombres », constituent des réflecteurs satisfaisants pour ces radiations, et qu'on obtient dans presque toutes les positions de l'auditeur, un bon éclairage, direct ou réfléchi, et donc une bonne qualité du son.

On peut également remarquer que le procédé par modulation de fréquence employé est, comme le savent nos lecteurs, relativement tolérant quant au niveau du signal reçu.

Il s'agit là d'une réalisation monophonique, néanmoins, la bande passante du système (80 à 10 000 Hz), est suffisante pour envisager de transmettre deux modulations différentes par sous-porteuse sur le même équipement, selon le procédé employé couramment pour les émissions stéréophoniques radiodiffusées. Un autre procédé vient d'ailleurs tout de suite à l'idée pour obtenir le même résultat : c'est

d'utiliser deux ensembles identiques émetteur/récepteur accordés sur deux fréquences porteuses différentes.

IMPÉDANCE ET BRANCHEMENT DES CASQUES

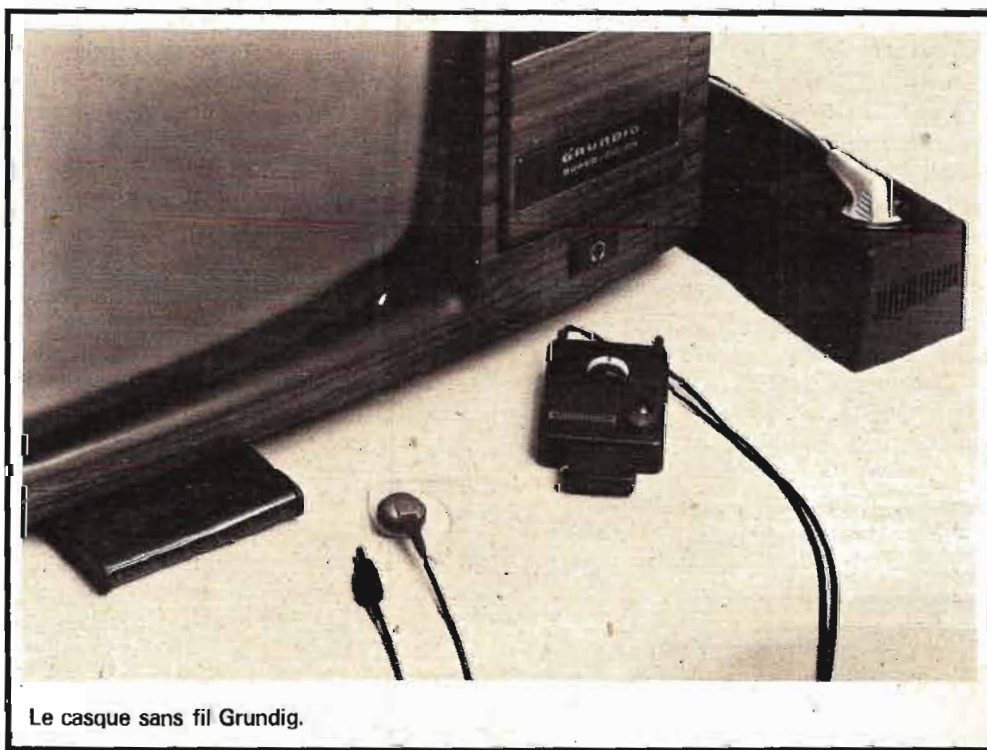
Pratiquement, presque tous les casques sont construits en deux catégories d'impédance différentes :

- Ceux à basse impédance, en général de 8Ω pour chaque écouteur ;
- Ceux dits à « haute impédance », ladite impédance pouvant varier entre 100 et 600Ω .

Cela est essentiellement valable pour les modèles électrodynamiques et piézoélectriques, car les électrostatiques nécessitent absolument d'être branchés sur des amplificateurs de puissance d'au moins une dizaine de watts et sont par conséquent toujours dotés d'une impédance interne d'environ 8Ω .

Les prises casques prévues sur les amplificateurs haute fidélité ont généralement la configuration de la figure 1 ou bien celle de la figure 2. La seconde présente l'avantage de charger l'amplificateur sous une impédance proche de la normale, ce qui peut quelquefois éviter des oscillations parasites, ou des ennuis de ce genre. La résistance R est de toute façon toujours de l'ordre de 100Ω . Dans ce cas, on obtient le fonctionnement suivant :

- 1) Si l'on branche sur cette prise un casque de 8Ω d'impédance, la tension V_c



Le casque sans fil Grundig.

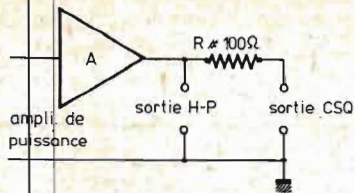


Fig. 1. - Branchement d'un casque de manière simple. Inconvénient : l'ampli est chargé par une grande impédance, ce qui peut poser des problèmes de stabilité (puisque les H.P. sont débranchés quand le CSQ est en service).

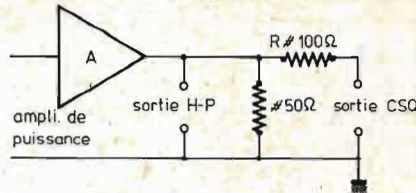


Fig. 2. - Branchement d'un casque d'une manière améliorée : A est constamment chargé par environ 50Ω, ce qui lui permet de fonctionner dans des conditions « normales ».

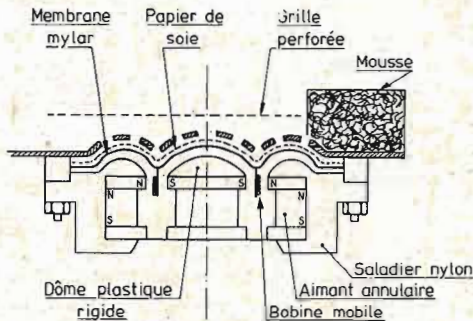


Fig. 3. - Constitution d'un transducteur électrodynamique pour casque.

aux bornes de chaque écouteur est celle de sortie V_s de l'ampli divisée dans le rapport :

$$\frac{8}{8 + R}$$

qui va être de l'ordre de quelques dizaines ; la puissance appliquée au casque va donc être :

$$P_C = \frac{V_C^2}{Z} = \left(\frac{8 V_s}{8 + R} \right)^2 \cdot \frac{1}{8}$$

$$= \frac{64 V_s^2}{8 R^2} \# \frac{V_s^2 \times 8}{10\,000}$$

et, donc, avec un ampli courant, qui donnera, par exemple :

$$V_s = 15 \text{ V eff,}$$

on aura : $P_C \# 0,18 \text{ W}$

2) Si l'on connecte à cette même prise un écouteur de 600Ω, on aura, de la même façon :

$$V_C \# V_s$$

et

$$P_C \# \frac{V_s^2}{600}$$

donc :

$$P_C \# 0,35 \text{ W}$$

dans les pointes de modulation.

On voit donc que R permet de ne pas se soucier de l'impédance du casque qu'on utilise ; on disposera toujours d'une puissance et donc d'un niveau acoustique de même ordre.

FONCTIONNEMENT DES DIVERS TYPES D'ÉCOUTEURS POUR CASQUES STÉRÉOPHONIQUES

I - Les transducteurs électrodynamiques :

Nous allons d'abord parler des transducteurs électrodynamiques à bobine mobile qui sont de loin les plus répandus. Sur la figure 3, on a un schéma de la structure d'un tel élément, structure qui s'apparente d'ailleurs plus à celle d'un microphone électrodynamique ou d'un tweeter à dôme qu'à celle d'un haut-parleur ordinaire. En effet, la membrane est généralement en mylar formé à chaud, et l'équipage mobile est très léger. Ce genre de transducteur peut être monté dans une coque close, ou bien ouverte vers l'extérieur (à l'arrière), avec ou non interposition de matériaux absorbants formant résistance acoustique (généralement une mousse de plastique).

Les aimants utilisés sont généralement des ferrites « dures » (par opposition aux ferrites « douces », de champ coercitif faible et utilisées comme circuits magnétiques en électronique générale) ; ces ferrites sont collées sur des pièces magnétiques en fer doux, comme dans les haut-parleurs « vraie grandeur ». Le corps de l'écouteur, la plupart du temps en matière plastique moulée (polypropylène, polyéthylène haute-pression, polystyrène « choc », ABS, ...) sert très souvent égale-

ment de saladier ; un composant original et sujet à controverses des casques est l'oreillette ; en effet, on lui demande généralement une bonne étanchéité pour une faible pression sur l'oreille, et l'idéal serait qu'elle soit parfaitement perméable aux gaz, pour éviter la transpiration ; on a imaginé différentes solutions, les plus répandues sont :

— L'oreillette en mousse (de polyuréthane, souvent) relativement confortable, mais présentant une mauvaise isolation vis-à-vis des bruits extérieurs.

— L'oreillette en plastique souple, en forme de boudin circulaire, et remplie de liquide : elle se fait parfaitement à la forme la plus confortable, présente une bonne isolation, mais ne « respire » pas. Son usage peut donc devenir gênant à la longue.

— L'oreillette en mousse gainée, qui présente évidemment des caractéristiques comprises entre celles des modèles précédents.

— L'absence totale d'oreillette, au moins pour un casque (Jecklin-Float), électrostatique, dont le « serre-tête » est d'une forme telle qu'il lui permet (théoriquement), de rester en équilibre, posé sur le sommet du crâne. Les transducteurs sont dans ce cas, bien sûr, étudiés pour fonctionner à l'air libre.

On remarquera qu'il existe également des casques comportant des embouts qui rentrent partiellement à l'intérieur de l'oreille ; ils ne comportent donc pas d'oreillette.

Néanmoins, on ne peut pas dire qu'il existe à l'heure actuelle de modèle de cette sorte qui puisse être inclus dans une chaîne haute-fidélité.

Des variations intéressantes peuvent être développées sur le thème des casques électrodynamiques, on peut citer :

— les systèmes multivoies, qui comprennent un petit tweeter d'environ 1 cm de diamètre, basé sur le même principe et généralement disposé coaxialement au « boomer ». Un filtre assure la répartition des fréquences entre ces deux éléments, comme dans une enceinte multivoies.

— le système à passifs multiples, développé particulièrement par AKG pour son K240. Son principe est similaire à celui d'un ensemble actif-passif couramment utilisé dans les enceintes acoustiques, avec cependant un fonctionnement un peu différent ; ici, l'on trouve un élément moteur central et 6 membranes passives disposées tout autour. Le but de l'emploi des passifs est, comme toujours, d'améliorer le couplage à l'air dans les fréquences graves, et, donc, d'obtenir une meilleure réponse dans ce registre, sans pour autant alourdir le transducteur médium-aiguës.

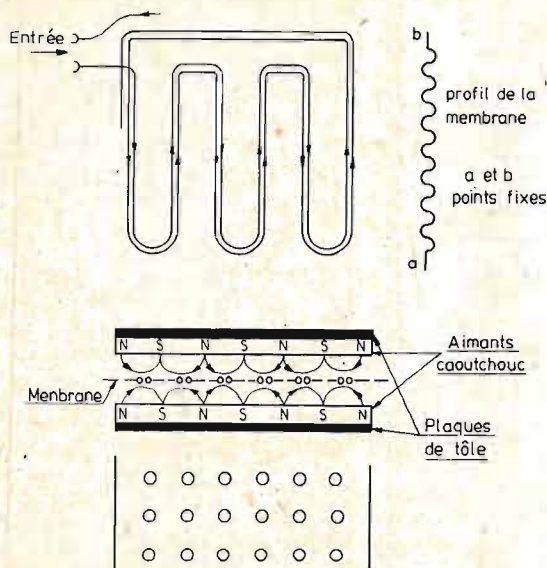


Fig. 4. - Fonctionnement d'un transducteur électrodynamique à membrane imprimée.

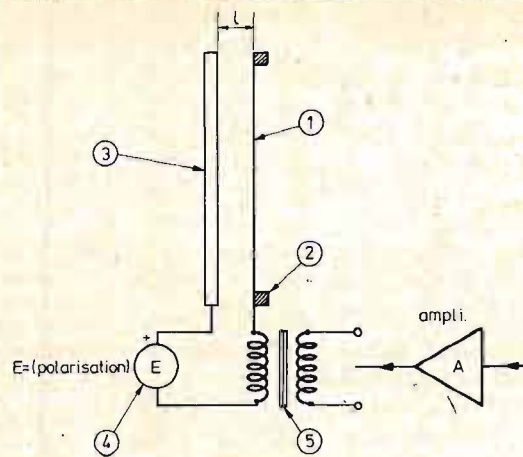


Fig. 5. - 1. Membrane ; métal ou plastique d'épaisseur comprise entre 1 et 100 μm . Fortement ou légèrement conductrice selon les réalisations.
 2. Cadre isolant permettant de tendre la membrane $l < 1 \text{ mm}$ (limitée inférieurement par le déplacement crête maximum que l'on exige de la membrane).
 3. Contre électrode fixe qui doit être exempte de résonances parasites.
 4. E. tension continue de polarisation, indispensable si l'on veut éviter le phénomène de « doublage de fréquence » de l'ordre du kV.
 5. Transformateur BF de haute qualité adaptant l'impédance de la cellule, à celle de sortie de l'amplificateur.

— les casques à membrane plane sur laquelle sont disposés des rubans conducteurs, en grecque, en spirale, ou d'une autre manière, le tout étant plongé dans un champ magnétique de puissance suffisante (l'obtention de ce champ avec les caractéristiques désirées est d'ailleurs le point le plus difficile à résoudre).

On peut théoriquement attendre de cette disposition un fonctionnement « en piston » de la membrane sur la plus grande partie de la gamme des fréquences audibles. En pratique, cependant, comme on peut s'en rendre compte sur le schéma de la figure 4, la force propulsive ne s'exerce pas vraiment uniformément sur toute la surface ; des déformations sont donc susceptibles de prendre naissance, qui nuiront à la fidélité de reproduction de la musique. Le véritable comportement en piston n'a, jusqu'ici, été approché qu'au moyen des transducteurs électrostatiques, ainsi que nous allons le voir plus loin. L'avantage d'un haut-parleur électrodynamique à action uniforme sur un électrostatique, est d'un point de vue pratique, qu'il ne nécessite pas l'utilisation d'une alimentation THT, ni de transformateurs élévateurs ; néanmoins les rendements de ces deux types de dispositifs sont comparables, et imposent l'emploi d'amplificateurs puissants, d'au moins une dizaine de watts, pour obtenir un niveau sonore suffisant ; de plus, les conducteurs disposés sur la membrane et dont il est question plus haut, doivent être capables de laisser passer un certain courant ; ils doivent

alors présenter une section non négligeable et un poids en proportion ; cela montre que l'on aura du mal à égaliser la réponse en transitoires d'un électrostatique avec ce dispositif.

II - Les transducteurs piézoélectriques :

Quelques haut-parleurs d'aiguës utilisant ce principe apparaissent sporadiquement sur le marché, mais ils ont tous été jusqu'à maintenant fondés sur l'emploi de matériaux piézoélectriques minéraux, qui sont d'une fabrication et d'un emploi délicats.

En revanche, la firme Pioneer a présenté l'an dernier de nouveaux éléments construits avec un film de plastique piézoélectrique d'une épaisseur comprise entre 8 et 30 microns, ceci d'après une étude des Acoustical Engineering Research Laboratories. Le matériau est formé en calotte sphérique, dont le pourtour est solidement rempli d'une mousse de plastique, qui fait à la fois office de support et de suspension.

Les deux faces de ce film sont pourvues de fils d'amenée de courant ; quand on applique une tension entre les deux faces du film, celui-ci tend à varier de surface ; son pourtour étant immobilisé, le mouvement résultant de la membrane est longitudinal, et son amplitude décroît du centre vers les bords (où elle est évidemment nulle). Ce mouvement est homogène sur toute la membrane, qui se trouve donc énergiquement guidée, mais il n'est pas linéaire. Dans la pratique, pour un tweeter ou un transducteur pour casque, l'amplitude des

mouvements maxima est faible, et on peut considérer qu'ils sont linéaires ; (d'après le constructeur, on arrive à moins de 0,3 % de distorsion globale par harmoniques au niveau d'écoute normal, d'environ 100 dBSL).

Le film étant léger, et la force appliquée sur toute la membrane, il est certainement possible d'obtenir par ce procédé une grande qualité ; c'est ce qui semble se dégager des compte-rendus d'écoute qui ont été consacrés à ce matériel.

III - Les transducteurs électrostatiques :

Dans le but d'obtenir un fonctionnement en piston des haut-parleurs, on a pensé depuis longtemps à faire travailler des forces électrostatiques ; le principe dit « à simple effet », schématisé en figure 5, est abandonné depuis longtemps, car il est incapable d'assurer la reproduction sans distorsion de modulations d'amplitude notables.

Actuellement, tous les casques (et également les haut-parleurs, du reste) électrostatiques fonctionnent selon le principe dit « à double effet », ou « push-pull », explicité à la figure 6.

La tension de polarisation V sert à pourvoir la membrane d'une charge Q , en imposant une tension V , aux bornes de chacun des condensateurs formés par la membrane et les deux contre-électrodes perforées et fixes.

A ce moment, toute tension alternative de modulation appliquée au primaire du transformateur élévateur, va se retrouver

amplifiée en opposition de phase sur ces électrodes fixes, créant entre elles un champ E proportionnel à la modulation ; chaque point de la membrane est alors soumis à une force $F = QE$, partout égale. Il convient de noter que Q n'est constante que grâce à la très forte valeur de R (plusieurs dizaines de Mégohms), qui forme avec les deux capacités précitées, un circuit RC de constante de temps inférieure à la période de la plus basse des fréquences à reproduire ; la membrane, qui n'a qu'à porter des charges, mais pas à conduire de courant, peut être très mince (d'épaisseur inférieure à 10 microns), et donc très légère ; on obtient ainsi un transducteur capable d'une excellente réponse pour les signaux transitoires, et de taux de distorsion sur les signaux sinusoïdaux égalant ceux des meilleurs amplificateurs.

Nous allons sommairement passer en revue les difficultés technologiques qui se présentent dans la réalisation d'un appareil de ce genre.

— Les membranes : Si on veut éviter des phénomènes gênants de migration des charges sur la membrane, on doit la rendre très résistante superficiellement. A l'heure actuelle pour les transducteurs commercialisés, ceci est réalisé par enduction du mylar de base avec un vernis peu conducteur (contenant du graphite).

— La tension mécanique de la membrane qui doit être bien déterminée, et surtout rester constante dans le temps, et en fonction des variations climatiques.

— La constitution des contre-électrodes : elle est très variée, actuellement, on emploie souvent des réseaux de fils isolés entrecroisés, ce qui simplifie en même temps l'isolement de ces grilles.

— L'isolement, qui ne peut s'effectuer que par l'application d'une couche isolante sur les contre-électrodes, car il ne peut être question d'alourdir la membrane.

C'est un problème qui n'est pas entièrement résolu actuellement, surtout pour les haut-parleurs « grandeur nature » qui, pour « sortir » des niveaux acoustiques confortables, doivent utiliser des tensions E supérieures à 2 kV.

— L'assemblage de tout ceci est de plus une affaire de précision, et est à l'heure actuelle entièrement réalisé à la main (sans chaîne de montage).

On s'aperçoit également qu'il existe des difficultés d'ordre électronique dans l'utilisation des haut-parleurs électrostatiques.

En effet, l'impédance de la cellule est essentiellement celle de la capacité comprise entre les deux plaques. Or, elle varie en fonction de la fréquence du signal que l'on veut reproduire :

$$Z_c = \frac{1}{2\pi f.C}$$

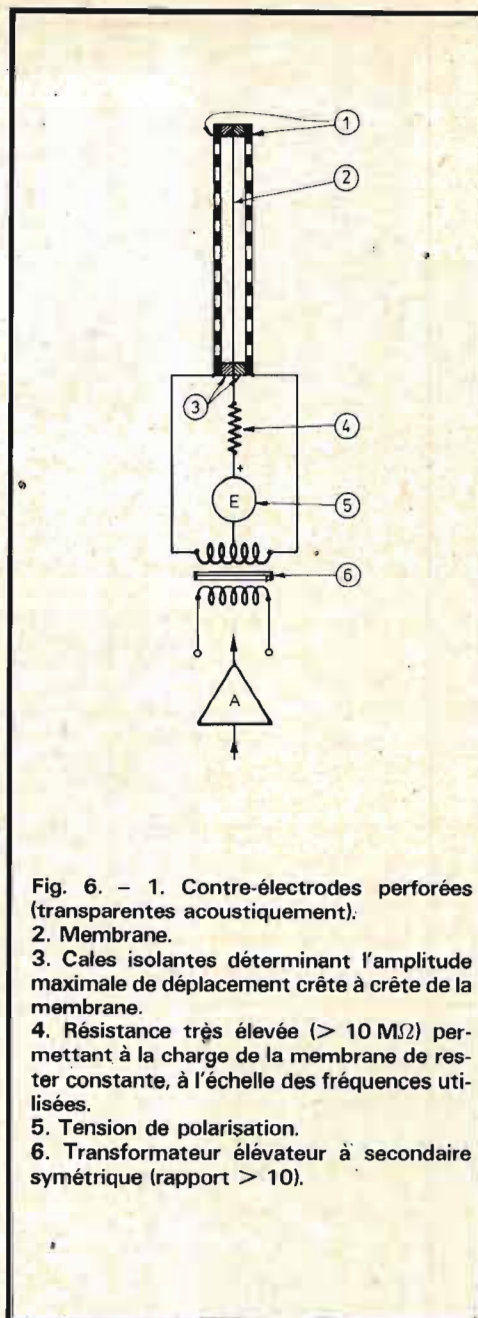


Fig. 6. — 1. Contre-électrodes perforées (transparentes acoustiquement).
2. Membrane.
3. Cales isolantes déterminant l'amplitude maximale de déplacement crête à crête de la membrane.
4. Résistance très élevée ($> 10 M\Omega$) permettant à la charge de la membrane de rester constante, à l'échelle des fréquences utilisées.
5. Tension de polarisation.
6. Transformateur élévateur à secondaire symétrique (rapport > 10).

ce haut-parleur est commandé par la tension ; on a donc intérêt à utiliser un transformateur de rapport élévateur le plus grand possible, soit par exemple n. On a alors :

$$Z = \frac{1}{2\pi f.C} \times \frac{1}{n^2}$$

vue par l'amplificateur.

On est rapidement limité dans l'aigu, puisque Z décroît de 6 dB/octave (Z est divisé par 2 quand la fréquence double).

De plus Z est presque purement réactive, c'est-à-dire que l'amplificateur devra sortir le maximum de courant à tension nulle en sortie, et un amplificateur ordinaire en classe AB n'est absolument pas prévu pour cela. On obtient en général de

magnifiques oscillations parasites. On pourrait penser à insérer une résistance en série avec le primaire du transformateur élévateur, pour réduire le déphasage courant/tension ; mais on réalise alors un filtre passe-bas à -6 dB/octave ; et on perd vite les aigus...

Cette rapide revue des problèmes montre qu'on est à l'heure actuelle réduit à monter des compromis entre ces différents facteurs.

Cependant, on peut quand même dire que les reproducteurs électrostatiques sont, de nos jours, les plus proches de la perfection.

IV - Les transducteurs utilisant des électrodes :

On peut parfaitement construire un casque électrostatique ordinaire et remplacer la membrane conductrice par une feuille de plastique traitée pour la transformer en électret ; on évite ainsi la nécessité de recourir à une alimentation à haute tension, et on élimine une grande partie des problèmes d'isolement. On pourrait obtenir de cette façon un transducteur capable des mêmes performances que les meilleurs des casques électrostatiques traditionnels à polarisation séparée, ainsi qu'en témoigne une récente réalisation de la firme américaine General Radio, qui a mis sur le marché professionnel des microphones de mesures à électrets de caractéristiques (et de prix...) semblables à ceux des microphones électrostatiques de mesures traditionnels.

Mais il se trouve que la plupart des constructeurs qui ont décidé de mettre des modèles de casques à électrets à leur catalogue, ont préféré sortir des types relativement bon marché, simplifiés, qui ne peuvent donc pas prétendre aux performances des électrostatiques de haut de gamme.

CONCLUSION

Pour terminer, une rapide remarque sur les difficultés de mesures des casques puisque ce que l'auditeur entend, ce n'est pas le casque, mais le résultat du couplage casques/oreilles, qui peut varier pour des raisons diverses (anatomie, pression du serre-tête) : aussi les performances d'un casque, dans le grave surtout, ne sont-elles pas déterminées avec une grande précision. La remarque qui s'impose à la fin de cet article est que le rapport qualité/prix d'un casque (bien choisi...) est toujours excellent ; et ceci peut certainement intéresser le grand nombre d'amateurs de haute fidélité qui disposent de moyens financiers limités.

P. GIRARD

L'ENTRETIEN DES DISQUES

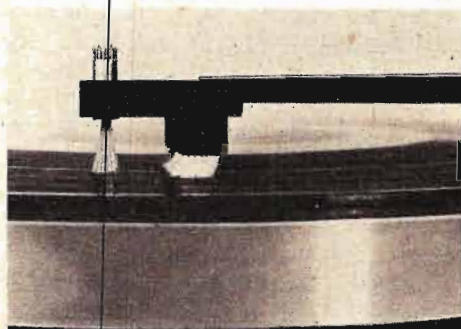


Photo A. - Bras dépoussiéreur Rexon BX7.

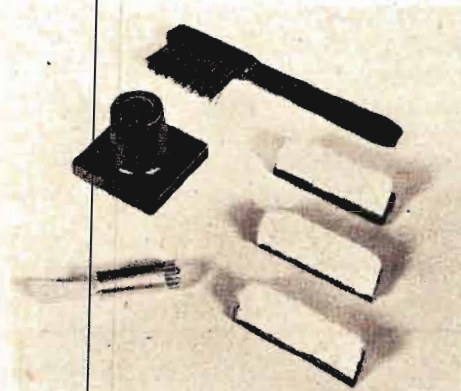


Photo B. - Les éléments de remplacement pour bras dépoussiéreur Rexon BX7.

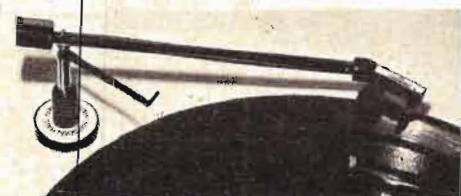


Photo C. - Bras dépoussiéreur Marsden Hall.

SI les disques constituent à l'heure actuelle un moyen pratique très répandu de reproduction d'une œuvre, il n'en reste pas moins le plus fragile. En effet, ses ennemis sont nombreux : le disque attire les poussières, il se déforme facilement et il se raye au moindre choc. Aussi nous a-t-il paru utile de parler dans ce numéro spécial, des soins à apporter aux disques afin que ceux-ci puissent rester durant des années des compagnons fidèles.

LE STOCKAGE

Avant d'acheter le disque convoité, sachez que celui-ci a été durant de longues semaines, parfois de longs mois, sur les rayonnages des disquaires. Et souvent, il en garde des souvenirs indélébiles. Que la pochette soit abîmée en surface, cela n'a guère d'importance. Mais alors, on trouve souvent le disque dans un triste état :

- Il sera gondolé parce qu'il aura été soumis au soleil, parce que le rayonnage est trop près du radiateur ou bien parce qu'il n'aura pas été placé correctement sur le rayon. (Nous reviendrons sur ce point d'ailleurs).

- Il sera très empoussiéré, parfois rayé : des clients malhabiles et peu réfléchis s'amuse parfois à sortir le disque de sa pochette, sans avoir peut-être remarqué que toutes les inscriptions de l'étiquette se retrouvent sur la pochette. Un doigt sale, un ongle trop long ou un bord de carton coupant, le disque s'abîme. Parfois, aussi, le disque est utilisé par le vendeur pour ses besoins de sonorisation ou de pré-écoute. Nous ne discuterons pas du principe qui en lui-même est déjà contestable, mais comme tout le monde l'accepte, passons. Souvent, le matériel utilisé pour ces écoutes porte la signature de grandes marques accompagnées d'une bonne, voire d'une excellente, réputation. Mais ce

que l'on ne voit pas, c'est l'état lamentable du diamant, les bras complètement dérégulés quand ce n'est pas un défaut d'horizontalité de la platine, ce qui représente pourtant le premier point à considérer lors de l'installation d'une platine. Enfin, le vendeur n'est parfois pas assez habile ou consciencieux, et le disque fait alors des rencontres insolites avec le bord de la platine, l'axe ou les plis de la pochette.

Le premier conseil que nous pourrions donner est donc de choisir son disquaire. Heureusement, la grande majorité travaille correctement et cela pour le bonheur des clients... Un livre défraîchi est soldé, un disque, non ; enfin, méfiez-vous des disquaires qui se retranchent trop souvent derrière la mauvaise qualité des pressages : changez alors de disquaire, les pressages seront bien souvent tout de suite meilleurs.

Enfin votre rêve se réalise : l'intégrale des symphonies de Beethoven est là, à moins que ce ne soit le dernier album pop ; vous vous dépêchez de déballer l'œuvre : on déblaise le plateau de la platine, on s'installe par terre...

Mieux vaut agir avec sagesse et réflexion !

Vos disques neufs n'ont en général pas encore de défauts. Ils doivent faire l'objet de soins attentifs de votre part pour qu'ils conservent leurs qualités longtemps. Aussi posera-t-on les disques que l'on veut écouter sur la table, à l'horizontale et pas sur un livre ou une chaise rembourrée. Puis on nettoie, si cela n'est pas déjà fait, le dessus du plateau du tourne-disque, le système dépoussiéreur s'il en existe un, et le diamant. Bien sûr, on ne fumera pas et les mains seront propres !

Pour le stockage des disques, deux procédés sont à retenir : à l'horizontale et à la verticale.

- A l'horizontale, les disques sont empilés ; mais ceux de la base sont soumis à la pression de ceux situés au-dessus d'eux et

le sillon peut être écrasé au-delà d'une certaine limite : on considère généralement que 10 disques de 30 cm représentent un maximum.

— A la verticale, les disques sont placés comme des livres sur une étagère solide. Mais il reste toujours un vide plus ou moins grand entre le dernier disque de la file et le panneau vertical limitant le rayonnage. Alors, tout naturellement, le dernier disque glisse, ce qui immanquablement, lui fait prendre une forme courbe. Du pleurage apparaît alors à l'écoute, surtout si la musique reproduite s'y prête (piano, orgue, par exemple). Il est donc nécessaire de caler le dernier disque. On pose à cet effet un objet lourd et décoratif qui égaye ainsi l'étagère.

Après ces problèmes de stockage, intéressons-nous maintenant à la manipulation des disques, avant, après et pendant l'audition.

LA MANIPULATION

Il est nécessaire de prendre de grandes précautions dès que l'on commence à manipuler un disque. On se souviendra que le disque souffre des chocs, des rayures et de la poussière.

Aussi le sortirons-nous avec délicatesse de sa pochette, en écartant les bords de celle-ci afin qu'un pli du carton ne puisse le rayer.

Un disque ne se tient pas à pleine main car les doigts sont toujours un peu gras et ils encrassent le sillon, avec en prime, un risque d'écrasement de celui-ci.

Le disque doit être soutenu par les doigts, en son centre, le pouce faisant butée sur la périphérie. Pour recevoir le disque ainsi, il suffit de le faire glisser doucement hors de sa pochette.

En posant le disque sur le plateau du tourne-disque, il faut veiller à ne pas heurter un coin, un réglage du bras, la cellule ou une quelconque manette, sinon une rayure se produira fatalement.

L'ENTRETIEN

Le disque étant maintenant déposé sur le plateau, il faut le dépoussiérer et pour ce faire, différents systèmes se trouvent sur le marché. Ils s'appliquent dans des cas toujours particuliers et leur efficacité varie notablement en fonction de l'environnement ; en effet, les poussières sont attirées par l'électricité statique qui se forme à la surface du disque en diverses occasions (frottement du diamant dans le sillon, glissement du disque dans sa pochette, etc.) et tout le problème consiste à éliminer ces charges statiques ; ainsi les poussières ne

sont plus attirées et l'écoute n'est plus entachée de bruits parasites semblables à des claquements.

Cependant, si l'air est sec, l'électricité statique sera difficile à éliminer, et si le sol est recouvert de moquette, elle se reformera rapidement.

Mais revenons-en aux dépoussiéreurs ; il faut distinguer les dépoussiéreurs à sec et les dépoussiéreurs humidificateurs.

Dans les dépoussiéreurs à sec, il faut distinguer les systèmes essuyant le disque pendant l'audition (ce sont les bras de dépoussiérage) et les systèmes servant à dépoussiérer manuellement le disque avant et après l'audition (ce sont des chiffons ou des brosses).

Le premier système consiste en un bras en plastique supportant brosse, pinceau ou tampon, qui, en suivant le sillon, décolle la poussière et la conduit au centre du disque, à moins qu'il ne la garde entre ses fibres. Ce système est le plus simple et il a comme principal avantage le fait de ne pas mouiller des disques.

Cependant, ce genre de dépoussiéreur ne résoud pas le problème de l'électricité statique. Certains constructeurs fabriquent depuis quelques mois des dépoussiéreurs dont les fibres conduisent l'électricité. Le bras est métallique et un fil permet d'écouler ces charges vers le socle de la platine ou une prise de terre quelconque. Signalons que les premières conclusions de nombreux discophiles sont positives.

Un dépoussiéreur manuel consiste en un chiffon ou en une brosse.

Le chiffon est en tissu non pelucheux, souvent imbibé, à l'origine d'un produit antistatique. Le principe est simple mais il faut veiller à deux choses : le liquide antistatique s'évapore et au bout d'un temps relativement court, le chiffon est sans effet et même parfois, réalise l'effet contraire : il charge le disque d'électricité statique. Dans ces conditions, il devient nécessaire de changer de chiffon. Le deuxième danger est qu'un petit corps étranger se colle au chiffon et qu'il raye les disques lorsqu'on les essuie. Il faut donc secouer le chiffon régulièrement et le ranger soigneusement.

La brosse est formée d'un tampon en velours de forme arrondie. Ce velours présente l'avantage de ne pas pelucher et de se nettoyer facilement : il suffit de le « brosser » avec un petit couteau ou quelque chose de similaire. Certaines brosses (Zafira par exemple) peuvent avoir leur velours imbibé de liquide, le manche faisant réservoir. On tombe alors dans la catégorie des dépoussiéreurs humidificateurs, expliqués dans le paragraphe suivant.

Les dépoussiéreurs humidificateurs



Photo D. - Bras dépoussiéreur Decca.

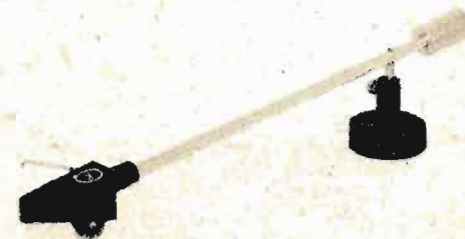


Photo E. - Bras dépoussiéreur AC 10 Mark II (Irad).



Photo F. - Dépoussiéreur Vacorec.

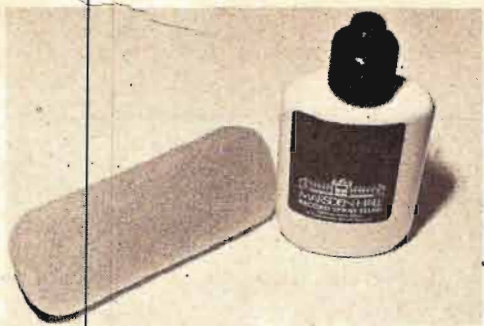


Photo G. - Brosse et produit pour nettoyage des disques



Photo H. - Ensemble pour le nettoyage des disques et des têtes de PU (Marsden Hall):



Photo I. - Petite brosse et produit pour le nettoyage des têtes de PU (Marsden Hall).

secrètent un liquide à base d'eau et d'alcool qui en se répandant dans le sillon aide l'action des poils de la brosse. Mais ce liquide en séchant, laisse un dépôt dans le fond du sillon, et au bout d'un certain temps, le disque est encrassé par ce liquide, difficile à faire partir. Aussi ce système est souvent moins apprécié que le précédent. Cependant, on peut réaliser divers compromis entre ces deux systèmes afin d'allier les avantages respectifs.

Pour commencer, il est nécessaire de rendre l'air de la pièce moins sec qu'il ne l'est généralement. Le degré d'hygrométrie devrait avoisiner 70/75 % ; il est bien souvent plus près de 55 %, surtout dans les appartements surchauffés l'hiver. Pour contrer cela, il suffit de disposer sur les radiateurs des récipients remplis d'eau et de veiller à ce qu'ils soient toujours pleins. On notera dans la majorité des cas une nette amélioration de l'écoute des disques due au fait que les charges statiques disparaissent. Dans ces conditions, un bras dépoussiéreur suffit bien souvent.

Une amélioration de ce système est possible en mouillant le disque de la manière suivante : répartir sur le disque une quinzaine de gouttes d'eau pure, en spirale. L'eau pure se trouve en pharmacie, elle ne contient pas de produit qui, au séchage, encrasserait le disque. Mettre la platine en service et poser le bras dépoussiéreur sec (bras Rexon par exemple). Le tampon répartira l'eau et essuiera correctement le sillon. Ce système est utilisé par l'auteur depuis quelques années et les disques, même les plus écoutés, n'ont absolument pas soufferts de ce traitement. D'autre part, si un disque présente un aspect gris, il faut d'urgence le décrasser à fond. Pour cela, on le fait tourner dans un lavabo, verticalement, en prenant un pinceau comme axe horizontal ; le lavabo est rempli d'eau tiède légèrement additionnée de Teepol, Mir ou produits similaires. On fait sécher en posant le disque à l'horizontale sur une serviette de bain non pelucheuse. Le résultat est garanti.

ENTRETIEN DES DIAMANTS

Pour garder ses disques dans un bon état et longtemps, il faut, comme nous venons de le voir les entourer de mille précautions afin de les protéger de la poussière, des rayures et de l'électricité statique. Cependant ces précautions, bien que nécessaires, ne sont pas encore suffisantes. En effet, il faut que le diamant soit lui aussi dans un excellent état.

Les deux ennemis principaux du diamant sont la poussière et l'usure.

La poussière peut se déposer sur le dia-

mant, même si les disques sont dans un état impeccable. Il se produit alors un mauvais contact entre sillon et diamant, la qualité du message sonore s'en ressent immédiatement. Il est évident, d'autre part, qu'un diamant empoussiéré s'abîme plus vite que prévu et les disques s'en ressentent. En conséquence, il est recommandé de nettoyer régulièrement le diamant. On utilise pour cela une petite brosse spéciale pour cet usage, à fibres rigides et on la passe sous le diamant, en allant impérativement de l'arrière vers l'avant. Il ne faut pas faire cette opération sans délicatesse car le diamant se décollerait de son support.

L'usure est plus difficile à contrôler. Elle dépend beaucoup de l'état des disques et des réglages du bras. Elle se manifeste par l'apparition de deux « plats » correspondant à l'endroit de frottement contre le sillon. Lorsque les deux « plats » commencent à apparaître, il faut régulièrement revoir le diamant sans attendre de constater que le diamant soit devenu une pointe qui détruira les fines empreintes du sillon.

Mais cette observation visuelle est difficile à faire sans microscope adéquat. Shure, fabricant réputé de cellules, a proposé récemment un microscope spécial pour cette opération. Tout amateur ne reculant devant aucun frais, se doit de posséder cet appareil. Pour les autres existent d'autres possibilités de contrôle.

— le disque test : on trouve des disques tests (comme ceux du Hi-Fi Club de France) qui comportent une plage sillonnée mais sans modulation. On passe 20 fois le diamant ; si le résultat à l'écoute est pénible (nombreux crachements) il faut changer le diamant d'urgence ;

— le compteur horaire : on peut placer sur la platine un compteur horaire qui est alimenté par le moteur de la platine ; et on décide de changer le diamant toutes les 500 heures par exemple. Ce système permet d'être sûr que le diamant est toujours en bon état à condition qu'il n'ait pas été choqué ou malmené, bien sûr.

En conclusion, si on observe toutes ces règles élémentaires, un disque peut être gardé en d'excellentes conditions d'écoute. Il peut supporter plusieurs centaines de passages sans subir une perte importante de ses qualités. On réalise ainsi de grandes économies par rapport à la bande magnétique, qui, il ne faut pas l'oublier, coûte deux à trois fois plus cher à la minute que le disque. Aussi, le fait de faire des duplicata de disques sur bande ne se justifie aucunement.

Enfin, nous espérons que ces petits conseils vous aideront, si vous ne les pratiquez pas déjà, à améliorer vos écoutes ; et cela, pour votre plaisir.

F.R.



(Suite voir N° 1544)

LE schéma synoptique de la figure 1 résume ce que nous avons abordé dans le précédent article : la partie amplification d'un téléviseur noir et blanc, autrement dit : les étages HF, FI et vidéo.

Le signal reçu par l'antenne est d'abord amplifié et converti par le sélecteur VHF ou le tuner UHF. Ce signal est ensuite injecté sur la platine FI (point A du schéma synoptique). L'amplificateur de fréquence intermédiaire est le plus souvent composé de 3 transistors montés en émetteur commun. Nous n'avons pas représenté les circuits de polarisation afin de ne pas surcharger le schéma. Mais nous pouvons voir les filtres constitués soit par des circuits bouchons (F_1 , F_2 , F_3 , F_4) soit par des circuits résonants série (F_5).

Les circuits bouchon étant placés en série dans la chaîne FI, les circuits résonants série étant placés en parallèle sur les étages. La fréquence de ces filtres est réglée soit sur la fréquence son du canal adjacent, soit sur le canal son du canal N° 2 dont la fréquence est très proche de la fréquence FI image, soit enfin sur la fréquence FI son.

L'amplification FI image se termine sur l'étage détection, toujours constitué par une diode semi-conductrice D.

ETAGES VIDÉO

En suivant le schéma synoptique, nous apercevons ensuite un étage vidéo classique. Il se compose de 2 transistors. Le premier est monté

nécessairement en émetteur commun. Le rôle de cet étage est d'adapter le deuxième étage vidéo, au circuit de détection composé d'une résistance de 2 à 3 k Ω shuntée par une capacité de 10 pF.

C'est aussi sur l'émetteur de cet étage (point E) qu'est recueillie la tension continue utilisée pour le CAG, comme nous allons le voir dans la suite de cet article.

Remarquons également que le circuit de polarisation de cet étage adaptateur est réalisé par un pont diviseur R_1 , R_2 . Le transistor est polarisé ainsi à travers la diode de détection D.

Le deuxième étage vidéo est un transistor monté en émetteur commun. Son collecteur doit supporter une tension élevée puisque la tension vidéo à fournir au tube

cathodique est de l'ordre de 40 à 80 volts pour un tube de 30 cm (A 31 - 510 W) et de l'ordre de 70 à 100 volts pour un tube de 61 cm (A 61 - 530 W). De plus la bande de fréquence à transmettre est large : du continu à 6 ou 9 MHz. Les caractéristiques du transistor devront donc être choisies avec soin : U_{CEO} de 200 à 300 volts, f_T supérieur ou égal à 9 MHz.

Le réglage de contraste du téléviseur peut être effectué à l'aide du potentiomètre placé dans le circuit émetteur du dernier étage vidéo. La diminution du contraste est entraînée par l'augmentation de la résistance du circuit émetteur.

Des bobines de correction peuvent être placées dans le circuit collecteur, ou bien comme sur notre schéma, en

liaison avec le tube cathodique ; ceci dans le but de relever la courbe de réponse aux fréquences élevées.

PRÉLÈVEMENT DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Enfin, sur le collecteur de ce transistor, est prélevé le signal vidéo complet (point F de la figure 1). Ce dernier sera débarrassé de sa partie luminance à l'aide d'un écrêteur. Les impulsions résultantes seront ensuite triées afin de séparer les « tops ligne » et les « tops image ». Ces signaux seront ensuite traités pour synchroniser les bases de temps ligne et image.

RESTITUTION DE LA COMPOSANTE CONTINUE

Elle concerne les étages amplificateurs vidéo. Nous savons que ces derniers doi-

vent amplifier non seulement les fréquences élevées et très basses, mais également la composante continue. Celle-ci est indispensable pour obtenir la teinte moyenne de la scène télévisée. Si elle se passe à la tombée de la nuit (image sombre) le signal de vidéo-fréquence comporte une composante continue faible. Mais si la même scène se déroule en plein soleil, la composante « fréquences élevées » du signal est la même, tandis que la composante continue est élevée.

Donc, lorsque la composante continue n'est pas transmise, la scène a toujours la même teinte grise, qu'elle se passe à la tombée de la nuit ou en plein midi.

Sur le schéma de la figure 1, vous remarquerez que la composante continue est bien transmise, puisqu'entre la détection vidéo et le tube cathodique, aucune liaison n'est faite par condensateur.

Mais souvent les constructeurs préfèrent ne transmettre que les signaux alternatifs

(liaison capacitive). La composante continue est alors restituée juste avant le tube image.

Ce montage est constitué par une diode de restitution, d'une résistance et d'un condensateur (fig. 2). Ce circuit n'est autre qu'un détecteur fournissant une composante continue qui remplace la vraie composante envoyée par l'émetteur.

La tension continue, négative par rapport au potentiel zéro de la masse, sera d'autant plus élevée que le signal vidéo sera plus grand.

La figure 3 nous montre le signal vidéo apparaissant sur la cathode du tube image, dans le cas d'une liaison capacitive, pour une image très claire, et pour une image très foncée. L'amplitude des signaux est symétrique autour du niveau zéro. Sur la figure 4 est représenté le signal vidéo apparaissant sur la cathode du tube image après restitution de la composante continue. L'addition d'une tension continue négative proportionnelle au signal aligne les tops sur le niveau zéro.

LES ÉTAGES SON

Il nous faut maintenant nous occuper de la partie amplificatrice « son » du téléviseur. Nous savons que le signal composite image et le signal son sont émis sur 2 fréquences différentes. Ils sont captés par la même antenne, amplifiés et mélangés en même temps dans le même circuit, par le sélecteur VHF ou par le tuner UHF.

La séparation chaîne son - chaîne vision se fait soit à l'entrée même de l'amplificateur FI vision, soit après le premier étage de cet amplificateur.

La chaîne FI son est tout à fait semblable à la chaîne FI vision, seule la bande passante de 700 kHz à moins 3 décibels différencie les 2 amplificateurs. Elle comporte 3 étages montés en émetteur commun si l'extraction du son se fait à l'entrée de l'ampli FI vision (point B du schéma

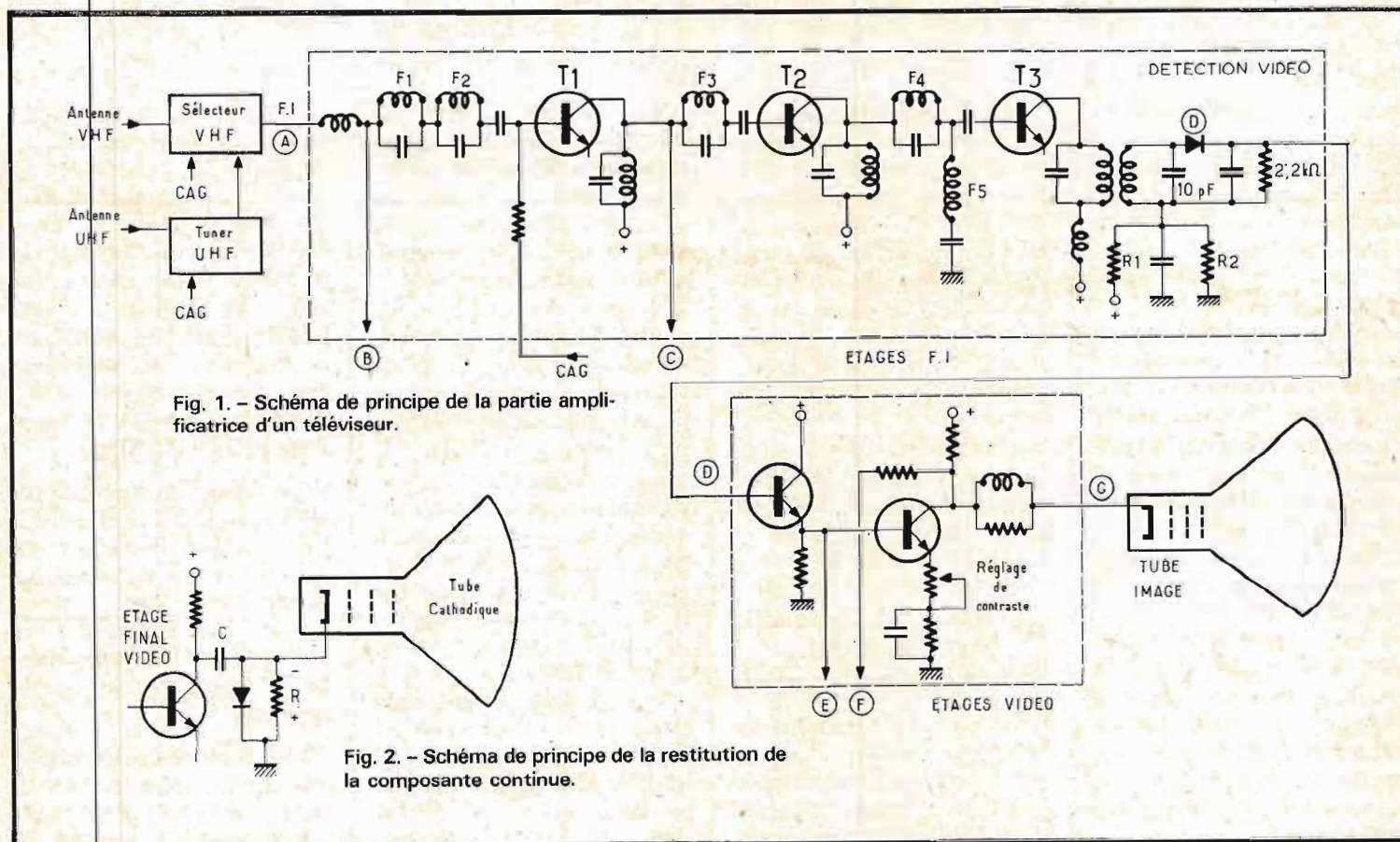


Fig. 1. - Schéma de principe de la partie amplificatrice d'un téléviseur.

Fig. 2. - Schéma de principe de la restitution de la composante continue.

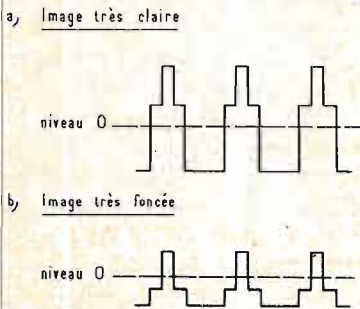


Fig. 3. — Signal vidéo apparaissant sur la cathode du tube image (liaison capacitive, sans restitution de la composante continue).

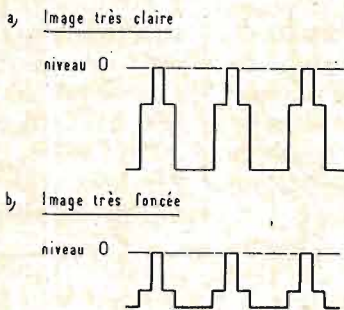


Fig. 4. — Signal vidéo apparaissant sur la cathode du tube image après restitution de la composante continue.

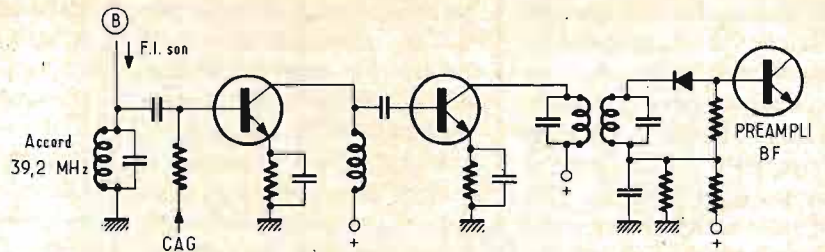


Fig. 5. — Schéma de principe d'un ampli FI son à 2 étages.

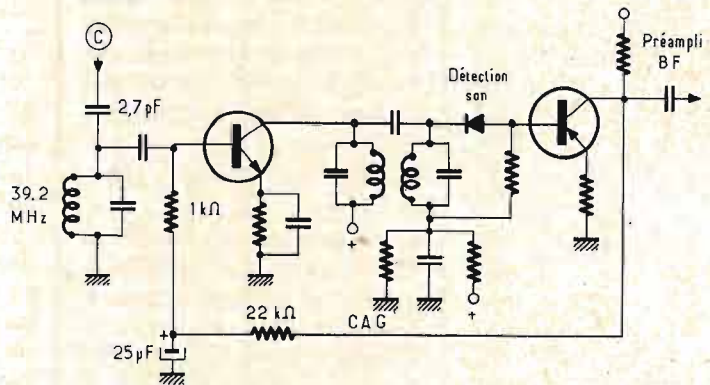


Fig. 6. — Schéma de principe d'un ampli FI son à 1 étage.

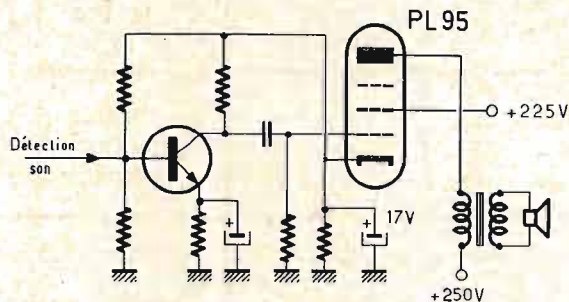


Fig. 7. — Schéma de principe d'un amplificateur BF équipé d'une pentode PL 95.

synoptique de la figure 1). L'amplificateur FI son aura 2 étages si l'extraction se fait après le premier étage (point C du même schéma synoptique).

Les figures 5 et 6 représentent respectivement le schéma de principe d'une FI son à 2 étages, et celle d'une FI son à 1 étage.

Dans les deux cas, le condensateur de liaison à l'entrée est de faible valeur. On trouve ensuite un circuit oscillant accordé sur 39,2 MHz, amorti par une résistance dans le but d'obtenir la bande passante souhaitée. La détection son se fait toujours par une diode semi-conductrice.

AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE

Dans les téléviseurs modernes, cette fonction peut être réalisée de trois façons différentes :

- par des étages à transistors,
- par un circuit intégré,
- par un tube électronique.

L'emploi d'un tube électronique est encore très courant dans la technique actuelle. Prenons comme exemple le téléviseur « Coblence » de Grundig. Ce téléviseur est de conception très moderne, utilisant de nombreux transistors et 3 circuits intégrés.

Mais le téléviseur comporte aussi 3 tubes électroniques, dont l'un d'eux, la pentode PL 95, est utilisée en étage final basse-fréquence.

C'est le prix de revient qui est la raison de ce choix. La figure 7 nous montre le schéma de principe d'un ampli BF comprenant un pré-ampli à transistor et une pentode en final. L'alimentation du transistor est faite par la tension de cathode de la pentode.

Sur de nombreux téléviseurs français, même si la transistorisation est très poussée, il est très fréquent de voir un tube PCL 86 pour les étages BF (fig. 8). Ce tube réalise d'un seul coup les fonctions

pré-amplification et amplification de puissance BF.

Un circuit intégré unique peut aussi prélever le signal à la détection et l'amplifier jusqu'au haut-parleur (TBA 800 par exemple). Nous reparlerons de cette technique dans notre article consacré à l'emploi des circuits intégrés dans les téléviseurs.

ETAGES B.F. À TRANSISTORS

Puisque dans un téléviseur à transistors la consommation n'a pas l'importance qu'elle a dans les récepteurs

radio portatifs, l'étage final peut être un seul transistor de puissance monté en classe A. Il existe des transistors dont le collecteur peut supporter une tension élevée. Ce sont des modèles prévus pour le balayage ligne, mais ils peuvent parfaitement fonctionner en amplificateur BF de puissance. L'amplificateur complet se compose donc d'un pré-amplificateur classique, d'un étage adaptateur d'impédance (collecteur commun) et du transistor de puissance classe A (voir fig. 15).

Les étages BF peuvent également être réalisés par un montage push-pull série, sans transformateur. La figure 9 représente le schéma de principe d'un tel montage employant des transistors dits « complémentaires ». L'étage est constitué de 2 transistors de puissance classe B ayant des caractéristiques très semblables, mais l'un est PNP,

l'autre NPN. Ceci a l'avantage de ne pas nécessiter d'étage déphaseur. Ces transistors sont seulement précédés d'un étage d'attaque (driver) polarisé en classe A.

La figure 10 représente le schéma de principe d'un montage appelé amplificateur push-pull série « quasi-complémentaire ». Les transistors de sortie sont du même type; sur notre schéma il s'agit de 2 transistors NPN polarisés en classe B. Ils nécessitent une attaque pour un étage déphaseur, précédé par un pré-amplificateur classique classe A.

Notons que le condensateur C en série avec le haut-parleur est un modèle électrolytique de forte capacité, donc d'un prix élevé. Il est possible de s'en passer si on prévoit une alimentation comme l'indique la figure 11. Disons pour terminer que la puissance BF de sortie d'un télé-

seur est de l'ordre de 4 watts. Sa bande passante est généralement large afin de profiter de l'excellente qualité de la transmission.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN (CAG)

L'examen des étages d'amplification ne serait pas complet si nous ne parlions pas de la commande automatique de gain.

Comme son nom l'indique, le CAG a pour rôle de régler automatiquement le gain des étages d'entrée et d'amplification FI, en fonction de l'amplitude du signal reçu par l'antenne. Ceci dans le but de ne pas saturer les étages et d'éviter ainsi la dégradation de la qualité de l'image.

Il y a quelques années, pour les téléviseurs d'appartement, l'installateur dosait une fois pour toute le signal à l'entrée du téléviseur en insérant entre ce dernier et l'antenne des atténuateurs plus ou moins puissants (6 dB, 12 dB, etc.). Il existait également deux types de téléviseurs : les téléviseurs « champs forts » ayant une sensibilité faible puisqu'ils étaient destinés aux téléspectateurs situés près de l'émetteur. Le deuxième type de téléviseurs était appelé « longue distance ». Leur grande sensibilité leur permettait de recevoir des images émises à 80 kilomètres et plus.

Le circuit CAG est devenu très utile depuis l'apparition des téléviseurs portatifs. Ceux-ci doivent en effet donner une image de qualité, qu'ils soient proches de l'émetteur ou à plusieurs dizaines de kilomètres.

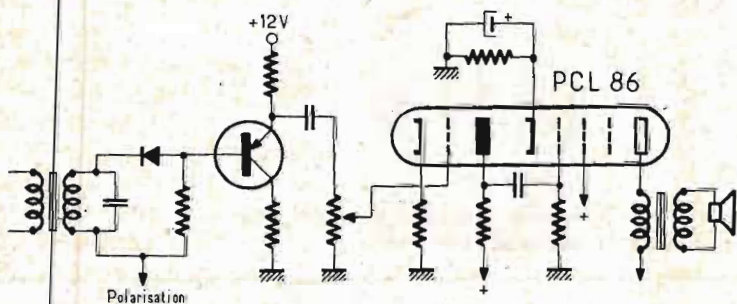


Fig. 8. - Schéma de principe d'un amplificateur BF équipé d'une PCL 86.

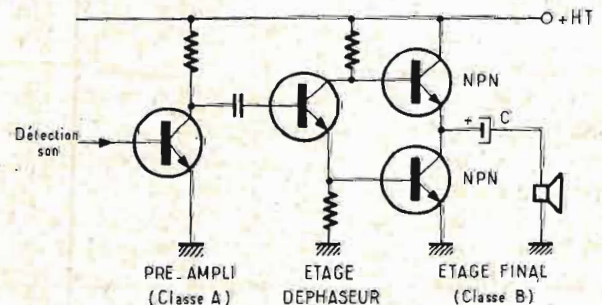


Fig. 10. - Schéma de principe d'un amplificateur push-pull série avec transistors quasi-complémentaires (2 x NPN).

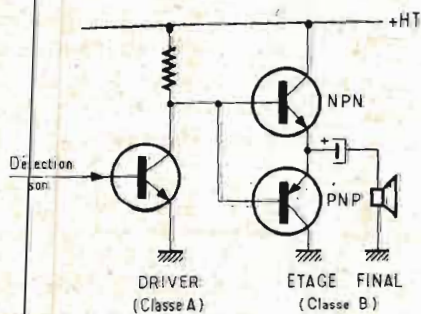


Fig. 9. - Schéma de principe d'un amplificateur push-pull série avec transistors complémentaires (NPN/PNP).

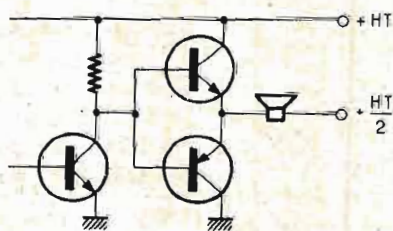


Fig. 11. - Montage sans condensateur.

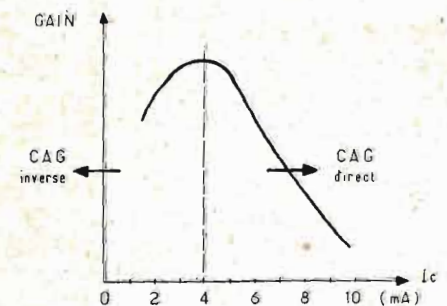


Fig. 12. - Variation du gain d'un transistor en fonction de son courant collecteur.

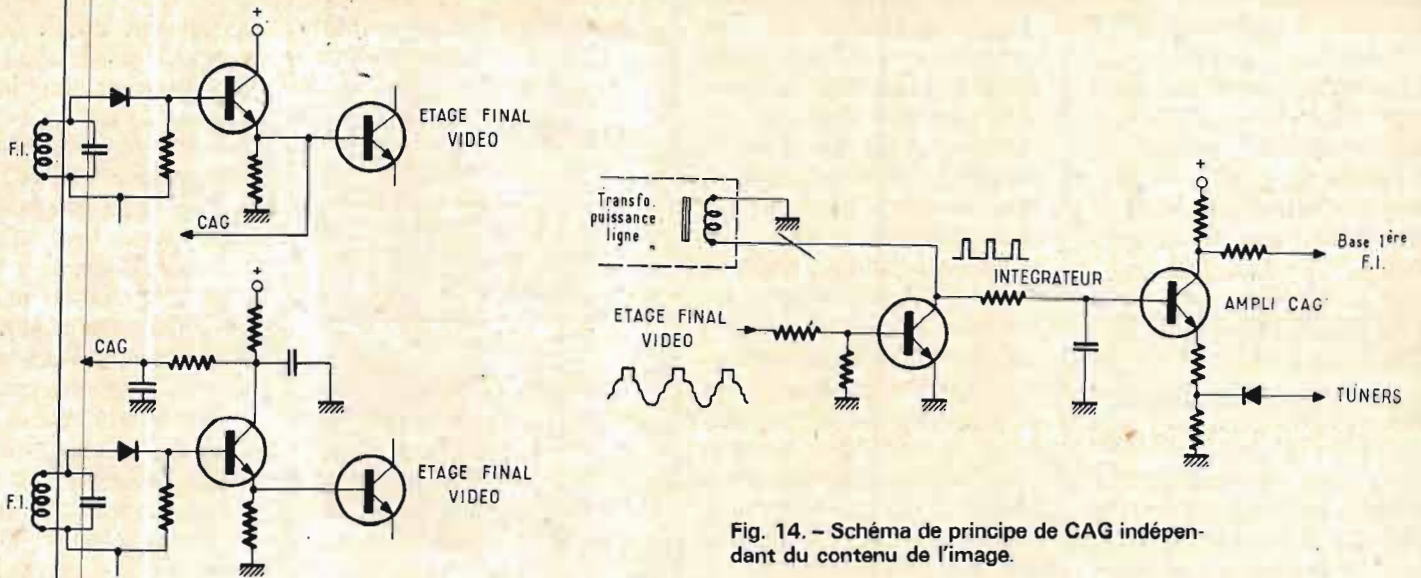


Fig. 13. - Deux exemples de CAG simple.

Fig. 14. - Schéma de principe de CAG indépendant du contenu de l'image.

Le téléviseur a été conçu pour une amplification maximale, ce qui correspond à la réception d'une image faible. Dans ce cas le CAG n'agit pas. Si le signal reçu a une amplitude trop grande, on se sert de ce signal élevé pour réduire l'amplification sur quelques étages.

Par exemple, il est possible de prélever ce signal à un point quelconque de l'amplification, de le détecter pour recueillir sa composante continue. Cette dernière qui est

d'autant plus élevée que le signal sera fort, peut être utilisé pour réduire le gain des étages d'entrée.

CAG DIRECTE ET CAG INVERSE

Comme nous l'avons vu, le gain d'un étage à transistor peut être modifié en augmentant ou en diminuant son courant collecteur. L'étage amplificateur en question est donc étudié pour que normalement

son courant collecteur corresponde au gain maximal (fig. 12). Si on augmente le courant collecteur I_C , le gain diminue, on dit que le CAG est direct. Le gain diminue également si I_C est réduit, c'est le cas du CAG inverse.

Le CAG direct est le système adopté par beaucoup de constructeurs. Peut-être est-ce parce que le CAG inverse risque d'occasionner de l'intermodulation. Pour notre exemple, nous allons donc nous occuper du CAG direct.

Augmenter le courant dans un transistor NPN consiste à avoir sur la base de celui-ci une tension plus positive. Pour un transistor PNP, la tension sur la base devra être plus négative. On voit déjà qu'une difficulté se présente si les étages comportent aussi bien des PNP que des NPN.

Dans les tuners, les transistors sont le plus souvent des PNP (comme l'AF 239). Dans les autres circuits, tel l'amplificateur FI, les transistors les plus répandus sont des NPN.

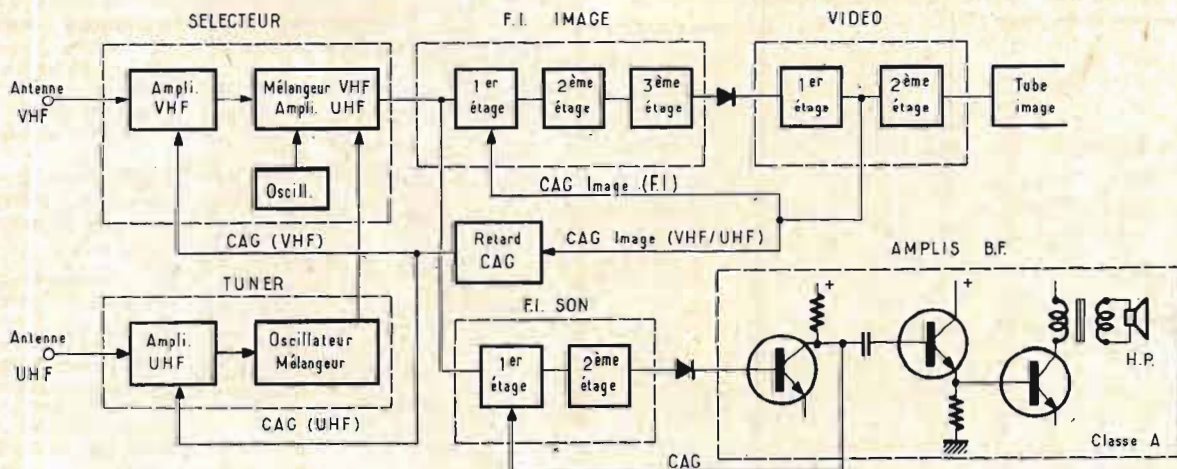


Fig. 15. - Schéma synoptique de la partie amplification d'un téléviseur noir et blanc.

Il faut pourtant remarquer que les transistors PNP pour la FI ne manquent pas sur le marché.

Sachant maintenant comment faire varier le gain, il s'agit maintenant de savoir où et comment on obtient la tension de polarisation variable entraînant l'augmentation de I_c .

DEUX CATÉGORIES DE CAG

Sur les téléviseurs du standard français il existe 2 procédés pour obtenir la tension de commande de CAG.

La méthode la plus élémentaire est appelée **CAG simple** ou **CAG à intégration**. Elle consiste à utiliser simplement la tension recueillie à la détection (fig. 13). Ce procédé n'est pas rationnel. On sait que l'amplitude d'un signal de télévision varie en fonction de la luminosité de l'image (image claire = grande amplitude ; image très foncée = faible amplitude). Il est donc difficile de juger d'après le signal image si il y a nécessité d'un surcroît d'amplification. Dans le CAG simple, une image claire fait donc diminuer le gain, même si le signal HF est relativement faible.

CAG INDÉPENDANT DU CONTENU DE L'IMAGE

C'est pour éviter cet inconvénient, qu'on a été amené à imaginer un autre procédé appelé **CAG indépendant du contenu de l'image** ou **CAG à sélection du niveau du noir**. L'idéal est de ne pas tenir compte de l'image elle-même, mais seulement de l'amplitude des impulsions de synchronisation.

Le principe du circuit est le suivant : un étage est bloqué lors du passage du signal de luminance, et débloqué pendant le passage des impulsions de synchronisation.

Seules ces dernières passent donc à travers l'étage et

leur amplitude donne une indication valable sur le signal reçu par l'antenne.

Pratiquement cet étage reçoit sur sa base le signal vidéo complet (fig. 14). Son collecteur n'est pas alimenté par une tension continue, mais seulement par des impulsions provenant du transformateur de balayage ligne. Ces impulsions, qui n'apparaissent qu'au moment des signaux de synchronisation, alimentent l'étage, et on recueille aussi des « tops » dont l'amplitude est bien fonction de celle du signal reçu à l'antenne. Ils sont ensuite intégrés pour servir à polariser plus ou moins les étages sous contrôle du CAG.

ETAGES COMMANDÉS PAR LE CAG

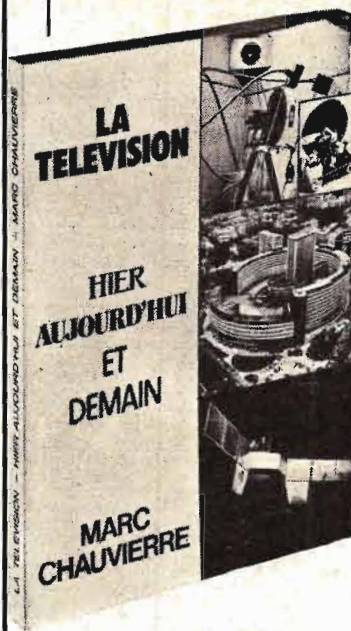
Dans le tuner UHF et le sélecteur VHF, c'est le premier transistor qui se trouve tout à fait à l'entrée qui est commandé par le CAG.

Dans les amplificateurs FI, aussi bien dans celui de la chaîne image que dans celui de la chaîne son, c'est aussi le transistor d'entrée qui est commandé. Les amplis FI image et son ont chacun leur propre circuit CAG. Celui de la chaîne son est tout à fait semblable à celui des récepteurs radio (fig. 6).

En ce qui concerne l'application du CAG sur les tuners, il est conseillé de ne faire agir le système qu'à partir d'une certaine valeur de tension reçue à l'antenne. Le CAG n'agit pas pour des tensions faibles inférieures à 5 millivolts. C'est une diode qui est alors utilisée pour cela, la tension du CAG n'agit qu'au-delà d'un certain seuil défini par la polarisation de cette diode. Ce retard peut également être réalisé avec un transistor. Le schéma synoptique de la figure 15 résume les circuits CAG dans un récepteur noir et blanc actuel.

J. PATTE

VIENT DE PARAÎTRE



LA TÉLÉVISION HIER, AUJOURD'HUI ET DEMAIN

par
Marc CHAUVIERRE

Ce livre s'adresse à tous ceux qui, aimant la télévision, souhaiteraient connaître ses débuts il y a plus d'un siècle, comment elle est arrivée au stade actuel et ce qu'elle sera en l'an 2000. Non pas avec les fantaisies de la science fiction, mais d'après les résultats déjà obtenus dans le secret des laboratoires.

Enfin, le texte est abondamment illustré de très nombreuses photos et dessins.

Un volume de 128 Pages - Format 15 x 21 - Prix 42 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.

WORLD RADIO TV HANDBOOK 76 ÉDITION DU 30e ANNIVERSAIRE

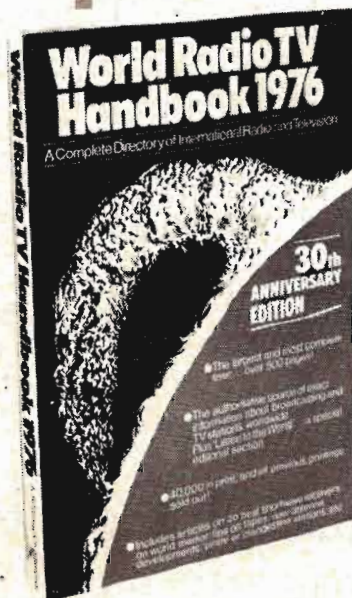
Un dictionnaire complet de la Radio et de la Télévision Internationale.

Toujours le plus important et le plus complet... plus de 500 pages.

La source officielle d'une information exacte sur les stations mondiales de radio et de télévision. Plus « Listen to the world »... un éditorial spécial.

40 000 exemplaires parus et toutes les impressions prévues (ou programmées) vendues !

Des articles traitant des 20 meilleurs récepteurs d'ondes courtes sur le marché mondial ; étalement des gammes d'ondes ; développement de nouvelles antennes ; stations pirates et clandestines etc. Un volume ft 15 x 21 - 500 pages - Prix : 48 F



VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75019 PARIS
TÉL. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

Qu'est-ce que le — DECIBEL ?

(Suite voir N° 1548)

4. LE DÉCIBEL ET LES BRUITS... TÉLÉPHONIQUES

4.1. Principales conventions

Le tableau III réunit les principales définitions des décibels en relation avec les mesures de bruit sur les lignes à fréquences audibles. Il faut le lire en consultant le tableau IV qui rappelle ce qu'est une « pondération » de tel ou tel genre.

La plus répandue, en France, est la **pondération psophométrique** (du grec ψ ou φ os : bruit) laquelle introduit un facteur m_f , fonction de la fréquence, dont l'évolution suit, approximativement, la courbe de sensibilité d'une oreille moyenne (les « poids » indiqués mettent en valeur les fréquences qu'il faut percevoir pour que l'audition d'un texte soit intelligible).

Grâce à cette « **correction** », on obtient des grandeurs plus proches des valeurs sensorielles : d'abord, la **tension psophométrique** V_p :

$$V_{\text{psophométrique}} = \frac{\sqrt{\sum (V_f \cdot m_f)^2}}{m_{800}}$$

avec :

$$\sum (V_f \cdot m_f)^2 = (V_1 \cdot m_{f1})^2 + (V_2 \cdot m_{f2})^2 + \dots + (V_n \cdot m_{fn})^2$$

où :

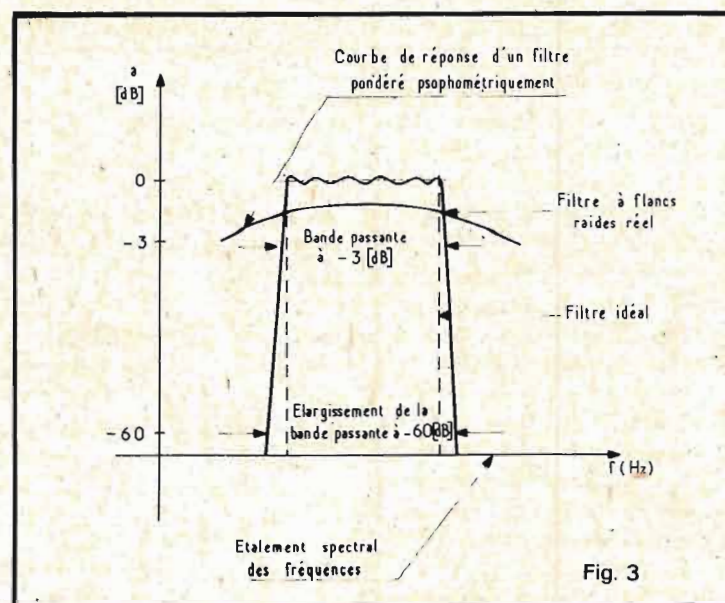
— V_f représente la tension efficace de la composante ayant la fréquence f du signal audible injecté, tandis que m_f symbolise le « poids statistique » correspondant à cette composante dans un message sonore type (étalon de locution).

— m_{800} est le poids psophométrique à 800 [Hz] réalisant la meilleure perception audi-

ble dans le spectre vocal (ou « tessiture »).

Il faut bien se souvenir que :

— La tension psophométrique s'exprime en mV pondérés : $\text{dBm (psoph)} = 20 \log V - 57,78$. Le bruit appliqué à un filtre psophométrique est atténué de 2,5 dB, comparativement à un filtre idéal à flancs raides (fig. 3).



Ensuite, il nous faut rappeler la puissance psophométrique (8), telle que :

$$P_{\text{psophométrique}} = \frac{(V_{\text{psoph}})^2}{600_{[f\Omega]}}$$

où : $600_{[f\Omega]}$ est l'impédance caractéristique d'une ligne téléphonique (dans la gamme des fréquences audibles, pratiquement).

4.2. Le dBm

Il se définit comme le rapport d'une puissance P , débitée sur une résistance de 600 [Ω], et d'une puissance de référence de 1 [mW] (tableau II). La tension correspondante V_m est de 0,775 [V]. Si les impédances de charge sont différentes de 600 ohms, il est indispensable d'appli-

(8) En valeurs métrologiques absolues :

1 [pW] = 10^{-12} [W]
Il vaut -90 [dBm] (voir § 4.2.) d'où :
 $10 \log X$ [pW]
= X [dBm] - 90 [dBm]
 pW_p (picowatt pondéré psophométriquement) : bruit mesuré en pW au travers d'un filtre psophométrique. Entre 300 et 3400 Hz, à niveau constant : $pW_p = 0,56$ pW.

**TABLEAU III - Définition des « unités »
décibelmétriques de bruit**

Le décibel [dB], valant un dixième de bel [B] est défini :
- en puissance par rapport à une référence de [W] :

$$n_p = 10 \log \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}_{[W]}]$$

- en tension par rapport à une référence de 1 [V] :

$$n_v = 20 \log \frac{U_1}{U_2} [\text{dB}_{[V]}]$$

- en intensité par rapport à une référence de 1 [A] :

$$n_i = 20 \log \frac{I_1}{I_2} [\text{dB}_{[A]}]$$

étant rappelé que ces rapports sont calculés sur la même résistance R.

De nombreuses variantes sont connues. Citons, ici, les plus répandues (selon Lenkurt « Demodulator ») :

Le dBk est ramené au kilowatt.

Ce sont deux unités propres aux conditions d'émission. Le dBRAIP indique une valeur située au-dessus de la puissance acoustique (dBRAIPA) qui se trouve fixée à 10^{-16} watt ou 10 000 pW.

Le dB_{mV} est lié au millivolt.

On applique aussi le décibel aux mesures du volume (vu) sonore :

0 « vu » (1 mW/600 Ω, avec les fréquences combinées de toute la gamme 35 à 10 000 Hz).

dB_{rn} (avec abréviation dB_{RN}) : dB au-dessus du niveau de référence du bruit. La pondération doit être indiquée entre parenthèses afin d'éviter toute confusion.

dBa (dB_{rn} ajusté) : puissance de bruit en unités logarithmiques passant dans un circuit pondéré et référencée à 3,16 pW (- 85 dB_m), ou 0 dBa.

dBa/F1A : bruit en dBa sur une ligne pondérée F1A (Western Electric) 1 mW à 1 kHz (normalement lu + 85 dBa) mais entre 300 et 3 400 Hz, à cause de la pondération F1A en fréquence, on ne lit plus que + 82 dBa.

dB_m : 1 mW/600 Ω, d.d.p. 0,775 volt.

dB_{mp} : (dB_m pondéré psophométriquement) :

$$\text{dB}_{mp} = 10 \log pW_p - 90 = \text{dBa} - 84 = \text{dBm} - 2,5$$

(pour une réponse plate étalée entre 300 et 3 400 Hz).

dB_r : dB relatifs à un niveau de transmission nul.

dB_x : exprime la valeur du couplage et de l'intermodulation entre les réseaux.

néper : unité logarithmique népérienne. 1 dB = 0,115 néper. On l'applique plus volontiers aux tensions, les puissances étant traduites en dB.

suffixe 0 : Une mesure de bruit de 20 dBa pointée à un endroit de référence où le niveau de transmission est - 4 dB s'exprime par : + 24 dBa0 (7).

Une tonale de + 36 dB_m prise à un point de niveau de transmission égal à 19 dB devient équivalente = + 17 dB_m0. A un point - 10 dB, un signal de 13 dB_m0 est équivalent à + 3 dB_m.

(7) point de niveau zéro - (PNZ) - Point de référence auquel l'on rapporte les autres niveaux (0dBr) Mesure relative - On emploie souvent dBa0, dBm0. N.B. : Des réglets facilitent ce genre de conversions et, grâce à une échelle de rapports de résistance de charge et de résistance de source, permettent les estimations de tensions et de puissances même en cas de désadaptation.

TABLEAU IV - Types de pondération

F 1 A - Pondération imposée par une mallette de maintenance Western Electric constituée d'un émetteur F₁ et d'un récepteur HA1. Cet ensemble permet les mesures d'interférences et d'intermodulations en combinant des voies de **travail** et des voies de **repos** (vocabulaire télégraphique). Le niveau de référence est - 85 dB_m ou $10^{-11,5}$ watt. La fréquence choisie est 1 kHz.

1 4 4 - Chaque bruit, chaque tonalité, superposée à une conversation téléphonique déclenche un processus interférentiel. En partant de - 90 dB_m à 1 000 Hz, on détecte les perturbations créées par de mauvaises conditions (l'optimum se

situant à 1 kHz) et on chiffre, en nombres positifs, les changements en dB au-dessus du niveau de bruit de référence (dB_{rn}).

mes. C - Pondération mise en relief par la Bell System Laboratory : - 90 dB_m. On lit message -C (convention).

psophométrie - (de ψοφος, bruit). Recommandation CCIF (1951). La fréquence préconisée est 800 Hz. Il n'y a aucun impératif de référence. Le suffixe p ajouté aux unités métrologiques présentées dans cet article traduit leur relation avec une valeur absolue dB_m ou pW.

quer une formule corrective :

$$dB^*_{\text{(corrigés)}} = dB_{\text{(indiqués)}}$$

$$+ 10 \log \frac{600 \Omega}{\text{impédance } \Omega}$$

ainsi :

$$+ 6 \text{ dB lus sur } 500 \Omega$$

correspondent à :

$$dB^* = 6 + 10 \log \frac{600}{500}$$

$$= 6 + 10 \log 1,2 = 6 + 0,792$$

$$dB^* = 6,792 \text{ dB, ce qui}$$

n'est plus négligeable

5. ENCORE DU DÉCIBEL UTILE

5.1. Perte dans un câble coaxial

Lorsqu'il faut transmettre de la puissance haute fréquence, par exemple d'un émetteur vers une antenne, on utilise généralement un câble coaxial. Des pertes de puissance s'y manifestent, de telle sorte que la puissance p que l'on recueille au bout de L mètres de câble est inférieure à la puissance P qu'on a envoyée dans le câble à son origine.

Ce rapport de puissances p/P (inférieur à l'unité) peut se traduire en décibels (nombre négatif).

Supposons qu'on ait injecté une puissance $P = 50$ [mW] dans le câble et que l'on recueille une puissance émergente $p = 31,6$ [mW], le rapport p/P est 0,632 (dont le logarithme est $-0,2$), on dira qu'il y a -2 [dB] de pertes dans le câble.

Le plus souvent, on ne mesure pas la puissance elle-même mais la tension à l'entrée et à la sortie du câble. Or le câble est conçu de telle sorte que, si on charge sa sortie par une résistance R_0 adéquate (dite résistance caractéristique, ou impédance caractéristique) il « présente à son entrée » une résistance de même valeur R_0 .

Donc, si l'on applique une tension e à son entrée (correspondant à une puissance d'entrée $P = e^2/R_0$) on repèrera une tension de sortie :

$$e' = k e \quad (k < 1)$$

c'est-à-dire une puissance :

$$p = (e'^2/R_0) = [(ke)^2/R_0]$$

$$= (k^2 e^2/R_0) = (k^2 P)$$

Le rapport des puissances p/P est donc k^2 . En prenant son logarithme, on trouvera :

$$\log(k^2) = 2 \log(k)$$

et, pour passer aux décibels, on multipliera par 10, soit :

$$10 \log(k^2) = 20 \log(k)$$

Avec, à l'entrée, une tension de 1 V et, à la sortie, une tension de 0,2 V. On constate que $k = 0,2$, ou encore, puisque $\log(0,2) = -0,7$, une perte de : $20 \times \log(0,2) = -14$ [dB] sera produite.

On montre que si la longueur du câble varie, en supposant ce câble homogène, la perte en [dB] est proportionnelle à la longueur. Le câble qui avait 14 [dB] de pertes pour 200 m, provoquera sur 600 m (3×200 m) une perte de $3 \times 14 = 42$ [dB].

5.2. Pertes de propagation

L'atténuation a_c de cheminement des ondes radio-électriques se propageant dans l'espace libre, entre deux antennes dipôles demi-longueur d'onde, est donnée par :

$$a_c = 18 + 20 \log \frac{D}{\lambda} \text{ [dB]}$$

D est la distance séparant les deux aériens et λ la longueur d'onde, exprimée dans la même unité.

L'affaiblissement de transfert d'énergie a_t (toujours dans l'espace libre) entre deux antennes isotropiques (dont les propriétés physiques sont rigoureusement les mêmes pour tous points homologues de l'espace) est :

$$a_t = 22 + 20 \log \frac{D}{\lambda} \text{ [dB]}$$

Une antenne directive à large angle d'ouverture, comparée à un aérien isotropique, possède un gain G qui vaut :

$$G = 10 \log \left(\frac{4 \pi S}{\lambda^2} \right) \text{ [dB]}$$

où S est la surface effective de l'élément radiant, de l'ordre de 60 % de l'aire réelle offerte à l'irradiation, donc avec une réduction de 40 % imputable à la non-uniformité de l'illumination par le distributeur d'énergie de la tête hyperfréquences.

L'atténuation a_a entre des aériens identiques à grande ouverture σ est égale à :

$$a_a = 20 \log \left(\frac{\lambda \cdot D}{S} \right) \text{ [dB]}$$

D est la distance séparant les antennes, prise supérieure à la portée théorique de Rayleigh ($d = \sigma^2/2 \lambda$), où σ est l'ouverture angulaire de l'aérien ; λ et S conservent leurs significations remémorées ci-dessus.

5.3. Problème de l'amplification

Un amplificateur est un élément actif destiné à accroître la puissance d'un signal.

On distingue différents types d'amplificateurs :

— amplificateurs à courant continu (de gain G_{\max} pour $f = 0$) ;

— amplificateurs basse fréquence (300 à 3 400 Hz pour le téléphone, 20 à 20 000 Hz pour la reproduction sonore à haute fidélité) ;

— amplificateurs vidéo (20 Hz à 10 MHz pour la télévision) ;

— amplificateurs « haute fréquence » destinés à amplifier un signal de radio par exemple (accordés sur la fréquence à recevoir) ;

— amplificateurs sélectifs ; etc.

Les éléments actifs permettent d'obtenir un gain en puissance, ce qui n'est pas vrai d'éléments statiques comme le transformateur, qui néanmoins présentent un gain en tension (transformateur élévateur).

Dans un amplificateur, on attaque l'entrée avec une tension e , on recueille à la sortie une tension S . Si l'on appliquait à la même résistance R la tension e puis la tension S , le rapport S/e étant A , il y aurait une puissance A^2 fois plus grande, dans la résistance, avec la tension S qu'avec la tension e . Par convention, on dira que le gain en tension de l'amplificateur s'exprime en décibels par :

$$G = 10 \times \log(A^2) = 20 \times \log(A)$$

Si la tension de sortie est 5000 fois celle d'entrée ($A = 5000$), comme $\log(5000) = 3,7$, on dira que le gain en tension de l'amplificateur est de :

$$G_v = 20 \times 3,7 = 74 \text{ dB}$$

Il importe de se rappeler, chaque fois que l'on emploie la notation en décibels pour indiquer le gain en tension d'un amplificateur, que l'on a opté pour cette convention. Quand on énonce : le gain en tension de cet amplificateur est... de n décibels, on résume la phrase ci-après :

« Le gain en tension de cet amplificateur est tel que, entre la puissance délivrée dans une résistance par la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur et la puissance délivrée dans la même résistance par une tension égale à la tension de sortie de l'amplificateur, il y a un écart de n décibels. »

Nous avons de la sorte mis en évidence :

— Un gain en tension (ici alternative), rapport de la tension de sortie à la tension à l'entrée de l'amplificateur :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e}$$

soit, en décibels :

$$(G_v)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{V_s}{V_e}$$

— Un gain en puissance (alternative), rapport de la puissance de sortie à la puissance à l'entrée de l'amplificateur :



ÉLECTRICITÉ et ACOUSTIQUE

Pour électroniciens amateurs
par M. COR

Voici enfin un ouvrage qui traite d'une manière très détaillée de tout ce qu'il faut savoir sur l'électricité et l'acoustique. Il est écrit spécialement pour les électroniciens amateurs.

Ceux-ci ont, en effet, absolument besoin de posséder des notions suffisantes sur ces deux parties de la Physique Générale pour aborder l'étude des circuits électroniques qui sont également des circuits électriques dans leur grande majorité. Il en est de même pour l'étude de la basse fréquence qu'on ne peut aborder sans connaître l'acoustique.

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS

Electricité : Grandeurs électriques. Composants : Résistances. Bobines. Capacités. Sources d'énergie. Redresseurs de courant alternatif. Courant continu. Impédance. Résonance. Grandeurs magnétiques.

Acoustique : Notions élémentaires. Oreille. Logarithmes et décibels. Instruments de musique. Propagation des sons. Transducteurs électro-acoustiques. Quelques notions d'électronique.

UN VOLUME DE 304 PAGES, FORMAT 150 x 210 mm. PRIX : 39 F. EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO - TÉL. : 878-09-94/95 - 43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS.

VIENT DE PARAÎTRE
LE N° 1 DE

TRIO

Le nouveau journal
des Pieds Nickelés
et de Bibi Fricotin

UN MENSUEL
pour les JEUNES et
les MOINS JEUNES

Des rubriques sur les animaux, la philatélie, le sport, l'humour, le modélisme. Des jeux, un test, un poster en couleur, des cartes postales de vedettes de la chanson et un concours permanent.

16 BANDES DESSINÉES
COMPLÈTES DONT

JOHN PARADE

PATROUILLEUR DE L'ESPACE
Prix HAGA du meilleur dessin de
science-fiction et meilleur scénario



TRIO - 104 PAGES
4 F SEULEMENT

$$G_p = \frac{P_s}{P_e}$$

soit, en décibels :

$$(G_p)_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e}$$

Si l'impédance de sortie Z_s est égale à l'impédance d'entrée Z_e , on a, évidemment :

$$(G_p)_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e} \\ = 10 \log_{10} \frac{V_s^2}{V_e^2} \\ = 20 \log_{10} \frac{V_s}{V_e} = (G_v)_{dB}$$

Le facteur de mérite d'un amplificateur se traduit par le produit gain x bande passante.

Un amplificateur est d'autant plus difficile à réaliser que son produit $G \times B$ est grand. L'obtention de facteurs de mérite élevés (produit $G \times B$ maximum que l'on peut obtenir avec un seul étage d'amplification) est un des buts que se fixent les constructeurs d'éléments amplificateurs.

Dans cette définition, la bande passante B est celle dans laquelle le gain reste compris entre certaines limites. Très souvent, on définit la « bande passante à 3 dB » qui est la bande de fréquence dans laquelle le gain en puissance demeure supérieur à la moitié du gain maximum (variation de moins de 3 dB).

Il est possible d'écrire la bande passante B sous la forme d'un rapport entre la fréquence initiale acceptée f_0 et la fréquence de coupure f_c :

$$n_f = 20 \log \frac{f_c}{f_0}$$

La tension quadratique de bruit, surtout due aux résistances et aux fluctuations des électrons est liée à la bande passante et se répercute ainsi dans le rapport signal utile aux perturbations.

L'expérience prouve qu'il y a maintes fois écart entre le gain apparent et le gain réel. En effet, la définition ci-dessus, donnant comme valeur

du gain en tension $20 \log (A)$ peut cacher la vraie valeur du gain en puissance.

Soit un amplificateur attaqué par un pick-up (phonocapteur) piézo-électrique, procurant une tension de 1 [V]. La tension de sortie de l'amplificateur (0,5 V) attaque une bobine mobile de haut-parleur dont la résistance est 2Ω . Le gain en tension de l'amplificateur vaut : $0,5/1 = 1/2$, ce qui correspond, par suite de la définition exprimée plus haut, à :

$$20 \log (1/2) = -6 \text{ [dB]}$$

On en déduit que l'amplificateur a un gain négatif. Or, il fournit à la sortie une puissance de $1/2 (0,5)^2 = 0,125 \text{ [W]}$ et, si sa résistance d'entrée est de $1 \text{ [M}\Omega]$, il consomme à la source d'entrée (pick-up) une puissance de $1/10^6 = 10^{-6} \text{ [W]}$. La puissance délivrée à la sortie est donc 125 000 fois plus grande que celle que l'amplificateur consomme à l'entrée, ce rapport de 125 000 en puissance correspondant à $10 \times \log (125 000)$ soit 51 [dB]. L'amplificateur est indispensable, car on ne pourrait pas brancher directement le pick-up sur la bobine mobile du haut-parleur : en raison de la résistance interne (très grande) du pick-up considéré comme source de tension on n'obtiendrait plus qu'une tension minuscule et une puissance presque nulle.

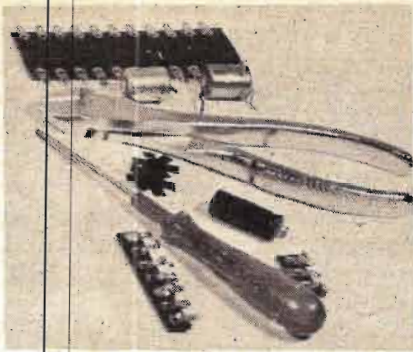
CONCLUSION

Le décibel semble devoir s'imposer quand des comparaisons sont nécessaires par rapport à une référence (de puissance, de tension, d'intensité, de pression acoustique, etc.).

A ce titre, il a droit au respect des techniciens et ceux-ci ne se privent pas de le mettre à « toutes les sauces ».

Cet article, de mise au point, aura fait justice de ses détracteurs.

Alors donc « longue vie au débé ».



ABC de L'ELECTRONIQUE

DETECTEURS de fumées et de gaz

LES fumées et les gaz, s'ils se dégagent dans des endroits qui ne leur sont pas réservés, peuvent provoquer des accidents.

La présence de ces substances, peut aussi servir d'avertissement et leur détection permettrait d'éviter des catastrophes.

Il est donc indispensable de prévoir partout où un risque de dégagement de fumée et de gaz existe, un moyen de détection qui ne fera pas double emploi avec celui des surveillants humains, car dans beaucoup de cas, il y a des endroits où aucune surveillance humaine ne peut s'exercer, surtout en permanence.

Les détecteurs de ce genre peuvent trouver des applications aussi bien dans des usines, laboratoires, dépôts de marchandises et autres lieux publics, que dans des immeubles et même des appartements.

Leur emploi est possible aux particuliers, à condition que l'appareil détecteur soit simple, peu encombrant, peu

coûteux et ne nécessitant aucun entretien délicat.

De plus, un appareil de ce genre doit consommer peu d'énergie, car il faut évidemment qu'il soit alimenté en permanence, aussi bien pendant la présence sur les lieux des résidents, que pendant leur absence.

L'emploi des montages électroniques à semi-conducteurs s'impose pour satisfaire le plus possible aux conditions énoncées plus haut.

PROCÉDÉS DE DÉTECTION DE FUMÉES ET DE GAZ

L'électronique, alliée à d'autres sciences ou techniques, offre divers procédés de détection de fumées et des gaz. Parmi ceux-ci, citons les suivants :

a) opto-électroniques en se basant sur une variation de

lumière, détectée par une cellule due à la présence des fumées ou des gaz, si ces derniers présentent une différence de couleur, par exemple, par rapport à celle du milieu ambiant normal ;

b) thermique, notamment pour les fumées. Celles-ci sont le plus souvent causées par les débuts d'incendies qui provoquent une élévation de chaleur ;

c) par chambres d'ionisation ;

d) par capteurs semi-conducteurs.

Dans le présent article on décrira des appareils détecteurs basés sur l'emploi des deux derniers procédés.

Ces appareils ont été étudiés et mis au point dans les laboratoires de Motorola. Notre description est basée sur la note d'application AN 735 dont l'auteur est Al Pshaenich, ingénieur d'application de cette société.

Il sera décrit plusieurs appareils de complication croissante, mais aucun ne semble devoir présenter une

difficulté majeure pour leur essai par des expérimentateurs « avertis ».

En premier lieu, on analysera trois montages à capteur (ou « senseur ») à semi-conducteurs. Le capteur est le TGS (Taguchi-Gas-Sensor) inventé par Taguchi et ensuite on décrira deux appareils à chambre d'ionisation.

Dans tous les appareils, l'avertissement sera sonore, utilisant une sirène de la marque Delta (U.S.A.).

Le capteur TGS :

Voici quelques indications sur la constitution et le fonctionnement du TGS. /

Il s'agit d'un semi-conducteur du type N en bioxyde d'étain, enchassé dans un filament de métal noble, servant d'électrode. Le symbole schématique du TGS est visible sur les schémas.

Le fonctionnement de ce capteur est basé sur la réaction **adsorptive** et **désorptive** des gaz à la surface du dispositif. Ne pas confondre **adsorber** avec **absorber**.

On a utilisé le filament pour obtenir une élévation de la température du capteur jusqu'à une valeur fixe qui stabilise l'opération.

Lorsqu'un gaz comme l'hydrogène, l'oxyde de carbone ou d'autres gaz sont présents dans l'air, ils sont adsorbés par la surface du semi-conducteur et, de ce fait, augmentent la conductivité du dispositif.

Ce changement de conductivité peut être mesuré en montant le TGS en série avec une résistance de charge et en appliquant au dispositif, une tension d'entrée continue ou alternative.

En présence du gaz, la résistance du TGS diminue, et de ce fait, la tension sur la charge augmente.

La variation de tension est suffisamment importante pour commander le montage électronique qui agira sur l'avertisseur sonore.

Il existe des TGS pour diverses applications : par exemple pour l'oxyde de carbone (Co) et pour la fumée. Ils peuvent aussi détecter divers hydrocarbures : butane, propane, isobutane, éthane, méthane et également hydrogène, benzène, hexane, éthanol.

Ce « sebseur » nécessite un certain temps pour parvenir à un état stable. Selon les modèles, la période de stabilisation peut être comprise entre 1,5 et 5 mn.

Le non emploi du dispositif peut toutefois donner lieu à un faux avertissement tant que le délai de stabilisation n'a pas été atteint. Un circuit retardateur peut être incorporé dans l'appareil pour éviter les fausses alarmes.

DÉTECTEURS DE GAZ ET FUMÉE SIMPLÉS À TGS

A la figure 1, on donne le schéma du premier appareil proposé, le plus simple. Il utilise à la sortie, un SCR, MCR 106-3, deux diodes, un TGS type 308 et un avertisseur sonore pour 24 V alternatif, Delta type 16003168.

L'appareil fonctionne sur alternatif avec un transformateur à secondaires S_1 de 30 V et S_2 de 1,2 V.

S_2 alimente le filament du TGS. La résistance R_1 de 1 k Ω est traversée par le courant variable produit par le TGS.

La tension obtenue, dosée par le curseur du potentiomètre, est appliquée à D_1 qui la redresse. La tension continue apparaît sur C_1 et est réduite par R_2 et R_3 . Finalement, elle est appliquée à la gachette de Q_1 .

D'autre part, la tension alternative de 30 V, de S_2 est redressée par D_2 . Cette tension alimente l'anode de Q_1 à travers l'avertisseur H.

Lorsque Q_1 est amorcé, un courant traverse H et le bruit avertisseur est obtenu.

Avec R_1 on réglera l'amorçage du SCR. En l'absence de gaz, la tension alternative de sortie, aux bornes de R_1 est de 3 V approximativement. Lorsque le capteur détecte le gaz ou la fumée, la tension de sortie augmente et la résistance du TGS diminue d'une valeur proportionnelle à la concentration du gaz, par exemple 20 V efficaces en cas de forte concentration.

Après redressement, le signal filtré amorce le SCR et la tension aux bornes de l'avertisseur H est de 21 V efficaces.

Le SCR reste amorcé tant que la gachette est polarisée. Lorsque le gaz ou la fumée disparaissent, Q_1 est commuté au blocage, le courant de commande étant alors réduit à zéro.

La diode D_2 empêche la production d'un courant de fuite excessif, lorsque l'anode est négative et la gachette positive.

Indiquons aussi les détails pratiques suivants : le SCR du type MCR 106-3 ne nécessite pas de radiateur de dissipation de chaleur si la tension de l'avertisseur est de 24 V, efficaces sous 475 mA.

Ce SCR, de 4 A, peut supporter une température ambiante de 55 °C, lorsqu'il est utilisé avec un courant moyen de 0,5 A et un angle de conduction de 180 °.

Voici toutefois les inconvénients de l'appareil de la figure 1 :

- 1) Pas de retard pouvant empêcher un faux avertissement lorsque l'alimentation est branchée ;
- 2) Transformateur spécial avec enroulement de 1,2 V ;
- 3) Malgré le fonctionnement en demi-onde de l'avertisseur, le niveau de son est réduit.

A la figure 2 on trouvera le schéma du second appareil utilisant à la place du thyristor, un transistor et un triac.

Le fonctionnement est analogue au précédent.

Dans ce deuxième montage, l'avertisseur sonore donne un son dont le niveau est de l'ordre de 85 à 90 dB à

3 mètres de distance, grâce à une commande en pleine onde.

Le transistor fournit le courant de gachette du triac, 20 mA, dans les quadrants II et III à -40 °C.

On utilisera un transformateur donnant 500 mA sous 1,2 V et 24 V pour le reste du montage.

DÉTECTEURS DE GAZ ET FUMÉE À CIRCUITS LOGIQUES

Le montage de la figure 3 utilise un détecteur TGS 308, des diodes zener, des opérateurs NAND, NOR et inverseurs, un triac et un avertisseur sonore Delta.

L'alimentation se fait à partir du secteur par un transformateur TA à secondaires S_1 de 24 V et S_2 de 1,2 V.

Dans ce montage on a utilisé le circuit intégré à six opérateurs dont quatre inverseurs (triangles 1, 4, 5 et 6) un NOR (triangle curviligne 2) et un NAND (3), tous à l'intérieur du CI type MC 14572. Tous les opérateurs inverseurs ont une entrée tandis que les NAND et NOR (respectivement NON ET et NON OU) sont à deux entrées.

Toutes les fonctions du détecteur gaz/fumée sont remplies par ce montage : temporisation, multivibrateur astable commandé, amplificateurs tampon, ou séparateurs (buffer).

Le triac 2N6070 B fonctionne avec une porte com-

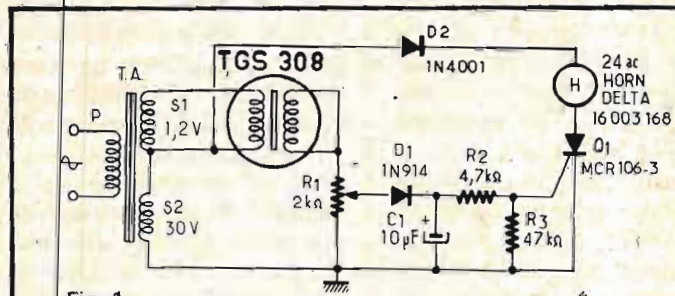


Fig. 1

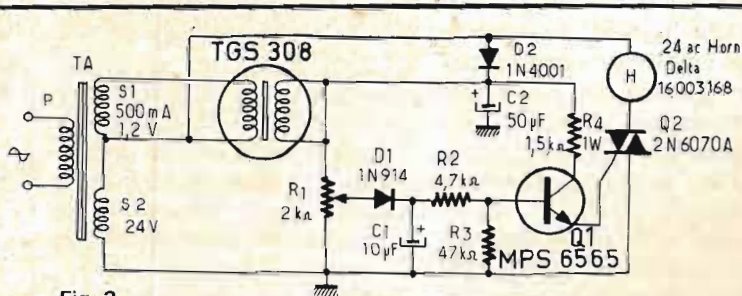


Fig. 2

mandée par un courant de -15 mA (dans les quadrants II et III) en vue d'obtenir le maximum de sensibilité aux températures faibles.

Ce courant est obtenu à l'aide d'étages de commande (drivers) fonctionnant avec une alimentation négative $V_{DD} = 0$ et $V_{SS} = -15$ V.

Il est facile de voir que cette tension négative V_{SS} , par rapport à la ligne de masse V_{DD} , est obtenue à partir de la tension alternative de 24 V du secondaire S_1 . Le redressement est effectué par D_3 et le continu est aux bornes de C_2 .

Après filtrage et régulation, on dispose de -15 V, à appliquer au point -15 V du circuit intégré MC 14572 à six opérateurs.

La limitation de courant de l'alimentation de -15 V est assurée par R_6 de 270 Ω . Cette limitation est nécessaire pour éviter un courant excessif lorsque les opérateurs 1, 3 et 4 fonctionnent dans leurs régions linéaires.

Les opérateurs 5 et 6 peuvent consommer 15 mA ensemble.

D'autre part, comme dans les montages décrits précédemment, le filament du capteur TGS 308 est alimenté sous 1,2 V 500 mA. Le signal alternatif de sortie est redressé par D_1 , filtré et stabilisé par C_1 , D_1 . Le signal continu est dosé par R_3 de 100 k Ω . C'est le réglage de sensibilité de l'appareil.

S'il n'y a pas de gaz ou fumée, la tension de sortie du détecteur est approximativement zéro volt, ce qui constituera le **niveau haut** et lorsqu'il y a un gaz ou fumée, la tension de sortie sera négative, constituant le **niveau bas**.

Cette tension sera suffisante pour actionner l'élément 2 (NOR) du circuit MC 14572 et la diode D_2 .

Durant la période de stabilisation, le condensateur de temporisation C_4 sera au niveau bas (au dessous du seuil de sensibilité de l'opérateur 2). L'effet pour cet opérateur NOR, sera que ses deux

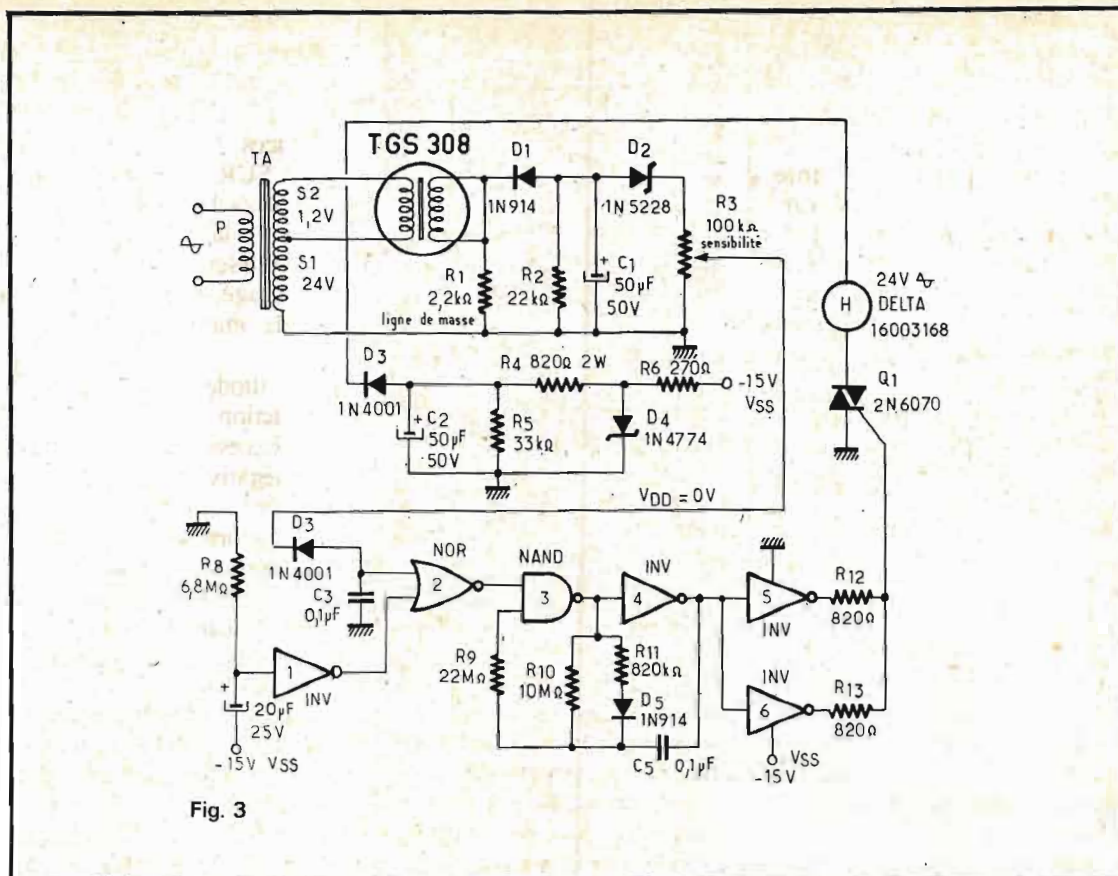


Fig. 3

entrées seront au niveau bas, d'une manière indépendante de l'état de l'entrée du détecteur, ce qui évitera une fausse alarme.

Lorsque C_4 est chargé, la sortie du TGS commande l'état de la sortie de l'opérateur 2.

Les opérateurs 3 et 4 avec leurs composants associés, R_9 , R_{10} , C_5 et D_5 constituent un multivibrateur astable: la sortie de l'opérateur 3 étant reliée à l'entrée de l'opérateur 4 et la sortie de ce dernier étant reliée par C_5 de R_9 à l'une des entrées du NAND 3, l'autre entrée étant reliée à la sortie du NOR 2.

La charge et la décharge ont des durées inégales en raison de la présence de la diode D_5 . De ce fait, le signal de sortie sera asymétrique.

Ce signal est inversé par les inverseurs 5 et 6 qui servent de commande du triac. Il permet l'amorçage du triac et la mise en action de l'avertisseur.

Le signal répétitif de cet appareil se distingue par des sons de 2,5 secondes et des silences de 0,2 secondes.

DÉTECTEUR À CHAMBRE D'IONISATION

A la figure 4, on donne le schéma d'un détecteur de fumées à chambre d'ionisation, utilisant des transistors, des diodes et des circuits intégrés logiques. L'avertisseur sonore est un Delta type 16002933.

Lorsque le détecteur est en action, un courant passe par l'avertisseur et produit le son avertisseur.

Une chambre d'ionisation se compose essentiellement de deux électrodes. L'une est une enceinte métallique qui peut se confondre avec les parois de la chambre, l'autre étant le collecteur, isolé de l'autre électrode et est accessible de l'extérieur.

L'ionisation est produite par bombardement de l'air ambiant par un matériau radio-actif qui émet des particules alpha. Lorsqu'une tension existe entre les deux électrodes, les ions produisent un courant extrêmement faible

de l'ordre de 10 à 30 picoampères.

Si le produit gazeux à détecter entre dans la chambre d'ionisation, il y a réduction du courant de repos.

En montant la chambre d'ionisation en série avec une résistance R_1 très élevée (par exemple 300 000 M Ω), les deux éléments constituent un diviseur de tension.

Si le courant diminue en raison de l'entrée du gaz ou de la fumée dans la chambre d'ionisation, la tension sur R_1 diminue et cette variation peut être détectée à l'aide d'un comparateur.

Il est également possible de remplacer la résistance R_1 de valeur inhabituelle, par une deuxième chambre d'ionisation.

Dans le montage de la figure 4, le courant de repos est de 20 pA normalement. L'étage qui suit le diviseur de tension à très forte résistance constitué comme on vient de le mentionner, doit avoir de très faibles courants de fuite. On a choisi le type Motorola FET MOS, canal N, MF E 824, dont le courant

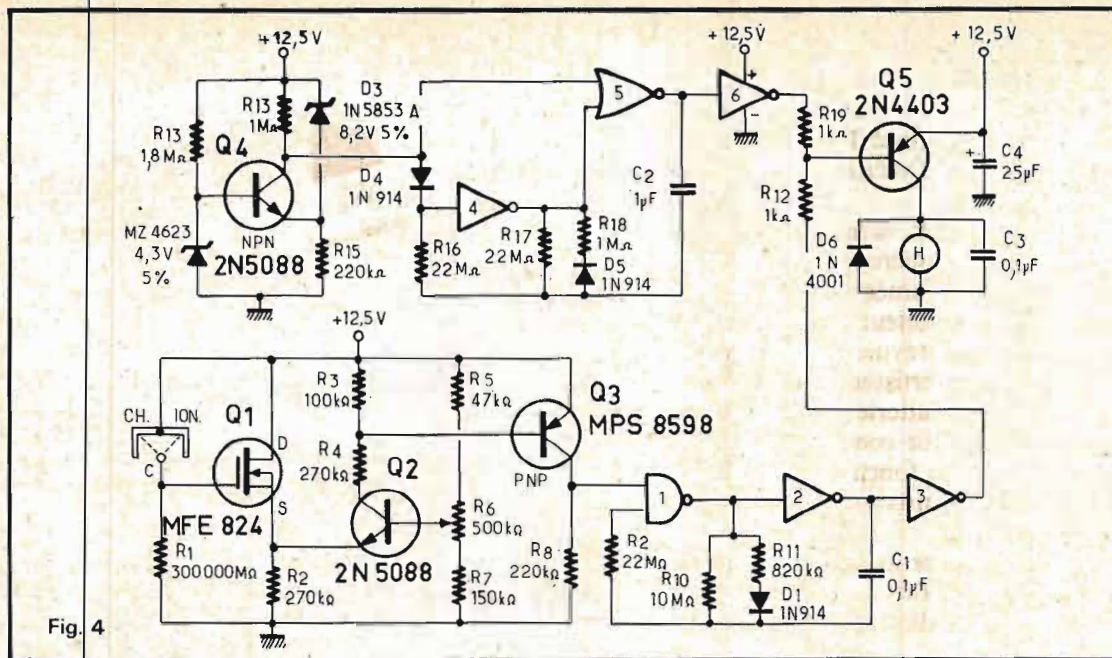


Fig. 4

inverse I_{GS} de grille est de 1 pA maximum. Un autre transistor, canal P, le MFE 823 a également un courant de fuite de 1 pA.

L'alimentation de l'ensemble est de 12 V. On pourra adopter un petit accumulateur de 750 mA/heure. Il fournira un courant de 85 μ A pendant un an environ.

Le montage de la figure 4 consomme au repos 75 μ A.

Voici une analyse du schéma. Le transistor Q_1 et le transistor Q_2 , un PNP bipolaire, constituent avec les éléments résistants, un amplificateur différentiel. Q_1 sert d'intermédiaire entre l'entrée à haute impédance sur la grille de Q_1 et l'entrée de Q_2 sur l'émetteur. Ce transistor sert de comparateur.

Il faut choisir R_1 de façon à ce que sa valeur soit approximativement égale à l'impédance de la chambre d'ionisation, lorsque celle-ci est « au repos », c'est-à-dire ne contenant pas la fumée à détecter.

La tension sur la grille de Q_1 est alors environ la moitié de la tension d'alimentation, c'est-à-dire + 6 V environ.

Un courant de source de FET s'établit alors à 30 μ A environ et la tension V_{GS} est de 2 V, ce qui porte la source S à une tension de 8 V.

Pour la sensibilité, on dispose de R_6 de 500 k Ω , réglant

la polarisation de la base de Q_2 . C'est une commande de seuil. Ce réglage doit être effectué de manière à ce que la base de Q_2 soit portée à 500 mV environ pour obtenir un courant très faible.

Avec la chambre utilisée, un obscurcissement de 2 à 4 % dû à la fumée, produit une variation négative de tension de la source de Q_1 de 2 et 3 V respectivement environ.

Cette diminution de tension de la source de Q_1 rend Q_2 conducteur ainsi que Q_3 . Il s'ensuit l'application sur une entrée du NAND 1, d'une tension de niveau 1.

Les opérateurs 1 et 2 (inverseur) constituent un multivibrateur astable qui est ainsi validé. De ce fait, le circuit engendre le signal d'alarme, non symétrique en raison de la présence de D_1 .

Ce signal est transmis par l'inverseur 3 à la base de Q_5 et lui fournit un courant de 4 mA.

Le transistor Q_5 commande l'avertisseur sonore H qui est actionné par un signal dont les périodes partielles sont 2,5 s (son) et 0,2 s (silence).

Un signal de ce genre pourra être plus facilement identifié, surtout si dans

l'environnement, il y a d'autres bruits.

Un circuit additionnel permet de déterminer le moment où la batterie est déchargée.

Ce circuit comprend un comparateur utilisant un transistor NPN, Q_4 et deux diodes zener D_2 et D_3 . La diode D_2 est de 4,3 V. Avec un courant de 5 μ A la tension de référence à la base de Q_4 est de 3 V.

La zener D_3 sert au couplage de la variation de la tension de la batterie avec l'émetteur.

Le comparateur agit lorsque la tension d'alimentation tombe à 10,5 V environ. La saturation du transistor porte le collecteur à + 2,5 V approximativement, valeur au-dessous du seuil de l'entrée du NOR 5.

D'autre part, grâce à la diode D_4 l'inverseur 4 du multivibrateur astable 4 - 5 est à l'état commandé si la tension de la batterie est normale et ne consomme pas un courant excessif en fonctionnement linéaire.

Si l'entrée de commande du NOR 5 est au niveau bas, le multivibrateur astable est validé et l'avertisseur est actionné par l'intermédiaire de l'opérateur 6, de R_{19} de 1 k Ω et de Q_5 rendu conducteur.

L'avertisseur est alors

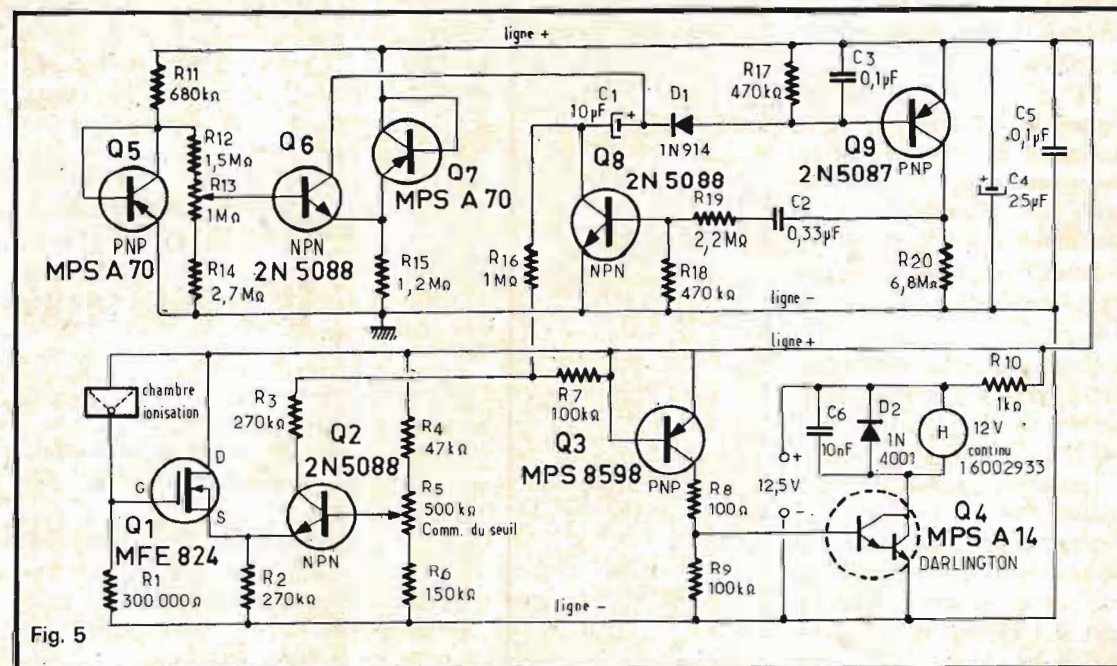


Fig. 5

actionné pendant une seconde environ après 23 secondes. Le courant de l'avertisseur est alors en moyenne $60/23 = 2,6 \text{ mA}$.

Ce rythme différent de celui d'alarme à la fumée, permet l'identification du signal indiquant que la batterie est déchargée et qu'il faut la remplacer ou la faire recharger.

Dans ce montage on utilise un circuit intégré MC 14572 qui contient six éléments 1 à 6 :

- 1 : NAND.
- 2, 3, 4 et 6 : inverseurs.
- 5 : NOR.

En plus des branchements des entrées et des sorties, il faut aussi connecter les deux points d'alimentation, l'un à la masse (- alimentation) et l'autre au + alimentation de l'appareil.

Pour les six éléments de ce circuit intégré, les deux points + et - sont communs.

Les NAND et NOR ont chacun deux entrées et une sortie et les quatre inverseurs n'ont qu'une seule entrée et une seule sortie.

**DÉTECTEUR
À CHAMBRE
D'IONISATION
À
TRANSISTORS**

On a étudié également un appareil remplissant les mêmes fonctions que le précédent, mais n'utilisant que des transistors discrets à la place du circuit intégré à opérateurs logiques.

Le schéma de cet appareil est donné à la figure 5, et on retrouve des dispositifs analogues.

Comme le précédent, cet appareil d'avertissement de la présence de fumées, consomme très peu : $70 \mu\text{A}$ seulement, au repos.

Deux signaux sont engendrés, l'un d'alarme aux gaz et l'autre indiquant que la batterie est déchargée.

Les transistors Q_1 , Q_2 et Q_3 sont montés comme ceux de la figure 4.

Lorsque Q_3 devient conducteur, il fournit un courant de $100 \mu\text{A}$ au Darlington Q_4 MPS-1-14. Ce transistor sera pleinement saturé durant la période où l'avertisseur sonore démarre.

Cet avertisseur sera alimenté d'une manière continue tant que la fumée introduite dans le détecteur excédera une limite prévue.

Le circuit avertisseur de décharge de la batterie comporte un transistor comparateur qui valide le fonctionnement d'un multivibrateur astable Q_8 et Q_9 .

Q_6 le transistor comparateur sert à deux fins :

- 1) comme indicateur de seuil ;
- 2) comme source de courant constant pour valider le fonctionnement du multivibrateur $Q_8 - Q_9$.

Le potentiomètre R_{13} permet de choisir la gamme des tensions encore admissibles, entre 9,8 V et 11,2 V avec une moyenne de 10,5 V.

Si la batterie atteint une tension au-dessous de celle choisie, Q_6 devient conducteur et fournit un courant constant de $3 \mu\text{A}$ environ, à la capacité C_1 qui se charge.

A l'état bloqué de Q_6 , les deux étages du multivibrateur sont bloqués également et les seuls courants restants sont ceux de fuite, de $0,1 \mu\text{A}$ maximum.

Lorsqu'il fonctionne, le multivibrateur oscille aux périodes partielles de 0,7 s et 50 s. Ce signal est transmis de Q_8 à Q_3 et agit finalement sur l'avertisseur H pour indiquer la décharge de la batterie.

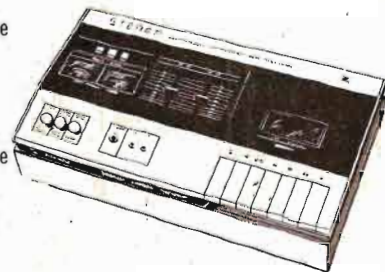
Le courant de l'avertisseur est en moyenne de $60,0/7,50 = 0,84 \text{ mA}$.

On a pu réaliser ces montages grâce aux semi-conducteurs spéciaux fabriqués par Motorola tels que les CI MC MOS, le MOS FET MFE 824 à courant inverse I_{GSS} inférieur à 1 pA. Tous les semi-conducteurs cités sont des Motorola.

F. JUSTER

**PLATINE - CASSETTE STÉRÉO
PROFESSIONNELLE - (Quantité limitée)**

- Auto-stop
- Ejection automatique de cassette
- Touche pause
- Compte tours
- Réglage séparé des niveaux d'enregistrement
- 2 vu-mètres
- Touche pour bi-oxyde de chrome
- Touche filtre "Low-Noise"
- Touche marche/arrêt témoin lumineux de commutation pour chacune de ces touches.
- Prise casque
- Dimensions 400 x 220 x 100



complet avec ses 2 MICRUS, mode d'emploi, bon de garantie 1 AN

LIVRÉE SON PRIX 690 F
(Frais d'envoi 30 F)



ENCEINTES ACOUSTIQUE 12 W
Sonorité exceptionnelle équipé d'un double cloisonnement. Face avant tissu. Dimensions 250 x 280 x 190 mm. Livrable en 4 ou 8 ohms. Fournie complète avec cordon. EN EMBALLAGE D'ORIGINE

PRIX L'UNITÉ 70 F. frais d'envoi 25 F.
LA PAIRE 120 F.

ENCEINTE ACOUSTIQUE

MATSUKI 5000
Puissance 25/30 Watts efficaces, équipé de 2 HP face avant tissu. Dimensions : 240 x 237 x 500



LA PAIRE
PRIX 290 F
(frais d'envoi 35 F)

MATSUKI 7 500

Enceinte acoustique asservie avec Ampli incorporé délivrant 30 W eff.

LA PAIRE **690 F**

**BLOUDEX
ELECTRONIC'S**

104, rue Saint Maur 75001 PARIS 357.15.09
Métro PARMENIER



**devenez
un RADIO-AMATEUR !**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT !

Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM : _____

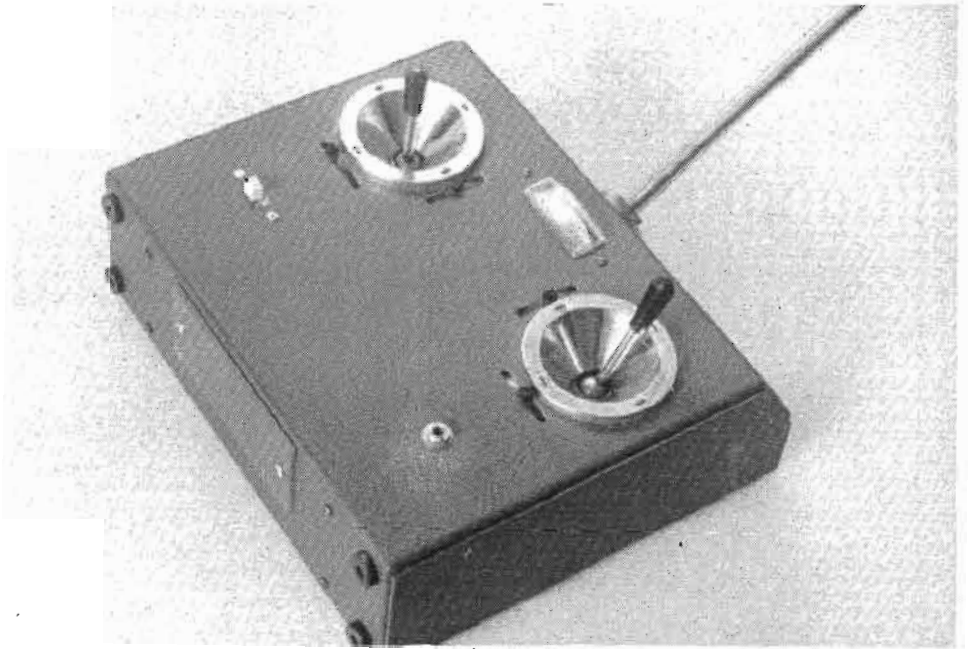
ADRESSE : _____

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble

TF 6/76

par **F. THOBOIS**



LES SERVO-MÉCANISMES

DERNIER élément de la chaîne d'une installation RC, les servo-mécanismes sont d'une grande importance et méritent considération.

Ils comprennent deux parties :

- La mécanique ;
- L'électronique de commande.

I - CHOIX DE LA MÉCANIQUE

Il en existe une grande variété, ayant toute, avantages et inconvénients. Nous avons retenu celles qui présentent un bilan positif, avec un prix raisonnable et une bonne disponibilité :

— **Le servo Varioprop type 3765** gris, dans lequel il est impossible de loger l'électronique. Ce servo compact (60 x

23 x 27 mm) très robuste, est facile à installer dans les cellules, tout particulièrement pour la commande des ailerons, pour lesquels sa faible hauteur est appréciée ainsi que sa commande linéaire. Il est très rapide et très puissant. Malheureusement, il n'est disponible qu'avec un moteur 2,4 V et de ce fait, difficilement adaptable aux circuits intégrés de type 3 fils qui requièrent un moteur 4,8 V. Nous avons donc gardé pour ce modèle un amplificateur classique à transistors s'adaptant parfaitement à cette mécanique.

— **Le servo Varioprop type 3830** jaune. De très petites dimensions (45 x 29 x 19 mm), il est équipé d'un moteur TO5 de précision. Il s'agit d'une mécanique de très haute qualité, à réserver aux avions pour lesquels un maximum de sécurité est exigé. La puis-

sance disponible est plus faible que celle des 3765, la résistance aux « crashes » certainement moins bonne.

Nous pourrions utiliser ce servo, soit avec l'ampli à transistors précédent, en gardant le câble d'origine, soit en incorporant une électronique réalisée autour d'un circuit intégré de Texas Instruments : le SN 28654N.

— **Les LX 75 et LX 76 de Lextronic.** Excellentes mécaniques, dérivées des Minired de EK, la réalisation en est très soignée. Disponibles soit en 3 fils (potentiomètres de 5 k Ω et moteur de 11 Ω), soit en 4 fils (1,5 k Ω et 3 Ω), c'est le premier modèle que nous retiendrons en l'équipant d'un ampli intégré avec le NE 543 K de Signetics ou avec le SN 28654N de Texas.

Avantages de ces mécaniques : les pièces détachées sont disponibles et le poten-

tiomètre est muni d'un curseur à pointe de graphite, comme les modèles de Varioprop.

— **Le LX 77 de Lextronic.** De très petites dimensions (37 x 37 x 18 mm) et d'excellent fonctionnement, il possède une puissance surprenante pour sa taille. Seul l'amplificateur à SN 28654N consentira à s'y loger facilement.

— **Les servos SLM**, d'origine anglaise conviennent aussi, à condition de les choisir avec potentiomètre à film plastique. Le nouveau modèle subminiature SLM-M1 est particulièrement séduisant avec un train d'engrenage entièrement métallique et un encombrement conique des divers bras de commande fournis, permettant un calage très rapide de l'angle d'attaque. Utilisation avec le SN 28654N (disponible chez R.D. Electronique).

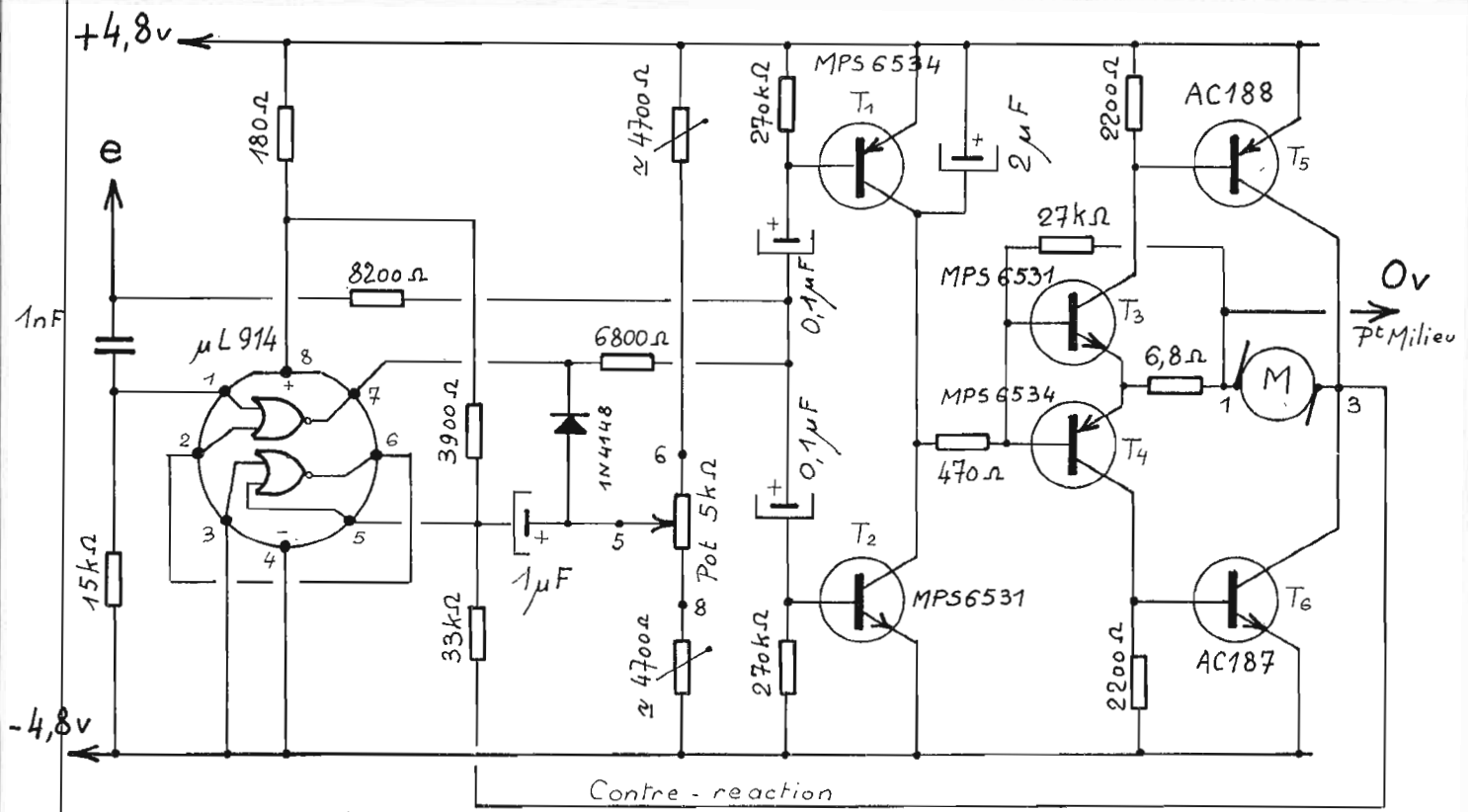


Fig. 1. Schéma de l'amplificateur à transistors pour servo varioprops.

II - AMPLIFICATEURS DE SERVOS

Le montage retenu est très classique. Voir le schéma en figure 1.

C'est une variante de celui proposé pour le TF6/71. Une étude très complète du fonctionnement avait été faite dans le numéro 1351, nous y renvoyons les lecteurs intéressés.

Pour des raisons d'encombrement, le monostable est un modèle intégré utilisant le μL 914. Nous avons volontairement conservé des transistors de sortie au germanium, car on gagne ainsi quelques dixièmes de volts aux bornes du moteur : la puissance obtenue est importante.

Inconvénient des montages à transistors : une légère imprécision du neutre, impossible à supprimer totalement. Noter cependant que l'on gagnerait en précision, en réduisant la valeur du condensateur d'intégration en sortie de T1/T2 : de 2,2 μF du

schéma on pourrait passer à 1,5 μF, voire 1 μF, mais attention, ce que l'on gagne en précision est perdu en puissance.

RÉALISATION

Les amplis sont montés par paire dans un même boîtier. Les deux circuits imprimés

séparés, sont identiques, mais les bouchons Grundig 8 broches, sont collés différemment, selon qu'il s'agit de l'ampli de droite ou de celui de gauche. Ainsi les cordons des mécaniques sont orientés à 45° vers l'extérieur et l'empilement de plusieurs boîtiers doubles est possible. On se reportera à la figure 3 pour la position exacte de ces collages.

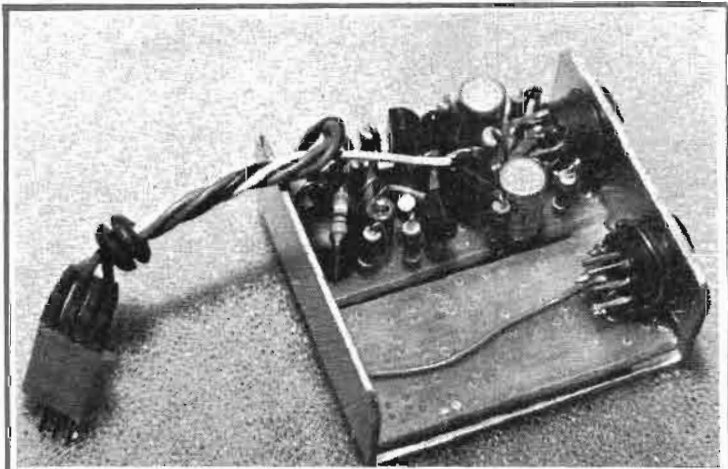


Photo 1. - Un boîtier à deux amplis à transistors en cours de montage. La plaquette de droite, sans composants a été percée, le bouchon 8 broches muni de 3 fils est collé à l'araldite. Les isolants ne sont pas en place.

a) Liste des composants (pour 1 ampli) :

- 1 AC 187
- 1 AC 188
- 2 MPS 6531 (NPN)
- 2 MPS 6534 (PNP)
- 1 μL 914 (boîtier plastique)
- 1 1N 4148
- 1 6,8 Ω 1/4 W
- 1 180 Ω 1/4 W
- 1 470 Ω 1/4 W
- 2 2 200 Ω 1/4 W
- 1 3 900 Ω 1/4 W
- 2 4 700 Ω 1/4 W (valeur à ajuster aux essais)
- 1 6 800 Ω 1/4 W
- 1 8 200 Ω 1/4 W
- 1 15 kΩ 1/4 W
- 1 27 kΩ 1/4 W
- 1 33 kΩ 1/4 W
- 2 270 kΩ 1/4 W
- 1 1 nF cér. GFO ou C 331
- 2 0,1 μF perles tantale
- 1 1 μF tantale tubulaire 10 %
- 1 2,2 μF perles tantale
- 1 circuit imprimé
- 1 bouchon 8 broches spécial pour servo Varioprop
- 1 connecteur 4 broches, mâle SLM
- 1 passe-fil, fils souples, souplisso thermo-rétractable

Fig. 2. - Circuit imprimé pour ampli à transistors.

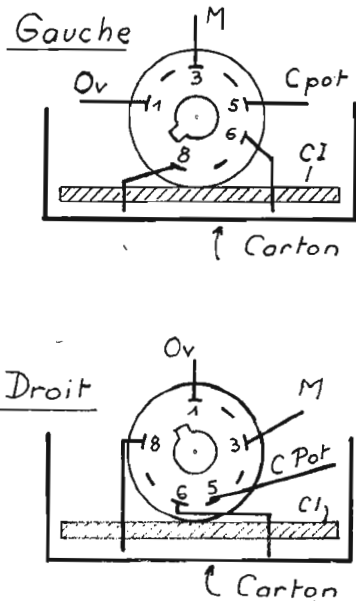


Fig. 3. - Détail du collage des bouchons 8 broches et de l'isolement des C.I.

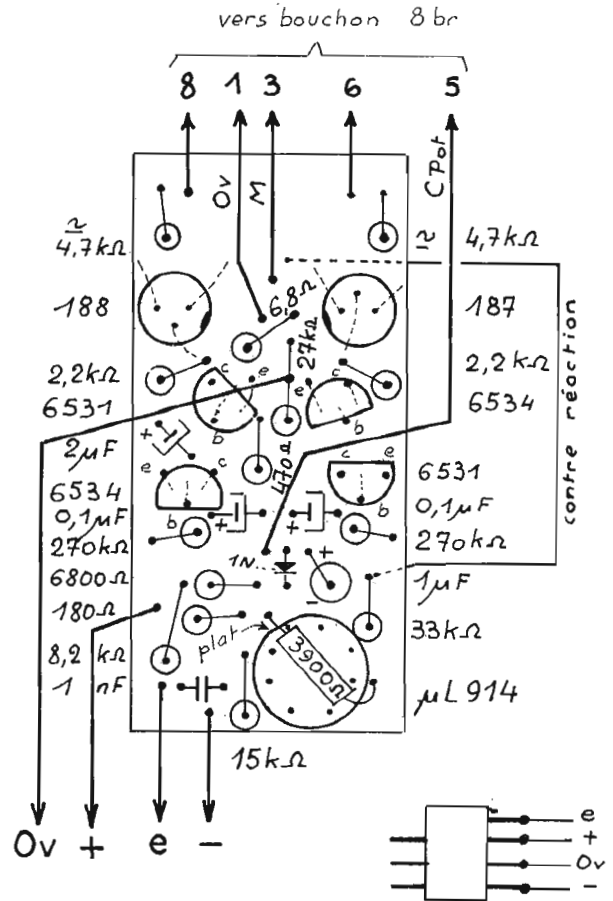


Fig. 4. - Les composants de l'ampli à transistors (échelle 2).

1) Le circuit imprimé (voir fig. 2):

En époxy 15/10 simple face.

2) Montage :

Le CI entièrement percé, préparer les bouchons : Souder au préalable deux fils 7/10 nus, de 2 cm de longueur, aux broches 6 et 8 et un fil souple isolé de 5 cm à la broche 5. Dépouler la surface du CI et celle du bouchon, entrant en contact et coller soigneusement à l'araldite en chauffant pour obtenir une grande dureté de la colle. (Poser sur un radiateur de chauffage central, par exemple). Veiller à l'orientation et au parallélisme de l'axe avec le CI. Voir figure 3. Le collage du CI, souder les deux fils nus sur le CI puis disposer de même, deux autres fils nus pour l'alimentation moteur : broche 1 au 0V, broche 3 aux collecteurs des transistors de sortie (point M). Voir à ce

sujet la figure 4. Sans isolant pour ces fils, il n'y a aucun risque, dans la mesure où le travail est fait soigneusement.

Câbler maintenant de T₆ à T₁. Les fils des AC 187/188 traversent la plaquette et sont rabattus côté cuivre. Ils rejoignent alors leurs plots de connexion. (Ils apparaissent en pointillés sur la figure 4).

Isoler les fils nus des résistances de 2 200 Ω, risquant de toucher le corps métallique des transistors. Nous avons utilisé pour T₁ à T₄ des modèles plastiques de Motorola, mais n'importe quels transistors PNP/NPN au silicium, en boîtier époxy d'un gain de 200 environ, conviennent parfaitement. Avantage des MPS... : les connexions sont repérées (E, B, C).

Passer le fil souple de la broche 5 entre les pattes des composants et après mise à longueur correcte, le passer dans le trou correspondant.

N.B. : Technique de préparation des fils souples multibrins :

— Couper à la longueur désirée.

— Dénuder sur 2 à 3 mm soit à la pince spéciale, soit au fer à souder pointu, JAMAIS au couteau.

— Torsader soigneusement les brins. Vérifier à la loupe qu'aucun n'échappe au toron.

— Etamer discrètement l'extrémité, avec très peu de soudeur.

— Terminer le câblage du CI par la pose des composants du monostable et des circuits d'entrée.

Préparer le connecteur 4 broches et son cordon (5 cm environ, hors boîtier). Enfiler un passe-fil. Relier au CI : les fils +, -, e, soudés côté cuivre. Le fil 0V soudé sur le fil nu de la résistance de 27 kΩ.

Limer les soudures, juste assez pour supprimer les pointes dangereuses. Nettoyer à la

brosse, puis au white-spirit. Vérifier à la loupe.

Souder enfin le fil de contre-réaction, côté cuivre, en contournant les plots de soudeur.

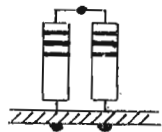
Les deux résistances de « cadrage » du potentiomètre ne sont pas soudées, mais remplacées par des ajustables extérieures de 10 kΩ, réglées à mi-course.

d) Essai :

Il est très souhaitable de disposer d'un servo-test bien étalonné. Voir à ce sujet le numéro 1355 du H.P. Relier la plaquette ampli à cet appareil, en branchant le servo Varioprop gris ou jaune.

Aucune mise au point n'est à faire, en principe, hormis celle de la course.

Régler le servo-test sur 1,7 ms. Amener le servo au neutre, en retouchant symétriquement les deux ajustables. Puis ce réglage fait, déplacer les bras et les amener



Ex :

$$4500 \Omega = 1200 + 3300$$

Fig. 5. - Réalisation de valeurs non standard.

à 1,5 mm de chaque butée de fin de course, en agissant sur le servo-test. Il faut obtenir ces positions pour 1,2 et 2,2 ms.

Si l'on veut aller au-delà de ces valeurs, le servo « manque de course » et on y remédie en augmentant symétriquement la valeur des deux ajustables, jusqu'à obtenir le résultat escompté. Vérifier que le neutre n'a pas bougé et sinon retoucher l'une des deux résistances. Procéder ainsi, par approximations successives, pour avoir à la fois un neutre calé à 1,7 ms et une course correcte.

Bien entendu si la course était trop forte, il suffirait de diminuer la valeur des deux ajustables.

Après réglage, déconnecter le tout (servo y compris) et mesurer soigneusement la valeur des deux résistances de cadrage. Réaliser maintenant des valeurs fixes égales, soit avec une seule résistance si l'on tombe, par chance sur un nombre de la série commerciale, soit avec deux résistances en série, soudées selon la figure 5. Vérifier après cela

que les performances sont correctes à tous points de vue.

N.B. Si vous n'avez pas de servo-test, soudez deux résistances de 4 700 Ω et utilisez l'ampli tel quel, le calage du neutre se faisant par le manche de l'émetteur. Dans ce cas, il faudra affecter chaque ampli à une voie bien précise, car de légères différences ne manqueront pas d'apparaître.

a) Mise en boîtier (voir photo 1) :

Le boîtier à deux amplis est

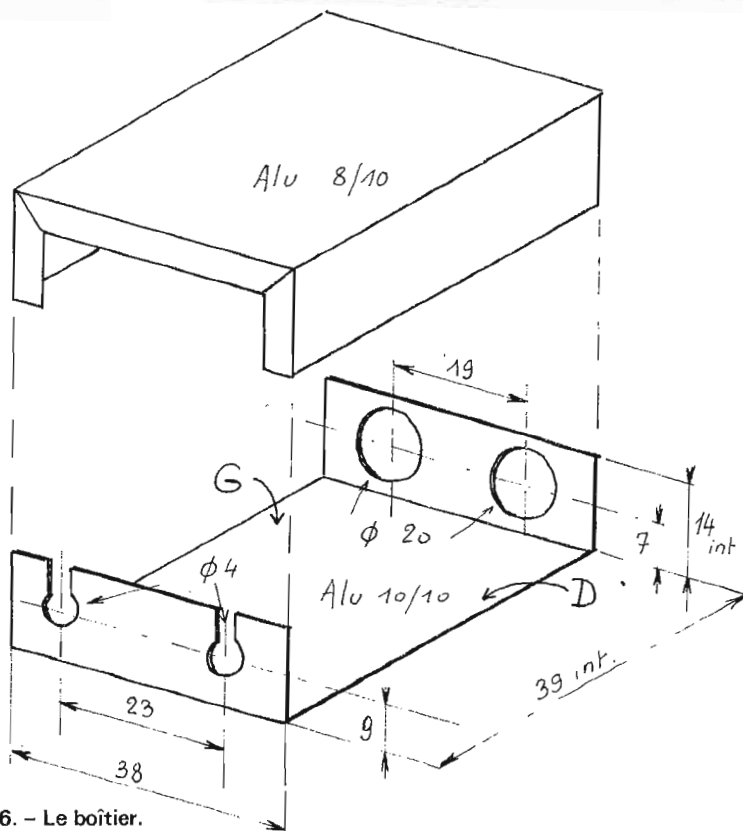


Fig. 6. - Le boîtier.

à fabriquer en suivant les indications de la figure 6. Fond en 10/10 et couvercle en 8/10. Garnir les angles intérieurs du fond d'une bande isolante adhésive. Le CI est placé en engageant d'abord le bouchon 8 broches dans le trou de 10 mm, qu'il y aura peut-être avantage à ovaliser légèrement pour faciliter l'opération. L'isolement de chaque ampli est assuré par un U de carton mince. Voir la figure 3.

A l'intérieur du couvercle,

placer un rectangle de même carton, plus un rectangle de mousse plastique.

f) Utilisation :

Chaque boîtier, dûment connecté au bloc de réception est serré contre ce dernier et intercalant une épaisseur de caoutchouc mousse de 2 à 3 mm. On remarquera que la taille des boîtiers amplis est telle que l'espace réservé aux connecteurs de voies est complètement dégagé. Veiller à ce que le premier boîtier d'amplis ne vienne pas toucher les broches de sorties de voies inutilisées. Eventuellement prévoir un isolement.

Bien entendu les amplificateurs à transistors requièrent une batterie 4,8 V à pôle milieu (OV). Le cordon interrupteur doit donc couper à la fois le + et le - (voir numéros précédents).

Le sens de fonctionnement du servo-mécanisme n'est pas facilement modifiable dans l'amplificateur. Il est plus simple d'obtenir cette inversion de sens, par intervention dans l'émetteur : en intervertissant les fils extrêmes du potentiomètre de la voie concernée

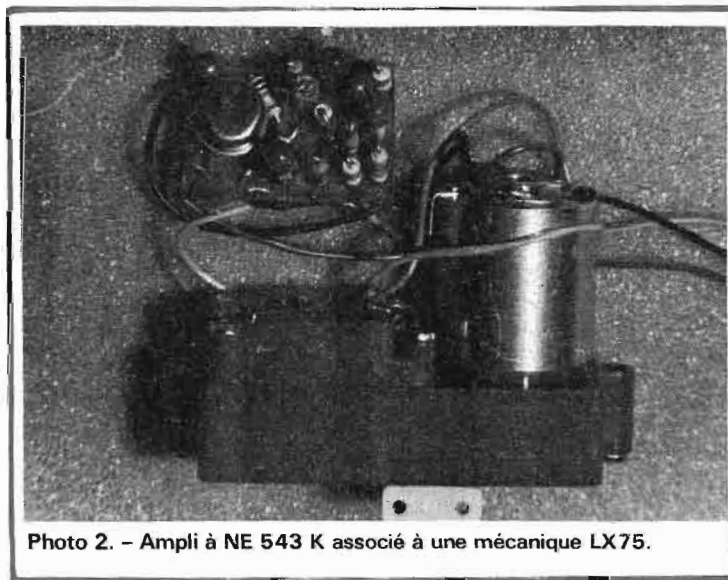


Photo 2. - Ampli à NE 543 K associé à une mécanique LX75.

Evidemment un recalage du neutre est alors nécessaire. Il est aussi relativement simple de croiser les connexions du moteur et celles des extrémités du potentiomètre, dans la mécanique du servo. Le démontage est assez facile. Il faudra simplement veiller à bien recalibrer le curseur du potentiomètre et les deux crémaillères. Il peut être utile de modifier ainsi 2 servos sur 4, ce qui permet de faire face à tous les problèmes d'installation à bord des cellules. Un exemple : la commande des ailerons full-span sur un avion à aile basse, (servo au-dessus de l'aile) doit avoir un sens inverse de celui nécessaire pour un avion à aile haute (servo en-dessous de l'aile).

2) A circuit intégré NE 543K :

Ce circuit, apparu en 1972, fut d'abord fabriqué pour World-Engines, par Signetics, sous la référence WE 3141. Il est maintenant utilisé par beaucoup d'autres fabricants et diffusé sous le numéro NE 543K. Guère plus gros qu'un transistor, ce circuit intégré simplifie considérablement la réalisation des amplificateurs de servos, en réduisant le nombre des composants. Cependant il est, nous semble-t-il, assez fragile et termine parfois prématurément ses jours pour des motifs bien futiles. Ces avatars surviennent d'ailleurs le plus souvent aux essais : Un simple petit court-circuit... et c'est fini ! Bien que pas très coûteux, il vaut mieux ne pas répéter cet incident trop souvent. Une fois monté, il semble être par contre d'une excellente résistance. Autre point noir : le NE 543K est châtouilleux du côté du potentiomètre d'asservissement. Il est indispensable d'avoir un modèle à curseur à pointe graphite, évitant les crachements. Faute de cela, le circuit bafouille allègrement, au grand désespoir de l'utilisateur. La figure 7 donne la structure interne du NE 543K.

On remarque d'abord le montage du « final » en pont,

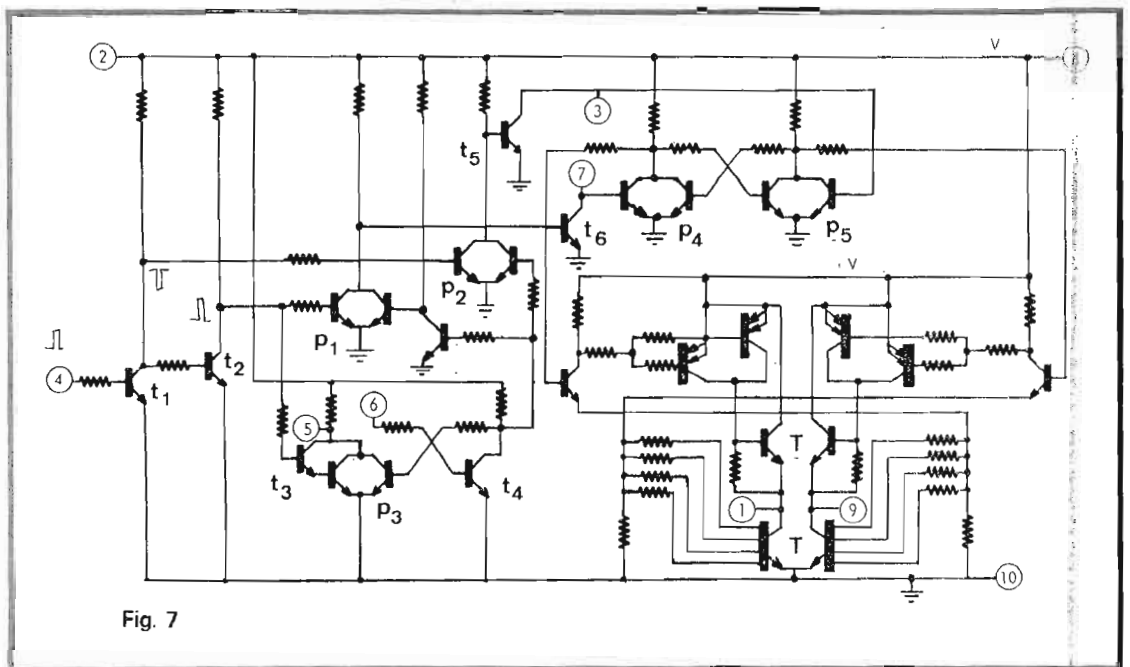


Fig. 7

ce qui permet d'employer un moteur alimenté par la pleine tension batterie (4,8 V) et non plus par l'une ou par l'autre des deux moitiés, comme c'était le cas du montage à transistors. Cette solution a quelques avantages : Le moteur étant alimenté par une tension plus élevée consommera moins, ce qui réduit les problèmes de contacts des balais sur le collecteur. Le démarrage est aussi plus aisé. La consommation est mieux répartie sur l'ensemble des éléments de la batterie. Enfin celle-ci fournissant un débit plus faible a relativement une capacité plus grande.

La figure 8 donne le prin-

cipe de fonctionnement de l'étage en pont :

- Si e_1 est positive et e_2 négative, T_1 conduit et fait conduire T_2 : le moteur tourne dans un sens, avec son pôle a au + et son pôle b au -.
- Si e_2 est positive et e_1 négative, c'est T_2 et T_4 qui conduisent et font tourner le moteur en sens inverse du précédent.

Dans le NE 543 K, ce sont les transistors marqués T qui remplacent T_1 à T_4 .

On remarquera les multi-bases et les doubles émetteurs destinés à augmenter les performances en intensité de ces transistors. Le moteur est branché entre les points 1 et 9.

Les transistors de sortie sont commandés par les paires différentielles p_4 et p_5 , montées en flip-flop pour supprimer tout risque de conduction simultanée des deux groupes mentionnés plus haut. Ces paires sont commandées par d'autres p_1 et p_2 , lesquelles reçoivent sur leurs bases, d'une part les signaux d'entrée amplifiés par t_1 et t_2 , mais d'autre part, les signaux du monostable constitué par p_3 et t_4 . Le transistor t_3 monté sur la paire p_3 en « pull-over » assure le déclenchement. Les signaux différences se créent donc par mélange dans les paires p_1 , p_2 et atteignent les bases des transistors de liaison t_5 et t_6 . La suite du montage assurant la rotation du moteur.

On constate qu'il existe peu de différence de principe entre le modèle intégré et son équivalent à transistors. L'utilisation des paires différentielles est chose classique en intégration : il est en effet plus facile d'intégrer des transistors que des résistances et des condensateurs.

Le schéma d'utilisation est donné à la figure 9. C'est tout bonnement le schéma conseillé par le fabricant du circuit !

Le signal d'entrée est appliqué sur la borne 4. La constante de temps variable du

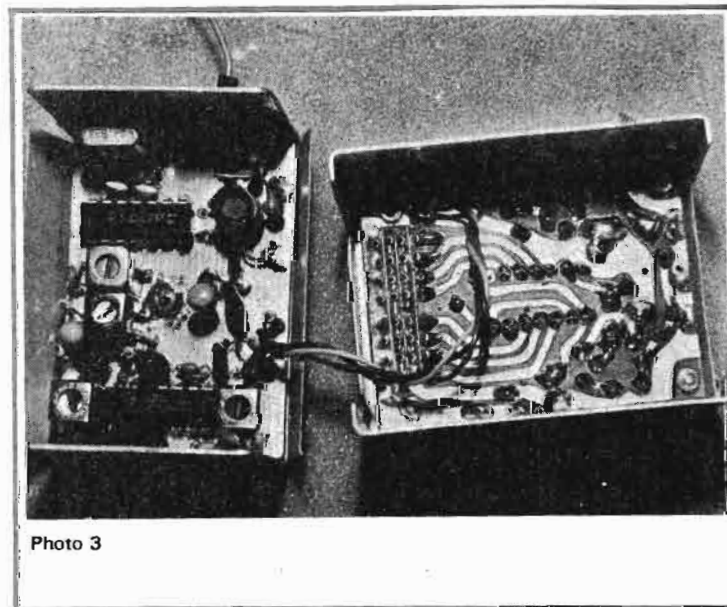


Photo 3

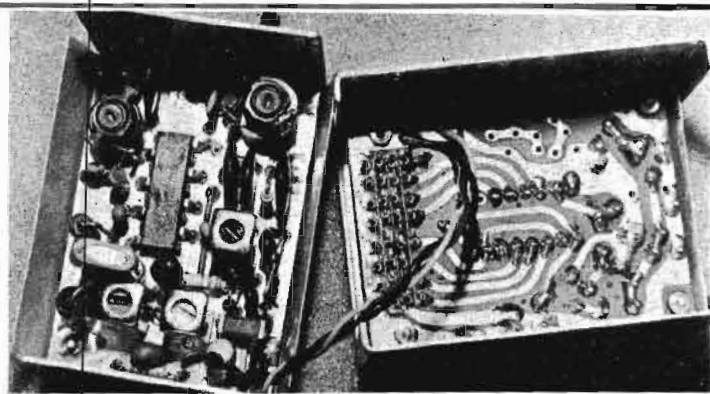


Photo 4. - Bloc de réception 27 MHz FM. Cette fois l'étage collecteur commun est en place.

Fig. 8 - Montage d'un moteur en pont.

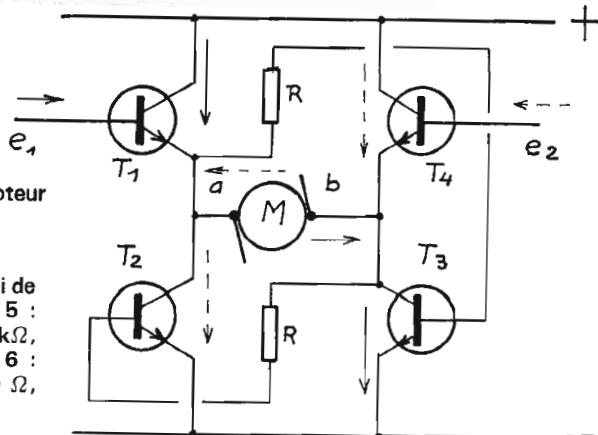
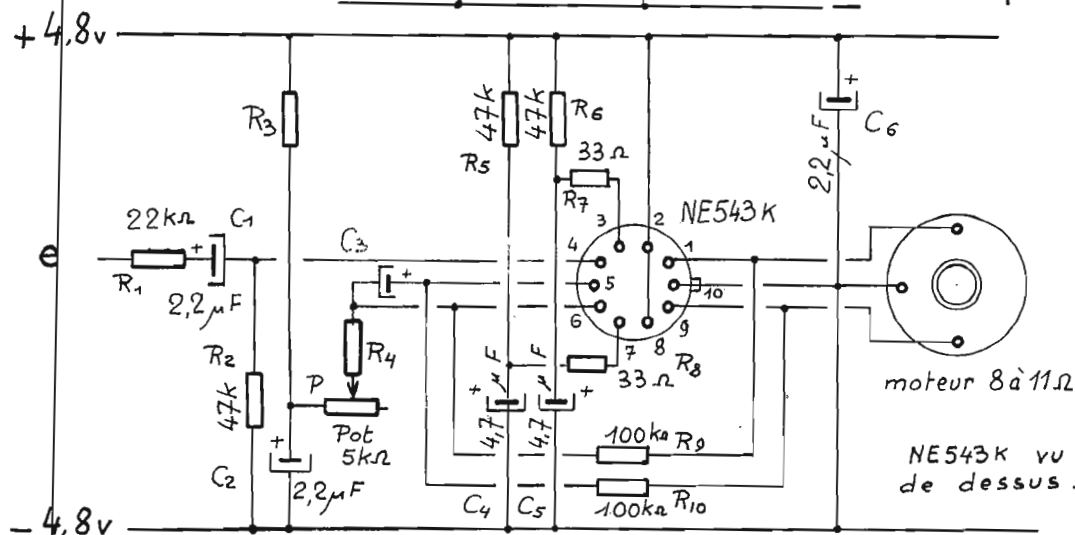


Fig. 9 - Schéma de l'ampli de servo intégré. LX75 : $R_3 \approx 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_3 = 0,33 \mu\text{F}$. LX76 : $R_3 \approx 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 0 \Omega$, $C_3 = 0,56 \mu\text{F}$.



- 4,8v

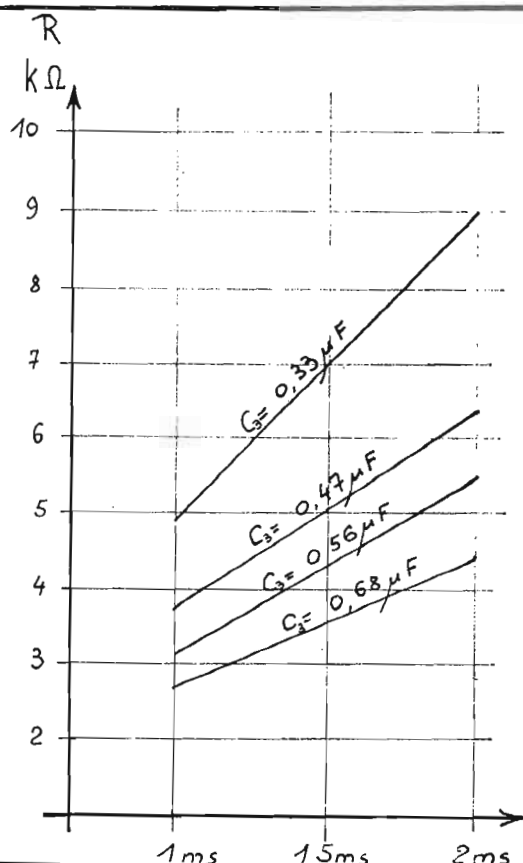


Fig. 10. - Variation de la course en fonction de C_3 .

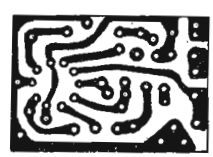


Fig. 11. - Circuit imprimé ampli LX75/76.

monostable est connectée entre 5 et 6. La résistance étant constituée de R_3 , P et R_4 . Le condensateur C_2 assure le découplage du monostable et évite ainsi des réactions entre servos des différentes voies. La résistance R_3 servira à amener le servo au neutre et sera à ajuster aux essais. R_4 augmente la course et sera nécessaire avec la mécanique LX75. Le condensateur C_3 peut varier de $0,33 \mu\text{F}$, à $0,68 \mu\text{F}$. La figure 10 permet de constater qu'en choisissant une valeur basse, la course augmente.

Avec le LX75, on choisira de préférence $0,33 \mu\text{F}$, tandis que $0,56 \mu\text{F}$ conviendra parfaitement pour le LX76. Voir la figure 9 pour ces valeurs. Nous avons vu que les impulsions différentes étaient transmises sur les paires p_4 et p_5 , interconnectées en flip-flop. Deux circuits extérieurs R_6, R_7, C_5 et R_5, R_8, C_4 assurent une « zone morte » (dead band) autour de la position idéale du servo. Les impulsions différentes ne déclenchent les paires que si la différence entre les signaux d'entrée et ceux du monosta-

ble dépassent 4 à 5 μs . On évite ainsi une sollicitation permanente du moteur, ce qui entraînerait un débit constant important. On notera que 5 μs pour 1 ms de variation globale (1,2 ms à 2,2 ms) correspond à 5/1 000, soit 0,5 % : c'est la précision théorique du NE 543K. Les résistances R_7 et R_8 influent sur cette précision : 33Ω est la valeur recommandée par Signetics. Les résistances R_9 et R_{10} assurent la contre-réaction et évitent le « pompage » de la mécanique.

RÉALISATION

Cette fois l'électronique est placée à l'intérieur du boîtier du servo-mécanisme. On obtient ainsi un ensemble d'encombrement global moins important, mais pour lequel, la résistance aux vibrations est moins bonne. En effet les mécaniques doivent être fixées dans la cellule d'une manière assez rigide, pour assurer une bonne précision de la position des gouvernes : l'électronique incorporée souffre donc beaucoup plus. Il

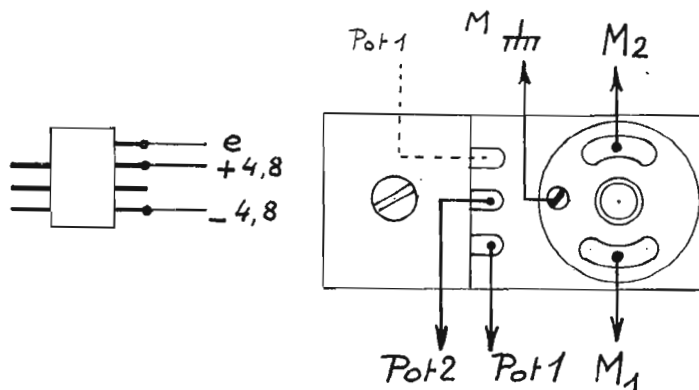
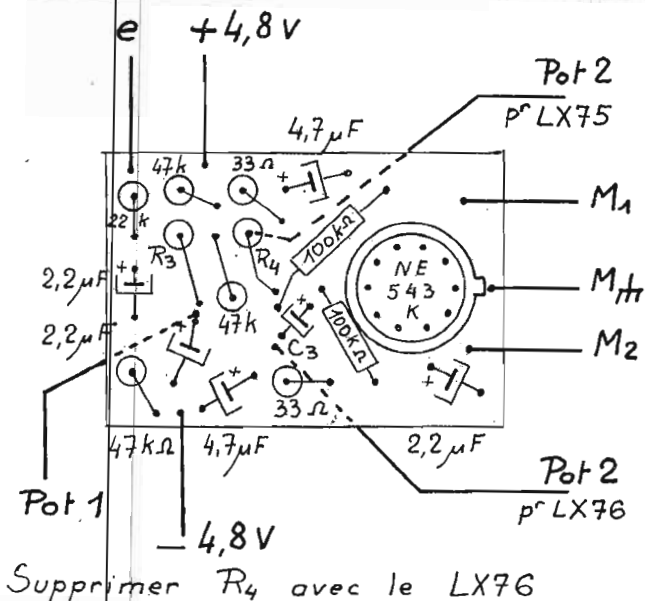


Fig. 13. - Liaisons du servo intégré. Pour inverser le sens de fonctionnement : croiser M₁ et M₂, brancher Pot.1 sur l'autre extrémité de la piste.

Fig. 12. - Disposition des composants de l'ampli pour NE543K (échelle 2).

est alors indispensable de soigner tout particulièrement la réalisation et « d'emballer » la plaquette ampli avec tous les égards possibles. A ce sujet, remarquons que plus la plaquette sera petite et plus on pourra la soustraire aux vibrations, en l'enveloppant de mousse.

a) Liste des composants (pour 1 ampli):

- 1 NE 543K
- 2 33 Ω 1/4 W
- 1 22 kΩ 1/4 W
- 3 47 kΩ 1/4 W
- 2 100 kΩ 1/4 W
- R₃ de 3,3 kΩ à 12 kΩ selon la mécanique, pour calage du neutre
- R₄ 1 kΩ avec le LX 75, supprimée avec le LX 76
- 3 2,2 μF tantale perle
- 2 4,7 μF tantale perle
- C₃ 0,33 μF à 0,56 μF, tantale tubulaire, 10 %
- CI

connecteur 4 broches mâle SLM, fils souples, souples thermorétractable

b) Le CI (voir fig. 11):

Il s'agit d'une interprétation personnelle du CI vendu par Lextronic. Utilisation dans les mécaniques LX75/76. Réalisation en époxy simple face 8/10. Perçage 8/10.

c) Pose des composants (voir fig. 12):

Aucune difficulté particulière malgré les dimensions assez réduites. Souder bien à plat, les deux résistances de

100 kΩ, les autres composants sont debouts. On ne soudera pas la résistance R₃. Fixer maintenant les 5 fils de liaison à la mécanique (5 cm maximum) puis le cordon de liaison à 3 fils. Ne pas oublier de le passer dans le trou du fond du boîtier, sinon vous recommencerez !

Remplacez R₃ par une ajustable de 10 kΩ avec une 2 200 Ω en série. Régler l'ajustable à mi-course pour le LX76, aux 3/4 pour le LX75.

La figure 13 indique le sens des liaisons à faire avec la mécanique.

d) Essai :

Relier au servo-test réglé sur 1,65 ms et mettre sous tension : le servo doit se positionner immédiatement, sinon couper l'alimentation et procéder à de minutieuses vérifications. Se rappeler que le NE 543K est susceptible !

Régler l'ajustable pour obtenir le neutre exact. Il est important que ce neutre soit obtenu avec le curseur du potentiomètre bien au centre de la course : Il ne faudra donc agir sur le calage mécanique, que pour de très légères retouches.

Dessouder maintenant les résistances extérieures, mesurer la valeur à l'ohmmètre et souder définitivement sur le CI, une résistance fixe, de valeur aussi proche que possible. Il n'est d'ailleurs pas

impossible de réaliser cette valeur avec deux résistances en série, comme nous l'avons fait pour l'ampli à transistors. (voir fig. 5).

Cela étant fait, remettre en fonctionnement et si un léger décalage du neutre apparaissait, retoucher le calage mécanique du curseur pour retrouver la position exacte.

Il n'est malheureusement pas possible de figoler la course : On se contentera de vérifier que les positions extrêmes sont obtenues avec des impulsions de durées correctes.

3) A circuit intégré SN 28654 N :

Il ne s'agit pas d'un circuit très récent, puisque déjà utilisé depuis quelques années par quelques fabricants, mais jusqu'à présent, le SN 28654 N n'était pas distribué normalement par son réalisateur : Texas Instruments. La distribution normale de ce circuit ne sera d'ailleurs assurée correctement par la marque, que dans quelques semaines, alors qu'il est déjà disponible en Allemagne.

Le SN 28654 N se présente dans un boîtier Dual in Line à 14 broches. Plus encombrant que le NE 543K, il permet cependant les réalisations très compactes, justement à cause de sa forme. Ainsi nous vous proposerons un ampli tenant sur une plaquette imprimée,

ne mesurant que 20 x 16 mm, ce qui permet de la loger aisément dans toutes les mécaniques, y compris les plus petites : le LX77 de Lextronic, le 3830 jaune de Varioprop, le SLM-M1... sans parler des mécaniques normales ! Il s'agira donc d'un ampli quasi universel !

Le SN 28654 N donne des performances apparemment égales à celles du NE 543K. Cependant il nous a paru plus résistant aux mauvais traitements et moins sensible à la qualité de la piste du potentiomètre. Un SLM-M1 qui refusait tout service avec un NE 543K a retrouvé son calme avec le SN 28654N.

Par ailleurs, le potentiomètre n'est plus monté en résistance, mais en véritable potentiomètre : il redevient à nouveau possible de figoler l'amplitude de la course du mécanisme.

Il semble donc que le véritable problème soit celui de la disponibilité, mais ce ne sera qu'une question de patience. Nous espérons que lorsque nous décrirons, le mois prochain, la réalisation pratique du montage, l'affaire sera proche de sa solution. Le prix du circuit devrait être du même ordre que celui du NE 543K.

(à suivre)

REALISEZ UN CONVERTISSEUR 12 V~220 V/50Hz piloté pour astronome amateur

(Suite voir N° 1548)

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Le montage décrit ci-après constitue un amplificateur de puissance capable de fournir en permanence 12 watts à une charge de $6,8 \Omega$ avec un taux de distorsion assez faible. La charge de $6,8 \Omega$ correspond à peu près à la résistance apparente présentée par un moteur de 12 watts alimenté sous 9 volts efficaces. Si le moteur devait être alimenté sous 12 volts efficaces, on pourrait porter la tension de la batterie à 16,5 volts, ce qui correspondrait alors à une résistance apparente de moteur de 11Ω environ. L'amplificateur est protégé contre les courts-circuits de la charge, donc également contre la surintensité de démarrage, aussi bien que contre la mise à la masse accidentelle de l'une ou l'autre de ses sorties. Le rendement global est de l'ordre de 68 % à pleine puissance, c'est-à-dire qu'il y a une certaine partie de celle-ci consommée à l'alimentation qui est dissipée sous forme de chaleur. Cette dernière est dégagée principalement dans les amplificateurs de sortie, ce qui impose de prévoir des refroidisseurs efficaces. Cet ensemble étant destiné à opérer loin du réseau alternatif, l'alimentation est directement fournie par une batterie.

L'AMPLIFICATEUR EN H

Théoriquement, il n'est pas possible de fournir une puissance de 12 watts, en régime sinusoïdal, à une charge de $6,8 \Omega$ à partir d'une tension d'alimentation de 12 volts, si l'on utilise un amplificateur Push série conventionnel. Dans ce cas, la puissance maximale théorique qu'il est possible d'obtenir en régime sinusoïdal est de 2,64 watts. Si l'on désire une puissance supérieure, dans les mêmes conditions, il faut utiliser un amplificateur en H. La figure 11 représente le schéma synoptique d'un amplificateur à configuration en H. Il est constitué par la réunion de deux amplificateurs Push série classiques, la charge étant réunie directement aux points milieu de ces amplificateurs. Les attaques de ces deux amplificateurs doivent être déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Pour une charge et pour une tension d'alimentation imposées, ce type de montage permet d'obtenir quatre fois plus de puissance de sortie que celle disponible lorsqu'on emploie un Push série classique. La puissance de sortie est notablement augmentée parce que l'on applique la totalité de la tension d'alimentation aux bornes de la charge à chaque

demi-période en inversant alternativement les polarités. Cette dernière est alors connectée directement entre les points milieu des deux amplificateurs, sans l'intermédiaire de condensateurs encombrants et coûteux ; de ce fait également, la charge (le moteur) doit être isolée de la masse.

L'emploi d'une structure en H permet, pour une même puissance de sortie, d'alimenter l'amplificateur par une tension deux fois plus faible que celle qui serait nécessaire avec un Push série ordinaire.

ETAGE DE SORTIE

La figure 12 représente l'étage de sortie d'un amplificateur en H comportant quatre transistors, la charge étant connectée entre les points milieu. Lorsque ce montage est correctement attaqué, on rend conducteur les transistors T_1 et T_2 , pour une alternance du signal de commande, tandis que les dispositifs T_3 et T_4 demeurent bloqués. Aux bornes du moteur, on trouve donc la totalité de la tension d'alimentation V_{al} (en négligeant les pertes dues aux tensions de saturation $V_{CE(sat)}$ des transistors). A ce moment, la tension aux bornes de la charge présente un + en A et un - en B. Lors de

l'alternance suivante du signal d'attaque, ce sont T_3 et T_4 qui seront rendus conducteurs alors que T_1 et T_2 seront bloqués. Là également, ce sera la totalité de la tension d'alimentation qui se trouvera appliquée à la charge, mais cette fois avec un + en B et un - en A. On remarquera que dans un tel montage, la valeur maximale de la tension présente aux bornes des transistors est celle de la tension d'alimentation tandis que la valeur de la tension crête-crête aux bornes du moteur est de deux fois celle de la tension d'alimentation.

En examinant les possibilités comparées d'un amplificateur Push série et d'un amplificateur à configuration en H, on s'aperçoit que la puissance de sortie maximale théorique P_s est, pour le premier type :

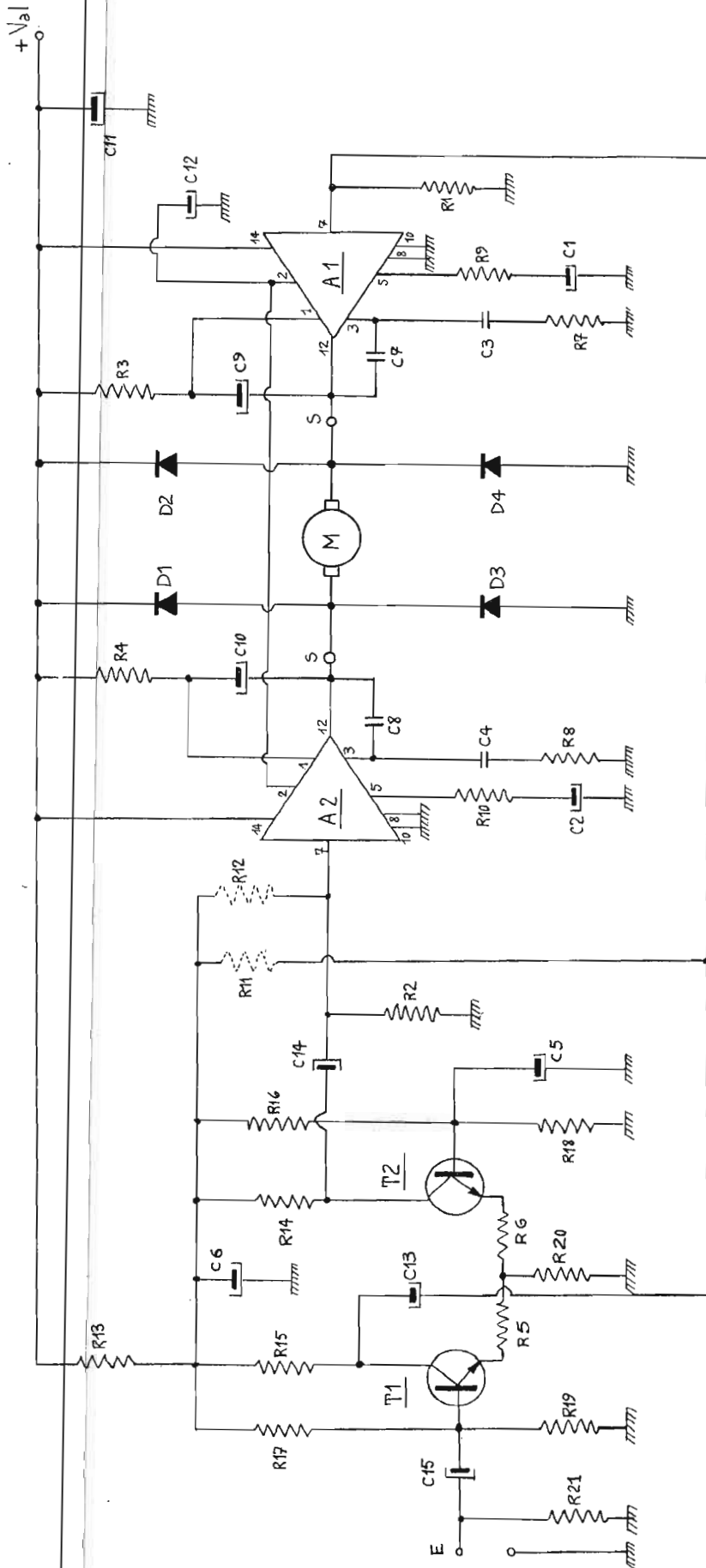
$$P_s = V_{al}^2 / 8 \cdot R_L$$

avec V_{al} la valeur de la tension d'alimentation et R_L la valeur de la résistance de charge. Dans le cas d'un amplificateur en H, cette formule devient :

$$P_s = V_{al}^2 / 2 \cdot R_L$$

Cette comparaison met en évidence l'accroissement de puissance obtenu par l'adoption de la structure en H, puis que la puissance de sortie se trouve multipliée par un facteur quatre, toutes choses égales par ailleurs.

Si l'on souhaite pouvoir disposer d'une puissance de sortie maximale de 12 watts (à limite de l'écrêtage du sign



NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 16

R ₁ :	10 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₂ :	10 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₃ :	47 Ω	10 % 1 watt
R ₄ :	47 Ω	10 % 1 watt
R ₅ :	220 Ω	10 % 1/2 watt
R ₆ :	220 Ω	10 % 1/2 watt
R ₇ :	270 Ω	10 % 1/2 watt
R ₈ :	270 Ω	10 % 1/2 watt
R ₉ :	100 Ω	10 % 1/2 watt
R ₁₀ :	100 Ω	10 % 1/2 watt
R ₁₁ :	voir texte	10 % 1/2 watt
R ₁₂ :	voir texte	10 % 1/2 watt
R ₁₃ :	470 Ω	10 % 1/2 watt
R ₁₄ :	2700 Ω	5 % 1/2 watt
R ₁₅ :	2000 Ω	5 % 1/2 watt
R ₁₆ :	470 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₁₇ :	470 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₁₈ :	220 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₁₉ :	220 kΩ	10 % 1/2 watt
R ₂₀ :	820 Ω	10 % 1/2 watt
R ₂₁ :	100 kΩ	10 % 1/2 watt

C ₁ :	100 μF	25 volts
C ₂ :	100 μF	25 volts
C ₃ :	470 pF	63 volts
C ₄ :	470 pF	63 volts
C ₅ :	10 μF	25 volts
C ₆ :	100 μF	25 volts
C ₇ :	220 pF	63 volts
C ₈ :	220 pF	63 volts
C ₉ :	100 μF	25 volts
C ₁₀ :	100 μF	25 volts
C ₁₁ :	2200 μF	25 volts
C ₁₂ :	100 μF	25 volts
C ₁₃ :	10 μF	25 volts
C ₁₄ :	10 μF	25 volts
C ₁₅ :	4,7 μF	25 volts

A₁, A₂ : amplificateurs B.F.
en circuits intégrés TDA 1042
(Sescosem)

T₁, T₂ : BC 238 B (Sescosem)
D₁, D₂, D₃, D₄ : ESM 181 300
R (Sescosem).

Fig. 16. - Schéma de détail de l'amplificateur de puissance.

de sortie) dans une résistance de charge de $6,8 \Omega$, il suffit en théorie d'une tension d'alimentation de :

$$V_{al} = \sqrt{2 \cdot P_s \cdot R_L}$$

soit

$$V_{al} = \sqrt{2 \cdot 12 \cdot 6,8} = 12,7V$$

Toutefois, les chutes de tension qui se produisent dans les étages de sortie, dues entre autres aux tensions de saturations des transistors, conduisent à faire ré-évaluer la tension d'alimentation ainsi déterminée, et, dans la pratique, une tension d'alimentation de 14 volts est considérée comme largement suffisante pour l'obtention d'une puissance modulée de 12 watts dans une charge de $6,8 \Omega$.

Si le moteur demande une tension alternative d'alimentation élevée, (par exemple 110 ou 220 volts) il faudra utiliser un transformateur élévateur comme indiqué sur la figure 13. Naturellement, la puissance consommée par le moteur doit toujours rester inférieure à 20 watts au maximum et de préférence inférieure à 15 watts.

Le rapport de transformation sera fonction de la tension secondaire désirée ainsi qu'à la tension d'alimentation continue V_{al} . Par exemple, si la tension d'alimentation V_{al} est de 12 volts et si la tension exigée par le moteur est de 220 volts efficaces, le rapport de transformation pourra être évalué comme suit, en faisant abstraction du rendement du transformateur.

Une tension d'alimentation de 12 volts donne approximativement un signal de sortie maximal (à la limite de l'écrêtage) de 10,5 volts soit 21 volts crête à crête à la sortie de l'amplificateur en H. Traduit en volts efficaces nous trouvons :

$$10,5 / \sqrt{2} = 7,42 \text{ Volts eff.}$$

Le rapport de transformation sera :

$$220 / 7,42 = 29,6 \approx 30$$

Il faudra également que l'inductance présentée par l'enroulement primaire soit suffisamment élevée pour que

le courant à vide reste faible, ceci à la plus basse fréquence de fonctionnement possible (par exemple 35 Hz).

L'amplificateur de puissance en H a été réalisé à l'aide de deux circuits intégrés monolithiques comportant chacun un étage de sortie classique à Push série. Il s'agit de l'amplificateur basse fréquence TDA 1042 de Sescossem. Il comprend tous les étages B.F. depuis le préamplificateur jusqu'aux étages finals. L'association de deux de ces amplificateurs permet d'effectuer directement le couplage au moteur sans utiliser de capacités, ainsi qu'on l'a déjà dit.

Un système de compensation qui tient compte de la température et de la tension d'alimentation, polarise en classe AB les étages de sortie. Un circuit d'autocentrage de la tension continue de sortie, qui est en principe égale à la moitié de la tension d'alimentation, permet d'optimiser la puissance de sortie maximale en fonction de la tension d'alimentation. Le circuit de compensation ainsi que le circuit d'autocentrage 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 $150^\circ C$. Il existe également une protection qui limite le courant de sortie à une valeur prédéterminée (environ 3,5 ampères), permettant ainsi au circuit intégré de ne pas être endommagé lors d'un court-circuit accidentel de la charge.

Le gain en tension de l'amplificateur est ajustable au moyen d'une résistance ; sa valeur maximale est de l'ordre de 46 dB (200). L'amplificateur de puissance est présenté dans un boîtier spécial à très faible résistance thermique interne (inférieure à $5^\circ C/W$). Le montage des amplificateurs de puissance est indiqué dans le schéma de détail de la figure 16. Les circuits intégrés A_1 et A_2 sont alimentés en 12 volts continus. Le signal B.F. de commande provenant des étages précédents est appliqué sur les broches N° 7 qui sont les entrées ; 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 moteur est effectuée directement. Le gain de l'amplificateur intégré est déterminé par la valeur des résistances R_9 et R_{10} . Il peut être évalué à l'aide de la relation :

$$G = 8000 / (40 + R)$$

Lorsque l'on fait varier le gain de l'amplificateur, il faut également changer le réseau de compensation en fréquence. La capacité placée entre les broches N° 12 et N° 3 du circuit intégré (C_7 et C_8) 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 élevées dans ce cas.

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_9 et de R_{10} , la limite inférieure de la bande (-3 dB) dépend de la valeur des capacités C_1 et C_2 . 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. Ce courant est très faible (de l'ordre de 200 nA) ; il crée une tension de polarisation parasite qui n'intervient que peu, vu la contre-réaction interne, sur la tension continue de sortie. Cette tension de décalage étant très faible n'intervient pratiquement pas sur la puis-

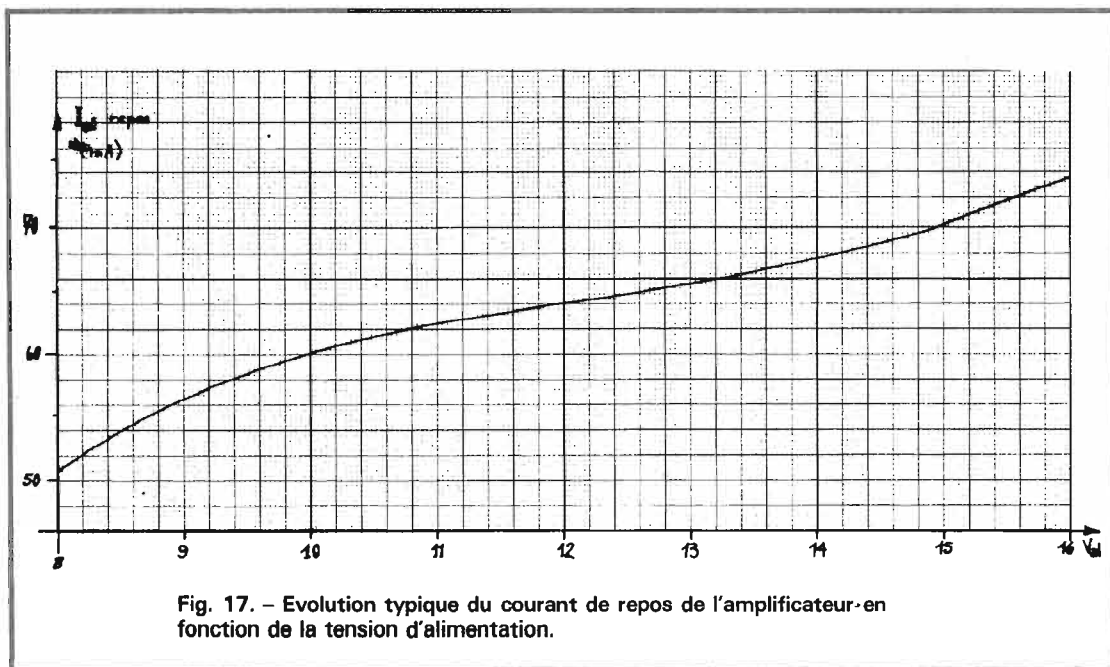


Fig. 17. - Evolution typique du courant de repos de l'amplificateur-en fonction de la tension d'alimentation.

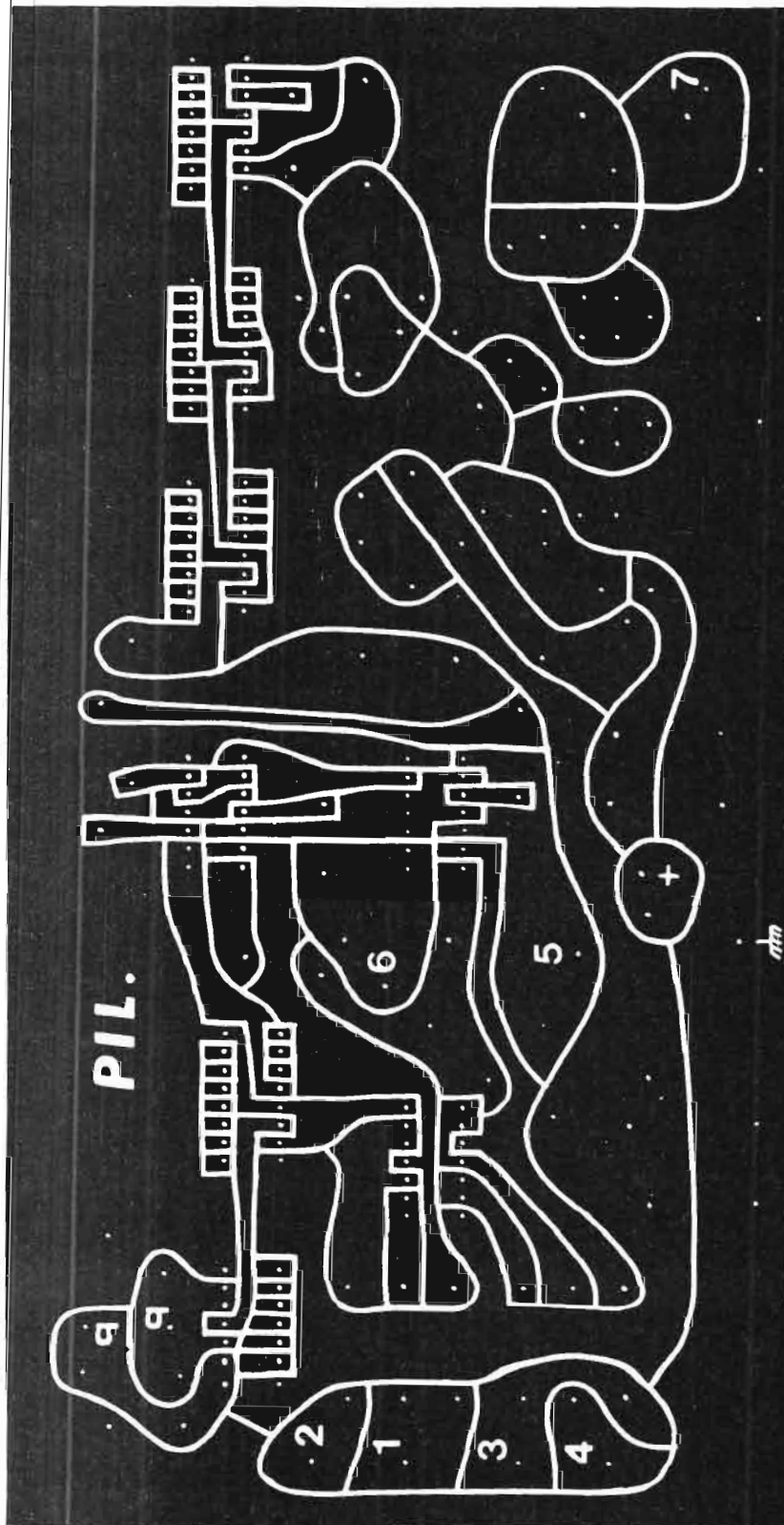


Fig. 18. - Dessin du circuit imprimé, à l'échelle 1/1, du montage de la figure 15. Les traits blancs représentent les endroits où le cuivre doit être enlevé.

sance maximale de sortie. Par contre, du fait que la charge est reliée directement entre les deux sorties, il est important que les potentiels pré-

sents sur les deux sorties N° 12 soient aussi identiques que possible, si l'on souhaite éviter qu'un courant continu circule en permanence dans la

charge. En effet, il peut exister une légère disparité entre les tensions de sortie des deux amplificateurs intégrés, qui doivent être en principe égales

à $1/2$ de V_{at} , différence due aux tolérances admises dans les caractéristiques de ces dispositifs. Pour rétablir l'équilibre entre ces deux potentiels, il suffit d'appliquer une très légère tension positive, par l'intermédiaire d'une résistance R_{11} ou R_{12} de forte valeur (habituellement de l'ordre de grandeur de $1\text{ M}\Omega$ ou plus) sur l'entrée qui convient, de telle sorte que le voltmètre, mis à la place de la charge, indique exactement zéro volt.

Les diodes D_1 à D_4 sont destinées à éviter que le potentiel des sorties S ne devienne ou plus positif que la tension d'alimentation V_{at} , ou plus négatif que le potentiel de la masse, éventualité qui peut se produire à cause de la FCEM et de l'inductance présentées par les enroulements du moteur.

Le circuit TDA 1042 de Sescosem est présenté dans un boîtier spécial comportant un étrier métallique sur lequel on vient fixer un refroidisseur. En effet, le montage pouvant délivrer une puissance maximale de 20 watts ($V_{at} = 16,5\text{ V}$ et résistance moteur = $6,8\ \Omega$) il importe que la puissance dissipée sous forme de chaleur dans les amplificateurs soit convenablement évacuée à l'extérieur. Il est bien connu que, dans un amplificateur fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur dans les circuits est au moins égale à :

$$P_{diss(max)} \geq 0,404 \times P_{s(max)}$$

Cela signifie que la dissipation dans les circuits intégrés est au moins égale à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit pour :

$$P_s/P_{s(max)} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment précis, le rendement des étages de sortie est de 50 %.

Dans notre cas, la puissance de sortie maximale étant fixée à 20 watts, la puissance dissipée maximale est

théoriquement au moins égale à 40 % de $P_{s(max)}$.

Il y aura donc à dissiper : $(20 \times 40)/100 = 8$ watts.

Si l'on désire qu'à la température ambiante de + 25 °C, la température de jonction n'excède pas 100 °C à la dissipation maximale, on doit prévoir une résistance thermique totale jonction-air de :

$$R_{(thj-a)} = (T_j - T_a) / P_{diss}$$

soit :

$$R_{(thj-a)} = (100-25)/8 = 9,4^{\circ}\text{C/W}$$

Comme la résistance thermique jonction-boîtier est au maximum de 5 °C/W, cela nous impose un radiateur d'environ 4,4 °C/W. Celui-ci peut être obtenu en utilisant une plaque d'aluminium d'environ 300 cm² et de 15/10 d'épaisseur. Dans le cas où l'on considérerait que ce radiateur est trop important, 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 présentant une surface de 300 cm² sur chaque face, et qui doit être disposée dans un endroit où l'air puisse circuler facilement autour.

S'il s'avère que le montage sera attaqué par un signal occasionnant une excursion maximale de la tension de sortie, ou bien si le moteur consomme moins de 20 watts, il devient alors possible de diminuer la taille du refroidisseur.

ETAGE D'ENTRÉE

Il est destiné à fournir des signaux d'attaque déphasés de 180° aux deux amplificateurs de puissance A_1 et A_2 . Le schéma de principe de l'étage d'entrée est représenté sur la figure 14. Il s'agit d'un amplificateur différentiel constitué par deux transistors T_1 et T_2 dont la résistance d'émetteur est en partie commune. Ce genre d'étage cons-

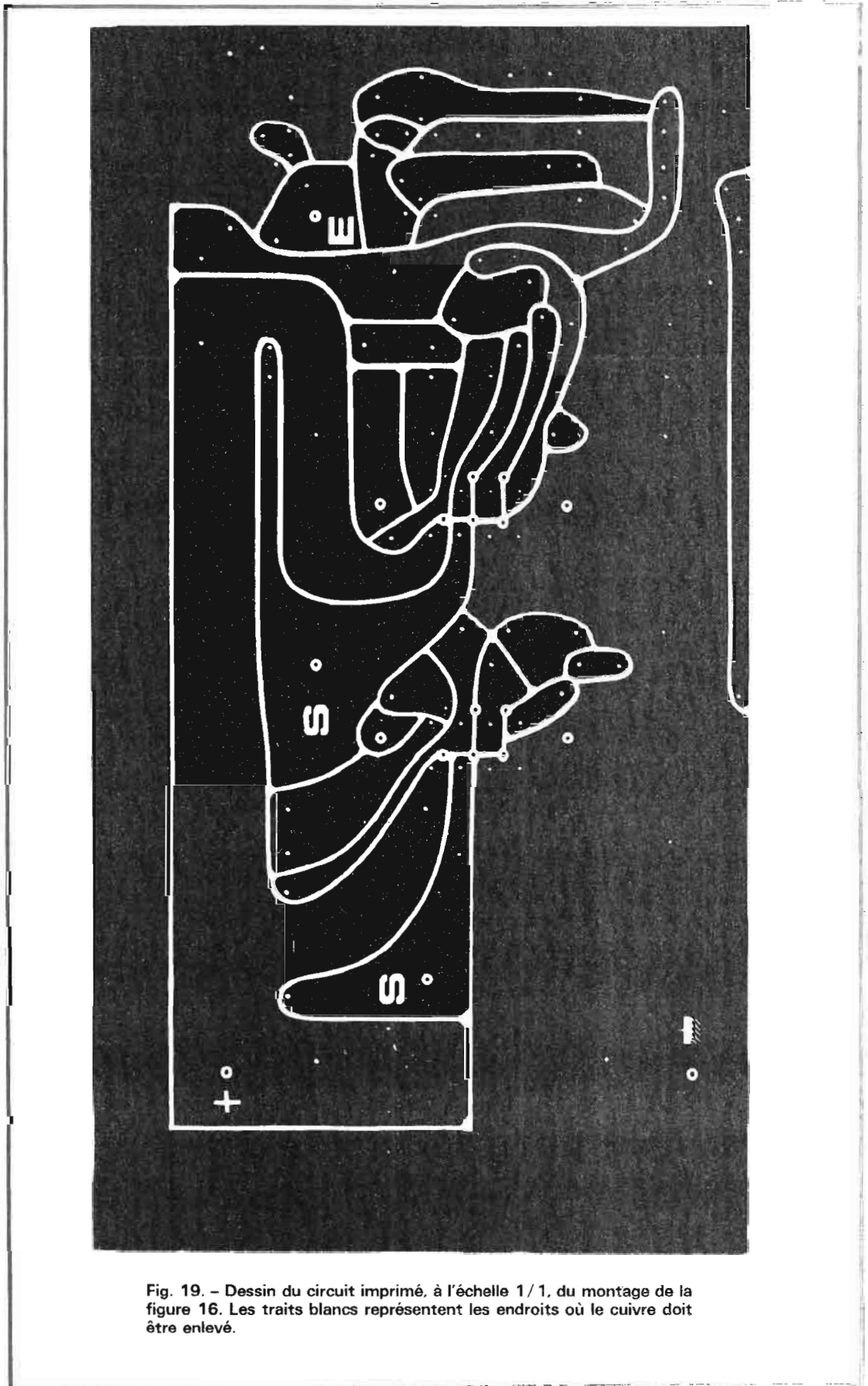


Fig. 19. - Dessin du circuit imprimé, à l'échelle 1/1, du montage de la figure 16. Les traits blancs représentent les endroits où le cuivre doit être enlevé.

titue un excellent moyen de passer d'une entrée appliquée uniquement sur une des bases, l'autre étant portée à

un potentiel fixe. Dans ce cas, la tension de sortie différentielle, c'est-à-dire la tension de sortie existant entre les collec-

teurs, sera exactement la même que si la tension d'entrée était appliquée en symétrique sur les bases de T_1

QUARTZ

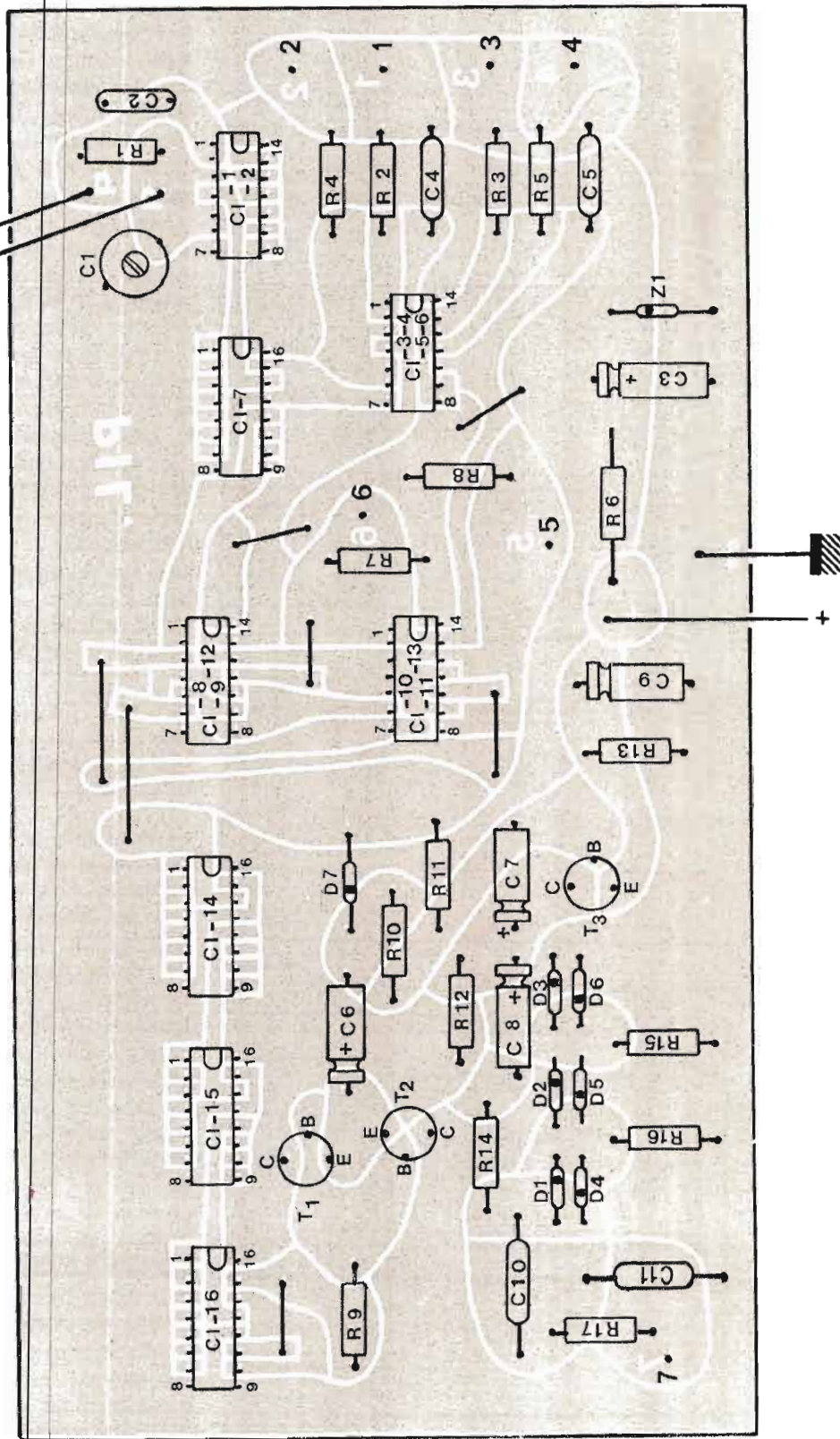


Fig. 20. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 18.

émetteurs subissent des excursions de tension qui sont provoquées par celles de la base qui est commandée. Cela étant, ils fournissent une tension d'entrée à l'émetteur du transistor dont la base est portée à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique. Le courant i_1 circulant dans T_1 et qui est dû au signal d'entrée, produira une tension aux bornes de la résistance R_{20} , ce qui en retour produit un courant en opposition de phase dans le transistor T_2 .

L'amplitude du courant i_1 sera toujours supérieure à celle du courant i_2 , et de ce fait, pour un équilibre parfait de la tension alternative de sortie, il faut que la valeur de la résistance R_{14} soit plus élevée que celle de R_{15} . Toutefois, si la valeur de la résistance commune d'émetteur R_{20} est grande comparée aux résistances de charge R_{14} et R_{15} , cette dissymétrie restera négligeable.

La tension différentielle de sortie, c'est-à-dire la tension existant entre les deux collecteurs, est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation. En revanche, les signaux présents sur les collecteurs de T_1 et de T_2 seront altérés par le niveau d'entrée si les caractéristiques des deux transistors ne sont pas identiques. Pour pallier cet inconvénient, on a disposé, en série dans chaque émetteur une résistance de contre-réaction de valeur relativement faible (R_5 et R_6). Enfin, pour s'affranchir de la légère dérive du potentiel continu des collecteurs de T_1 et de T_2 , la liaison vers l'entrée des amplificateurs est effectuée à travers deux capacités C_{13} et C_{14} .

Le gain en tension de l'étage d'entrée, tel qu'il est représenté sur le schéma de la figure 14, est de 3,7 (rapport entre la tension appliquée entre l'entrée E et la masse, et celle qui existe entre l'un ou l'autre des collecteurs et la masse. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 40 k Ω).

On remarquera, sur le schéma de la figure 14, la pré-

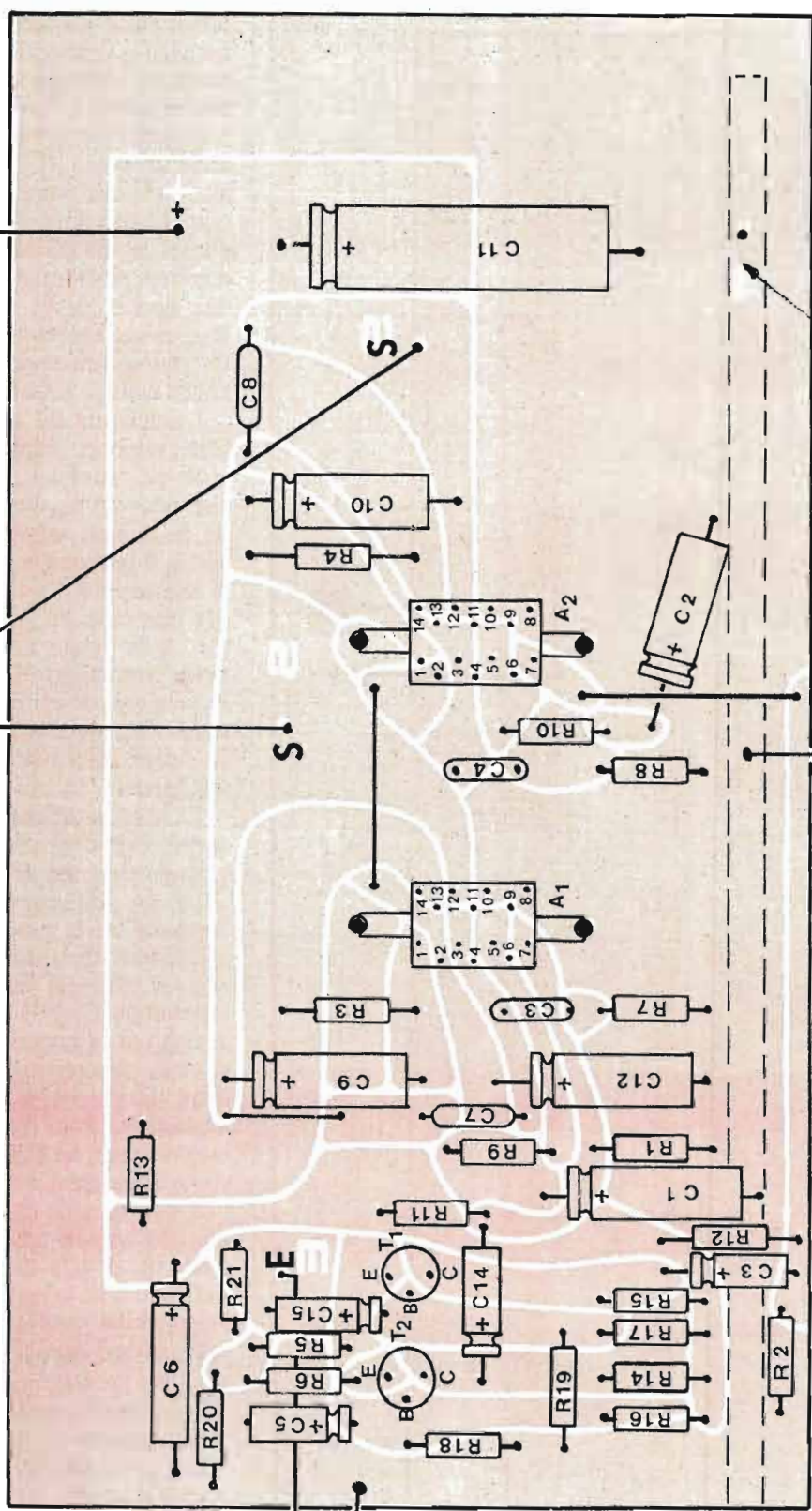
et de T_2 . De plus, par rapport à la masse, la tension alternative d'un collecteur est en opposition de phase avec celle

de l'autre collecteur. Dans le montage de la figure 14, le premier dispositif (T_1) travaille en partie en configura-

tion émetteur-commun, tandis que le second transistor fonctionne en base-commune attaquée par l'émetteur. Les

+Alim.

Moteur et diodes



tresse soudée

masse

Entrée du signal (potentiomètre)

Fig. 21. - Implantation des éléments sur le circuit imprimé de la figure 19. Noter la présence de la tresse de masse soudée sur la partie inférieure du circuit.

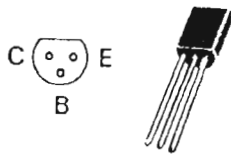
sence d'une résistance R_{21} située entre la borne d'entrée E et la masse. Elle a pour but de toujours maintenir chargé le condensateur C_{15} et d'éviter ainsi des variations importantes du potentiel de sortie de l'amplificateur lors du branchement si celui-ci s'effectue sous tension.

Les ordres de grandeur des courants dans l'étage d'entrée sont les suivants : courant collecteur de $T_1 = 1,4$ mA ; courant collecteur de $T_2 = 1,25$ mA. La chute de tension aux bornes de la résistance commune d'émetteur R_{20} est d'environ 2,1 volts.

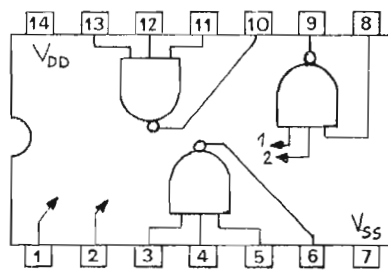
L'évolution typique du courant de repos de l'amplificateur en fonction de la tension d'alimentation V_{al} est indiquée sur le graphique de la figure 17 ; bien entendu, ce relevé a été effectué en l'absence de signal d'attaque.

RÉALISATION

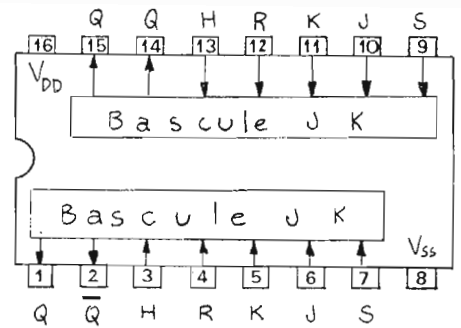
L'ensemble a été réalisé sous forme de deux circuits imprimés, l'un comprenant tous les éléments situés à l'intérieur du cadre en pointillé de la figure 15, l'autre comportant les éléments de la figure 16, à l'exception du moteur, du transformateur (éventuellement) et des diodes D_1 à D_4 . Les dessins des circuits imprimés sont donnés, à l'échelle 1/1 sur les figures 18 et 19. Le circuit imprimé de la figure 18 correspond au schéma de la figure 15. Le circuit imprimé de la figure 19 correspond au schéma de la figure 16. Les circuits imprimés sont vus du côté cuivre ; les traits noirs représentent les endroits où le métal a été enlevé par procédé chimique (circuits dits « anglais »). Les chiffres qui figurent sur ces circuits sont les mêmes que ceux qui sont portés sur les schémas correspondants. La disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 18 est indiquée sur la figure 20. D.



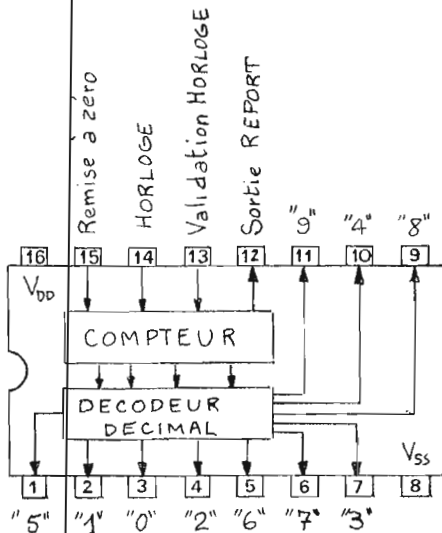
BCW 94 B
BCW 96 B
BC 236 B



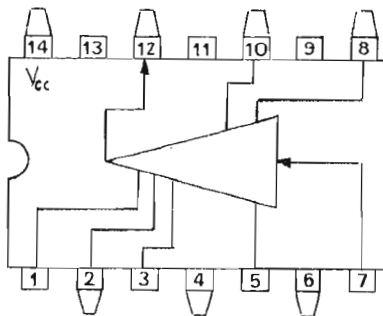
SFF 24023 AEV
(vue de dessus)



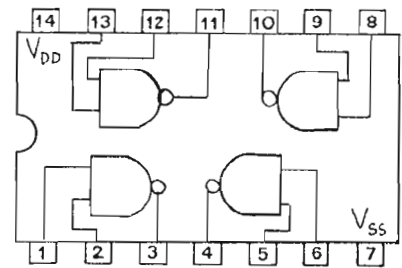
SFF 24027 AEV
(vue de dessus)



SFF 24017 AEV
(vue de dessus)



TDA 1042
(vue de dessus)



SFF 24011 AEV
(vue de dessus)

Fig. 22. - Branchement des principaux semiconducteurs utilisés dans l'ensemble.

même, l'emplacement des composants sur le circuit de la figure 21. On remarquera la présence de quelques cavaliers de court-circuit dont le but est de permettre un croisement des connexions. Le sens d'enfichage des circuits intégrés est repéré, sur le dessin d'implantation, par une petite encoche dessinée qui doit correspondre à celle qui figure sur le boîtier de ces éléments.

On remarquera également, sur le circuit imprimé de la figure 21, que l'on a soudé une tresse de masse, le long de l'extrémité inférieure du circuit imprimé, dans le but de diminuer assez sensiblement la résistance de la connexion commune de masse.

L'entrée du signal provenant du premier circuit imprimé, ainsi que les alimentations, se feront exactement

aux endroits indiqués. De même en ce qui concerne les sorties allant vers le moteur. L'entrée du signal se fera sous fil blindé. Les connexions de sortie et d'alimentation seront établies en fil de section suffisante, eu égard aux courants véhiculés. Les diodes D₁ à D₄ seront à placer le plus près possible des deux sorties S.

MISE AU POINT

Une fois le câblage terminé, on vérifie soigneusement l'emplacement et la valeur des composants, puis on alimente les montages. En ce qui concerne le montage de la figure 15, la mise au point se résume à vérifier, à l'aide d'un oscilloscope de préférence, si

les trois oscillateurs fonctionnent bien en regardant la forme du signal à la sortie de CI-2, de CI-4 et de CI-6. Puis on se reporte à la sortie de CI-12 et l'on s'assure que les pousoirs permettent de sélectionner correctement une des trois fréquences. Il est bon, ensuite, de contrôler la forme du signal sur le collecteur du transistor T₃ et également aux bornes du potentiomètre P₃; on doit retrouver des signaux comparables à ceux représentés sur les oscillogrammes des figures 5, 6 et 10.

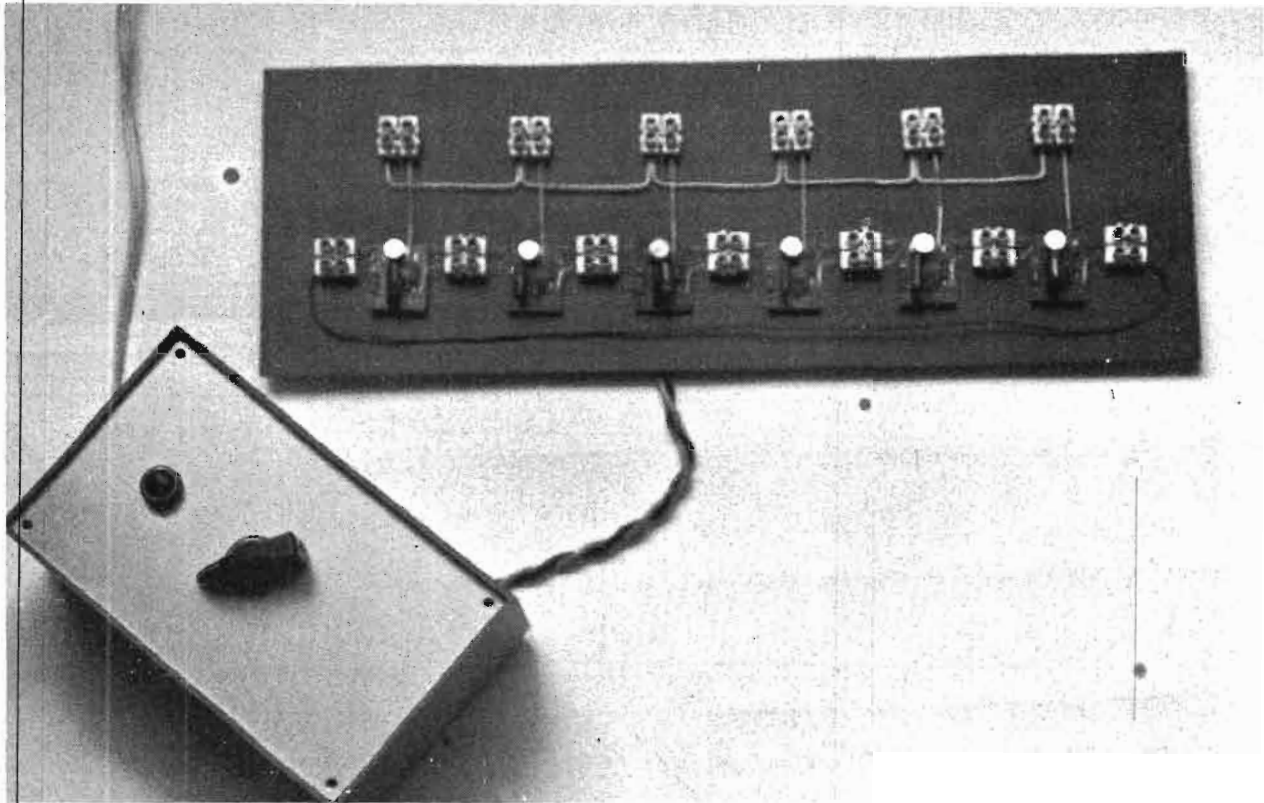
La mise au point de l'amplificateur de puissance se résume à effectuer l'équilibrage des tensions continues de sortie. Après une vérification minutieuse du câblage, on branche un voltmètre à la place de la charge. On alimente ensuite l'amplificateur et l'on vérifie, avec un ampè-

remètre placé en série avec l'alimentation, que le courant de repos est bien correct. On détermine ensuite, de manière expérimentale, quelle valeur de résistance il convient de donner soit à R₁₁, soit à R₁₂, pour rétablir l'équilibre des niveaux continus de sortie, c'est-à-dire pour que le voltmètre indique zéro volt. Avant d'effectuer cet ajustement, il est souhaitable de réunir l'entrée E à la masse afin de ne pas être perturbé par un hypothétique signal parasite.

Ensuite on pourra attaquer l'entrée E par un générateur B.F. et vérifier la conformité des caractéristiques. La pleine puissance dans la charge sera obtenue pour une tension B.F. d'entrée de l'ordre de 20 mV eff.

J. VIERVILLE

un chenillard



économique et extensible

L'AVANTAGE du montage décrit ci-dessous est surtout d'ordre économique, car ce montage ne nécessite ni transformateur d'alimentation, ni régulateur de tension, ni circuit intégré. Il se contente d'une petite unité de commande et ne demande, pour la commande de chaque ampoule, essentiellement qu'un thyristor et une diode. Le nombre de ces ampoules pouvant être compris entre 3 et 15, on peut commencer avec un circuit à trois allumages, et l'élargir, par la suite, au nombre désiré. Accessoirement, le montage a été conçu de façon à ne pas émettre de perturbations radio-électriques.

Or, il est certain que toute économie se paie, et dans le cas présent cela se traduit d'abord par le fait qu'on ne peut utiliser des ampoules

d'une puissance supérieure à 100 W. Ensuite, le montage nécessite une petite mise au point. Finalement, s'il est alimenté par un réseau de distribution très perturbé, son fonctionnement peut, de temps en temps, présenter de petites irrégularités.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le montage utilise le principe du compteur en anneau, à thyristors, avec transmission du signal dit d'horloge (impulsions provoquant la progression du compteur) par brèves coupures de l'alimentation. En basse tension, un tel montage est assez facile à mettre en œuvre, mais si on veut ali-

menter les thyristors et les ampoules directement en 220 V, on constate que le découpage d'une tension continue aussi élevée est assez difficile à réaliser par un montage à transistors. Par contre, un découpage par thyristor est possible, mais il ne fonctionne que si on travaille sur une tension redressée non filtrée. L'absence de filtrage implique, cependant, une certaine sensibilité aux perturbations véhiculées par la prise de courant.

Pour réaliser le découpage d'alimentation, on opère d'abord un redressement diphasé, produisant un train d'alternances juxtaposées. La figure 1 montre qu'on découpe ensuite, dans ce train d'alternances, de temps en temps une demi-sinusoïde, et ce découpage constitue, comme on le verra plus loin,

le signal d'avancement du compteur. Pour que celui-ci fonctionne correctement, il faut encore s'arranger pour que le thyristor de l'anneau qui conduit à un moment donné, se désamorce seulement pendant la coupure longue, et non pas aux instants où, entre deux alternances consécutives, la tension d'alimentation tombe également à zéro. Pour cela, on modifie, par un filtrage convenablement dosé, l'allure du train d'ondes comme cela est indiqué par le dessin en pointillés de la figure 2. On arrive alors à doser l'intensité résiduelle (au moment du passage par zéro) de façon qu'elle corresponde à l'intensité de maintien d'un thyristor (et d'un seul thyristor). De cette façon, on est sûr que le fonctionnement se trouve bien limité à un seul thyristor à la fois.



Fig. 1. - La commande d'avance d'allumage se fait par des interruptions de la tension redressée d'alimentation.



Fig. 2. - L'intensité de maintien du thyristor commandé est assurée, en dehors des coupures complètes, par un filtrage partiel.

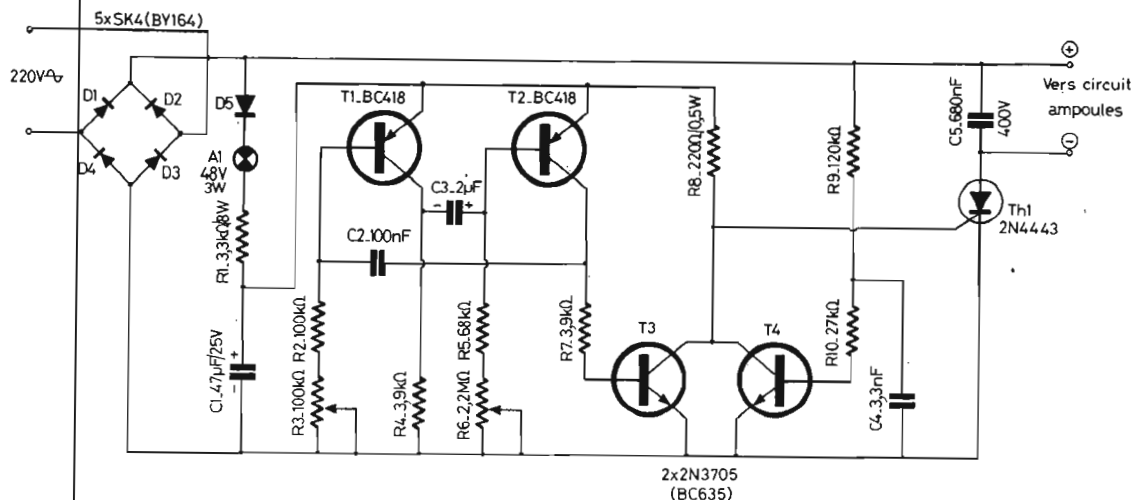


Fig. 3. - Unité de commande produisant les trains d'alternances illustrés par les figures 1 et 2.

UNITÉ DE COMMANDE

Le schéma de la figure 3 montre, à gauche, le redresseur d'alimentation qui se trouve connecté directement sur la prise de courant. Pour obtenir la basse tension (12 V environ) nécessaire pour l'alimentation des transistors, on se sert d'un diviseur de tension, composé d'une part de

l'ampoule témoin (A₁) et de R₁, et d'autre part de R₈, augmentée, suivant l'état de commutation, soit de la résistance de saturation de T₃ ou de T₄, soit de la résistance de gâchette de Th₁. Comme ces résistances sont faibles devant R₈, la tension auxiliaire d'alimentation reste suffisamment stable.

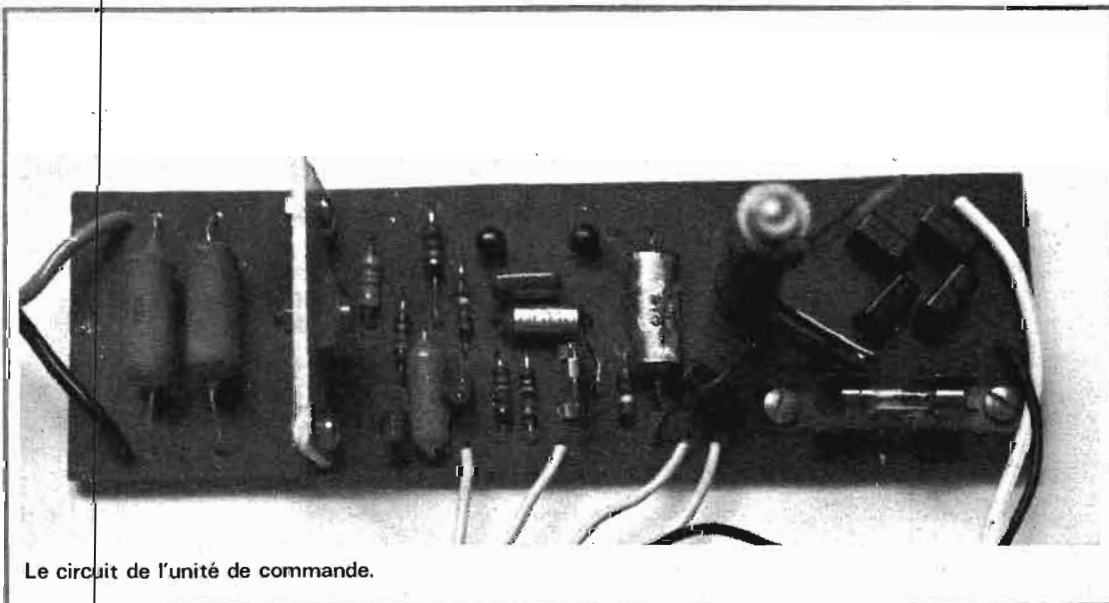
Les impulsions de progression sont produites par le multivibrateur T₁, T₂, conçu de

façon fortement asymétrique (C₃ >> C₂). La durée de blocage de T₂ peut être ajustée par le potentiomètre de vitesse de défilement (R₆) entre 0,3 et 10 secondes environ. La durée de conduction, en revanche, est beaucoup plus courte, et grâce à R₃ on peut la rendre assez exactement égale à celle d'une alternance du 50 Hz, soit 10 ms.

Le multivibrateur attaque T₃ qui dérive, lors des impul-

sions courtes, le courant circulant dans R₈, si bien que Th₁ reste bloqué pendant ces instants. Par ailleurs, il reste également bloqué quand T₄ conduit, et comme la base de T₄ se trouve commandée, via R₉, R₁₀ par la tension redressée non pas filtrée, mais légèrement retardée par C₄, le thyristor ne peut finalement s'amorcer que peu après le passage par zéro de la tension d'alimentation, et ce seulement en dehors des instants de conduction de T₃.

Par ailleurs, on s'arrange, en utilisant un condensateur de filtrage (C₁) de faible valeur, pour que le multivibrateur (T₁, T₂) se trouve synchronisé par les ondulations de l'alimentation. De ce fait, la durée de blocage de Th₁ ne peut être supérieure à la durée d'une alternance du 50 Hz. Or, une durée inférieure n'est pas possible non plus, puisque T₄ ne permet l'amorçage du thyristor qu'au début d'une alternance. Accessoirement, ce mode de fonctionnement correspond à une production minimale de perturbations radio-électriques.



Le circuit de l'unité de commande.

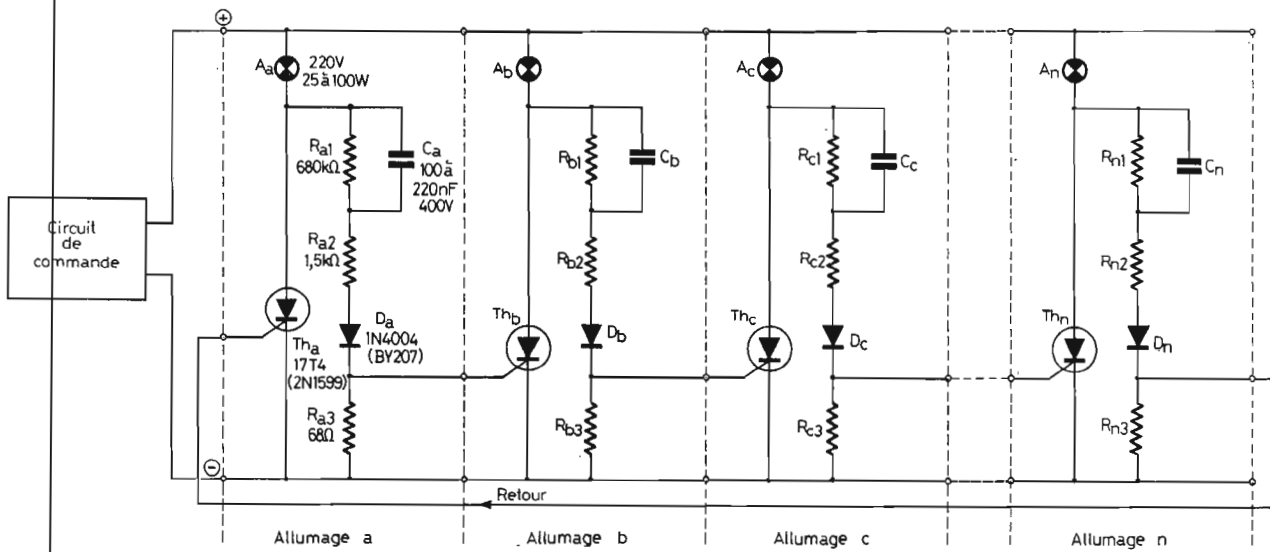


Fig. 4. - Cet anneau de thyristors ne demande que trois conducteurs de liaison et un de retour.

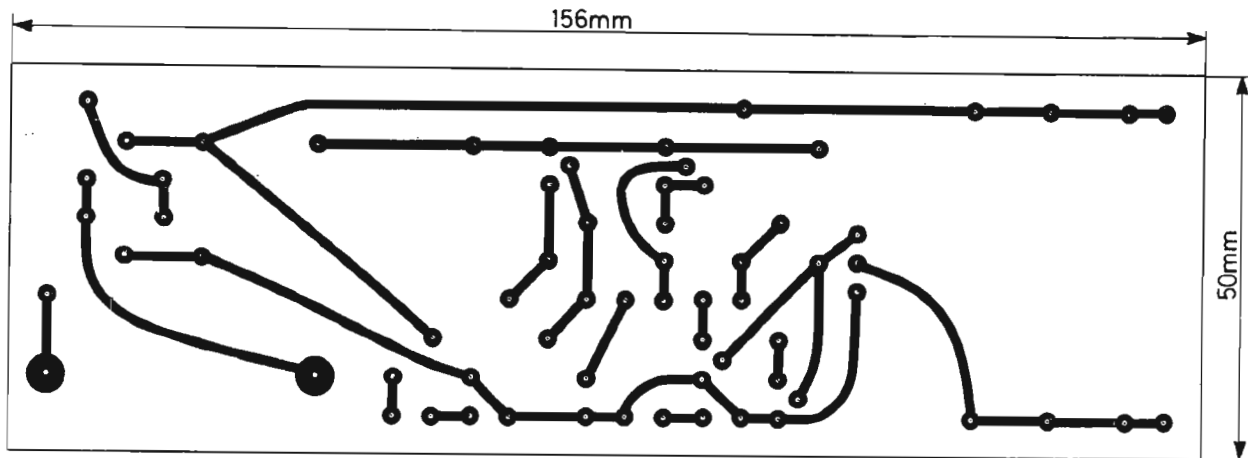
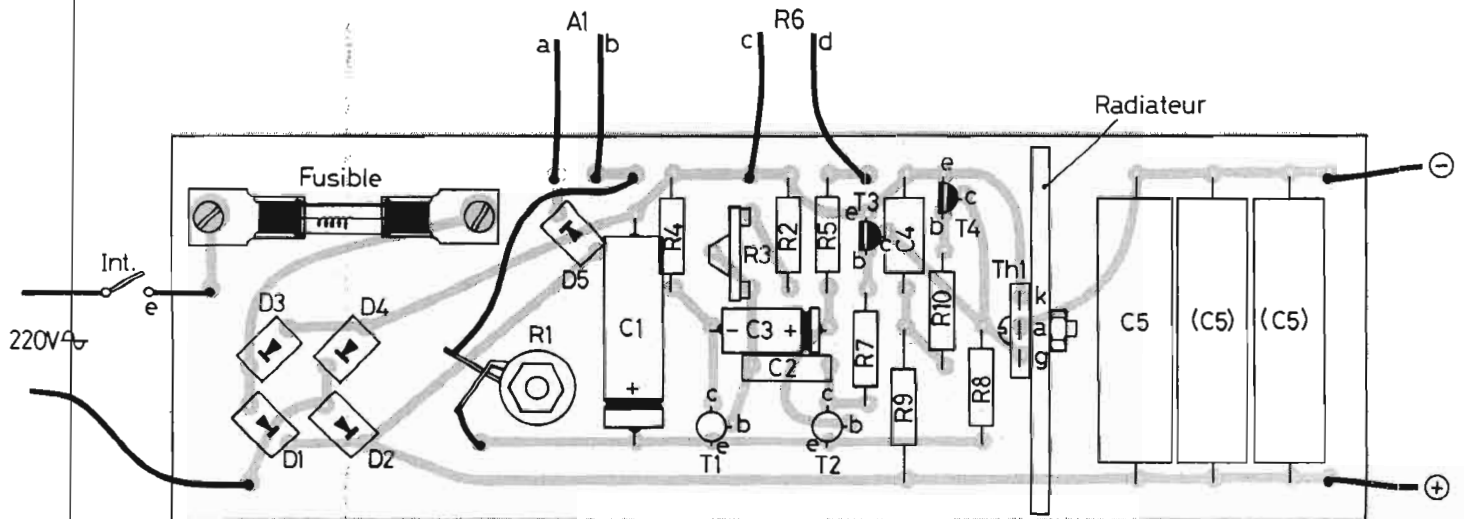


Fig. 5. - Plan de connexion et d'implantation de l'unité de commande.



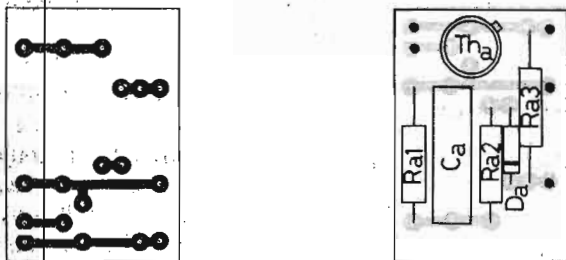


Fig. 6. — Réalisation et interconnexion des circuits de commande d'allumage.

LE COMPTEUR EN ANNEAU

Le compteur en anneau dont le schéma est reproduit dans la figure 4 ne prendra pas forcément, dès sa mise sous tension, un état bien défini. Mais la valeur de C_5 (fig. 3) est telle que l'intensité résiduelle, au moment des passages par zéro, soit tout

juste égale à l'intensité de maintien de celui des thyristors utilisés qui, précisément, demande l'intensité de maintien la plus forte. Aucun autre thyristor, en dehors de celui-là, ne pourra donc se trouver amorcé et ce au plus tard quand le compteur aura progressé jusqu'à la position correspondante.

On pourra donc admettre que ce soit, par exemple, Th_b (fig. 4) qui soit seul conduc-

teur à un instant donné. Comme sa tension cathode-anode sera alors faible pendant un temps assez long, C_b aura pu se décharger dans R_{b1} . Or, dans l'étage précédent (a), C_a se trouve chargé (à la tension de crête du réseau, soit 310 V), car la résistance de l'ampoule est très faible devant R_{a1} . Lors de la première des coupures périodiques de l'alimentation, Th_b va d'abord se bloquer. Mais la durée de cette course sera suffisamment courte pour que C_a n'ait guère le temps de se décharger, et il en est de même pour $C_c... C_n$, c'est-à-dire pour tous les étages précédemment éteints. Seul C_b reste déchargé, et, lors de la première alternance après la coupure, il va demander une intensité importante de charge. Par R_{b2} , on limite cette intensité à une valeur non destructive pour Th_c , mais elle reste néanmoins suffisante pour provoquer

l'amorçage de ce thyristor. Ce dernier reste donc conducteur jusqu'à la coupure suivante de l'alimentation et c'est alors l'allumage c qui entre en service.

RÉALISATION ET MISE AU POINT

La figure 5 montre la platine de l'unité de commande qui a été conçue pour être logée dans un boîtier « Teko », modèle P/3. Sur cette platine, on a laissé une place assez large pour R_1 , à cause de la dissipation de cette résistance, laquelle a été montée perpendiculairement par rapport à la platine, à l'aide d'une tige filetée. On dispose également d'une assez large plage pour C_5 , car, lors de la mise au point, il pourra arriver qu'on doive modifier la valeur de C_5 , par

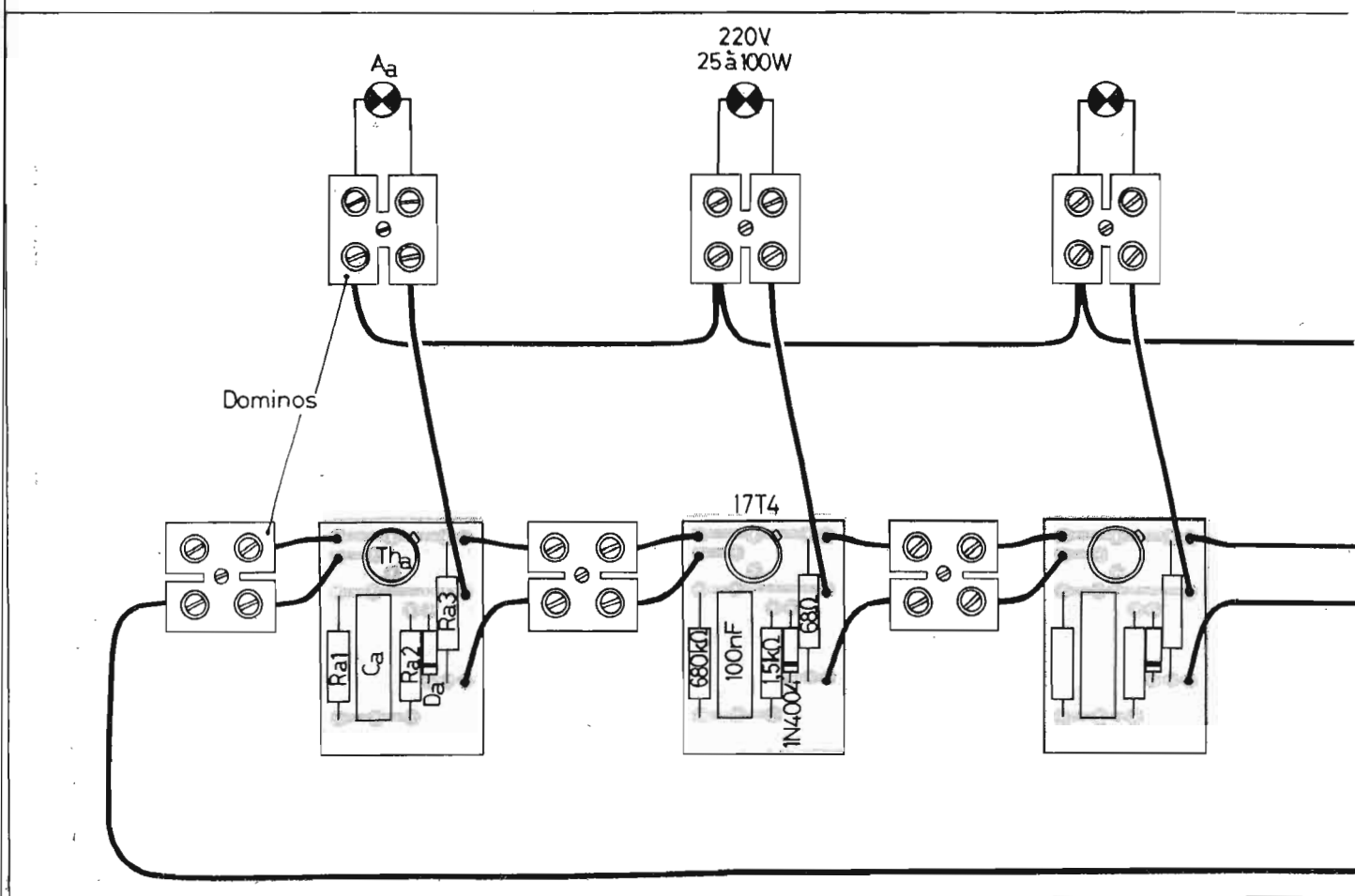
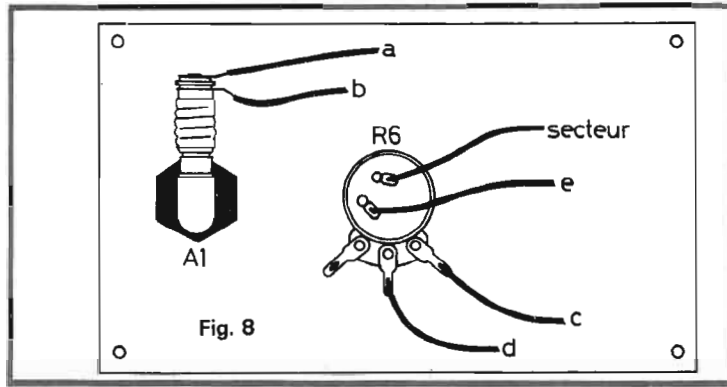


Fig. 7

une mise en parallèle de plusieurs valeurs.

Après avoir réalisé le circuit de la figure 5, on connecte une ampoule de 220 V sur sa sortie, et on pourra alors observer les très brèves interruptions d'alimentation que produit le multivibrateur et dont la cadence est ajustable par R_6 . Pour ajuster R_3 de façon que ces interruptions aient la durée voulue, il suffit maintenant (tout en laissant l'ampoule en place) de connecter un voltmètre (gamme 100 ou 300 V continus) entre cathode et anode de Th_1 . Lors de chaque interruption d'alimentation, ce voltmètre va dévier brièvement et d'autant plus fortement que la durée de la coupure est plus longue. Comme cette durée ne peut être égale à celle d'une ou à celle de deux alternances, la différence est assez nettement visible. On ajuste donc R_3 de façon que le voltmètre dévie d'une façon régulièrement



cadencée, toujours avec une amplitude identique, et aussi faible que possible. Si on dispose d'un oscilloscope, on peut l'utiliser pour reproduire les trains d'alternances de la figure 1.

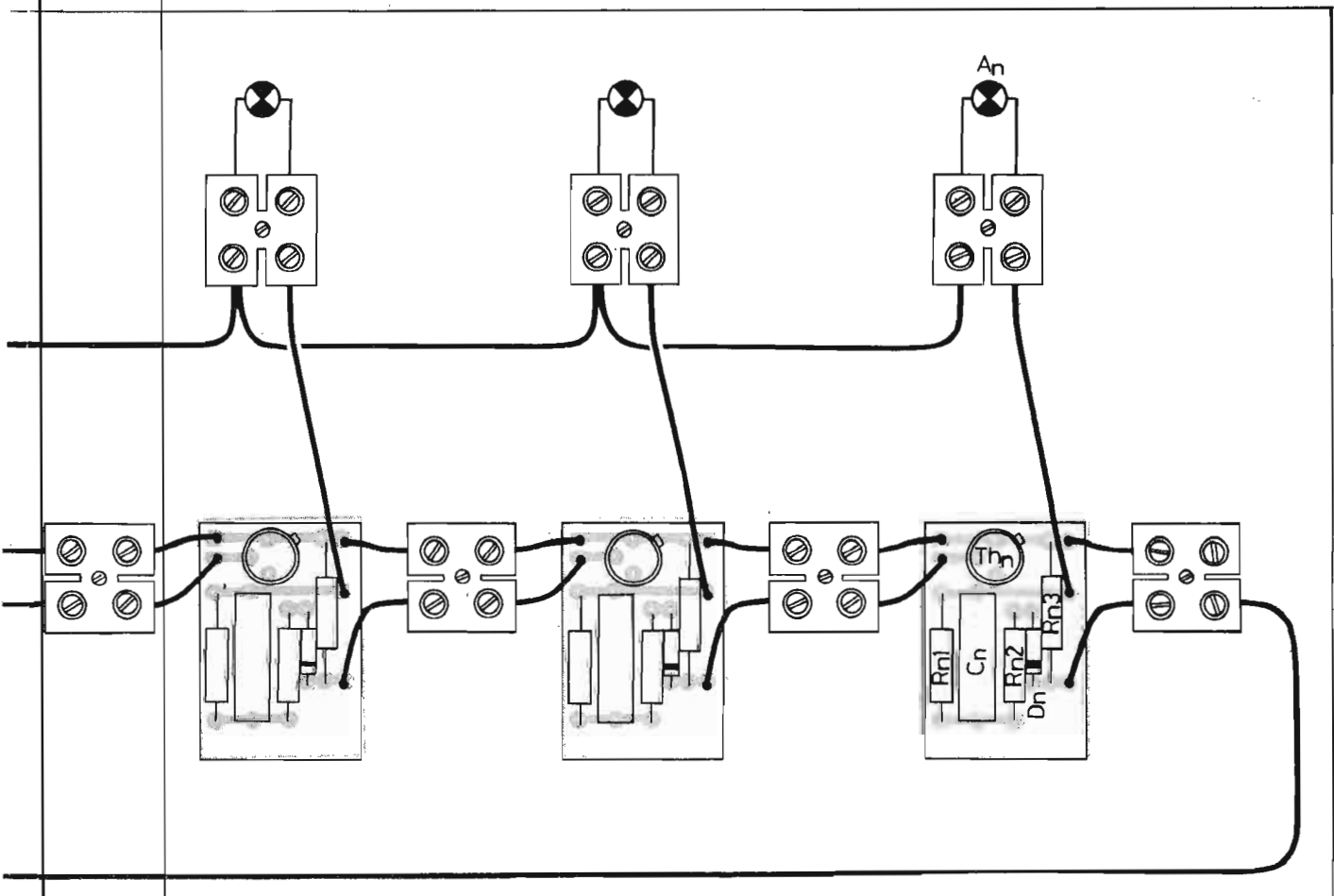
Quant aux circuits d'allumage de la figure 6, on peut en monter plusieurs sur une même platine, ou réaliser des circuits individuels pour chaque ampoule, comme dans le cas de la maquette. Cette dernière disposition permet assez facilement la réalisation de guirlandes, puisqu'il suffit de

trois fils de liaison entre chaque élément.

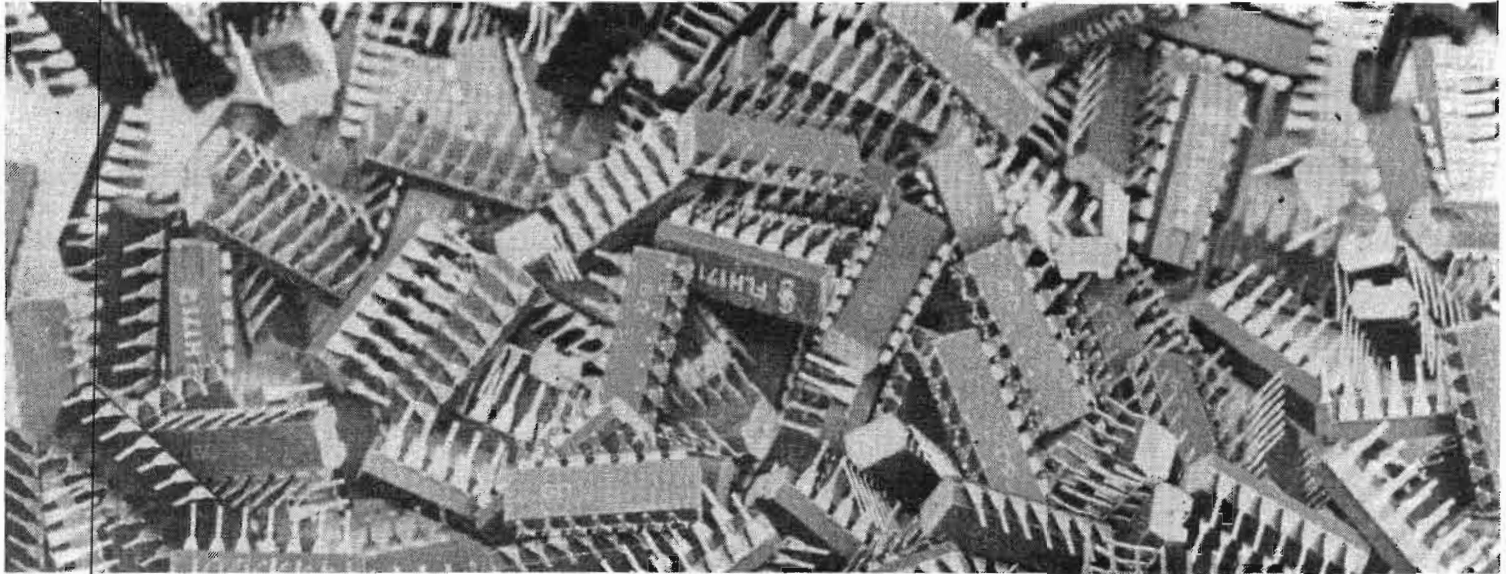
Pour le condensateur se trouvant sur chaque plaquette d'allumage, on prendra, pour commencer, une valeur moyenne, soit 150 nF. Après réalisation des circuits, on en connecte d'abord deux sur l'unité de commande, avec retour du second sur le premier. On observera alors un simple clignotement alterné. Ensuite, on augmente l'anneau d'une nouvelle unité, on vérifie de nouveau, et ainsi de suite. Jusqu'à 4 ou 5 unités,

il n'y aura généralement pas de problème. Mais lorsqu'on arrive à un nombre plus grand, une mise au point peut devenir nécessaire. Si l'anneau maintient toujours deux allumages qui, cependant, se déplacent, il convient de réduire C_5 (fig. 3). Une augmentation de cette capacité peut être nécessaire, quand une ampoule, au lieu de s'allumer franchement, ne produit qu'un éclair bref et atténué. Un refus total d'allumage provient généralement d'une valeur trop faible du condensateur de la plaquette d'allumage (C_a), alors que cette capacité est à diminuer en cas d'allumage intempestif. En suivant ces indications, on arrivera assez rapidement au fonctionnement correct du montage, et il sera très rare qu'on tombe sur un thyristor dont la dispersion de caractéristiques soit telle qu'il faille l'écarter.

H. SCHREIBER



LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

préamplificateur correcteur pour P. U. magnétique

LES préamplificateurs correcteurs RIAA peuvent être réalisés à partir de beaucoup de circuits intégrés. Les constructeurs disposent dans leur catalogue de circuits spécialisés, ce que nous avons déjà vu avec un MC 1339 de Motorola. Ici, nous avons fait appel à un circuit amplificateur opérationnel dont le but n'est évidemment pas celui-là. Ce qu'il faut retenir de cette utilisation, c'est l'emploi d'une boucle de contre-réaction complexe pour modeler la courbe de réponse en fréquence. Le principe de cette contre-réaction peut être extrapolé pour de nombreux cas, on verra aussi que les circuits intégrés du type amplificateurs opérationnels ne sont pas particulièrement conçus pour les appli-

cations à faible bruit. C'est ce qui explique pourquoi beaucoup de constructeur de matériel Haute Fidélité utilisent encore les transistors discrets, à juste titre.

La figure 1 donne le principe général du préamplificateur à contre-réaction. Nous

avons vu précédemment un préamplificateur pour micro, il utilisait cette structure, et comme le gain devait être constant quelle que soit la fréquence de fonctionnement, le circuit représenté par le rectangle, Z_1 , était une simple résistance.

Le gain du circuit était déterminé par le rapport de l'impédance Z et de la résistance R_1 . En effet, l'amplificateur opérationnel est un ampli dont le gain est très grand. Le fait de monter une contre-réaction tend à corriger, à l'entrée, tout ce qui se produit

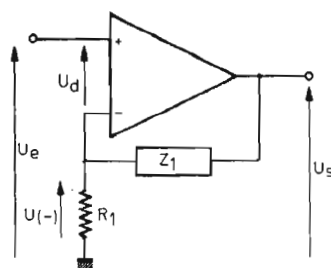


Fig. 1. - Principe général de la contre-réaction.

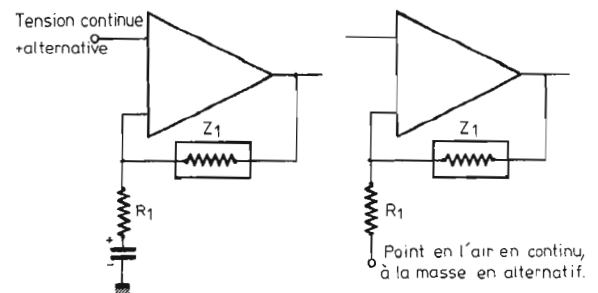


Fig. 2. - Stabilisation du point de fonctionnement.

en sortie. Comme le gain est très grand et aussi que l'impédance d'entrée du préamplificateur est très grande, la tension différentielle d'entrée sera très petite, quelques millivolts ou encore moins. La tension de l'entrée inverseuse (-) sera donc égale à la tension de l'entrée plus et nous aurons la relation suivante :

$$U_s \times \frac{R_1}{R_1 + Z_1} = U_e$$

(principe du diviseur potentiométrique). Nous aurons donc :

$$U_s = \frac{(R_1 + Z_1)}{R_1} \times U_e$$

On voit donc qu'on peut toujours obtenir un gain déterminé qui ne dépendra pas du gain du circuit intégré mais du rapport des résistances et des impédances.

Nous avons ici représenté une résistance en R_1 , il va de soi que cette résistance peut être aussi remplacée par une impédance.

Nous retrouvons ce cas de figure avec les préamplificateurs à courant alternatif. On se sert de ce système pour stabiliser le point de fonctionnement en continu. La figure 2 représente le schéma de principe de cette stabilisation. Le point de fonctionnement de l'entrée positive est fixé par un système quelconque, point à la masse, ou pont de résistances. La résistance R_1 de la figure 2 est mise à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur. En alternatif, aux fréquences suffisamment basses, l'impédance du condensateur est très grande (infinie, aux fuites près en continu), la sortie de l'amplificateur est pratiquement reliée à l'entrée inverseuse (-). La branche R_1 a une impédance infinie, donc la tension de sortie du montage est égale à la tension d'entrée (-) et (+). Ceci est valable si le courant dans l'impédance Z_1 (ici on a une résistance puisqu'on considère les tensions continues) est nul, ce qui sera le cas

si l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est très grande. Là encore, cette condition est très souvent satisfaite et le courant qui peut passer au travers de la résistance est très faible.

En alternatif, nous retrouvons notre diviseur potentiométrique. Toutes les variations continues, introduites par une instabilité d'ordre thermique du circuit intégré, se retrouveront réinjectées à l'entrée qui commandera l'annulation des dérives. Les variations de la tension de sortie seront très faibles devant les tensions utiles du montage.

APPLICATION AU CORRECTEUR RIIA

La figure 3 représente le schéma de principe simplifié valable pour les tensions alternatives. Nous avons ici omis le pont de polarisation que l'on retrouvera sur le schéma définitif. Le réseau de contre-réaction est composé des résistances R_5 , R_6 et R_3 (nous avons pris ici les références du schéma final) et des condensateurs C_2 , C_3 et C_6 .

La figure 4 donne, compte tenu des valeurs des condensateurs, quelques cas particu-

liers permettant de décomposer le problème. Aux fréquences très basses, le circuit se compose de deux résistances R_6 et R_3 et de deux condensateurs. C_6 a une valeur forte, donc une petite impédance tandis que R_3 a également une valeur faible, aux fréquences très basses, l'impédance du condensateur ne sera plus négligeable devant la valeur de la résistance et devra être prise en considération. De même, R_6 est une forte résistance et C_3 aura une impédance comparable aux fréquences basses. Par contre, C_2 aura une impédance très grande devant R_5 qui le court-

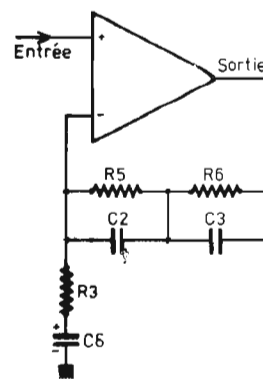
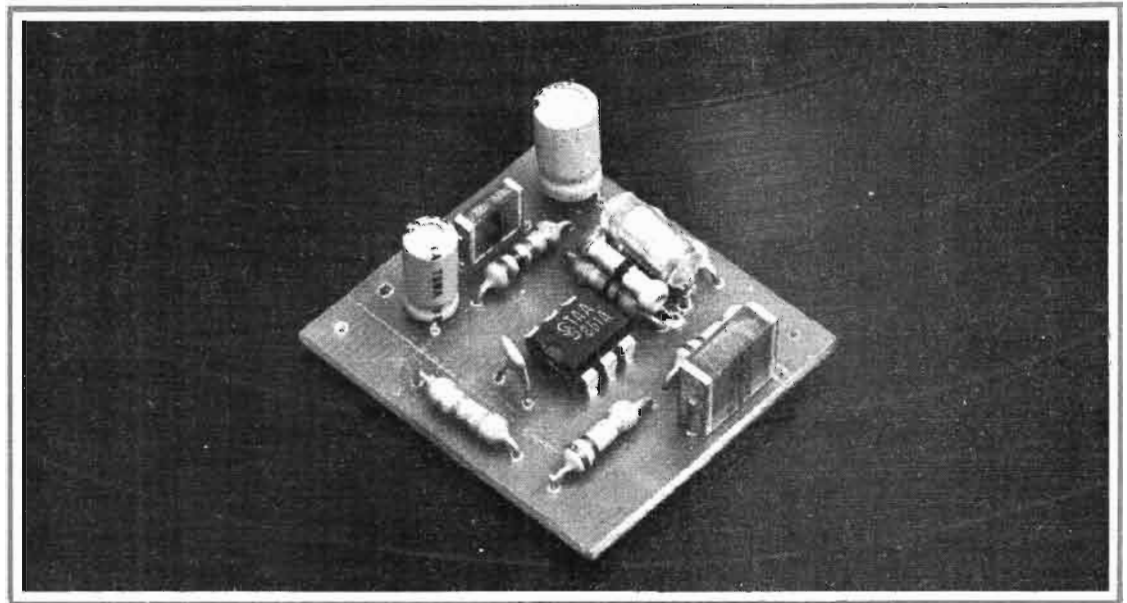


Fig. 3. - Principe de la contre-réaction sélective.

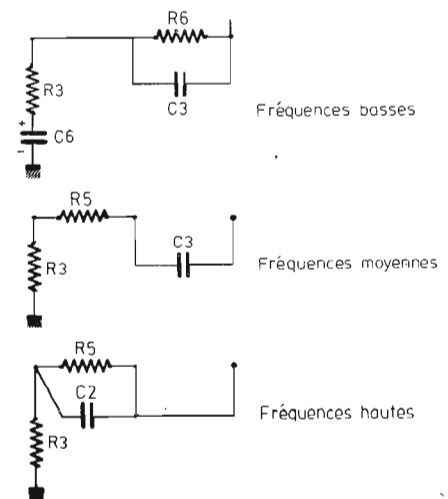


Fig. 4. - Comportement des éléments en fonction de la fréquence.

circuitera. De même, R_5 sera faible devant l'impédance de R_6 et C_3 placés en parallèle.

Aux fréquences basses, de l'ordre de 100 Hz, le gain sera déterminé par le rapport entre R_3 et R_6 , au-dessous, le condensateur C_6 interviendra. La fréquence de coupure du circuit C_3, R_6 est de 50 Hz, la valeur de la résistance est de 1 M Ω et le condensateur aura une valeur de 3,3 nF. Aux fréquences moyennes, le condensateur C_3 a une impédance faible devant la résistance de 1 M Ω . Nous avons alors le schéma équivalent suivant, composé de R_5, R_3 et C_3 . La fréquence de coupure de R_5/C_3 est de 500 Hz, la résistance R_5 sera de 100 000 Ω , soit dix fois moins que la valeur de la résistance R_6 .

Aux fréquences hautes, le condensateur C_3 est devenu un court-circuit, C_2 commence à intervenir, maintenant, l'impédance Z_1 de notre circuit de départ est constituée de R_5 en parallèle avec C_2 . La fréquence de coupure de ce circuit est de 2 200 Hz, le condensateur C_2 aura une valeur de 750 pF environ.

Nous avons ici pris une

représentation simplifiée de la tenue des condensateurs en fonction de la fréquence, en réalité, tous ces éléments interfèrent entre eux ce qui peut expliquer certaines déviations vis-à-vis de la courbe théorique. En outre, les condensateurs sont disponibles avec des valeurs normalisées qu'il faudra impérativement choisir sous peine de ne pouvoir trouver les composants. Ce qui nous amène au schéma définitif, celui de la figure 5. Un fait important à noter : la courbe de correction n'est pas influencée par la valeur de R_3 , résistance qui ne modifie que le gain.

Le point de fonctionnement est fixé par un pont de résistances, ce pont de résistances détermine l'impédance d'entrée du montage. Ici, nous avons 50 k Ω en parallèle sur l'impédance d'entrée du montage, ce qui nous fait approximativement les 47 000 Ω requis par la plupart des phonocepteurs du commerce. Les deux résistances sont de même valeur pour que la tension continue de sortie du montage soit égale à la moitié de la tension d'alimentation, valeur favorable à l'obtention

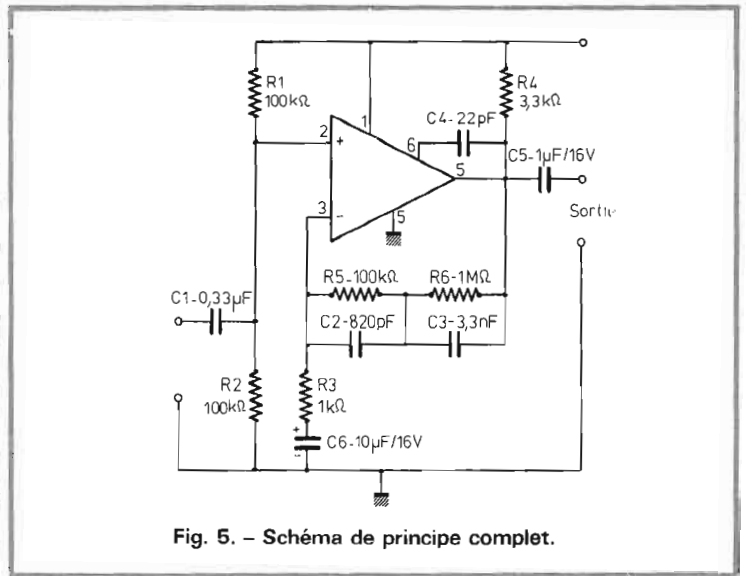


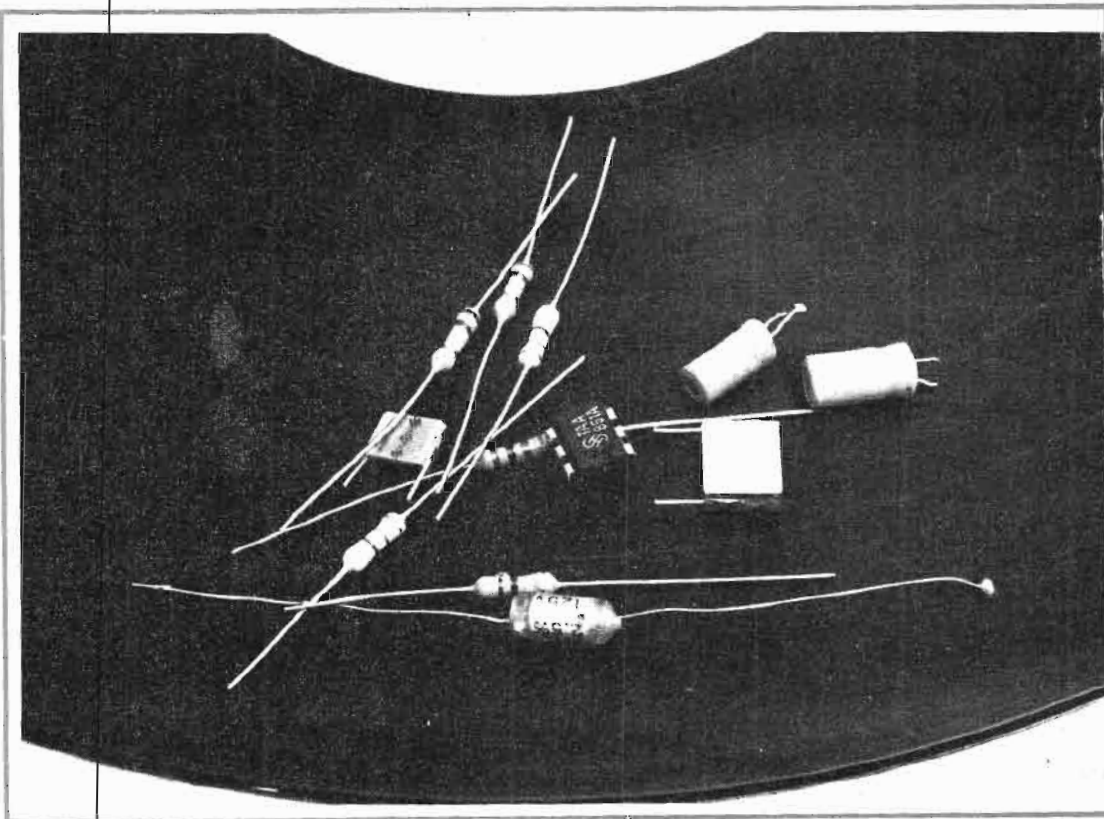
Fig. 5. - Schéma de principe complet.

de l'excursion maximale de la tension de sortie.

Le gain maximal est fixé par le rapport entre R_6 et R_3 comme nous l'avons vu figure 4. Il est de 1 000, soit 60 dB. A 1 000 Hz, le gain doit être d'environ 40 dB, cette valeur est donnée par R_5 , dix fois plus faible que R_6 . Le condensateur C_6 est de 10 μ F, cette valeur donne une atténuation de 2 dB aux fréquences basses, on pourra remplacer ce condensateur par un autre de valeur plus forte, nous verrons au chapitre des mesures

les améliorations apportées en augmentant cette valeur.

Le condensateur C_4 est un élément de compensation interne, il sert à stabiliser le fonctionnement du circuit intégré aux fréquences hautes. Si ce condensateur est omis, des oscillations apparaissent à une fréquence élevée (aux fréquences élevées, le gain du circuit en boucle fermée est faible et les risques d'oscillation apparaissent). Le circuit intégré utilisé est du type TAA 861A, circuit caractérisé par une sortie en collecteur ouvert. Il est donc impératif de placer une résistance de charge. Entrée et sortie se font sur condensateur, la valeur du condensateur d'entrée peut être modifiée pour jouer le rôle de filtre passe-haut. Ainsi, on évitera de transmettre au travers du circuit des composantes à très basses fréquences, donc fortement amplifiées qui risquent de produire une intermodulation inutile. Avec un condensateur de 0,1 μ F, la fréquence de coupure sera de 30 Hz. Bien entendu, la courbe de réponse globale s'en ressentira. A la sortie, on pourra aussi introduire un filtre, une résistance de 4,7 k Ω placée en sortie du montage donne un filtre coupant aussi à 30 Hz. L'inconvénient de ce filtre est qu'il atténue sensiblement le signal, l'impédance de sortie du circuit intégré n'étant pas négligeable.



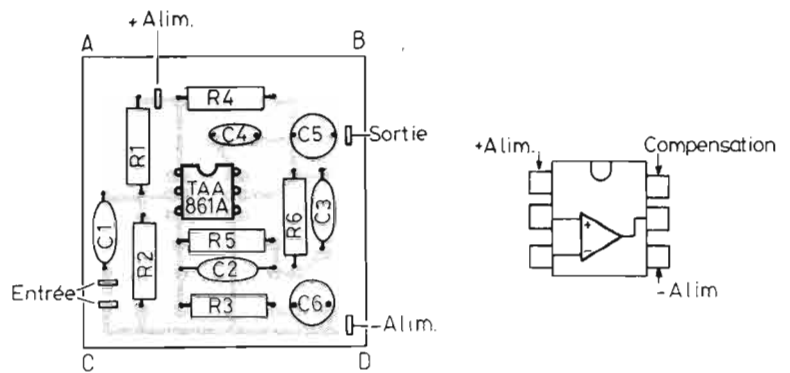
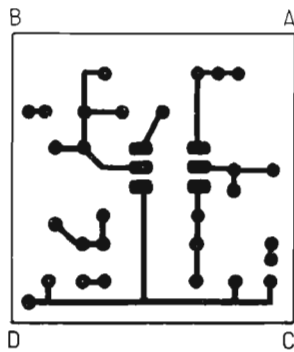


Fig. 6

RÉALISATION

Nous vous proposons ici une réalisation sur circuit imprimé miniature. Le nombre de composants est très faible, on aurait encore pu le réduire en adoptant une alimentation symétrique. Ce montage n'exige pas de mise au point, dans le cas où des oscillations se produiraient, il est possible de changer la valeur du condensateur C_4 . Une valeur de 22 pF convient parfaitement. Un détail encore, si on charge le circuit par un câble blindé de forte capacité parasite, des oscillations peuvent également se

produire, le remède est simple, il suffit de placer en série avec le conducteur central du câble blindé, responsable de cette capacité parasite, une résistance de 220 Ω .

MESURES

Le gain du montage est effectivement de 40 dB à 1 000 Hz, c'est ce qui était prévu. Une tension d'entrée de 5 mV donne une tension de sortie de 0,5 V. Le rapport signal/bruit est de 66 dB en mesure non pondérée, dans la bande de fréquence de 20 Hz à 20 000 Hz. cette mesure éli-

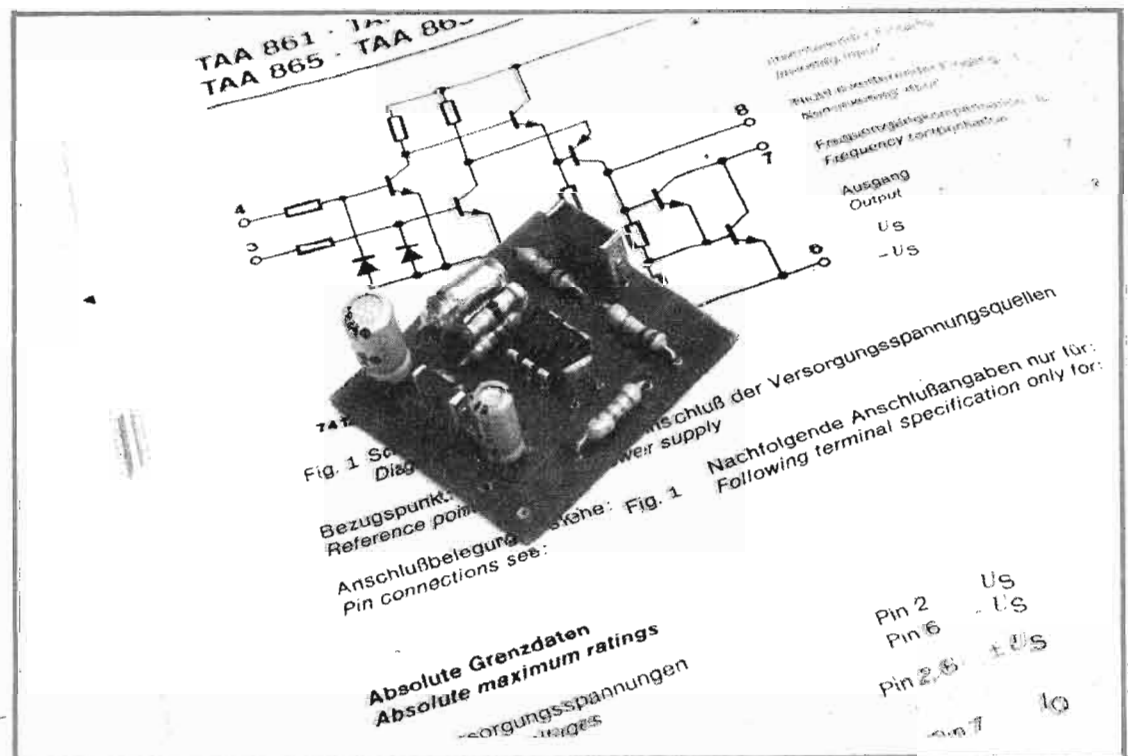
Tableau I

Fréquence Hz	Niveau dB ($C_6 = 10 \mu\text{F}$)	Niveau dB ($C_6 = 68 \mu\text{F}$)
31	+ 16	+ 17
62	+ 14,5	+ 16
125	+ 11	+ 11,2
250	+ 5	+ 5
500	+ 2	+ 2
1000	0	0
2000	- 2	- 2
4000	- 6,5	- 6,5
8000	- 12	- 12
16000	- 17,8	- 17,8
20000	- 19,8	- 19,8

Courbe de réponse amplitude/fréquence.

LISTE DES COMPOSANTS

- R_1, R_2, R_5 = résistances
100 k Ω 5 %
 - R_6 = 1 M Ω 5 %
 - R_3 = 1 k Ω 5 %
 - R_4 = 3,3 k Ω 5 %
 - C_1 = condensateur Mylar
0,33 μF
 - C_2 = plastique 820 pF
 - C_3 = Mylar 3,3 nF
 - C_4 = céramique 22 pF
 - C_5 = condensateur chimique
1 μF 16 V
 - C_6 = condensateur chimique
10 ou 68 μF (voir texte) 16 V
- Circuit intégré : TAA 861 A ou équivalent.



mine certains bruits TBF dont sont responsables beaucoup de circuits intégrés. En mesure pondérée avec le filtre aux normes DIN (filtre psychométrique) le rapport signal/bruit est de 78 dB, ce qui nous fait un bruit ramené à l'entrée de -118 dBm. Avec une tension d'alimentation de 20 V, la tension de saturation est de 40 mV, ce qui donne une tension de sortie de 4 V efficaces. Si vous utilisez une tête de lecture à forte sensibilité, vous pouvez augmenter la valeur de la résistance R_3 si vous la doublez, le gain sera divisé par deux, la tension maximale sera de 80 mV, et ainsi de suite. Cette tension de saturation est bien entendu donnée à 1 000 Hz, aux autres fréquences, elle est soit inférieure pour les fréquences basses, soit supérieure pour les fréquences hautes. La tension de saturation suit elle aussi la courbe RIAA.

Avec une tension d'alimentation réduite à 10 V, la ten-

sion de saturation passe à 12 mV ; la marge de sécurité est faible, là encore, une modification de R_3 peut être utile, le gain du préamplificateur pourra être adapté à la sensibilité du préamplificateur qu'il attaquera.

La courbe de réponse est donnée sur le tableau 1. Les écarts avec la courbe RIAA théorique sont négligeables sauf peut-être à 31 Hz où il atteint un peu plus de 2 dB. A cette fréquence, les condensateurs C_1 et C_6 interviennent. On notera dans la colonne centrale l'influence de la valeur du condensateur C_6 servant à la mise à la masse de la résistance R_3 .

CONCLUSIONS

L'emploi d'une contre-réaction sélective permet de réaliser sans trop de difficulté des amplificateurs de correction.

Une dernière mise au point permettra peut être de frôler de plus près encore la courbe RIAA, ce qui n'est pas très utile ; vous pouvez essayer de voir l'influence de toutes les valeurs sur le comportement de l'amplificateur, c'est une expérience très instructive. Si vous voulez l'utiliser, alors contentez-vous de suivre le schéma, l'exemple que nous avons donné concerne un circuit intégré particulier, le même schéma peut être repris et adapté à d'autres circuits intégrés, on peut même en trouver des exemplaires dont le bruit de fond est particulièrement bas (certains 709 par exemple), avec des amplis « op », vous pourrez avoir des performances aussi bonnes qu'avec des circuits spécialement conçus dans ce but et dont le prix est adapté aux performances, alors, pourquoi ne pas essayer ? En suivant cette rubrique, vous avez pu trouver presque tous les éléments pour la réalisation d'un

amplificateur à circuits intégrés, il ne manque plus que le correcteur de timbre, à vous d'en monter un en partant du schéma que nous venons de voir. Il suffit de changer le circuit de correction !

E. LÉMERY

NOUVEAU... NEW... NEU... NOUVEAU... NEW... NEU... NOUVEAU... NEW... NEU...

2 ensembles compacts MUSIC CENTER d'excellente qualité musicale

MC 665

- Normes DIN 45 500
- TUNER : 4 gammes d'ondes PO - GO - OC - FM -
Préselection électronique de 6 stations FM
par touches SENSOR
Décodeur stéréo à commutation automatique mono-stéréo
5 Potentiomètres à glissière
- Platine de lecture automatique GARRARD 35 SB
avec cellule magnétique SHURE M 75
- Platine CASSETTE
pour enregistrement et reproduction mono-stéréo
Système Dolby - Commutateur pour bandes Cr 02
- AMPLIFICATEUR : 2x30 Watts efficaces
Bande passante : 30 - 25 000 Hz
Distorsion : < 0,5 % - Sortie : 4 HP
- Dimensions de l'appareil : 62x42x19 cm

MC 663

- TUNER : PO - GO - OC - FM -
- Platine de lecture automatique
GARRARD 6200 CP avec cellule céramique KS 40 A/A
- CASSETTE RECORDER
- AMPLIFICATEUR : 2x12 Watts efficaces
Bande passante 40 - 15 000 Hz - Distorsion : < 1,0 %

☆ Documentation - Liste des revendeurs :

S.I.M.E.T.

Société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS
Tél. : 508.40.46 et 41.44



COMMANDE REALISTE

pour chemin de fer miniature

LES commandes automatiques des trains miniatures donnent souvent une impression de lourdeur, de brutalité. Lorsqu'un train s'arrête devant le signal passant au rouge, il stoppe brutalement, les wagons se télescopent avant d'être rejetés en arrière. D'autres trains démarrent par saccades, ou les roues de la locomotive patinent. La seule cause en est la coupure et le rétablissement brutal du courant.

Mais il semble que ce soit le seul moyen de réaliser des fonctions automatiques à faible coût.

Sur les locomotives à courant alternatif et réduction de vitesse par trains d'engrenages, l'effet de volant du moteur améliore un peu les choses : les trains roulent encore quelques centimètres après la coupure du courant. Mais l'effet devient presque grotesque avec les locomotives à moteur à courant continu, avec un stator formé d'un aimant permanent. Elles s'arrêtent brutalement, et leur démultiplication à vis sans fin bloque les roues motrices. En cas d'adhérence insuffisante, les locomotives et wagons glissent de quelques centimètres, ce qui n'a plus rien de commun avec la « fidélité » des maquettes. Mais contrairement à ce qu'on pense généralement, de très nombreux trains miniatures sont achetés à cause de leur similitude avec les « vrais » trains, et pour simuler ensuite les mouvements réels en fonctionnement.

PETITS COURANTS, GRANDS EFFETS

Un seul remède est possible, celui qui tend à s'imposer pour les « grands » trains :

l'électronique moderne. Son emploi est facilité par le fait que les tensions et courants utilisés dans les trains miniatures sont d'un ordre de grandeur qui convient particulièrement aux semi-conducteurs les plus utilisés en électro-

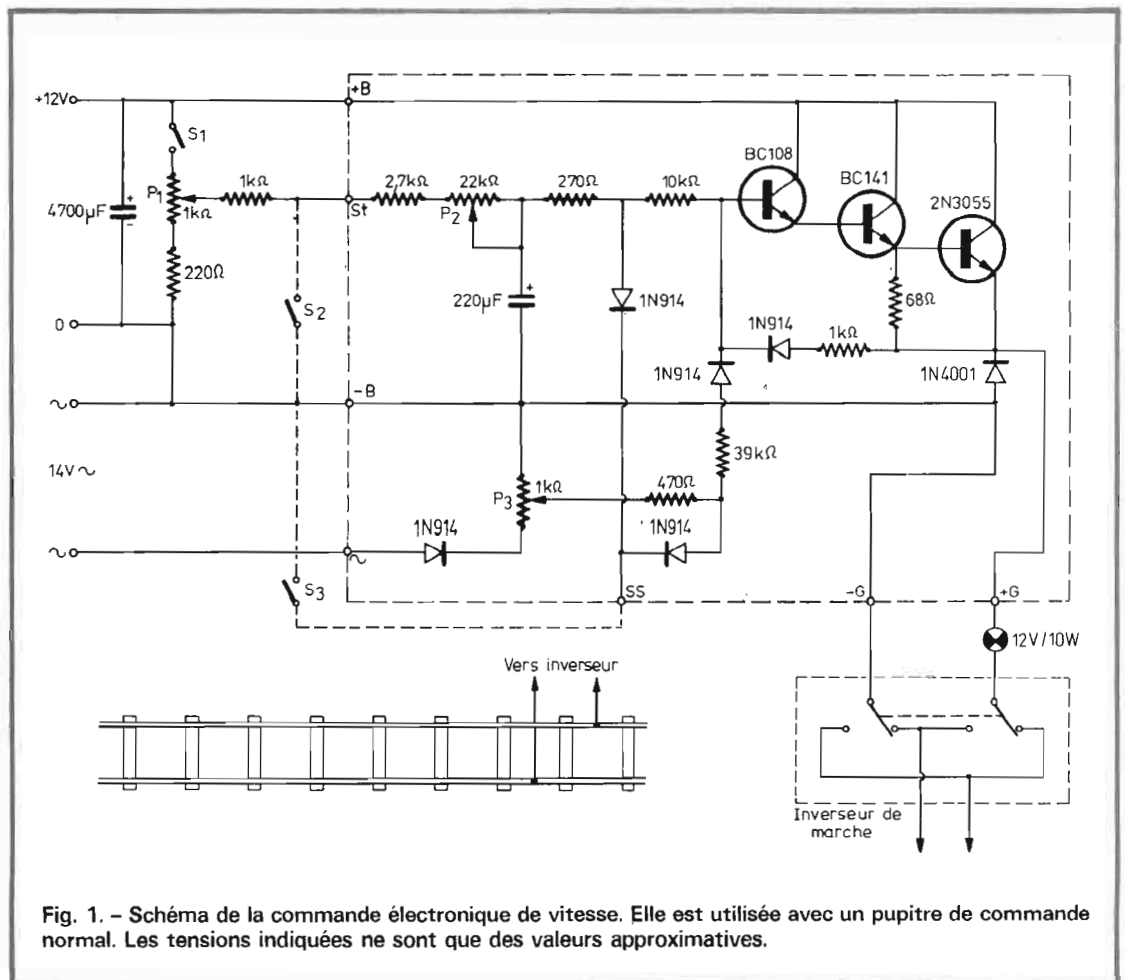


Fig. 1. - Schéma de la commande électronique de vitesse. Elle est utilisée avec un pupitre de commande normal. Les tensions indiquées ne sont que des valeurs approximatives.

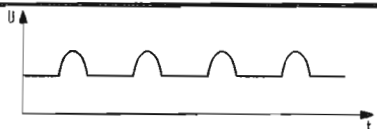


Fig. 2. - Les demi-alternances à 50 Hz superposées au courant continu permettent un démarrage plus facile des trains.

que. Les coûts supplémentaires entraînés par des dispositifs électroniques spéciaux pour trains miniatures sont donc non seulement acceptables, mais, comme le montre par exemple la présente étude d'une commande électronique de vitesse, très faibles.

Le principe fondamental pour tous les dispositifs électroniques de trains miniatures consiste à faire rouler les trains avec une puissance de commande aussi réduite que possible. Alors que des transistors de puissance convenable et d'autres semi-conducteurs assurent un courant suffisant pour le moteur, leur effet amplificateur permet de

n'utiliser que de très faibles courants de commande.

Le potentiomètre bobiné de forte puissance (cher) est remplacé par des composants électroniques normaux (et bon marché).

Grâce au montage en Darlington de trois transistors de puissances croissantes, le courant de commande est si réduit que la tension des rails peut être automatiquement déphasée par un circuit RC. Elle croît et décroît donc nettement plus lentement que ne le fait le potentiomètre de commande de vitesse. Ceci est dû au fait que la tension aux bornes d'un condensateur ne croît que lentement

lorsqu'on le charge à travers une résistance qui limite le courant de charge.

La durée des condensateurs de décharge est d'autant plus longue que le courant de décharge est plus réduit. Dans le circuit résistance-capacité, la valeur de la résistance-capacité, la valeur de la résistance peut être légèrement modifiée si on prévoit une résistance ajustable. Elle permet de modifier pratiquement à volonté la durée de charge et de décharge, donc aussi le temps d'accélération ou de ralentissement continu du train. Les trains à commande électronique démarrent donc progressivement et n'atteignent leur pleine vitesse, déterminée par la position de la commande de vitesse, qu'à la fin du temps d'accélération donné par le circuit RC. Il est également ralenti progressivement, pour finir de rouler et s'immobiliser très doucement.

Le schéma de la figure 1

montre que la commande de vitesse P_1 est placée à l'extérieur de la platine du montage. Ceci pour des raisons pratiques : le circuit électronique peut être logé en un endroit quelconque du réseau miniature, pourvu qu'il soit suffisamment aéré, alors que la commande de vitesse doit être à portée de la main.

FONCTIONNEMENT DÉTAILLÉ DE LA COMMANDE ÉLECTRONIQUE DE VITESSE

Une observation pour commencer : la commande ici décrite est prévue pour être branchée sur un pupitre de commande normal à courant continu. Il comprend un transformateur à deux secondaires, dont l'un délivre la

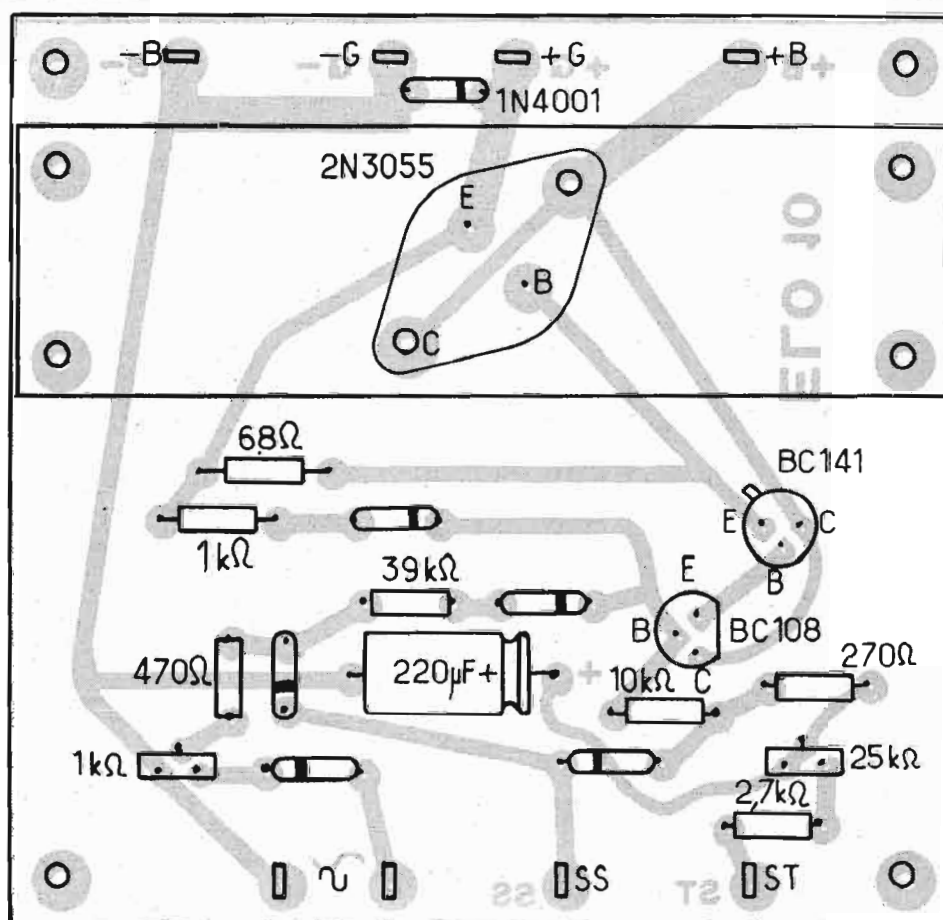


Fig. 3a. - Circuit imprimé et disposition des composants.

tension pour les ampoules d'éclairage et l'autre, à travers un pont redresseur, le courant continu du moteur. La tension d'éclairage est fixe, alors que la tension du moteur doit normalement être réglable pour commander la vitesse du train.

Cette commande doit être mise hors service avec la commande électronique. Il faut disposer d'une tension fixe, dans notre cas la tension maximale disponible pour le moteur. Elle doit obligatoirement être filtrée, et on a prévu un condensateur électrochimique de $4700\ \mu\text{F}$ en parallèle sur les bornes de sortie du pupitre de commande. La tension moteur disponible sur les rails est déterminée par la position de la commande de vitesse P_1 réglée manuellement. A cause de la chute de tension nécessaire pour la commande des trois circuits émetteurs communs

successifs, la tension sur les rails est plus faible de 2 à 3 volts, selon la vitesse désirée. C'est la raison pour laquelle la variation produite par P_1 est limitée à l'aide d'une résistance fixe de $220\ \Omega$. Mais ce qui est déterminant, c'est le fait que le condensateur de $220\ \mu\text{F}$ se charge ou se décharge lentement, à travers les deux résistances fixes de $1\ \text{k}\Omega$ et de $2,7\ \text{k}\Omega$ ainsi que la résistance ajustable de $22\ \text{k}\Omega$, à chaque fois qu'on modifie la position de la commande de vitesse P_1 , de sorte que la tension sur les voies ne varie que lentement elle aussi. Cette « lenteur » dépend de la position de P_2 .

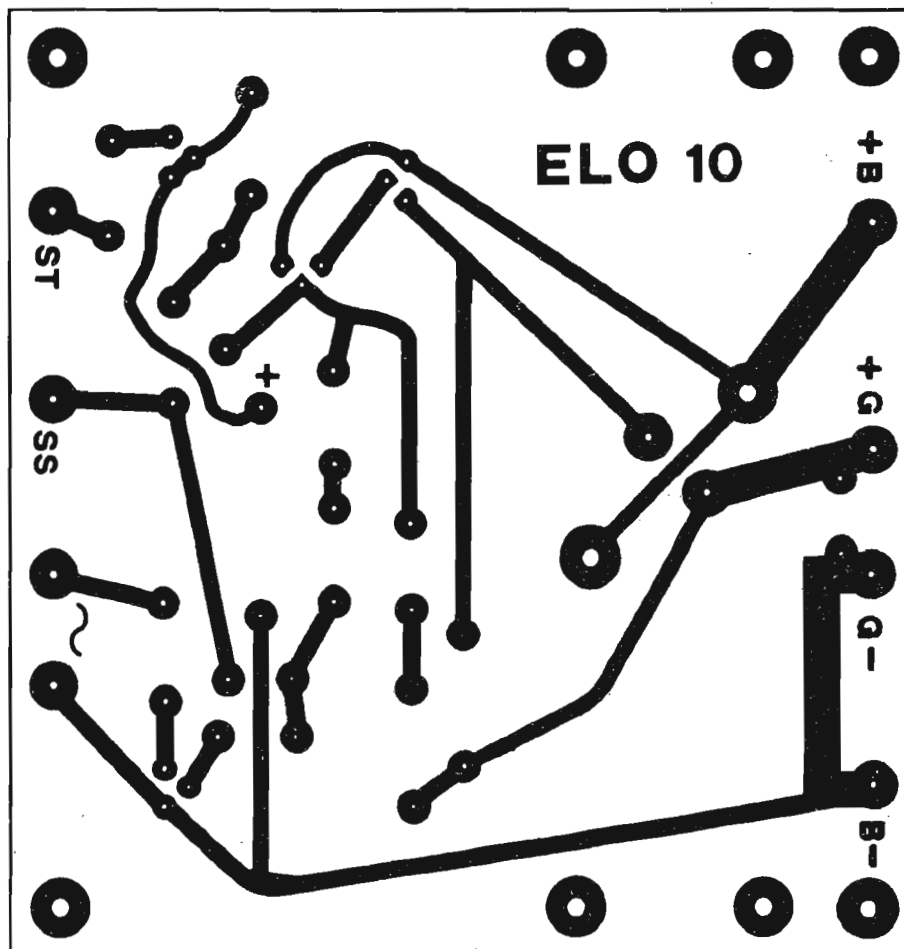
A l'entrée de commande St du circuit électronique se trouvent encore deux interrupteurs. Ils sont normalement inutiles, mais permettent des commandes automatiques, par exemple lorsqu'on les remplace par des contacts

de relais actionnés en même temps que les signaux. Si, par exemple, l'interrupteur S_1 est ouvert et S_2 fermé, la tension à l'entrée St tombe à zéro et le train ainsi commandé s'arrête lentement. Il repart tout aussi progressivement lorsqu'on ouvre à nouveau l'interrupteur précédemment fermé. On peut même aller plus loin et brancher une résistance ajustable de $4,7\ \text{k}\Omega$ en parallèle sur S_1 ou en série avec S_2 . La tension de commande ne s'annule pas dans ce cas, mais se réduit à une valeur déterminée par la position de la résistance ajustable, et le train ralentit sans s'arrêter (parcours à vitesse réduite, par exemple à cause de travaux).

L'interrupteur représente une protection contre les surcharges. Si on ferme S_3 , le condensateur électrochimique de $220\ \mu\text{F}$ se décharge très rapidement dans la résistance de $270\ \Omega$ et la diode 1N914.

Le train commandé s'arrête alors brutalement et est mis hors tension. Une autre protection est assurée par la résistance de $1\ \text{k}\Omega$ et la diode entre la borne + G (rail positif) et la base du premier transistor. En effet, lorsque l'entrée de commande St est à zéro et qu'une tension positive parvient à + G par un train passant sur une séparation de blocs, les transistors pourraient être surchargés en position de blocage. La mise en série assure alors une polarisation positive du Darlington complet, de sorte que la tension inverse admissible ne soit pas dépassée.

L'ampoule ($12\ \text{V}$, $10\ \text{W}$) placée entre voie et inverseur de polarité (de sens de marche) est destinée à assurer une protection supplémentaire contre les courts-circuits pour les transistors qui acceptent par ailleurs de très fortes surcharges : elle s'allume et



limite le courant de court-circuit. Le transformateur à pertes du pupitre de commande assure une autre protection contre les courts-circuits, de sorte que les courts-circuits sont sans danger ; de plus,

l'interrupteur thermique du pupitre ouvre le circuit.

Comme les trains alimentés en courant continu filtré démarrent difficilement, on a prévu un circuit auxiliaire de démarrage. Il est branché sur

le circuit d'éclairage du pupitre de commande. Un redressement simple alternance délivre des impulsions demi-onde à 50 Hz. P_3 permet de régler leur amplitude. Les demi-alternances sont ajoutées au courant continu à travers les résistances de 470 Ω et de 39 k Ω et une diode 1N914. Le courant continu prend alors l'allure de la figure 3. On obtient ainsi un démarrage impeccable du train. Pour le réglage, on place P_1 à zéro et on ajuste P_3 juste avant le point où le train commence à rouler.

Le circuit auxiliaire de démarrage est également relié, à travers une diode, à la borne de l'interrupteur de protection, de sorte que lorsque S_3 est fermé, la demi-alternance à 50 Hz est également supprimée.

Le dernier détail du montage, la diode branchée entre les bornes + G et - G, court-circuite les pointes de tension inévitables avec les chemins de fer miniatures.

Un mot encore sur le refroidissement : comme la tension continue est faible et le courant dans le moteur parfois élevé, une part importante de la puissance peut dans certaines conditions être rayonnée sous forme de chaleur, surtout par le 2N3055, et il faut assurer un refroidissement suffisant. Il est intéressant de noter que les collecteurs des 2N1613 et 2N3055 sont au même potentiel, et qu'on peut donc les monter sur un même radiateur sans avoir à prévoir d'isolation. Ce dernier doit bien entendu être isolé de tous les autres éléments du circuit. La figure 4 donne le dessin du circuit imprimé grandeur nature, et la disposition des composants.

Le circuit imprimé de ce montage peut être fourni aux lecteurs qui en feront la demande à la rédaction.

Bibliographie :

Knobloch W. : Modell-Eisenbahnen realistische gesteuert, ELO 4/75, PP43-45.

LISTE DES COMPOSANTS

1 circuit imprimé ELO 10
1 transistor de puissance 2N3055
1 transistor 2N1613 ou BC141, BC340
1 transistor BC108 ou BC109, BC173, BC174
5 diodes 1N914 ou 1N446, 1N4448
1 diode 1N4001 ou similaire
1 radiateur pour transistor 2N3055, format indiqué sur la figure 4
1 radiateur pour transistor driver 2N1613 ou similaire
1 ampoule auto 12 V/10 W
1 inverseur pour polarité
1 potentiomètre 1 k Ω /0,25 V linéaire

1 résistance ajustable 22 k Ω (25 k Ω)
1 résistance ajustable 1 k Ω

Résistance 1/10 W

11 68 Ω
1 220 Ω
1 270 Ω
1 470 Ω
2 1 k Ω
1 2,7 k Ω
1 10 k Ω
1 39 k Ω 27 k Ω sur le schéma
1 chimique 220 μ F/25 V
1 chimique 4 700 μ F/25 V

Contacts de commande automatique

(selon constitution du réseau)
2 contacts normalement ouverts
1 contact normalement fermé.

WELLER W.T.C.P.

- Les performances d'un matériel professionnel
- Un prix : **335 F** (T.V.A. et frais de port en recommandé inclus).

Vous êtes exigeants pour la qualité de vos-soudures. Nous le sommes pour la qualité de notre matériel.

- Fer ultra léger alimenté en basse tension par l'intermédiaire d'un transformateur : meilleure protection de l'utilisateur et des composants.
- Sélection et régulation de température pour un travail parfait.
- Panne en cuivre plaqué fer et métaux précieux (chrome et nickel) pour une plus grande durée de vie.
- Mise en route instantanée et inertie thermique faible.
- Protection par fusible.
- Interrupteur général avec voyant de contrôle.
- Cordon en silicone thermo-résistant.
- "Eponge nettoyante" assurant la propreté et la longévité de la panne.

GENERIM distribue et assure la maintenance de tous les produits **WELLER** : fers et accessoires. (documentation sur demande)



GENERIM
GENERAL IMPORT

Avenue des Andes - Zone d'Activités de Courtabœuf
91403 ORSAY - Tél. 907.78.78 - Télex 691700 F

BON DE COMMANDE A RETOURNER A : GENERIM, Avenue des Andes, Zone d'Activités de Courtabœuf, 91403 ORSAY.

Veillez m'envoyer un fer WELLER W.T.C.P. au prix de 335 F (Prix T.T.C. et franco de port France métropolitaine).

- Ci-joint un chèque bancaire ou C.C.P. ou mandat à l'ordre de **GENERIM GENERAL IMPORT.**
- Je réglerai "contre remboursement" (4 F de supplément à réception) .

NOM PRENOM

SIGNATURE :

ADRESSE

CODE POSTAL



REDRESSEURS ET PETITS TRANSFORMATEURS

QUEL type de transformateur utiliser, pour obtenir, après redressement, une tension continue donnée? Quelle valeur de condensateur prévoir, après redressement, pour obtenir un taux résiduel d'ondulation acceptable? Ces problèmes se posent souvent, lorsqu'on doit réaliser des circuits d'alimentation pour toutes sortes d'appareils électroniques. Et ils ne sont pas faciles à résoudre

par une formule simple, car le rendement d'un transformateur est d'autant meilleur que ce transformateur est plus grand, alors que le refroidissement naturel d'un transformateur se fait d'autant mieux qu'il est plus petit. Ainsi, les grandeurs alternatives que le fabricant indique pour la tension et l'intensité de sortie d'un transformateur, ne permettent pas de conclusion immédiate sur les gran-

deurs continues de tension et d'intensité qu'on obtiendra après redressement. De plus, la chute de tension sur les diodes de redressement peut jouer un rôle, du moins lors du redressement de tensions relativement faibles.

Le tableau ci-dessous permet de se tirer très rapidement de ces difficultés. Sur ses deux premières lignes, il indique les grandeurs nominales du transformateur. Si c'est

le montage de redressement de la figure 1 qu'on utilise, le tableau est directement utilisable, en partant des valeurs de tension et d'intensité fournies par le fabricant du transistor. Par contre, dans le cas du montage de redressement de la figure 2, il convient d'abord de diviser par deux la tension alternative qu'on mesure entre les extrémités de l'enroulement secondaire, et l'intensité nominale que le

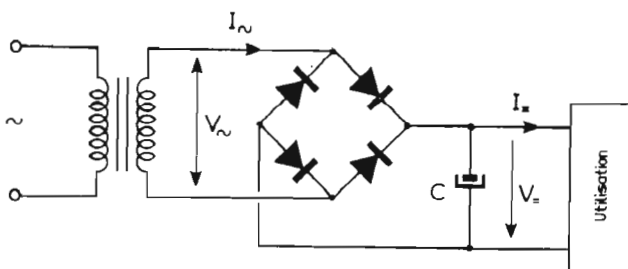


Fig. 1

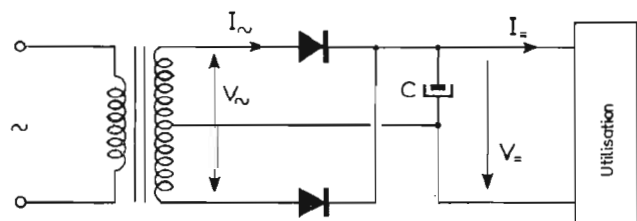


Fig. 2

fabricant indique pour le secondaire et à multiplier, en première approximation, par deux. En fait, pour deux transformateurs de taille égale, le montage de la figure 2 présente une résistance interne plus forte que celui de la figure 1. Pour tenir compte de cette différence, on doit, dans le cas du montage de la figure 2, diminuer de 10 % la valeur de l'intensité continue, portée sur la ligne 3 du tableau.

Dans le cas du montage de la figure 1, la ligne 3 du tableau fournit directement l'intensité maximale qu'on peut obtenir après redressement. Comme elle correspond à l'échauffement maximal que le transformateur peut supporter en régime permanent, on ne peut effectivement l'utiliser que si le transformateur se trouve monté dans un boîtier bien aéré.

La ligne 4 du tableau indique la tension continue moyenne qu'on mesure, après redressement et filtrage, lorsque l'intensité demandée au redresseur est égale à celle

mentionnée sur la ligne 3. Si l'intensité est moindre, cette tension sera évidemment plus élevée, et au maximum, elle pourra atteindre la valeur « à vide », mentionnée sur la ligne 5. La tension de service du condensateur de filtrage (Cf fig. 1 et 2) doit être égale ou supérieure à la valeur portée sur la ligne 5. Les indications portées sur les lignes 4 et 5 ne sont strictement valables que pour la tension nominale (110 V, 125 V, 220 V) au primaire du transformateur. Comme la tension du réseau d'alimentation est toujours soumise à certaines fluctuations, il convient donc de s'assurer d'une marge correspondante, du moins dans le cas où il est impératif que la tension redressée ne devienne jamais inférieure à une certaine valeur.

Sur les trois dernières lignes du tableau, on a porté les valeurs de condensateur de filtrages qui permettent d'obtenir un taux d'ondulation (m) donné. Un exemple permettra de préciser la définition de ce taux d'ondula-

tion. Pour un transformateur de 12 W, 12 V, c'est d'après le tableau, avec un condensateur de 2 800 μF qu'on obtient un taux d'ondulation de 5 %. Il est à noter que ce taux n'est valable que pour l'intensité continue maximale (0,7 A d'après le tableau) et qu'il diminue, par ailleurs, proportionnellement avec cette intensité. La tension continue étant de 12,5 V en charge, d'après le tableau, un taux d'ondulation $m = 5\%$ signifie qu'il y a superposition d'une tension continue de 12,5 V avec une tension alternative efficace de $12,5 \times 0,05 = 0,625$ V. Comme il s'agit là d'une tension efficace, il faut la multiplier par 1,4 (soit $0,625 \times 1,4 \approx 0,9$ V), si on veut connaître la valeur de crête de la tension d'ondulation, ou encore les valeurs extrêmes entre lesquelles la tension de sortie du redresseur varie, du fait de l'ondulation, et qui seraient, dans le cas de l'exemple, de 11,6 et de 13,4 V. Le calcul de ces valeurs peut être utile, quand on désire faire suivre le

redresseur d'un régulateur de tension.

Dans le cas général, il suffit de retenir qu'un taux d'ondulation de 5 % est admis par la plupart des montages du type multivibrateur, clignotant, sirène, etc. que le taux de 2 % convient à la majeure partie des montages BF, et que ce ne sont que certains montages de haute fidélité qui exigent un taux d'ondulation de 1 % seulement.

H.S.

Caractéristiques de redressement pour transformateurs 3,5 à 24 W

	Transformateurs 3,5 W							Transformateurs 5 W								
	6	9	12	15	18	24	30	6	9	12	15	18	24	30	36	48
1. Tens. nom.transf. (V)	6	9	12	15	18	24	30	6	9	12	15	18	24	30	36	48
2. I nominal transf. (A)	0,6	0,4	0,3	0,25	0,2	0,15	0,12	0,85	0,55	0,4	0,35	0,3	0,2	0,17	0,14	0,1
3. I = max redressé (A)	0,48	0,32	0,24	0,2	0,16	0,12	0,1	0,68	0,44	0,33	0,27	0,22	0,17	0,13	0,11	0,083
4. V = nom. à I _{max} (V)	5,5	8,5	12	15	18	24	30	5,5	8,5	12	15	18	24	30	36	48
5. Tens. à vide sur C (V)	9	13	18	22	27	36	45	9	13	18	22	27	36	45	54	72
6. C pour m = 5% (μF)	4000	1800	1000	640	470	220	160	6000	2800	1500	1000	640	330	220	150	100
7. C pour m = 2% (μF)	10000	4700	2200	1500	1000	640	390	15000	6200	3300	2200	1500	1000	560	390	250
8. C pour m = 1% (μF)			4700	3300	2200	1200	820			6800	4700	3300	1800	1000	680	470

	Transformateurs 12 W								Transformateurs 24 W									
	6	9	12	15	18	24	30	36	48	6	9	12	15	18	24	30	36	48
1. Tens. nom.transf. (V)	6	9	12	15	18	24	30	36	48	6	9	12	15	18	24	30	36	48
2. I nominal transf. (A)	2	1,35	1	0,8	0,7	0,5	0,4	0,35	0,25	4	2,7	2	1,6	1,4	1	0,8	0,7	0,5
3. I = max redressé (A)	1,4	1	0,7	0,56	0,5	0,35	0,28	0,23	0,18	2,8	2	1,4	1,1	1	0,7	0,56	0,5	0,35
4. V = nom. à I _{max} (V)	6	9,5	12,5	16	19	26	32	39	51	6,3	10	14	17	21	28	34	41	55
5. Tens. à vide sur C (V)	9	13	18	22	27	36	45	54	72	9	13	18	22	27	36	45	54	72
6. C pour m = 5% (μF)	10000	5000	2700	1800	1200	680	390	300	150	20000	10000	5000	3000	2200	1200	800	600	300
7. C pour m = 2% (μF)		12000	6800	4700	3300	1800	1000	800	470			12000	8000	6000	3000	2000	1500	800
8. C pour m = 1% (μF)			15000	10000	6800	3000	2000	1500	800				15000	12000	6000	4000	3000	1500

Le taux d'ondulation m est défini à $I = I_{\text{max}}$, comme rapport entre la tension efficace d'ondulation et la tension continue redressée.

BOBINAGES ET CONDENSATEURS EN COURANT ALTERNATIF

(Suite voir N° 1548)

UN PEU DE CALCUL (TRÈS PEU... !)

Toute la figure faite sur le tourne-disque est « à l'échelle ». Nous avons dit que la longueur de OM était proportionnelle à R, celle de OP à $L\omega$. A cette même échelle, quelle sera la longueur de OK ? Faites appel à vos souvenirs de géométrie : dans un triangle rectangle :

« Le carré de l'hypoténuse est égal, si je ne m'abuse, à la somme des carrés des deux autres côtés ».

Autrement dit, dans le triangle rectangle OPK, le carré de l'hypoténuse OK est égal à la somme du carré du côté OP et du carré du côté PK (égal à OM).

Donc, si OM « mesure » (à l'échelle) R et si OP « mesure » $L\omega$, la « mesure » Z de OK est telle que :

$$Z^2 = R^2 + (L\omega)^2 = R^2 + L^2 \omega^2$$

soit :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

Voilà donc notre valeur d'impédance Z du circuit comportant un résistor de valeur R et un bobinage de coefficient de self-induction L.

D'autre part, ce circuit introduit un déphasage en retard du courant par rapport à la tension, l'angle de déphasage φ étant donné dans le triangle rectangle OMK de plusieurs façons (encore toutes nos excuses, un tout petit peu de trigonométrie, nous ne recommencerons plus) :

$$\operatorname{tg} \varphi = \text{MK}/\text{OM} = \frac{L\omega}{R}, \sin \varphi$$

$$= \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}$$

$$\cos \varphi = \frac{\text{MK}}{\text{OK}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}$$

Prenons un petit exemple numérique. Nous opérerons en 50 Hz ($\omega = 314$ radians/seconde) avec un bobinage de 2,5 H et un résistor de 1 000 Ω :

$$R = 1\,000 \quad L\omega = 785,$$

on trouve :

$$Z = \sqrt{1\,000^2 + 785^2} = 1\,271 \Omega$$

$$\operatorname{tg} \varphi = 785/1\,000$$

d'où :

$$\varphi = 38,13^\circ \text{ (ou } 0,666 \text{ radian)}$$

d'où :

$$\sin \varphi = 0,617, \cos \varphi = 0,787$$

On voit que l'impédance Z est très loin d'être la somme arithmétique de 1 000 et de 785.

POUR MESURER L

On en tire une méthode simple pour mesurer le coefficient de self-induction d'un bobinage (à condition que ce coefficient soit élevé) : on mesure la résistance R du bobinage en courant continu, puis on mesure son impédance Z à 50 Hz (rapport de la tension efficace appliquée au courant efficace qui passe).

$$\text{On en déduit alors} \\ L\omega = \sqrt{Z^2 - R^2}.$$

(en effet, puisque $Z^2 = R^2 + L^2 \omega^2$, on en tire $L^2 \omega^2 = Z^2 - R^2$).

Donnons un exemple de mesure.

Soit un bobinage (que nous supposons réalisé par la mise en série d'un bobinage pur de coefficient de self-induction L et d'un résistor de résistance R, au lieu d'un bobinage dont la résistance répartie est R) dont la résistance R, mesurée en continu est, par exemple :

$$R = 117 \Omega$$

Nous lui appliquons du 6,3 V alternatif et nous constatons que cette tension fait passer dans le bobinage un courant de 27 mA efficaces. Son impédance Z est donc :

$$Z = 6,3/0,027 = 233,3 \Omega$$

La valeur de $L\omega$ est donc :

$$L\omega = \sqrt{(233,3)^2 - (117)^2} \\ = 201,9 \Omega$$

Or, en 50 Hz, on a $\omega = 314$ radians/seconde, d'où :

$$L = 201,9/314 = 0,64 \text{ H}$$

Insistons un peu sur un point. Si les deux valeurs de R et de $L\omega$ sont très différentes, la plus grande compte à peu près seule dans la valeur de

l'impédance. Par exemple, si l'une vaut 150Ω et l'autre 22Ω , l'impédance vaut $151,6 \Omega$, donc pratiquement 150Ω . On ne peut pas dire toutefois que l'influence de la 22Ω soit négligeable, car il y a un déphasage de $8,34^\circ$ apporté par cette composante.

Si les valeurs de R et de $L\omega$ sont **égales**, il s'agit d'un cas particulier important : l'impédance Z est égale à $R\sqrt{2}$ soit $1,41 R$.

Ceci nous permet de répondre à une question bien classique : « Un même courant alternatif traverse un résistor et un bobinage purement inductif montés en série. Avec un excellent voltmètre, on mesure une tension de 10 V eff. aux bornes du résistor et de 10 V eff. aussi aux bornes du bobinage. Combien mesurerait-on aux bornes de l'ensemble bobinage + résistor ? ». Non, la réponse **n'est pas** 20 V ! On mesurerait $14,1 \text{ V}$ aux bornes de l'ensemble.

RENDONS A FRESNEL CE QUI EST A FRESNEL

Le petit dessin (le rectangle OPKM) que nous avons supposé posé sur un tourne-disque est tout simplement la construction de l'impédance par une méthode dite « construction de Fresnel ». Celui qui l'a imaginée n'avait pas parlé de tourne-disque... car il n'y en avait pas à cette époque.

Cette construction s'applique donc aussi bien aux impédances qu'aux tensions. Nous avons « composé » les tensions e_R et e_L , déphasées l'une par rapport à l'autre, comme nous avons « composé » les impédances R et $L\omega$.

Il serait peut-être utile de résumer ce que nous avons trouvé jusqu'ici au sujet des impédances.

1) En ce qui concerne les tensions et intensités effica-

ces, un bobinage pur se comporte, à une fréquence donnée F , un peu comme un résistor dont la résistance serait $L\omega$, le terme ω (pulsation) étant le produit de la fréquence F par $6,28 (2\pi)$;

2) Si l'on regarde les choses de plus près, un bobinage pur diffère d'un résistor parce que le courant qui le parcourt passe par un maximum au moment où la tension à ses bornes passe par zéro (on dit qu'il y a déphasage en retard d'un quart de période de l'intensité par rapport à la tension). Il en résulte que la puissance dissipée dans le bobinage est nulle, malgré la présence de tension et de courant ;

3) Une autre différence entre un bobinage pur et un résistor est que la « résistance apparente » (on dit l'« impédance ») du bobinage varie proportionnellement à la fréquence du courant alternatif ;

4) Si l'on envoie un courant alternatif d'intensité efficace i_{eff} dans un bobinage en série avec un résistor, on trouve, aux bornes du résistor, une tension e_R (efficace) et, aux bornes du bobinage, une tension e_L (efficace, ces valeurs étant respectivement proportionnelles :

- pour e_R à la résistance R ,
- pour e_L à l'impédance $L\omega$.

5) La tension efficace E aux bornes de l'ensemble bobinage + résistor **n'est pas** la somme de e_L et e_R , car ces deux tensions ne peuvent s'ajouter arithmétiquement en ce qui concerne leurs valeurs efficaces (elles ne sont

pas en phase). La tension globale E s'obtient comme la diagonale d'un rectangle (fig. 8) dont les côtés sont respectivement e_R et e_L ; en particulier, si e_R et e_L ont la même valeur efficace, E est le produit de cette valeur commune par $1,41 (\sqrt{2})$ (on parle souvent de l'hypoténuse d'un triangle rectangle, nous parlons de la diagonale d'un rectangle parce que c'est une notion plus simple) ;

6) En ce qui concerne uniquement les tensions efficaces et intensité efficace, l'ensemble d'un bobinage en série avec un résistor se comporte un peu comme un résistor dont la valeur serait la diagonale d'un rectangle ayant pour côtés R et $L\omega$ (fig. 9), cette valeur étant $\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$, on nomme cette valeur de résistance apparente « impédance » ;

7) Un ensemble résistor + bobinage introduit sur l'intensité un déphasage en retard par rapport à la tension (l'intensité passe par son maximum avec un certain retard par rapport au passage de la tension par son maximum), ce retard correspond à un angle nommé φ (lettre grecque « phi ») qui se mesure sur la figure 9 entre la diagonale du rectangle et le côté mesurant R ;

8) Le cosinus de cet angle φ (rapport au côté R à la diagonale Z) est utile à connaître, il représente ce que l'on appelle le « facteur de puissance », nous en verrons l'utilité plus loin ;

9) L'impédance Z d'un ensemble résistor + bobi-

nage en série varie en fonction de la fréquence, passant de R pour la fréquence nulle (courant continu) à l'infini quand la fréquence croît indéfiniment ;

10) Quand R et $L\omega$ sont très différents l'un de l'autre, on peut parfaitement négliger le plus petit en ce qui concerne l'impédance, mais pas en ce qui concerne le déphasage.

PUISSANCE RÉACTIVE, PUISSANCE RÉELLE

Nous avons vu que, dans le cas d'un bobinage pur, il y avait du courant et de la tension, mais pas de puissance. Si on multiplie « bêtement » les volts efficaces par les ampères efficaces, on n'obtient pas de watts. On dit qu'il s'agit de puissance « réactive » et on la désigne souvent sous le nom de VAR (volts x ampères Réactifs).

Mais, quand on envoie du courant alternatif dans un circuit du type de celui que montre la figure 6, il y a forcément dissipation de puissance puisqu'il y a un résistor. La puissance dissipée est :

$$P = R \times (i_{\text{eff}})^2$$

(Mais oui, Monsieur Joule, vous avez raison, même en alternatif !).

La tension E aux bornes de l'ensemble est $E_{\text{eff}} = Z i_{\text{eff}}$.

Si on la multiplie par i_{eff} on trouve la « puissance apparente » :

$$P_A = E_{\text{eff}} \times i_{\text{eff}} = Z (i_{\text{eff}})^2$$

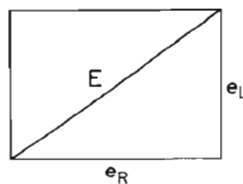


Fig. 8. — Pour trouver la valeur de crête de la tension E , composition de e_R et e_L (déphasées de $\pi/2$), on trace la diagonale du rectangle de côtés e_R et e_L .

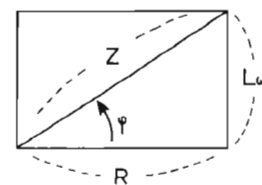


Fig. 9. — L'impédance du circuit $R - L$ s'obtient comme la diagonale du rectangle de côtés R et $L\omega$. L'angle de cette diagonale avec le côté R est l'angle de déphasage φ .

La puissance réelle dissipée dans le circuit vient uniquement de P, il n'y a aucune puissance dissipée dans le bobinage.

On voit que, pour passer de P_A à P (de la puissance « apparente » à la puissance réelle), il faut multiplier P_A par R et diviser le résultat par Z :

$$P = P_A \frac{R}{Z}$$

Or, ce rapport R/Z n'est autre que le fameux « facteur de puissance » $\cos \varphi$, φ étant l'angle de déphasage en retard de l'intensité par rapport à la tension E.

La puissance est donc :

$$P = E_{\text{eff}} i_{\text{eff}} \cos \varphi$$

Dans le cas du bobinage pur, φ étant égal à $\pi/2$ (un quart de période), ce qui correspond à $\cos \varphi = 0$, et voilà pourquoi votre fille est muette... pardon, voilà pourquoi la puissance est nulle.

On comprend pourquoi le déphasage est la phobie des distributeurs d'électricité : pour une tension efficace donnée, on envoie une intensité efficace importante (ce qui nécessite de gros fils) alors que la puissance réellement envoyée est faible. En principe, les compteurs d'électricité installés chez les usagers par l'E.D.F. ne tiennent compte que de la puissance réelle ; en réalité on pénalise légèrement les utilisateurs qui consomment « mal », avec un trop grand déphasage de l'intensité par rapport à la tension.

L'auteur se rappelle encore la conclusion d'un de ses professeurs, ingénieur à l'E.D.F., qui, ayant calculé la rotation d'un compteur d'électricité en fonction de la puissance réelle et de la puissance réactive, terminait son calcul, en désignant un terme compliqué qui augmentait un peu le décompte à payer en fonction de la puissance réactive de l'usager, et en disant :

« Messieurs, nous ferons payer cette intégrale aux gens

qui ont un mauvais cosinus phi ! »

Du stade de celui qui a « un mauvais cosinus phi » à celui de l'homme qui a une mauvaise conscience, il n'y a qu'un pas, comme vous voyez !

Tant que vous consommez le courant de l'E.D.F. sur des ampoules ou sur des éléments chauffants, le $\cos \varphi$ vaut 1 et c'est parfait. Sur des moteurs à 0,8 ou 0,7 (et c'est grave, il s'agit de kilowatts !). Mais, sur de vieux transformateurs de tubes fluorescents, on peut avoir un $\cos \varphi$ de 0,2. Ne vous étonnez pas, alors, que l'E.D.F. « tire à vue » sur ces pauvres transformateurs qui ont la bêtise de consommer une intensité efficace cinq fois plus grande qu'il ne serait nécessaire pour la puissance qu'on leur demande.

CAS DU CONDENSATEUR

Nous devinons facilement l'affolement des lecteurs : « Comment, il a fallu suivre des pages compliquées et nous allons tout recommencer en étudiant le condensateur ! ». Rassurez-vous. D'abord, nous n'allons pas pousser cette étude à fond, ensuite, ce que nous avons fait pour le bobinage va nous aider à comprendre bien plus vite ce qui concerne le condensateur.

Nous commencerons par le condensateur tout seul. Contrairement au cas du bobinage, où nous étions partis de l'intensité pour trouver la tension, nous supposons que nous appliquons aux bornes du condensateur une tension alternative :

$$e = e_M \sin(\omega t)$$

de valeur crête e_M , donc de valeur efficace $0,7 e_M$.

Les choses se présentent donc comme sur la figure 10. La tension e varie constamment, donc il y a sans cesse

des charges et décharges du condensateur, et il passe du courant alternatif dans ce quartier.

On se rappelle qu'un condensateur de capacité C aux bornes duquel on applique une tension variable e est parcouru par un courant i donné par :

$$i = C \frac{de}{dt}$$

Le terme de/dt étant ce que l'on appelle la « dérivée » de e par rapport au temps t, c'est-à-dire la vitesse de variation de e en fonction du temps (en volts par seconde).

Sans refaire le dessin de la tension e en fonction du temps et du courant i qui en résulte, dessin qui serait très analogue à la figure 3, nous allons faire un raisonnement analogue.

Quelle est la vitesse maximale de variation de e en fonction de t ? Tout d'abord, on la retrouve au temps $t = 0$, quand la tension instantanée e est nulle. Rappelons que la tangente à l'origine sur la sinusoïde s'obtient en joignant l'origine au point dont l'abscisse est T/4 (un quart de période) et dont l'ordonnée est le produit par $\pi/2$ (1,57) de la valeur maximale de la tension, e_M .

La pente de cette tangente est donc :

$$p = \frac{e_M \pi/2}{T/4} = \frac{2\pi}{T} e_M$$

Or, nous savons que l'inverse $1/T$ de la période T est la fréquence F, donc $2\pi/2 = 2\pi F$, soit la pulsation ω : la pente maximale de la tangente (vitesse maximale de variation de e) est donc :

$$p = \omega e_M$$

Cela correspond à une valeur maximale du courant, produit de cette vitesse de variation par C :

$$i_M = C \omega e_M$$

On y arriverait aussi en calculant C de/dt à partir de $e = e_M \sin(\omega t)$ ce qui donne :

$$i = C \frac{de}{dt} = C \omega e_M \cos(\omega t)$$

$$= C \omega e_M \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

Or, quand un élément présente une certaine « impédance » (analogue à une résistance, mais en diffère par la non-coïncidence des maxima de tension et de courant, ainsi que par la variation de cette impédance en fonction de la fréquence), le courant maximal i_M est égal au quotient de la tension maximale e_M par cette impédance Z :

$$i_M = e_M/Z$$

On peut donc en conclure que :

$$Z = \frac{e_M}{i_M}$$

Cette relation est bien évidente : on définit l'impédance, comme la résistance, par le quotient de la tension crête par l'intensité crête (on peut aussi bien prendre le quotient de la tension efficace par l'intensité efficace).

Si nous appliquons cette relation au cas du condensateur, nous trouvons :

$$Z = \frac{e_M}{i_M} = \frac{1}{C\omega}$$

On voit tout de suite que l'impédance d'un condensateur est :

1) Inversement proportionnelle à la fréquence, elle décroît quand la fréquence croît, ce qui est logique, puisque, plus la fréquence est élevée, plus les variations de e en fonction de t sont rapides ;

2) Inversement proportionnelle à la capacité du condensateur, elle décroît quand la capacité croît, ce qui est tout aussi logique : plus la capacité est élevée, plus le courant nécessaire pour la charger et la décharger est grand.

Donnons maintenant un ordre de grandeur, qui servira toujours, par la suite, de point de repère. Nous considérons un condensateur de $1 \mu\text{F}$ (microfarad = 10^{-6} F) utilisé avec une tension alternative à la fréquence du secteur E.D.F., soit 50 Hz, ce qui correspond à un ω de $2\pi 50 = 314$ radians/seconde.

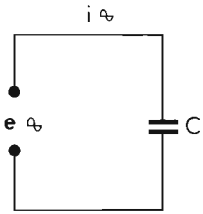


Fig. 10. - Un condensateur auquel on applique une tension alternative est parcouru par un courant alternatif limité par l'«impédance» du condensateur.

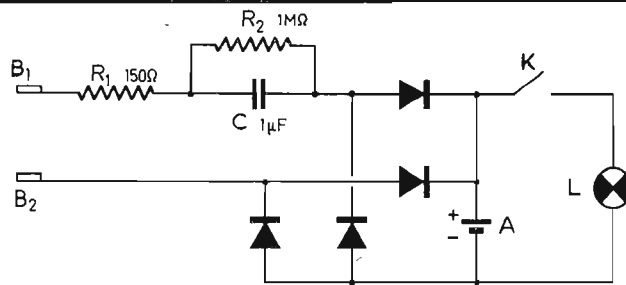


Fig. 11. - Dans la lampe de poche «Lynx» (Leclanché) on emploie un condensateur comme élément de limitation du courant pour fixer l'intensité de charge de l'accumulateur A à partir du secteur 220 V appliqué aux broches B1 et B2.

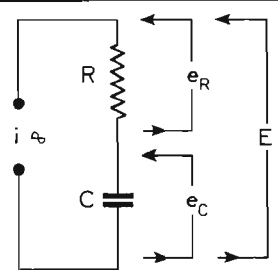


Fig. 12. - Si un courant alternatif passe dans un circuit comportant en série un condensateur C et un résistor R, les tensions e_R aux bornes du résistor et e_C aux bornes du condensateur sont en quadrature (déphasées d'un quart de période). Il faut en tenir compte pour calculer la tension alternative totale E, qui n'est pas la somme arithmétique de e_R et e_C .

Son impédance sera donc :

$$Z = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 314} = 3185 \Omega$$

(en réalité, il faudrait dire 3183 Ω si on donnait π avec toutes ses décimales). Nous nous contenterons de dire qu'un condensateur de 1 μF à 50 Hz présente une impédance de 3,2 kΩ, ce qui est une précision largement suffisante vu que la capacité d'un condensateur est rarement définie à mieux de 5 % près et qu'il est difficile de mesurer une tension alternative et surtout une intensité alternative à mieux de 2 % près.

Donc, si nous voulons calculer la valeur de l'impédance d'un condensateur de 0,1 μF à 800 Hz, nous dirons :

1 μF à 50 Hz donne 3,2 kΩ,
 0,1 μF à 50 Hz donne 10 fois plus : 32 kΩ,
 0,1 μF à 500 Hz donne dix fois moins : 3,2 kΩ,
 0,1 μF à 800 Hz donne 5/8 de 3,2 kΩ soit 2 kΩ puisque 800 Hz est les 8/5 de 500 Hz.

Pour n'importe quel condensateur à n'importe quelle fréquence, on procède ainsi de proche en proche à partir du 1 μF à 50 Hz (3,2 kΩ).

**UTILISONS
L'IMPÉDANCE
DU
CONDENSATEUR**

Donnons tout de suite une application pratique de cette impédance.

Dans de petites lampes de poche, par exemple celle du type «Lynx» (Leclanché), on utilise un petit accumulateur au cadmium-nickel que l'on peut recharger sur le secteur. Evidemment, dans l'encombrement réduit du boîtier, pas question de mettre un transformateur.

Il s'agit de charger l'accumulateur avec un courant qui sera de l'ordre de 70 mA, à partir du secteur 220 V. On pourrait penser à l'utilisation d'un résistor de 220/0,07 = 3140 Ω, suivi d'un pont de diodes. Mais il ne faut pas oublier que, dans ce cas, la puissance dissipée dans le résistor sera :

$$Ri^2 = 3140 \times (0,07)^2 = 15,4 \text{ W}$$

Cette valeur rend toute utilisation de résistor absolument impossible.

Dès lors, pourquoi ne pas utiliser un condensateur de 1 μF, qui, justement, présente une impédance voisine de 3,14 kΩ à 50 ? Aussitôt pensé, aussitôt fait. Le condensateur, au papier, se loge facilement sur le côté du boîtier, il ne chauffe absolument pas. Le tout se présente donc comme l'indique la figure 11.

Les broches B₁ et B₂ sont à enfoncer dans une prise de courant de 220 V alternatif. Les quatre diodes redressent le courant qui charge l'accumulateur A, le commutateur K permet d'allumer l'ampoule L.

Reste à expliquer la présence des deux résistors R₁

et R₂. Pour R₂, rien de plus simple : quand on débranche les broches de la prise, on peut le faire à n'importe quel moment de la période, le condensateur peut donc se trouver chargé à la valeur de crête du secteur, soit 220√2 ou 311 V. En touchant les broches, on ressentirait un petit choc électrique désagréable. Avec un résistor de 1 MΩ shuntant le condensateur, ce dernier se décharge de 63 % en une seconde, de 86 % en 2 secondes, de 95 % en 3 secondes.

Le résistor R₁ de 150 Ω sert éventuellement au moment de l'enfichage des B₁ et B₂ dans la prise : il peut se faire que, à cet instant précis, la tension instantanée dans la prise soit de 311 V. On chargerait alors C en quelques microsecondes, soit avec un courant de crête extrêmement élevé. La présence de R₁ limite le courant crête à moins de 1,5 A, ce qui est élevé, mais parfaitement supportable par les diodes et par l'accumulateur pour une petite pointe très courte.

**UN
CONDENSATEUR
ET UN
RÉSISTEUR**

Nous venons donc de voir que, pour un condensateur unique, l'impédance est 1/Cω, le courant étant déphasé de

T/4 (un quart de période) en avance sur la tension.

Donc, quand on envoie un courant alternatif $i = i_M \sin(\omega t)$ dans un condensateur de capacité C, il apparaît à ses bornes une tension e_C , décalée en retard par rapport au courant, d'une amplitude égale à $i_M/C\omega$.

Façons donc en série (fig. 12) un condensateur C et un résistor R et envoyons dans le tout un courant alternatif de valeur crête i_M à la fréquence F, période T = 1/F, pulsation $\omega = 2\pi F$.

Il apparaît, aux bornes de R, une tension en phase avec le courant (loi d'Ohm) dont la valeur crête est simplement :

$$i_M \times R$$

L'expression mathématique de cette tension est donc :

$$e_R = i_M R \sin(\omega t)$$

La tension e_C qui apparaît aux bornes du condensateur est en retard d'un quart de période par rapport à l'intensité (donc, par rapport à la tension e_R) et sa valeur de crête est :

$$i_M/C\omega$$

Son expression mathématique serait donc :

$$e_C = \frac{i_M}{C\omega} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

On peut ajouter les expressions mathématiques de e_R et e_C et faire des transformations trigonométriques (pour les gens qui aiment cela... si,

si, il y en a) on utilise la formule :

$$A \sin(\omega t + U) = A \cos U \sin(\omega t)$$

$$- A \sin U \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

et on procède par identification).

Mais on peut aussi (et nous préférons cette méthode) reprendre notre tourne-disque.

Nous représentons sur le plateau de ce dernier (fig. 13), avec une échelle donnée, la tension aux bornes de R, par la projection M' de M (nous disons projection, il faut penser à l'ombre).

A cette même échelle, la tension aux bornes de C se représente par le mouvement de l'ombre P' du point P.

Etant donné l'échelle utilisée, la longueur de OM est mesurée par R, celle de OP par $1/C\omega$.

L'addition des tensions instantanées e_R et e_C revient à faire à chaque instant la somme algébrique des longueurs $\overline{O'M'}$ et $\overline{O'P'}$ (les traits tracés au-dessus de ces segments signifient que nous les considérons en valeurs algébriques, positives si on les mesure depuis O' dans le sens de la flèche tracée sur le mur, comme c'est le cas pour $\overline{O'M'}$, négative si on les mesure dans le sens opposé à cette flèche, comme pour $\overline{O'P'}$).

On voit facilement que la somme $\overline{O'M'} + \overline{O'P'}$ n'est autre que $\overline{O'K'}$, mesure algé-

brique de l'abscisse de K', ombre de K, ce point K étant le sommet du rectangle OMKP.

La longueur de OK est la racine carrée de la somme des carrés des longueurs de OM et OP soit, toujours à cette même échelle :

$$\sqrt{(i_M)^2 R^2 + (i_M)^2 \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

soit :

$$i_M \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

Le coefficient de i_M , rapport de la tension crête aux bornes de l'ensemble R - C à l'intensité crête qui traverse R - C (ou rapport de la tension efficace à l'intensité efficace) est donc l'impédance de l'ensemble R - C.

Cette impédance est donc :

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

Autrement dit, elle est égale à la diagonale d'un rectangle dont les côtés sont respectivement (fig. 14) R et $1/C\omega$.

Sur cette même figure, nous voyons l'angle φ représentant le déphasage en retard de la tension par rapport à l'intensité ou en avance de l'intensité par rapport à la tension. On peut en donner la valeur :

$$\text{tg } \varphi = \frac{1}{RC\omega}$$

(ou $\cos \varphi = R/Z$ en désignant par Z la valeur indiquée plus haut).

APPLICATION PRATIQUE

Si nous plaçons en série un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ et un résistor de $18 \text{ k}\Omega$, le tout alimenté en 50 Hz , qu'aurons-nous comme impédance ?

D'abord, le $1/C\omega$, toujours avec le même processus.

Si $1 \mu\text{F}$ à 50 Hz représente $3,2 \text{ k}\Omega$, $0,22 \mu\text{F}$ à 50 Hz représente $1/0,22 = 4,55$ fois plus soit $14,6 \text{ k}\Omega$.

Maintenant, prenons la racine carrée de la somme $(18)^2 + (14,6)^2$ (on raisonne directement en $\text{k}\Omega$) et nous avons $23,2$.

L'impédance est donc $23,2 \text{ k}\Omega$. Si l'on calcule φ , on trouve $0,68$ radians, soit 39 degrés, soit un $\cos \varphi$ de $0,78$.

Un cas pratique important, encore plus qu'avec le bobinage, est celui où l'impédance de C seul ($1/C\omega$) est égale à la valeur de R. L'impédance de l'ensemble est alors égale au produit de R par $1,41$ (soit $\sqrt{2}$).

Le déphasage est alors de $1/8$ de période ($\varphi = \pi/4$ ou 45°), on en déduit que le facteur de puissance est :

$$\cos \varphi = 0,707 \text{ (soit } 1/\sqrt{2}\text{)}$$

La puissance dissipée dans R est $0,707$ de la puissance apparente.

POUR CONCLURE

Nous commencerons par nous excuser d'avoir infligé

aux lecteurs l'épluchage d'un texte aussi long et aussi dense. Mais nous avons pensé qu'il était important de justifier ce qu'est une impédance, comment elle se présente, comment on la calcule.

L'auteur se rappelle très bien de sa terminale (on disait « Math. Élé. » à l'époque), à l'issue de laquelle il savait parfaitement « sortir » des formules comme $\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$, mais sans avoir la moindre idée de ce qu'était une impédance, physiquement parlant.

Allant chercher un haut-parleur chez un revendeur, qui était un excellent homme, doué d'un sens pédagogique aigu, il se vit demander par ce dernier l'impédance souhaitée au primaire du transformateur du haut-parleur.

L'auteur, tout surpris de voir une « impédance » (notion « de cours », donc inapplicable, par hypothèse, dans la vie) arriver là, dit qu'il n'en savait rien et montra le schéma. Le revendeur, l'ayant examiné, dit « Il vous faut un modèle de $7\,000 \Omega$ ».

L'auteur, toute honte bue, osa demander : « Mais, ça se compte en ohms, une impédance ? » et le revendeur lui répondit : « Mais oui, c'est un peu comme une résistance ; vous prenez le rapport de la tension alternative aux bornes et du courant alternatif qui passe, en divisant les volts par des ampères, ça donne des ohms, mais, comme ce n'est pas une vraie résistance - ça change avec la fréquence et le courant n'est pas maximal en même temps que la tension - on l'appelle une « impédance », et ça se mesure en ohms ». D'un seul coup, toute la notion d'impédance devint claire à l'auteur, qui, il faut bien le dire, n'y avait absolument rien compris, perdu qu'il était dans ses formules.

Nous espérons avoir joué pour les lecteurs le même rôle que joua pour nous ce remarquable revendeur.

J.P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

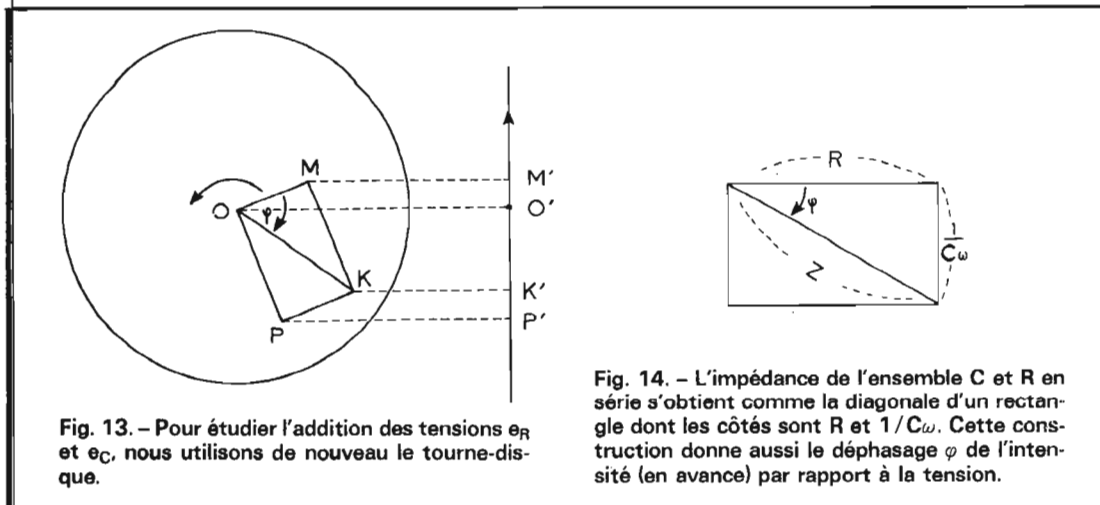
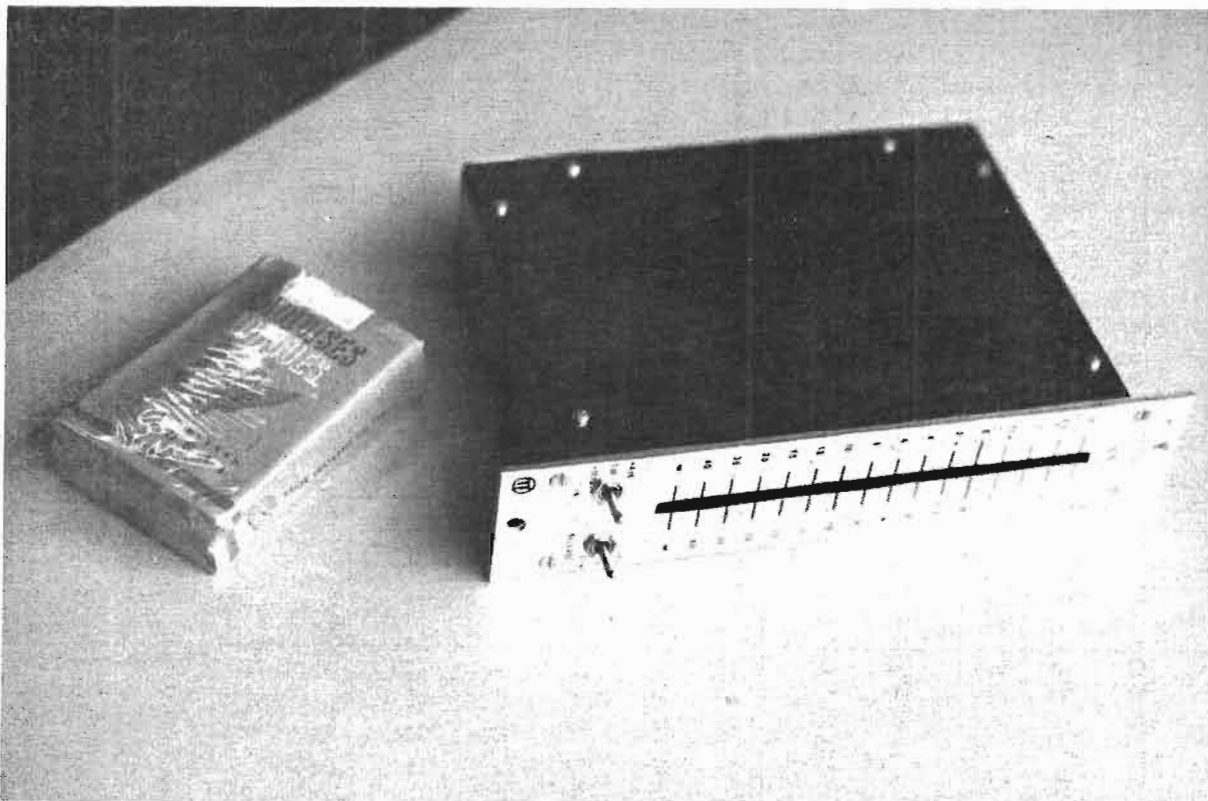


Fig. 14. - L'impédance de l'ensemble C et R en série s'obtient comme la diagonale d'un rectangle dont les côtés sont R et $1/C\omega$. Cette construction donne aussi le déphasage φ de l'intensité (en avance) par rapport à la tension.

Fig. 13. - Pour étudier l'addition des tensions e_R et e_C , nous utilisons de nouveau le tourne-disque.

ETUDE D'UN VU-METRE A AFFICHAGE



par diodes électro~luminescentes

L'UTILITÉ des indicateurs de niveau de modulation BF n'est plus à démontrer, principalement lors d'enregistrement sur magnétophone. C'est le seul système de convertisseur électrique/optique mis à la disposition de l'utilisateur lui permettant, en fonction des caractéristiques de l'enregistreur, d'adapter en niveau la modulation incidente afin de réaliser dans les meilleures conditions un enregistrement sur bande magnétique.

Le but d'un tel système est donc de se fixer, par rapport au niveau de saturation du préampli excité, un repère visuel, seuil à ne pas dépasser sous peine de faire apparaître un taux de distorsion important s'inscrivant sur la bande.

Les caractéristiques idéales d'un tel système sont, en

dehors de la fidélité, de la sensibilité et de la justesse :

— Une bonne linéarité en fonction de l'amplitude et de la fréquence du spectre BF.

— Un temps de réponse aux variations rapides d'amplitude dites transitoires le plus court possible afin de se rendre compte des pointes de modulation.

VU-MÈTRE A AIGUILLE

Ce sont d'une façon générale des appareils magnéto-électriques ou électro-magnétiques dits à cadre mobile.

Ces instruments basés sur les conséquences de la loi de Laplace sont constitués par :

— Un cadre mobile très léger (quelques grammes) générale-

ment rectangulaire et suspendu à l'aide de fils de torsion dans le champ d'un aimant permanent. Ces fils de suspension permettent outre le maintien du cadre, d'amener le courant électrique et de créer un couple antagoniste mécanique s'opposant au couple moteur.

— Un noyau cylindrique en fer doux placé au centre du cadre a pour but de rendre radial le champ magnétique et ainsi d'accroître par son aimantation l'intensité B de l'aimant permanent. Pour apprécier la déviation de l'ensemble mobile et en déduire l'intensité de la grandeur mesurée une aiguille est solidaire de celui-ci. Afin de ne pas augmenter le poids de l'équipage elle doit être extrêmement légère. L'aiguille étant en porte à faux par rap-

port à son axe de rotation il est nécessaire de l'équilibrer ; pour cela on dispose une ou plusieurs petites masselottes sur la partie la plus courte de celle-ci. En outre, ces masselottes ont pour but d'augmenter l'inertie du cadre afin que l'équipage mobile, qui initialement au repos, se trouve brusquement sollicité par un couple moteur, atteigne sa position d'équilibre sans oscillations, mais en un temps minimum sans la dépasser. C'est l'amortissement critique.

C'est là que les choses se gâtent car, qui dit augmentation de l'inertie, dit augmentation du temps de montée. Ainsi pour ce type de vu-mètre le temps de montée est au minimum de 300 millisecondes pour la déviation pleine échelle. Quelques modèles professionnels

voient leur temps de montée ramené à 200 voire même 150 milli-secondes.

La sensibilité peut être très grande et la précision élevée mais, du fait de la légèreté du cadre, ils demeurent peu robustes supportant mal les surcharges et sensibles aux trépidations et vibrations mécaniques.

En outre, ces appareils à cadre mobile ne fonctionnent qu'en courant continu mais leur déviation est directement proportionnelle à l'intensité qui les traverse permettant ainsi d'avoir une échelle linéaire. Lors d'une mesure en alternatif, il sera nécessaire de redresser le signal incident par un des procédés suivants (fig. 1 et 2) :

REDRESSEMENT MONO-ALTERNANCE

Le courant incident à mesurer entraînant une chute de tension négligeable aux bornes de la diode de redressement la valeur de la tension mesurée en régime permanent est la valeur moyenne de celle appliquée soit :

$$V_{\text{mesurée}} = \frac{V_{\text{max.}}}{\pi}$$

On lit donc une grandeur environ 10 dB en-dessous de la valeur crête.

REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

Dans les mêmes conditions de mesure que ci-dessus on lit

cette fois une valeur moyenne égale à :

$$V_{\text{mesurée}} = V_{\text{moyenne}} = \frac{2 V_{\text{max.}}}{\pi} = 0,636 V_{\text{max.}}$$

soit environ 4 dB en-dessous de la valeur crête et 1 dB en-dessous de la valeur efficace puisque :

$$V_{\text{efficace}} = \frac{V_{\text{max.}}}{\sqrt{2}} \text{ d'où } V_{\text{mes.}} = \frac{2 V_{\text{eff.}}}{\sqrt{2} \cdot \pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{eff.}}$$

soit environ 0,45 V_{efficace} .

REDRESSEMENT AVEC INTÉGRATION À LA VALEUR CRÊTE

La valeur crête en signal sinusoïdal est obtenue par l'intermédiaire de la charge d'un condensateur.

Pour se rapprocher du cas idéal d'indication il faut que l'intégration réponde aux exigences suivantes :

- Constante de temps de charge du condensateur très courte ce qui impose, en fonction de l'impédance de sortie du générateur et de l'impédance dynamique de la ou des diodes opérant le redressement, une valeur de la capacité relativement faible.
- Constante de décharge longue pour avoir le temps de visualiser les crêtes qui, compte tenu de l'impédance du vu-mètre obligent à une capacité d'assez forte valeur.

Compte tenu de la contradiction de la valeur du condensateur entre la charge et la décharge, on est toujours

obligé de faire un compromis. De plus, afin d'éviter le seuil de la diode de redressement et d'avoir une impédance de générateur faible ces crête-mètres sont généralement associées à un ampli opérationnel (cf. HP N° 1513 page 139).

VU-MÈTRE A INDICATION LUMINEUSE

a) Vu-mètre à miroir

L'indication de la grandeur mesurée, au lieu d'être réalisée par la déviation d'une aiguille, est visualisée sur une réglette par le déplacement d'un spot lumineux lui-même issu d'une source ponctuelle et se réfléchissant sur un petit miroir solidaire de l'équipage mobile.

Ce système beaucoup plus encombrant peut bénéficier par contre d'une réponse très rapide et d'une grande précision due à la propriété bien connue des miroirs tournants (méthode de Pogendorf).

Par analogie, qui ne s'est pas amusé suivant le même principe pendant les heures de classe et les jours de beau temps à réfléchir les rayons solaires dans l'œil d'un camarade avec sa règle métallique...

Plus le rapport des distances entre la source ponctuelle et le miroir, et le miroir et la réglette est petit, plus la mesure, pour un même angle de rotation de l'équipage mobile donc du miroir, est sensible et précis. Par contre l'encombrement devient vite

prohibitif du fait de la longueur de parcours du spot. Un artifice à l'aide de miroirs réfléchissants permet de réduire celui-ci mais demeure du fait de cet inconvénient et du prix élevé un système d'indication assez peu employé.

b) Vu-mètre à affichage lumineux mais entièrement électronique

L'affichage est réalisé par une succession de points lumineux correspondant chacun à un niveau donné. Chaque point est une source lumineuse n'ayant pas d'inertie à l'allumage comme à l'extinction en opposition aux lampes à filament. De telles sources lumineuses sont réalisées pratiquement par des néons ou des systèmes opto-électroniques tels que les diodes électro-luminescentes (LED).

C'est ce système d'afficheurs qui a été retenu pour la construction du vu-mètre décrit ci-dessous et réalisé par les établissements Magnetic-France.

CARACTÉRISTIQUES DU VU-MÈTRE A LED MAGNETIC-FRANCE

Présentation : Rack console 40 mm x 190 mm. Echelle graduée en 16 points de l' ∞ à +6 dB.

Sensibilité réglable en trois points : - 10 dBm à 0 dB, soit 225 mV à 0 dB ; 0 dBm à 0 dB, soit 775 mV à 0 dB ; + 4 dBm à 0 dB, soit 1,23 V à 0 dB.

Temps de retour réglable en trois points : 100 ms - 1 s - 10 s pour un temps d'attaque maximum de 20 ms.

Impédance d'entrée : $Z_e = 100 \text{ k}\Omega$.

Précision : $\leq 0,5 \text{ dB}$ entre - 12 et + 6 dB.

Alimentation : 24 à 30 V extérieure (voir texte).

Consommation : 40 mA.

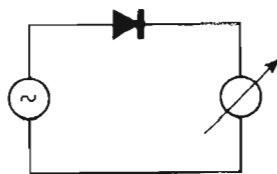


Fig. 1

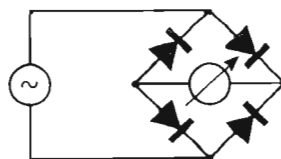


Fig. 2

Echelle : 8 LED vertes de ∞ à -8 dB ; 4 LED jaunes de -6 à 0 dB ; 4 LED rouges de +1,5 à +6 dB.

1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'affichage est réalisé à l'aide de 16 LED commandées par un circuit intégré UAA 170. Ce circuit intégré compare à une tension continue fixe de référence la valeur crête du signal de modulation. En fonction de la différence de potentiel entre ces deux tensions une des 16 diodes électro-luminescentes s'allume. De par constitution et grâce au système de multiplexage le UAA170 ne commande à chaque instant qu'une LED et une seule afin de réduire la consommation soustraite à l'alimentation.

On a donc un point lumineux qui se déplace le long de l'échelle et non pas une

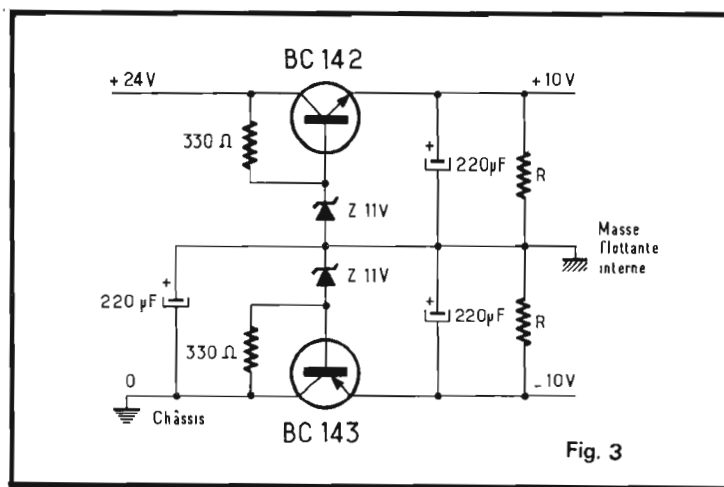


Fig. 3

colonne lumineuse variant en amplitude. Toutefois si le temps de retour du système est court et, de par la persistance rétinienne on a une impression de colonne lumineuse variant en amplitude.

Afin d'obtenir une échelle logarithmique, puisque graduée directement en dB, la tension continue incidente correspondant à la valeur crête devra varier suivant une progression elle-même logarithmique.

2. ETUDE DU SYNOPTIQUE

a) Ampli à gain ajustable

Réalisé à l'aide d'un ampli opérationnel, il assure d'une part une impédance d'entrée élevée afin de ne pas perturber l'étage qu'il viendra charger et, d'autre part grâce à un taux de contre-réaction différent, d'obtenir pour la graduation 0 dB de l'échelle lumi-

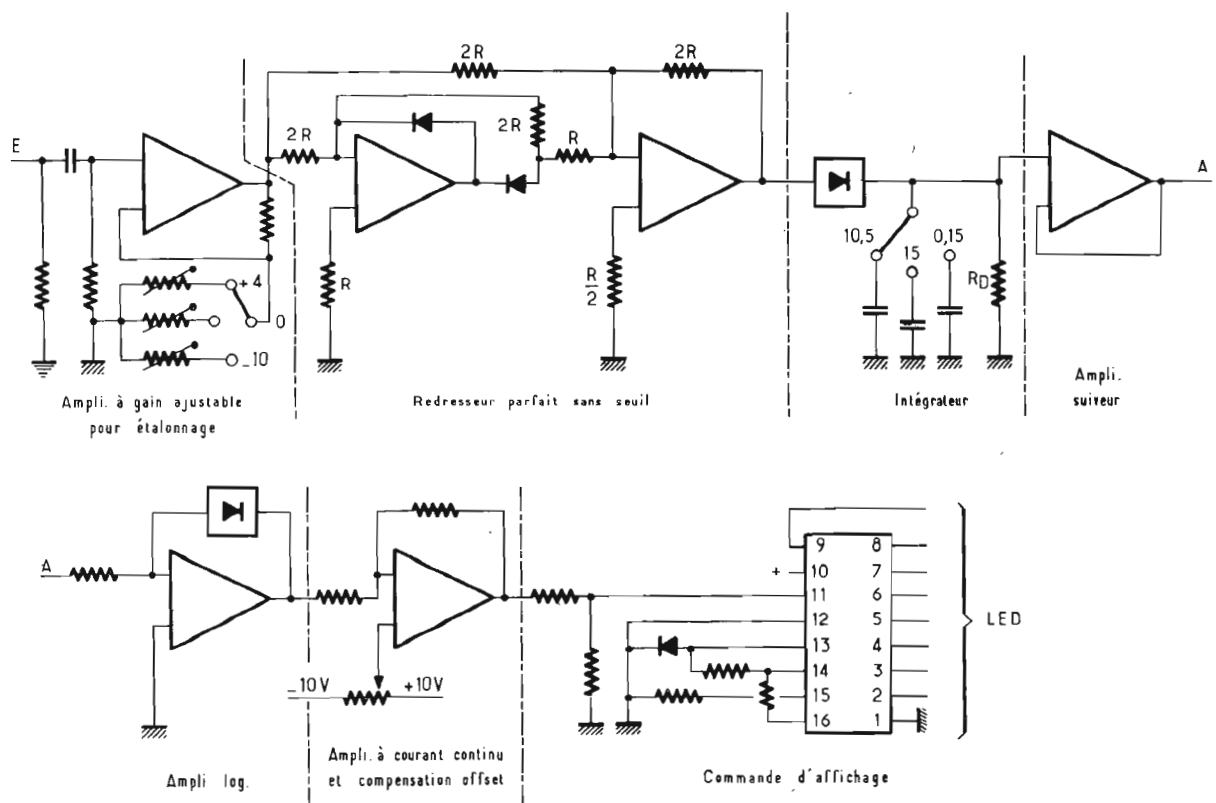
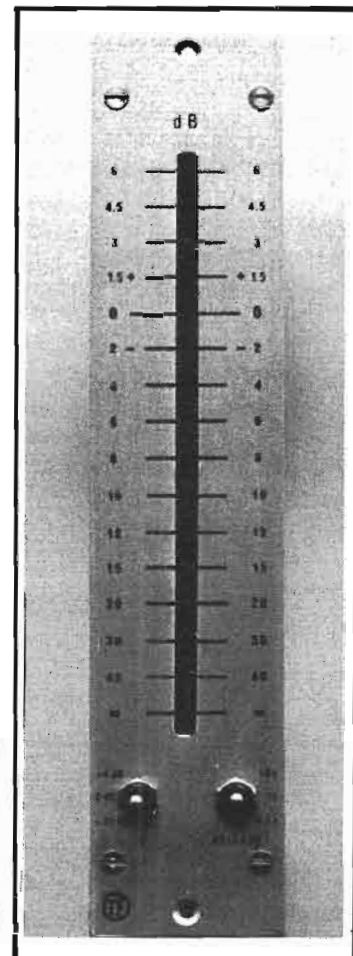


Fig. 4

neuse un étalonnage correspondant aux trois sensibilités d'entrée citées plus haut.

b) Redresseur parfait sans seuil

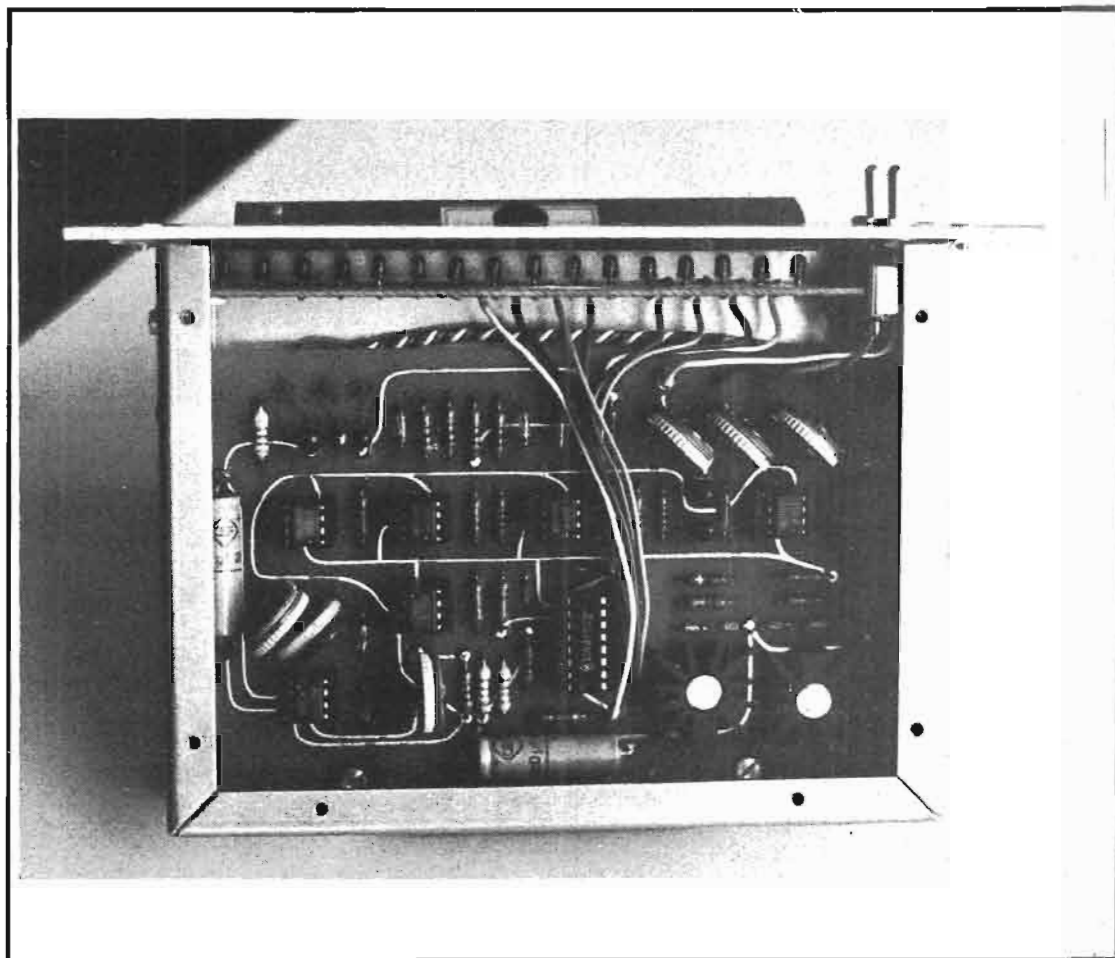
Ce montage a pour but d'effectuer un redressement double alternance en éliminant le seuil de diode. Le premier amplificateur fonctionne en redresseur mono-alternance avec inversion et le second comme un circuit additionneur. Pour une alternance négative la tension de sortie du redresseur est 0 mais cette alternance est appliquée directement à travers la résistance $2R$ à l'entrée du sommateur. La sortie est donc une alternance positive de même amplitude. Pour les alternances positives d'entrée, la sortie du redresseur est une alternance négative de même amplitude. La résultante au point de sommation est une alternance négative égale à la moitié du signal d'entrée. Mais du fait du rapport $2R/R = 2$ le gain du sommateur est de deux et on retrouve en sortie une alternance positive de même amplitude qu'à l'entrée. La précision du redresseur est directement fonction de la tolérance des résistances.

c) Intégrateur

A l'aide d'une capacité on intègre le signal double alternance à sa valeur crête. Une diode polarisée à la limite de sa conduction autorise la charge de cette capacité mais l'empêche de se recharger à travers l'impédance de sortie du redresseur. En sélectionnant une valeur de capacité différente, puisque l'impédance de décharge est constante, on obtient un temps de retour directement proportionnel aux valeurs des capacités (au tantale) dans un rapport de 10 entre elles.

d) Ampli suiveur

Grâce à son bouclage entrée/sortie l'ampli opérationnel présente ainsi une impédance d'entrée très éle-



vée pour ne pas perturber la constante de décharge, imposée uniquement par la résistance R_D .

e) Ampli Log

Puisque la tension d'intégration en sortie de l'amplificateur suiveur est directement proportionnelle à la valeur du signal d'entrée et que l'on veut obtenir une progression logarithmique de la valeur mesurée et visualisée, on est donc amené à réaliser un amplificateur logarithmique. Comme certaines jonctions en particulier la jonction Base-Emetteur à fort β où la caractéristique directe d'une diode présente une progression logarithmique courant/tension. La chute de tension aux bornes d'une telle jonction est, dans la zone intéressée, liée au courant direct qui la traverse par une formule de la forme :

$$e = - E \log \frac{i_1}{I_0} (- E \log \frac{i_2}{I_0})$$

On voit que pour obtenir un circuit dont la tension de sortie soit proportionnelle au Log de celle d'entrée il suffit (en principe) de remplacer la résistance de contre-réaction d'un ampli opérationnel par une jonction polarisée en direct.

f) Ampli à courant continu

Du fait du faible courant imposé dans la jonction de l'étage Log on amplifie en continu pour pouvoir attaquer convenablement le UAA170.

La compensation dans l'entrée non inverseuse permet d'amener la sortie au potentiel de la masse.

g) Commande d'affichage

Voir principe de fonctionnement.

h) Alimentation interne

L'alimentation des amplis opérationnels nécessitant une alimentation symétrique par rapport à la masse et pour éviter à l'utilisateur des tracas d'alimentation une symétrisation interne a été prévue à

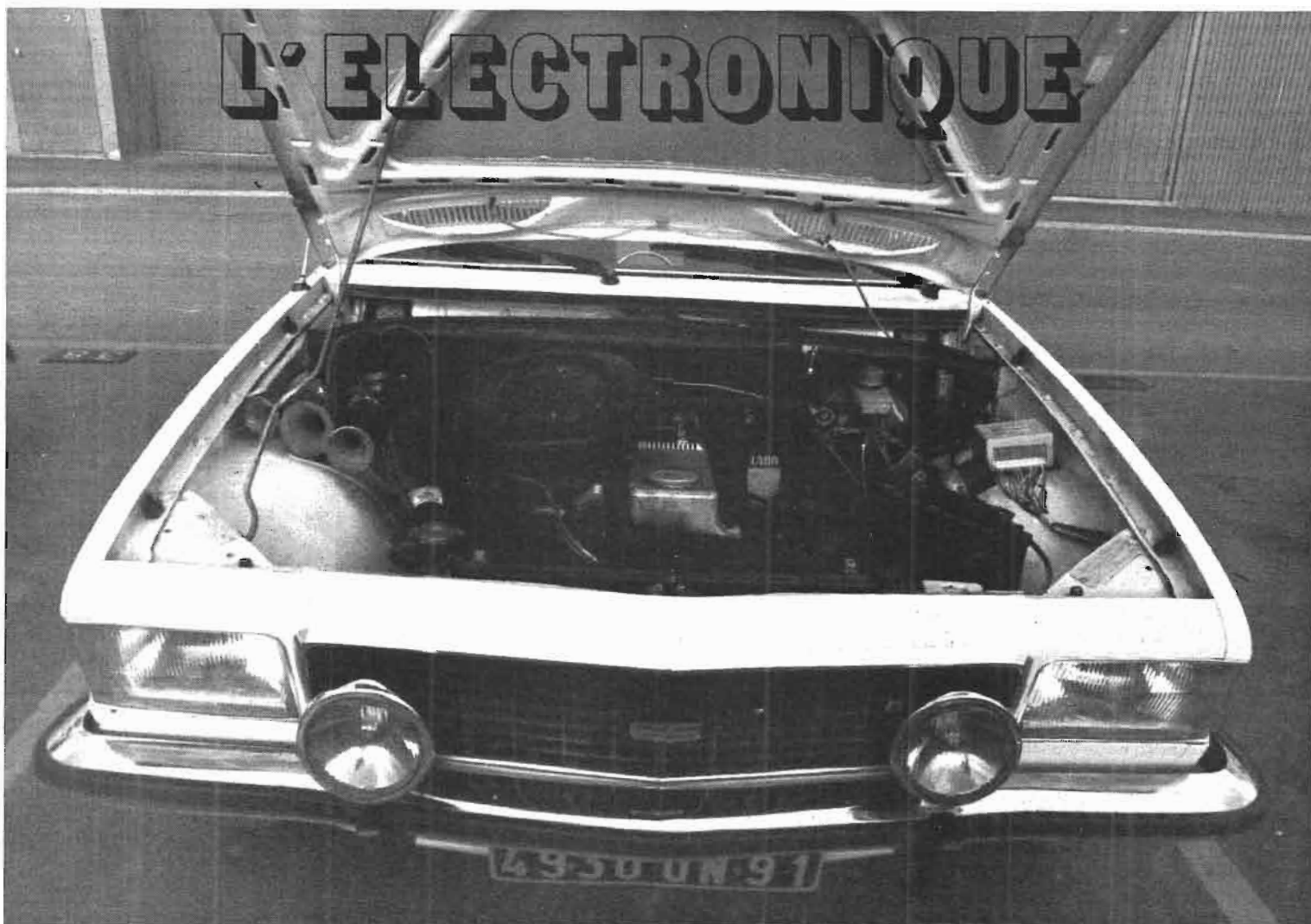
partir d'une tension minimum de + 24 V extérieurs, tension généralement disponible sur une console ou un magnétophone. On peut alimenter le vu-mètre par une alimentation supérieure à 24 V, jusqu'à 30 V sans modification, au-dessus par insertion d'une résistance calculée sur la base de 25Ω par volt chuté.

CONCLUSION

Adaptable sur tous les appareils, son impédance d'entrée universelle et son alimentation standard, cet indicateur permettra d'éviter bon nombre de mésaventures aux utilisateurs de consoles et magnétophones de toutes sortes.

Sa lisibilité et son emploi sont des plus concluants et ses caractéristiques des plus performantes satisferont, nous en sommes certains, bon nombre de professionnels et d'amateurs du son.

L'ELECTRONIQUE



SOUS LE CAPOT

DANS le domaine de l'allumage électronique, le modèle Mark-Ten de Delta Products Inc. est sans doute l'un des premiers systèmes à avoir été introduit sur le marché. Il s'agit d'un allumage capacitif commandé par thyristor; il est constitué (fig. 1) d'un convertisseur continu-continu chargé de transformer la tension de batterie (6 ou 12 V) en une haute tension (400 V), d'un condensateur, d'un élément de commutation (thyristor) et d'une bobine. Un développement a été donné récemment à ce système, sous la forme de la version « Mark-Ten B » (fig. 2); celle-ci est munie d'un circuit de contrôle de la durée des étincelles (circuit « Vari-Spark ») qui peut varier de 600 microsecondes

au démarrage à 200 microsecondes pour un moteur tournant à plein régime. Une troisième version (Mark-Ten C) est également disponible et délivre des étincelles de très haute énergie. La combustion du carburant est plus aisée et la pollution du moteur est moindre.

L'INJECTION A RÉACTION

Qui dit pollution, dit également surveillance du fonctionnement du moteur; l'emploi d'un dispositif d'injection électronique permet de doser convenablement

le débit de fuel qui alimente le moteur: on économise ainsi de l'énergie tout en diminuant les émissions de gaz délétères.

Un autre moyen de réduire la pollution consiste à placer des catalyseurs à l'échappement du moteur. Ces catalyseurs stimulent un processus chimique de conversion des gaz nocifs en des gaz non-dangereux. Néanmoins, pour que l'efficacité de conversion soit optimale, la composition des gaz d'échappement du moteur doit être soigneusement contrôlée: on y parvient en mesurant la composition des gaz à l'échappement et en utilisant cette information comme donnée d'entrée de l'injection électronique.

Le convertisseur catalytique contient du platine pulvérisé sur, et dans un substrat

poreux en céramique. Les produits de combustion, au contact du platine, réagissent avec l'oxygène en excès et avec les oxydes d'azote présents pour donner du gaz carbonique (CO_2), de l'eau et de l'azote. Cette réaction est exothermique: elle chauffe le platine; celui-ci, par rayonnement, chauffe à son tour les gaz en réaction, ce qui améliore l'efficacité de la conversion.

La plupart des systèmes d'injection électroniques commercialisés jusqu'alors fonctionnent en boucle ouverte, sans examen des gaz à l'aval du moteur. Un système en boucle fermée est très semblable, au point de vue technologique, aux systèmes en boucle ouverte. Lorsque le moteur est encore froid (au démar-

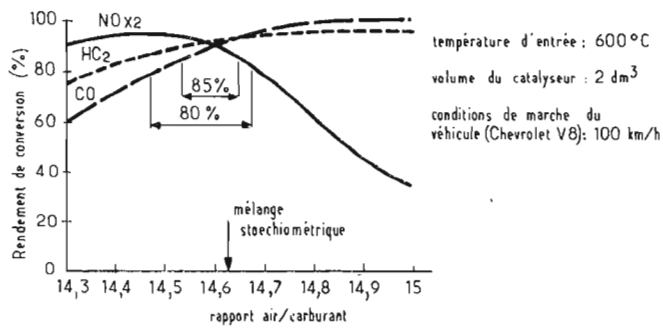


Fig. 3. - Performances d'un catalyseur d'automobile. Lorsque les produits de combustion contiennent un excès d'hydrocarbures et d'oxyde de carbone, ces produits se retrouvent à l'échappement. Par contre, s'il y a un excès d'air, les gaz d'échappement seront riches en oxyde d'azote. Pour obtenir une bonne conversion, avec une efficacité supérieure à 85, le système d'injection électronique doit maintenir le rapport du débit d'air à celui de carburant dans une fourchette très étroite (la tolérance, ici, n'est que de 0,7 %).

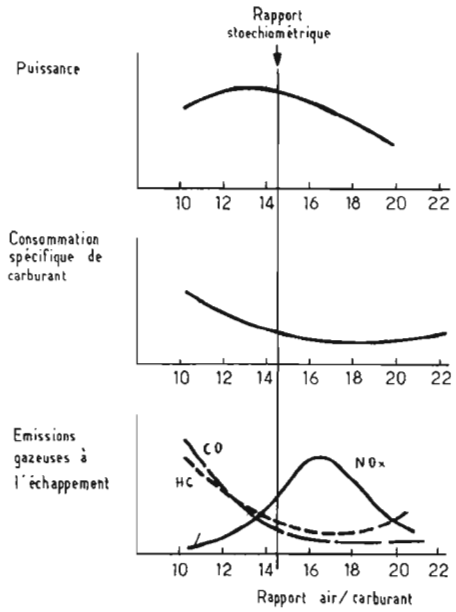


Fig. 4. - Influence du rapport des débits d'air et de carburant sur les performances d'un moteur. L'émission de gaz délétères est minimale lorsque ce rapport est stoechiométrique : or la courbe de puissance est maximale lorsque le rapport air/carburant est légèrement plus riche que la valeur stoechiométrique, tandis que la

courbe de consommation de carburant est minimale pour un mélange plus pauvre. Il faudra donc consentir un léger sacrifice sur les performances (puissance, consommation) du moteur pour que les émissions polluantes soient minimales.

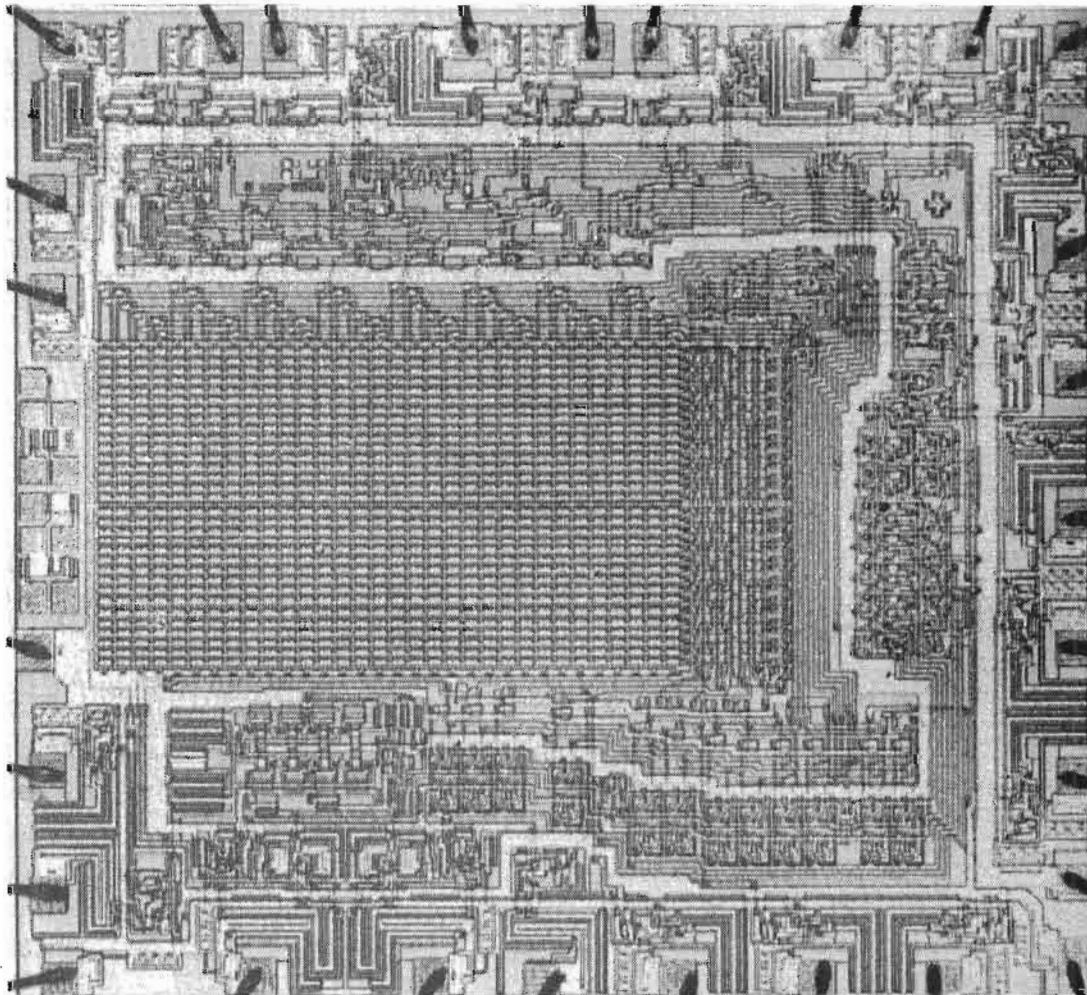


Photo 1

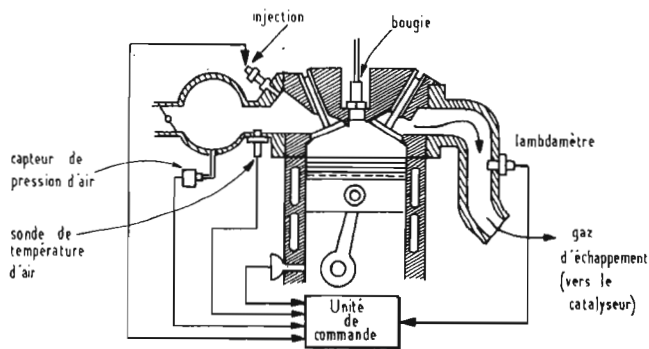


Fig. 5. - Principe de l'injection à réaction.

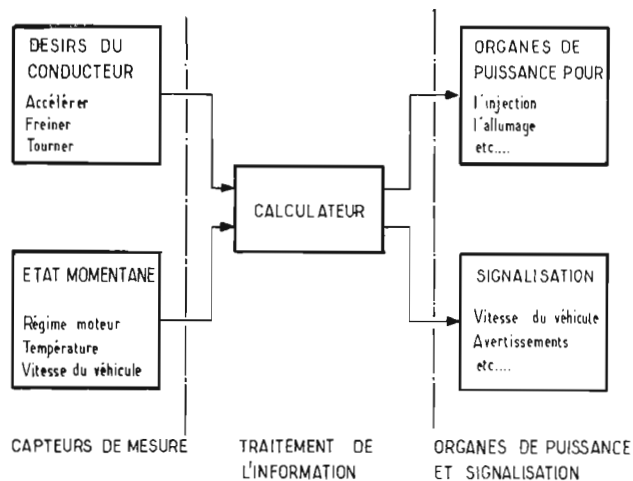


Fig. 6. - Schéma de principe d'une centrale électronique.

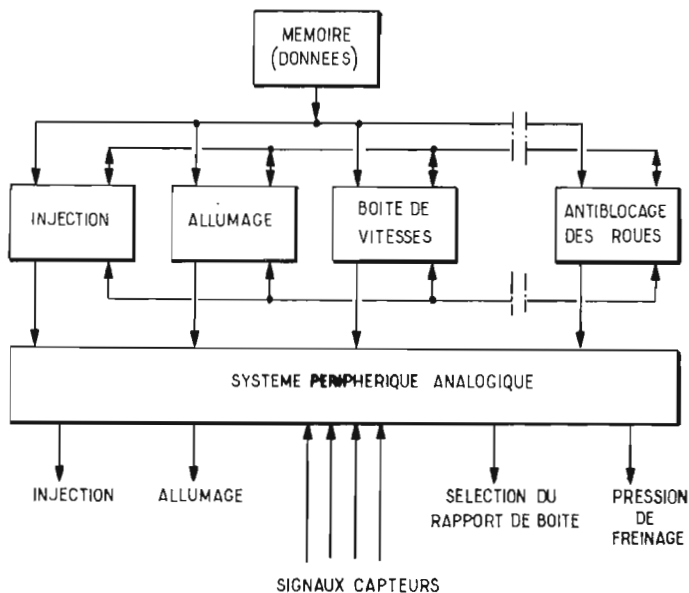


Fig. 7. - Association de calculateurs spécifiques (document R. Bosch).

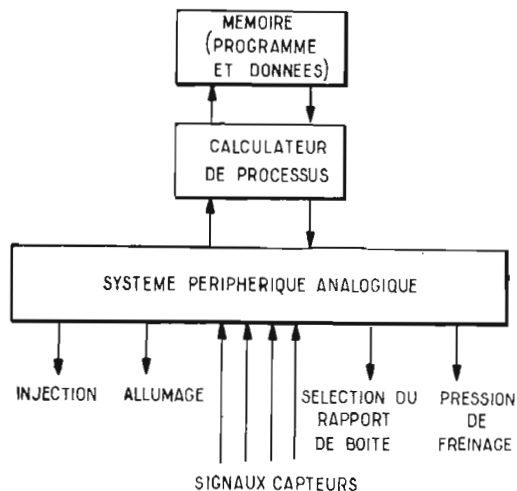


Fig. 8. - Calculateur de processus (document R. Bosch).

LA CENTRALE ELECTRONIQUE

Il est bien entendu rentable d'utiliser un même système électronique pour commander plusieurs organes d'une automobile : par exemple un même système central électronique sera chargé de l'injection d'essence, de l'allumage, de l'aide au conducteur (sélection des vitesses, limitation de régime), et de la sécurité (dispositif antiblocage des roues) ; on peut y inclure également la surveillance de l'état du véhicule (niveau des liquides, température et pression des divers fluides, épaisseur des garnitures de freins,

état des lampes). Cette centrale conserve en mémoire les informations correctes et n'avertit le conducteur que lorsqu'un paramètre atteint un niveau critique (fig. 6).

La firme R. Bosch développe deux solutions différentes d'une telle centrale électronique : d'une part, un système associant en parallèle plusieurs calculateurs (fig. 7) spécialisés, remplissant chacun une fonction particulière (injection, allumage, sélection du rapport de la boîte de vitesse, ...); ces divers calculateurs puisent leurs informations dans une mémoire commune ; cette solution est modulaire et offre la possibilité d'ajouter d'autres calculateurs à ceux déjà en place ;

elle a été testée sur un véhicule prototype.

Dans la seconde solution (fig. 8), une unité unique commande tous les systèmes « périphériques ». On a alors affaire à un véritable calculateur de processus, similaire sous bien des aspects, à un calculateur de processus industriel. Plusieurs constructeurs de circuits intégrés commencent à commercialiser des « microprocesseurs » pouvant trouver, dans l'automobile, une application en « calculateur de processus » ; c'est le cas par exemple du microprocesseur Cosmac de la R.C.A. ou encore du SC/MP de National Semiconductor.

Marc FERRETTI

A LIRE AVEC INTÉRÊT

« Electronic fuel injection utilizing feedback techniques », par T.L. Rachel et R. Gunda. Communication présentée à Intercon 74.

« Fundamental of electronic fuel injection », par J. Gyorki. Publication SAE 740020.

EN KIT



L'ORDINATEUR ALCYANE

L'ÈRE de l'ordinateur pour tous est ouverte.

La progression technologique considérable des circuits intégrés, que l'on a vue dans le domaine des calculatrices de poche, vient d'atteindre le palier supérieur : les ordinateurs.

C'est grâce à cela que nous pouvons présenter aujourd'hui le premier kit européen d'un ordinateur qui rivalise avec les modèles commerciaux... tout en restant dans le domaine de prix d'un téléviseur couleur ! Et pourtant, il s'agit d'un matériel de conception professionnelle, où la fiabilité a été particulièrement étudiée.

En ajoutant à l'unité centrale, imprimante, clavier et mémoires variées (à cassettes ou à disques) le prix est de l'ordre d'une voiture, mais on obtient alors un système permettant de gérer complètement une PME et d'effectuer les calculs d'un gros bureau d'étude. Mais nous reviendrons plus loin sur les applications, voyons maintenant les aspects techniques.

DU CIRCUIT INTÉGRÉ AU MICROPROCESSEUR

Un ordinateur est composé de trois parties :

— **Le processeur**, chargé d'exécuter l'une après l'autre les instructions du pro-

gramme qui fait fonctionner l'ordinateur ;

— **La mémoire centrale**, où l'on enregistre le programme. (composé d'une série d'instructions, qui sont transférées à grande vitesse vers le processeur) ;

— **Les unités périphé-**

riques : clavier, imprimantes, visualisations, mémoires auxiliaires permettant de stocker données et fichiers.

Un même ordinateur peut exécuter des programmes très différents, qu'on chargera en mémoire à des moments successifs de la journée (calcul

d'engrenages, facturation, comptabilité, tracés de courbes, etc.).

Depuis les débuts de l'informatique, la partie la plus coûteuse de l'ordinateur est le processeur, ou unité arithmétique et logique. Le processeur est entièrement

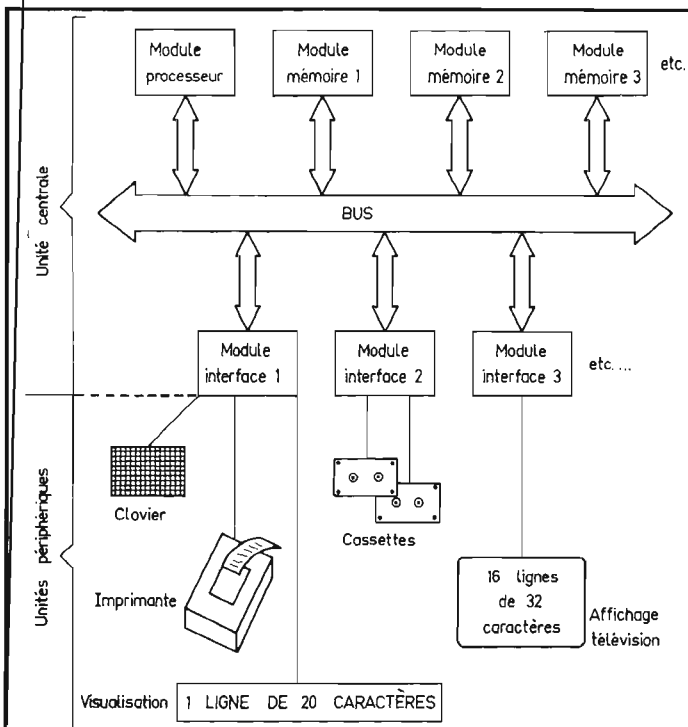


Fig. 1. - Schéma bloc d'Alcyane : C'est celui de tout ordinateur moderne doté d'une structure à bus universel où circulent instructions et données. L'ensemble du processeur, de la mémoire centrale et des interfaces adaptateurs s'appelle unité centrale, et a physiquement l'aspect d'un tuner ou d'un ampli en coffret... Autrefois, l'unité centrale représentait 10 à 15 mètres d'armoires de 2 mètres de haut, comptant parfois plus de 50 000 tubes à vide !

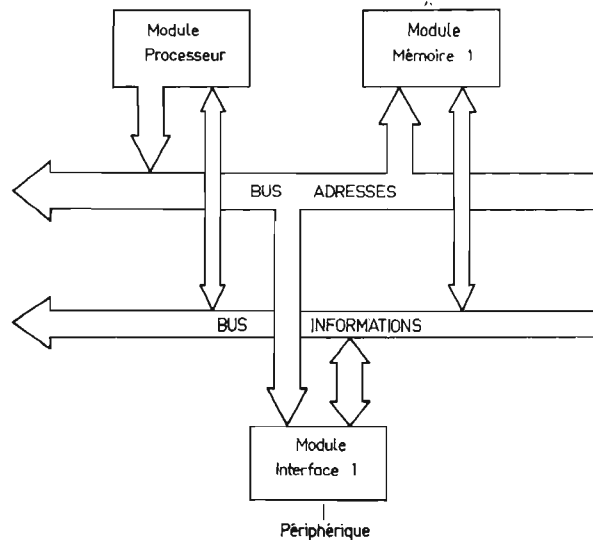


Fig. 2. - Le bus comprend plusieurs éléments. Les 8 lignes du bus informations véhiculent indifféremment les instructions allant de la mémoire au processeur les résultats allant du processeur à la mémoire, puis de la mémoire aux périphériques, les données allant des périphériques à la mémoire etc. Les 16 lignes de bus-adresses dirigent tout ce trafic en ouvrant au bon endroit des « portillons » : L'information, présente à un moment donné sur toute la largeur de son propre bus, ne pénétrera qu'au bon endroit dans les divers modules. Le bus comprend en outre des lignes pour les signaux de commande divers, tensions d'alimentation, etc. soit une cinquantaine au total.

constitué de circuits logiques ou portes, effectuant les fonctions logiques ET, OU, NON, etc. répétées au nombre de quelques milliers. Une porte demande en moyenne un composant actif (tube ou transistor) et 7 ou 8 composants passifs (résistances, diodes, etc.). Il y a 20 ans, à l'époque des tubes, une porte mesurait un dm². En 1960, l'avènement des transistors réduisait ce chiffre à 20 cm². En 1965, les circuits hybrides de la série 360 IBM permirent un nouveau bond à 3 cm², caractéristique des ordinateurs de 3^e génération.

Mais les circuits intégrés avaient leur mot à dire. Sur un minuscule éclat de silicium, d'une dizaine de millimètres carrés, la « puce », cachée dans un boîtier, on réussit à loger une porte, puis deux, puis dix... On parla de SSI (Small Scale Integration, intégration à petite échelle, quelques portes par boîtier) puis de MSI (Medium Scale Integration, quelques dizaines de portes) et enfin de LSI (Large Scale Integration, échelle, plusieurs centaines de portes par boîtier) vers la fin des années 60.

La technologie MOS (Métal-Oxyde-Silicium) qui permet de fabriquer dans les circuits intégrés des transistors à effet de champ, beaucoup plus petits que les transistors bipolaires classiques, sortit vers cette époque des difficultés de fabrication dues à la nouveauté et à une grande sensibilité aux contaminations. D'un seul coup, elle augmenta considérablement l'intégration, et fin 1971 la merveille apparut : un processeur tenant entièrement sur un seul circuit intégré !

Réalisé par Intel, ce premier microprocesseur destiné aux automatismes, le 4004, fut suivi courant 1972 d'un autre plus universel, le 8008. Cependant, la technologie MOS canal P utilisée (conduction positive par les trous) n'était pas très rapide : une instruction s'exécutait en 20 ou 30 microsecondes.

Cette situation ne devait pas durer longtemps. Deux ans plus tard, la 2^e génération de microprocesseurs était là : Intel venait de mettre sur le marché le 8080, en technologie MOS canal N (conduction par les électrons, plus rapi-

des), doté d'instructions bien plus puissantes que le 8008, et 10 ou 20 fois plus rapide que ce dernier. Enfin, mi-75, le 8080A apparaissait, version d'utilisation encore plus simple sur le plan électronique : toutes les pièces du puzzle étaient là, il ne restait plus qu'à les rapprocher.

LE MICROPROCESSEUR : DIGNE DE LA SCIENCE-FICTION

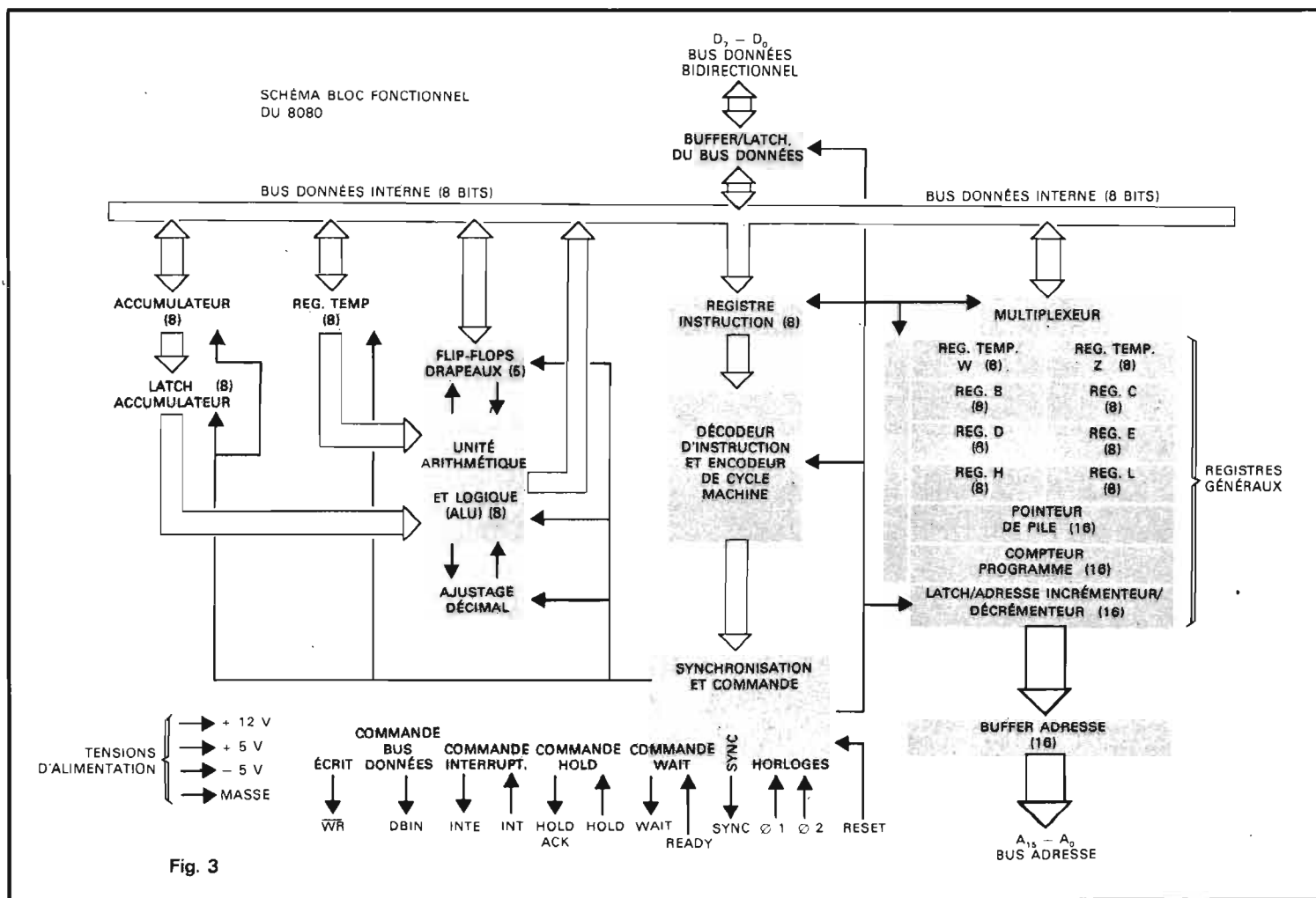
La puce de 3 mm sur 4 mm du 8080 comprend quelque 5 000 transistors ! Le dessin d'un tel labyrinthe sur tables traçantes de plusieurs mètres de long prend des mois, et la réalisation des masques photographiques puis des étapes de fabrication est à la pointe de la technologie.

Examinée au microscope à faible grossissement, 15 à 30 fois, la puce représente exactement le plan de câblage d'une unité arithmétique et logique vue à vol d'oiseau. On y reconnaît, minuscules, les registres, l'accumulateur, les

amplificateurs de sortie sur les bus, etc. Le spectacle est fascinant.

Monté sur le circuit imprimé du processeur (la **carte processeur**, l'un des modules d'Alcyane) le microprocesseur n'est plus qu'un composant céramique à 40 pattes, qu'il faut entourer de pas mal d'autres circuits intégrés pour qu'il puisse communiquer avec le programme et avec le monde extérieur.

Un ordinateur est en fait une machine recevant et crachant des impulsions, d'une manière infiniment variable sous le contrôle du programme. Ce dernier est introduit dans la mémoire par des moyens divers (interrupteurs du panneau avant, clavier, cassettes magnétiques, etc.) et y est stocké sous forme de milliers de 1 et de 0 (les bits) groupés par 8 : **les octets**. Une instruction du 8080 peut faire un, deux ou trois octets de long, et le microprocesseur peut reconnaître et exécuter une centaine d'instructions différentes. 10 000 110 commandera au 8080 d'effectuer une addition, 10 111 110 de comparer deux quantités, etc.



Pour des programmes de petite taille (maximum quelques centaines d'instructions), on peut utiliser les interrupteurs du panneau avant (un informaticien dira les **clefs du pupitre**). Une clef levée représente 1, baissée 0. Des clefs spécialisées permettent d'indiquer l'adresse de l'emplacement où l'on veut enregistrer les instructions en mémoire. L'adresse ne doit être mise qu'une fois, une clé permettant de l'augmenter automatiquement d'une unité à chaque entrée d'octet. Les voyants (diodes électroluminescentes) permettent d'examiner la mémoire pour lire les résultats du calcul (chaque groupe de 4 voyants indique un chiffre décimal, en code 1, 2, 4, 8 : pour 3, les deux voyants de droite sont allumés, pour 9 le premier et le dernier, pour 7 les trois derniers, etc.).

On peut calculer sur des nombres décimaux longs de plusieurs dizaines ou même

centaines de chiffres, et manipuler aussi bien des lettres que des chiffres (une lettre par octet).

L'unité centrale seule (3 500 F H.T.) convient pour l'apprentissage poussé de la structure de l'ordinateur, de la

programmation, et pour la commande d'automatismes. Le programme envoie des impulsions qui ouvrent et ferment des relais, font avancer des moteurs pas à pas, etc. en fonction de conditions provenant d'autres contacts, etc.

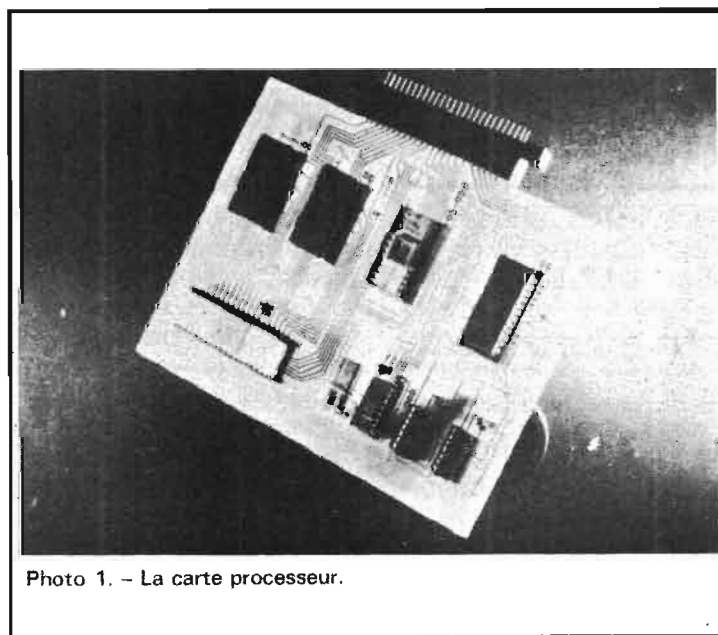


Photo 1. - La carte processeur.

Lorsque les programmes doivent atteindre des tailles plus importantes, il faut disposer de périphériques pour les introduire et extraire les résultats. On entre alors dans le domaine des langages et du fameux software. Avec Alcyane, on utilise trois types de langages, existant chacun en plusieurs versions : l'assembleur, le Basic et le PL/M. Nous en reparlerons plus loin.

LA CARTE PROCESSEUR

Elle commande l'ensemble du système, utilisant les niveaux TTL classiques, où les bits 1 sont représentés par + 5 V, et les bits 0 par 0 V. Le 8080 va chercher en mémoire les instructions pour les exécuter une à une, y reloge les résultats, et commande les

accès au bus informations, sélectionnant l'unité voulue (module mémoire, périphérique recevant ou envoyant une information). Pour indiquer ses intentions, le microprocesseur envoie un mot d'état d'un octet qui est interprété par le DIP 8228 d'où sortent des commandes simples telles que : mémoire écriture, mémoire lecture, entrées partie lecture, entrée/sortie écriture. Des buffers amplifient les signaux à destination du bus.

Le 8080 est un microprocesseur d'une rapidité considérable. Avec en plus la taille mémoire disponible dans l'unité centrale d'Alcyane, sa puissance se situe entre deux des ordinateurs très connus que nous prendrons pour référence, et qui furent les chevaux de bataille d'IBM en leur temps : le 1401 de 1962 à 1969, et le 360/30 de 1967 à 1974. Les unités centrales de ces machines coûtaient plus d'un million de F ! On mesure à l'extraordinaire progrès accompli par l'électronique moderne.

Un quartz à 18 MHz est démultiplié par le DIP 8224 qui délivre les signaux d'horloge Ø 1 et Ø 2 à 2 MHz synchronisant tout le système. La carte processeur - comme toutes les autres - est en verre époxy épais, double face, trons métallisés, étamage et

recuit, au standard professionnel le plus rigoureux. Deux séries de 31 contacts dorés (une sur chaque face) permettent l'enfichage dans l'un des connecteurs du bus.

Un emplacement pour une mémoire reprogrammable Intel de 512 ou 1024 octets est prévu sur la carte.

LES CARTES MÉMOIRE

La carte minimum fait 1024 octets, et la carte normale 4096 octets : on en met le nombre voulu pour la taille de mémoire désirée. Chaque DIP 2102 stocke 1024 bits, il y en a donc 32 sur la carte 4K (K = 1 024). Le temps d'accès à un octet est de 650 nanosecondes (0,65 microseconde). Tout est bufferisé sur la carte.

Il y a également des cartes PROM qui permettent de stocker des programmes de façon « indélébile » (compilateurs ou applications spéciales).

CARTES INTERFACE

Jouant en particulier un rôle d'adaptateur de signaux au niveau TTL et à la configu-

ration du bus, les cartes interface permettent de connecter à Alcyane une série de périphériques spécialement étudiés en vue d'un faible coût mais surtout de la fiabilité la plus élevée possible, comme on le verra. A part ces cartes spécialisées pour les périphériques, il existe deux interfaces universels :

- La carte interface série. Elle permet de passer de l'information parallèle à 8 bits de l'unité centrale à une information série bit par bit sur une ligne de transmission, en émission et en réception. On peut ainsi faire de la transmission de données, en liaison avec d'autres ordinateurs, mais aussi connecter un téléimprimeur avec ou sans bande perforée comme périphérique à 4 fonctions. La carte permet l'interface RS-232C, la boucle de courant 20 mA pour la télétype ASR-33, et la boucle de courant 50 mA qui permet d'utiliser les vieux téléimprimeurs à 5 moments qu'on trouve dans les surplus radios.

- La carte interface parallèle. C'est une carte passe-partout qui permet de connecter des périphériques non standard au prix de quelques adaptations réalisées avec l'aide du « Guide d'interfaçage » fourni avec Alcyane.

LE MONTAGE DU KIT

On est piloté par le guide d'assemblage, qui s'adresse à ceux qui ne veulent pas connaître le détail du fonctionnement (notons au passage qu'Alcyane est aussi livrable montée et testée). Il y a un deuxième guide expliquant le fonctionnement de tous les circuits, et permettant le dépannage par l'utilisateur.

Le soudage sur les cartes étamées est très rapide et facile. Il faut employer un fer stylo, 15 à 20 watts, panne de 1 mm au plus.

Tout est en circuits imprimés, y compris le bus, et il n'y a pratiquement pas de câblage à faire, sauf pour la liaison face avant-bus qui est faite par câble plat pour éviter toute erreur.

Le montage est généralement jugé très facile : les explications s'adressent à des gens qui n'ont jamais vu un boîtier TTL. Il faut compter en pratique un week-end pour étudier la documentation, et un week-end pour monter le kit, où l'on trouve tout jusqu'à la dernière vis (mais ni le fer à souder, ni la soudure).

Nous n'avons pas parlé de l'alimentation : le transfo est de type professionnel imprégné, et toute la section redres-

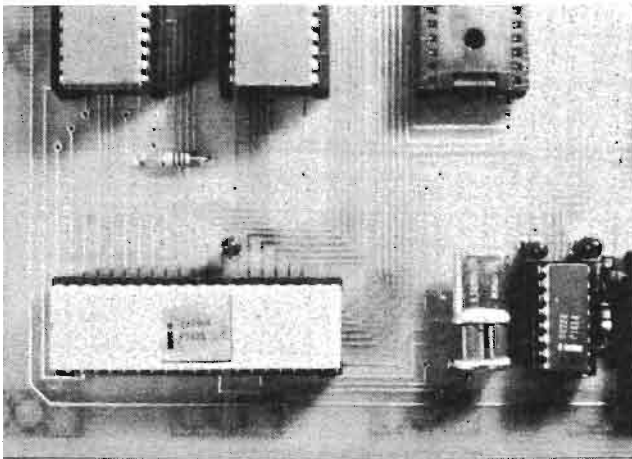


Photo 2. - Le microprocesseur dans son boîtier céramique à 40 sorties. A côté de lui, le quartz à 18 MHz. En haut, le support prévu pour la PROM de 512 ou 1024 octets.

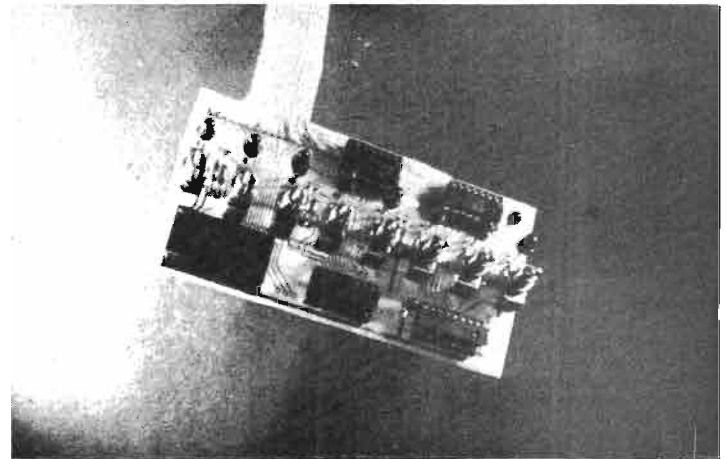


Photo 3. - L'une des deux cartes adresses identiques. Chacune d'elle porte 8 clefs et 8 voyants, l'adresse ayant 16 bits au total. La liaison avec le bras se fait par câble plat à 16 conducteurs.

D 1 à D 32 8102 D 37 8216
 D 33 8205 D 38 8216
 D 34 8205
 D 35 8212 C1 à C3 2,2 µf tantal
 D 36 8212

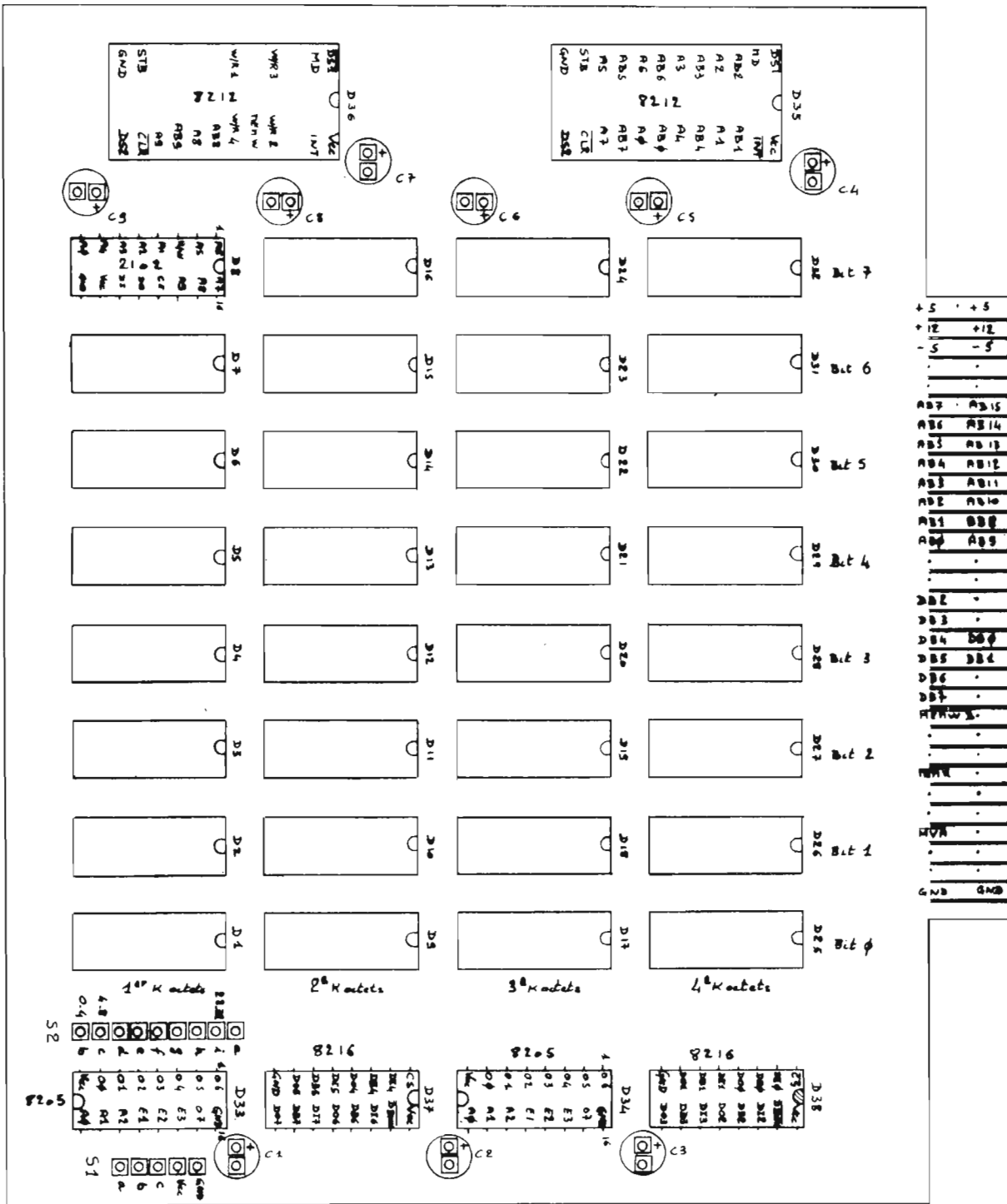


Fig. 6. - Carte mémoire 4 K statique réf. 8001.

sement, filtrage et régulation, d'allure superbe nous devons le dire, est sur circuit imprimé. La régulation est assurée par des circuits intégrés linéaires National pour le + 5 V, + 12 V et - 5 V nécessaires au 8080. Ces circuits n'ont qu'un défaut : ils sont chers, mais comportent une sécurité de surcharge et ne nécessitent aucun ballast externe, ce qui contribue sans aucun doute à la netteté du design.

La trentaine de diodes électro-luminescentes Monsanto ont été pour nous le plus dur à monter. Il faut trouver moyen de les tenir enfoncées dans leur cache pendant qu'on soude les pattes, et étant lisses et coniques, elles ont une fâcheuse tendance à remonter. Nous nous en sommes tiré grâce à une aide benévole qui tenait les pattes à la pince pendant l'opération...

LES PÉRIPHÉRIQUES

Ils sont nécessaires lorsqu'on veut programmer en assembleur ou en BASIC, et faire des travaux de gestion ou de calcul.

En assembleur, au lieu de 10 000 110 l'addition s'écritra ADD, et en BASIC on mettra simplement +. Apprendre le

BASIC est une affaire de deux ou trois jours, et on peut au bout d'une heure ou deux, commencer à écrire de petits programmes au clavier. Ce dernier nous a surpris : il est en ordre alphabétique, avec les chiffres au milieu en bas. Pour ceux qui comme nous tapent avec deux doigts, il est beaucoup plus agréable à utiliser qu'un clavier de machine à écrire (ce dernier modèle existe également).

L'imprimante est à étincelage, sans autre pièce mobile que le moteur d'entraînement du papier. Un gros paquet d'électronique est nécessaire pour driver les 100 points du peigne, mais évidemment la fiabilité du système doit être très bonne. Les lignes sont de 16 caractères alphabétiques ou numériques, de même que la barrette de visualisation à caractères oranges à plasma qui vient se loger dans le cofret du clavier.

Dans ce dernier, il y a la place pour un interface de lecture/écriture de données sur la minicassette. La prise DIN se branche sur des magnétophones courants (le constructeur recommande les Philips 3302 ou 2218) et permet la commande arrêt/marche des moteurs par le programme. Le transfert se fait à un peu plus de 300 bits/seconde, permettant de stocker plus de 100 000 caractères par cas-

sette avec une méthode d'enregistrement combinant programme et matériel de façon à obtenir une fiabilité d'inscription élevée.

On peut ainsi stocker des bibliothèques de programmes, petits fichiers, etc. Il existe également un curieux lecteur de cartes perforées sans aucune pièce mobile où la carte glisse devant une rangée de photo-transistors. Applications : tenue de stocks, passage de programmes préparés sur cartes à confettis détachables, etc.

L'un des interfaces les plus intéressants est celui qui permet d'afficher 16 lignes de 32 caractères (alphabétiques, numériques et caractères spéciaux, 64 au total)... sur un téléviseur non transformé ! Il comprend deux cartes dans le coffret, avec une mémoire tampon de 1 024 caractères, et à l'extérieur un boîtier d'une dizaine de centimètres, contenant l'émetteur UHF, d'où sort un coaxial qu'on enfiche dans la prise d'antenne.

Une Alcyane avec clavier, interfaces cassettes et télévision, coûtant environ 10 000 F H.T. au total, constitue un système aux applications multiples, doté de la puissance d'un ordinateur déjà important, calculant à plus de 150 000 instructions par seconde.

En programmant en lan-

gage BASIC (1), on peut aussi bien faire une facturation (mais il vaudra mieux se payer l'imprimante !) que ventiler ses écritures comptables, inverser une matrice ou visualiser sur la TV la convergence d'une série en cours de calcul. Mais on peut aussi commander un grand réseau de trains électriques ou se brancher sur un synthétiseur. Si les applications sérieuses ne manquent pas, des services de cardiologie aux services d'études économiques et financières, une bibliothèque de plus d'une centaine de jeux écrits en BASIC permet de se détendre en jouant sur la TV... mais en apprenant en même temps à programmer. Au risque de paraître acide, quand on voit les prix des cours dans les écoles d'informatique, et ce qu'on apprend dans certaines, il vaut peut-être mieux se cotiser pour carrément acheter un ordinateur ! On pourra à la fois s'en servir pour le travail, et les enfants y apprendront l'informatique pratiquement tout seuls.

(1) BASIC signifie Beginner's All purpose Symbolic Interactive Compiler, c'est-à-dire en bon français non informatique « Langage de programmation universel pour les débutants, à réponse immédiate » : dès qu'on tape une ligne de BASIC au clavier telle que $A = (B+C)/D + F$, Alcyane répond, avec des commentaires si on fait des erreurs.

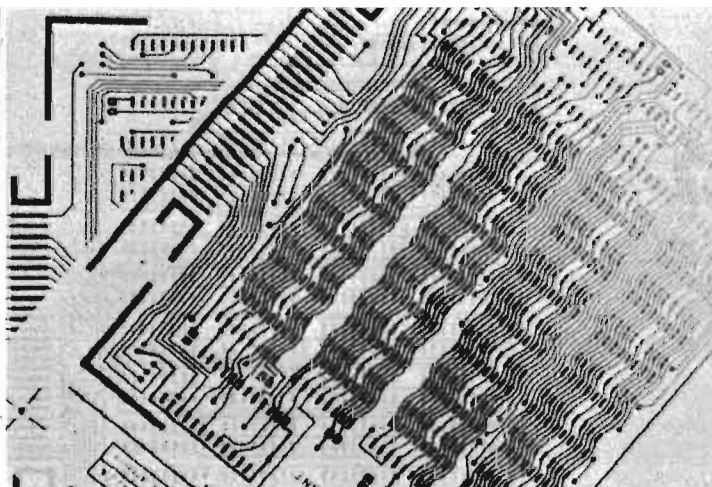


Photo 4. - Les deux mylars de la carte mémoire 4 K. On voit les emplacements des 4 rangées de 8 boîtiers enregistrant chacun 1024 bits par autant de bascules. La carte comporte 750 trous métallisés.

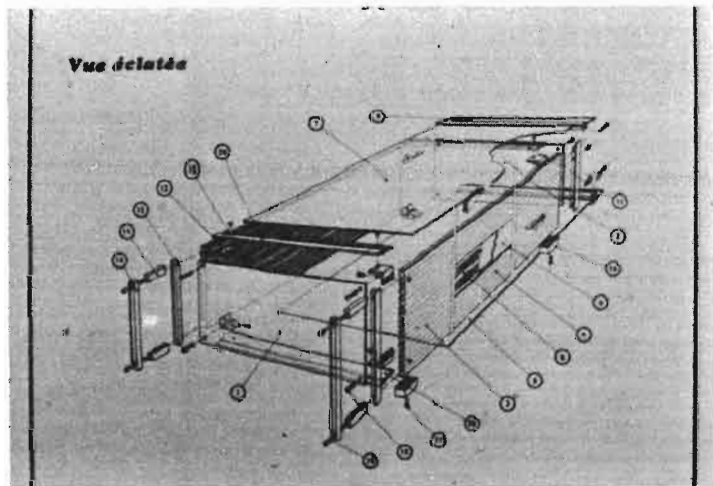


Photo 5. - Le coffret en aluminium filé est entièrement démontable. Les faces avant et arrière ont plus de 4 mm d'épaisseur transformateur et alimentations sont fixés directement sur la face arrière.

CARACTÉRISTIQUES DE L'UNITÉ CENTRALE

Processeur : parallèle sur 8 bits, binaire et décimal.
Taille mémoire maximum : 65 536 mots de 8 bits (octets) tous directement adressables.
Temps d'exécution des instructions : 2 à 6 microsecondes en moyenne.
Entrées/sorties : 256 directement adressables.
Six registres généraux plus l'accumulateur.
Plus de 100 instructions de base, longueur variable, adressage indirect.
Nombre de niveaux d'imbrication de sous-programmes : illimité en pratique.
Interruptions : 8 niveaux vectorisés hardware (1 en standard) plus niveaux software.
Mémoire centrale : statique à semiconducteurs (mémoire vive et mémoire morte).
Temps d'accès mémoire : en standard, 650 nanosecondes.

APPLICATIONS D'ALCYANE

- Travaux administratifs d'une PME (industrie, commerce ou service), en mode conversationnel avec visualisation TV.
- Education et formation, de la programmation et de la logique à l'informatique et aux connexions sur processus physiques.
- Calculs techniques et scientifiques de bonne importance.
- Saisie intelligente de données avec pré-traitement.
- Informatique répartie pour grandes sociétés.
- Matériel de base pour sociétés de service informatique réalisant des systèmes clé en main à prix concurrentiel.
- Gestion de stock et facturation en temps réel au comptoir.
- Applications financières, simulations, jeux d'entreprise.
- Surveillance d'usine (256 entrées/sorties directes, des milliers avec multiplexeur).
- Commande de machines, commande d'instruments.
- Hôpitaux (administratif ou processus médicaux).
- Station universelle de point de vente avec lecteur manuel d'étiquettes et imprimante tickets.
- Tables à dessiner.
- Commande de systèmes sonores et visuels (synthétiseurs).
- Contrôle et tests automatiques d'automobiles.
- Calculateur/contrôleur de bord (l'unité centrale pèse 7 kg).
- Puissant terminal d'ordinateur (par l'interface série, acceptant le mode BSC de transmission de données IBM).
- Système multicanaux d'acquisition de données.
- Economiseur d'énergie pour un immeuble (chauffage, éclairage) et sécurité.
- etc., etc.

LES PLUS GROS SYSTÈMES

Au-delà de ce palier, si l'on veut attaquer la gestion de la PME, on pourra rajouter les autres périphériques plus

importants prévus au catalogue : imprimantes à lignes de 132 caractères au plus, disques souples pour le stockage des fichiers. Ce dernier support est très intéressant : des disques en plastique souple de diamètre 20 cm, enduits

LE DÉTAIL DU KIT

Carte processeur

D₁ 8080, D₂ 8224, D₃ 7402, D₄ 7410, D₅ 8228, D₆ 8704/8, D₇ et D₈ 8212
Connecteur femelle à 2 x 31 points, 2 glissières.

Carte information

R₀ à R₇ 120 Ω, R₈ 1 kΩ, C₁ et C₂ 2,2 μF
L₀ à L₇ LEDs, SW₀ à SW₇ interrupteurs bistables
D₁ 8212, D₂ et D₃ DM 8094.

Carte adresse (2)

R₀ à R₇ 120 Ω, R₈ 1 kΩ, C₁ et C₂ 2,2 μF
L₀ à L₇ LEDs, SW₀ à SW₇ interrupteurs bistables
D₁ 8212, D₂ et D₃ DM 74 161, D₄ et D₅ DM 8094.

Carte contrôle

R₁ à R₈ 120 Ω, R₉, R₁₁, R₁₃, R₁₅, R₁₇, R₁₉, R₂₀ 390 Ω, R₁₀, R₁₂, R₁₄, R₁₆, R₁₈, R₂₁, R₂₂, R₂₃ 3 900 Ω
SW₁, SW₃, SW₄, SW₇, SW₈ interrupteurs à rappel
SW₂, SW₅, SW₆ interrupteurs bistables
C₁ à C₆ 10 μF, C₇ à C₁₀ 2,2 μF
L₁ à L₈ LEDs
D₁ et D₉ 74 107, D₂, D₄ et D₆ 7400, D₃ et D₇ 7474, D₅, 7414, D₈ 8094, D₁₀ 7402, D₁₁ 8212.

Carte mémoire 4 K

C₁ à C₉ 2,2 μF
D₁ à D₃₂ 2102 A-6, D₃₃ et D₃₄ 8205, D₃₅ et D₃₆ 8212
Connecteur femelle à 2 x 31 points, 2 glissières.

Coffret aluminium filé, faces avant et arrière avec perçage et sérigraphie.

Alimentation

Transformateur 110/220 V primaire, secondaires + 8 V, + 16 V et - 8 V, enroulements imprégnés 5 à 8 A
Circuit imprimé, régulateurs LM 323 K, LM 340 K-12, LM 320 K-5, 4 diodes ESM 181, C₁ 4 700 μF 25 V, C₂ à C₅ 4 700 μF 16 V, 4 diodes 4383, C₆ à C₈ 2,2 μF, 3 radiateurs, colonnettes, entretoises et bornes à vis.

Divers

Cloison, câble plat 20 conducteurs, prise femelle 3 broches, porte fusible et fusible, visserie, documentation de montage, guide de manipulation du pupitre, manuel des instructions de base avec exemples de programmations.
L'unité centrale est également livrable en sous-ensembles séparés : kit microprocesseur - Kit face avant -
- Kit alimentation et kit coffret.

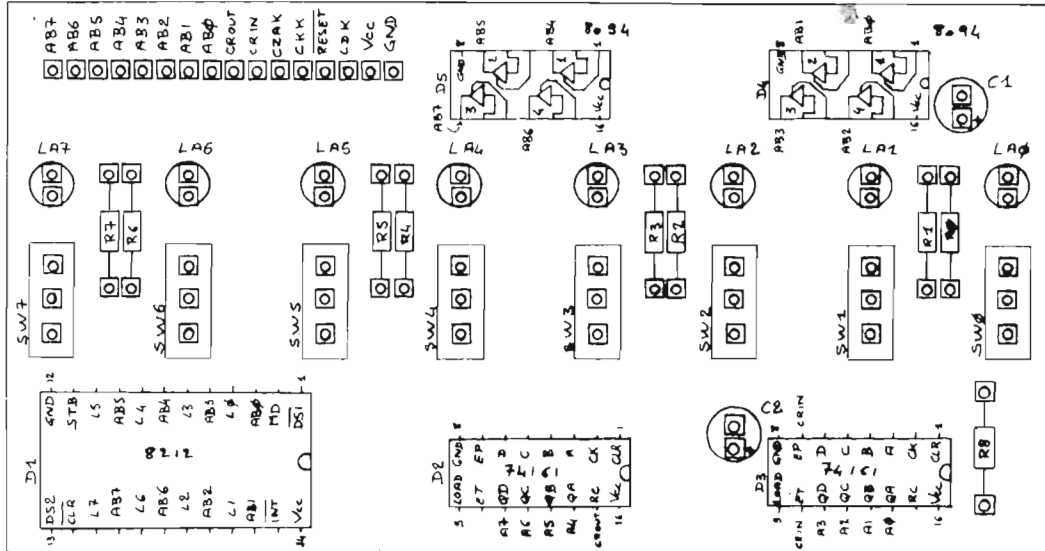
MBC, L'Informatique à l'envers
9, rue Georges-Sorel, 92100 Boulogne-S/Seine

d'oxyde de fer comme les bandes magnétiques, permettent de stocker de 200 000 à 600 000 octets par disque selon les modèles d'unités de lecture/écriture. Un disque s'interchange contre un autre sur l'unité en quelques secon-

des. On y atteint une information en un point quelconque en une fraction de seconde, la tête de lecture/écriture étant positionnée par un moteur pas à pas commandé par Alcyane. Chaque rotation de 15 degrés du moteur fait passer de l'une

Composant: R ϕ à R7 120 Ω
 R8 1K Ω
 C1 et C2 2,2 μ f goutte tantal
 LA ϕ à LA7 LED
 SW ϕ à SW7 interrupteur 2 positions

D1 8212
 D2 DM 74161
 D3 DM 74161
 D4 DM 8094
 D5 DM 8094



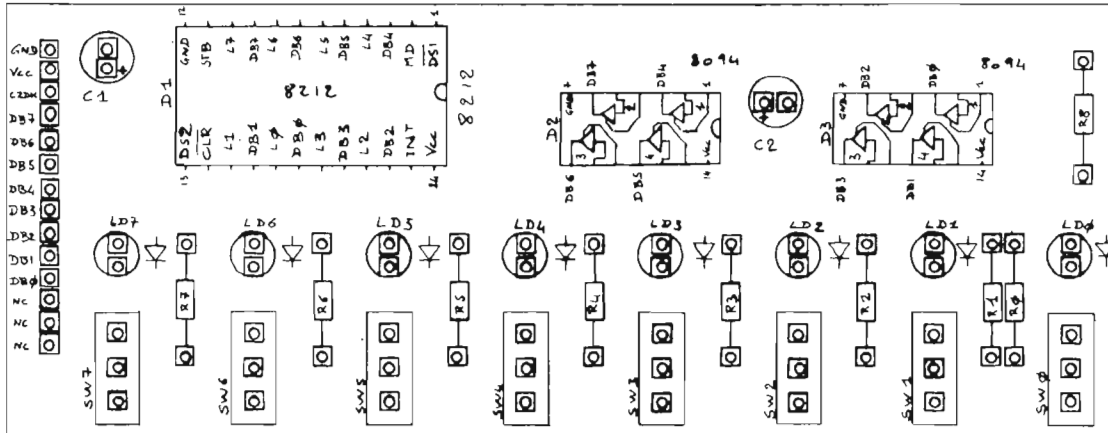
COTE COMPOSANT

REF 5002

Fig. 7. - Circuit adresse (face avant).

Composants: R ϕ à R7 120 Ω
 R8 1K Ω
 C1 C2 2,2 μ f
 LD ϕ à LD7 LED
 SW ϕ à SW7 interrupteur 2 positions

D1 8212
 D2 DM8094
 D3 DM8094

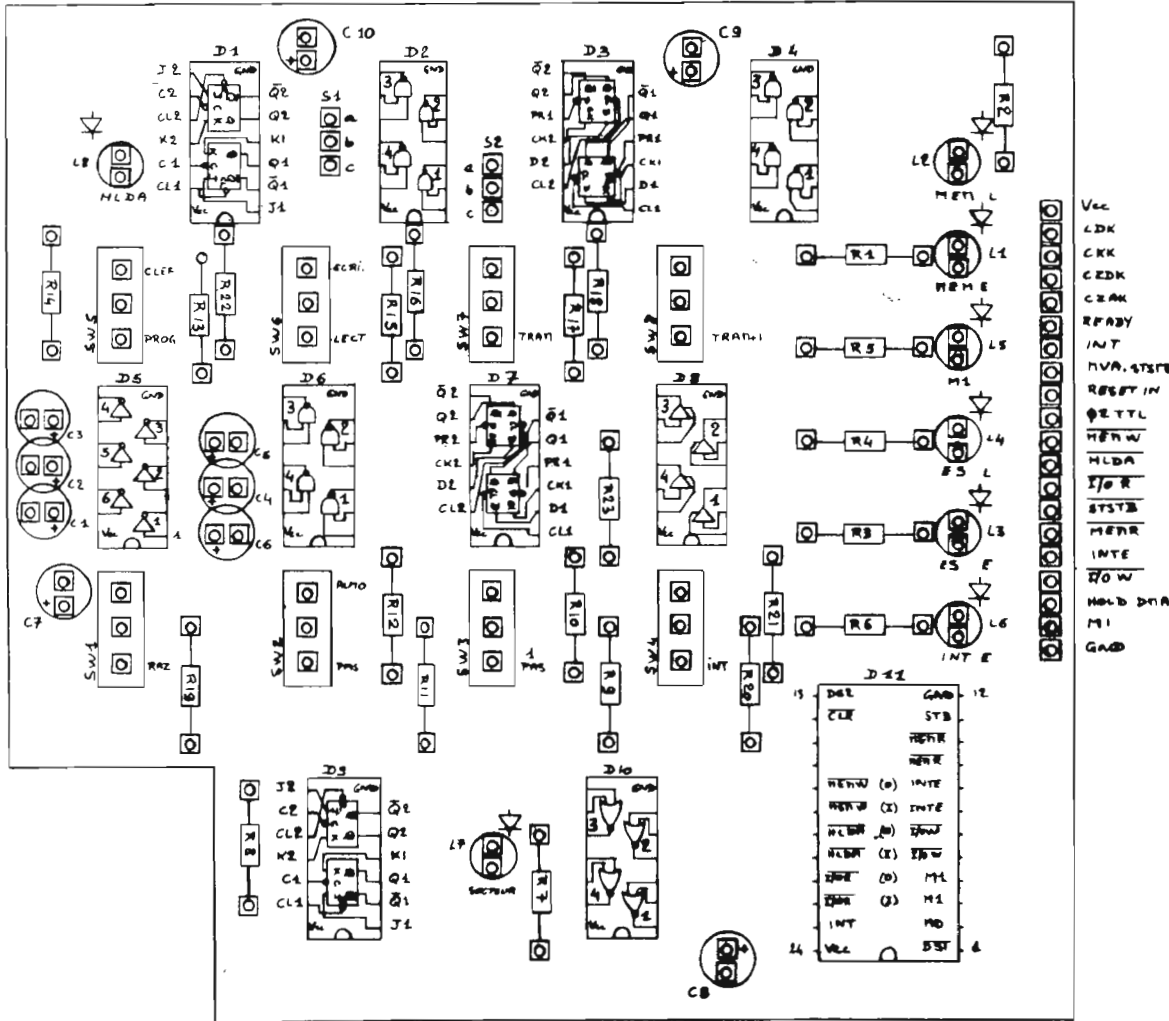


COTE COMPOSANT

REF 5000

Fig. 8. - Circuit information (face avant).

COTE COMPOSANT

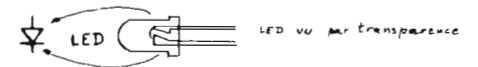


D1	DM 74 107
D2	DM 74 00
D3	DM 74 74
D4	DM 74 00
D5	DM 74 14
D6	DM 74 00
D7	DM 74 74
D8	DM 80 94
D9	DM 74 107
D10	DM 74 02
D11	82 12

C4 à C6 10 µf tantal
 C7 à C10 2,2 µf "

R1 à R8 = 120 Ω
 R9 R11 R13 R17 R19 R20 = 390 Ω
 R10 R12 R14 R16 R18 R21 R22 = 3900 Ω
 R23

SW1 SW3 SW4 SW7 SW8 interrupteur position milieu
 SW2 SW5 SW6 interrupteur deux positions



- S1 { a relié à b } generation d'un cycle CPU TW
 { c libre }
- S2 { a libre } pas de generation d'un TW
 { c relié à b }
- S3 { a relié à b } 1TW sur MVA.STSTB
 { c libre }
- S4 { a libre } 1TW sur STSTB
 { c relié à b }

Fig. 9. - Circuit contrôle (face avant) réf. 5001.

à l'autre des 75 pistes concentriques, et des trous percés dans le disque, occultant des cellules photo-électriques, permettent au programme de repérer les zones où se trouvent les informations. La mécanique des unités est américaine, et l'électronique de l'interface, assez copieuse, est réalisée par le constructeur d'Alcyane.

Destination des disques : fichiers clients, fichiers stocks, fichiers fournisseurs, etc., mais aussi support destiné aux calculs de gros volume. Un système avec imprimante et deux unités de disques permettant de jouer d'un fichier sur l'autre coûte le prix d'une voiture de 11 à 12 CV... mais ne vous emmènera pas dans votre maison de campagne. Ou plutôt si, s'il vous permet d'améliorer votre travail administratif !

En tant que rapidité, nous avons vu que l'unité centrale rivalisait avec d'assez gros ordinateurs : ce n'est pas elle qui limitera la quantité de travail fournie, mais plutôt la vitesse de l'imprimante (les modèles vont de 30 à 180 caractères par seconde).

L'EXTENSION DU KIT

La liste des composants indiquée concerne l'unité centrale équipée d'une carte 4 K octets. On y voit figurer la carte fond de panier : c'est elle qui porte le bus, et les connecteurs dans lesquels on enfiche les modules. Chaque carte fond de panier peut recevoir 7 connecteurs, et on peut mettre deux fonds de panier dans le coffret de l'unité centrale. Une découpe sur la face arrière permet de loger les prises de connexion à 36 broches pour les périphériques.

Derrière la face avant, 4 cartes portent les diodes électroluminescentes et les clefs, ainsi que les composants permettant la remise en forme du signal des clefs (réseau RC et

trigger de Schmidt) et la limitation de l'intensité à 10 mA dans les diodes. Sur la carte dite « contrôle » où sont les clefs de pas à pas et d'inscription/examen, un registre de comptage permet de faire progresser l'adresse automatiquement.

Le principe utilisé pour l'inscription/examen est le DMA (accès mémoire direct). Les sorties du microprocesseur sont à trois états : 0, 1 et haute impédance. Mis dans ce dernier état par le signal Hold, il est alors isolé du bus et on accède directement à la mémoire sans passer par lui, à la condition d'avoir prévu les circuits permettant d'envoyer à la mémoire les adresses indiquant les emplacements d'inscription/examen, ce qui est le cas.

La logique 3 états, pas encore très répandue, présente d'intéressantes possibilités permettant avec des circuits intégrés comme le DM 8094 (4 portes en 3 états) de simplifier notablement la conception des systèmes où sont connectés de nombreux éléments.

CONCLUSION

Peu d'exemples peuvent mieux que ce kit d'ordinateur nous rappeler à quelle vitesse l'électronique évolue. Nous assistons à une véritable désacralisation de l'ordinateur. Hier, 10 tonnes coûtant un million et demi, une programmation difficile et deux techniciens de maintenance à plein temps. Aujourd'hui, 10 kg coûtant quinze mille francs, et une programmation en BASIC. Des périphériques réparables à l'atelier Radio-TV le plus proche, une unité centrale où n'importe qui - ou presque - peut trouver la carte à remplacer...

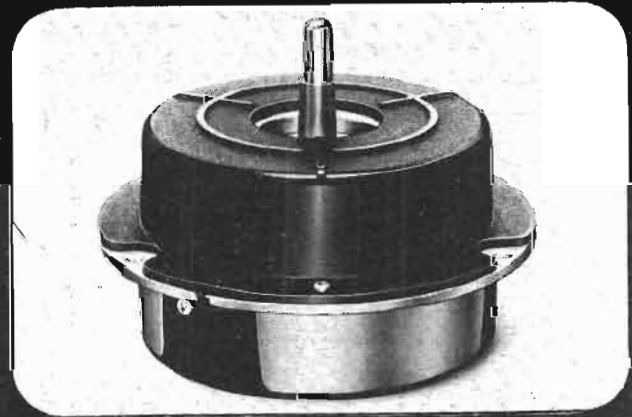
Les temps changent, l'informatique aussi. Et pour une fois c'est dans la bonne direction.



MATSUSHITA

Le spécialiste du moteur HiFi

- Moteur à entraînement direct avec ou sans plateau
- Régulation électronique intégrée 33 et 45 tours par commutation électrique
- Bruit de fond inférieur à -74 dB pondéré
- Stabilité supérieure à 0,25 %
- Durée de vie : 10 000 h minimum



CCI

Département Électronique

36, rue Étienne-Marcel - 75002 PARIS - Tél. 236-26-27

Veillez me faire parvenir fiche technique et tarif

Nom _____ Firme _____

Adresse _____

Tél. _____

AGI/ROU.P. 602

LA VIDEOFREQUENCE

et ses applications

INTRODUCTION

La vidéo-fréquence (en abrégé VF) est une technique analogue à la basse fréquence (BF). Elles ont la même fréquence limite inférieure qui peut être zéro ou proche de zéro, mais la limite supérieure des fréquences des signaux VF peut être aussi élevée que nécessaire : 100 kHz, 1 MHz, 20 MHz et plus, tandis qu'en BF on se limite à la fréquence la plus élevée correspondant à un son (donc audible), de l'ordre de 10 kHz, 15 kHz et beaucoup plus, mais pour certains animaux seulement, par exemple les chiens.

La technique de la VF est utilisée en amplification dans les applications suivantes de l'électronique : télévision, oscilloscopes, voltmètres électroniques, radar et mesures diverses.

Lorsque les amplificateurs sont du type « continu » la limite inférieure de la bande passante est $f = 0$ et si l'amplificateur est à liaisons par capacités, la limite inférieure est différente de zéro, par exemple 50 Hz. Elle dépend de la valeur de certaines capacités de liaison.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Comme caractéristique « négative » on retiendra que les amplificateurs VF ne sont en aucun cas résonnants, autrement dit accordés sur une bande étroite ou large. Les amplificateurs accordés sont ceux nommés HF, VHF, UHF et se réalisent selon des procédés différents.

En général, un amplificateur VF est apériodique ce qui signifie que le gain est le même à toutes les fréquences de sa bande.

On admettra toutefois un gain diminué de 30 % (ou gain relatif de 0,707) et même de 50 % (ou gain relatif de 0,5) aux limites de la bande.

Le gain se définit de plusieurs manières dont certaines sont parfois défectueuses.

La meilleure manière est de donner le gain de puissance. Si R_e est la résistance d'entrée, e_e la tension d'entrée, R_s la résistance de sortie et e_s la tension de sortie, le rapport de la puissance de sortie à celle d'entrée est :

$$r = \frac{e_s^2}{e_e^2} \cdot \frac{R_e}{R_s} = G_p$$

G_p est le gain de puissance.

Si $R_s = R_e$, on a :

$$G_p = \left(\frac{e_s}{e_e} \right)^2$$

Le gain de tension est :

$$G_v = \frac{e_s}{e_e}$$

à condition que l'on ait $R_s = R_e$.

De même le gain de courant est :

$$G_i = \frac{i_s}{i_e}$$

toujours avec $R_s = R_e$.

Les gains exprimés en décibels sont :

$$G_p = 10 \log (e_s/e_e)^2$$

$$= 20 \log (e_s/e_e)$$

$$G_v = 20 \log (e_s/e_e)$$

Le gain de courant est :

$$G_i = 20 \log (i_s/i_e)$$

Comme : $i_s = P_s/e_s$

$$i_e = P_e/e_e$$

et comme $R_s = R_e$, on voit que les trois gains G_p , G_v , G_i sont égaux.

Certains auteurs donnent G_v et G_i calculés comme ci-dessus, mais même lorsque $R_s = R_e$, c'est incorrect. On peut interpréter ces données si G_v et G_i sont exprimés sous

forme de rapports mais leur expression en décibels n'a aucun sens. Plus correctement, on trouve des gains sous forme de rapports exprimés en V/V (volt sur volt).

On recherche généralement un grand gain mais pas toujours. La distorsion doit, en général, être aussi faible que possible. Il s'agit principalement de la distorsion de fréquence (courbe de réponse non linéaire) et celle de phase.

Il est parfois préférable de réduire la distorsion de phase même si la distorsion de fréquence n'est pas réduite suffisamment.

Dans certains amplificateurs VF, on cherche à obtenir une courbe de réponse de forme particulière, par exemple descendante selon une loi donnée, souvent logarithmique comme « 6 décibels par octave ».

TYPES D'AMPLIFICATEURS VF

Les amplificateurs VF les plus simples sont ceux à liaisons par réseaux RC. Plus évolués sont ceux utilisant également des circuits de cor-

rection à composants R, C et L, soit pour linéariser, soit pour obtenir une forme particulière de la courbe de réponse.

Grâce aux semi-conducteurs on aura le choix entre l'emploi des transistors bipolaires, ceux à effet de champ, les circuits intégrés ou des parachages de toutes sortes.

À la sortie, on pourra aussi exiger une certaine puissance, ou une tension élevée ou un courant élevé, selon l'application.

La contre-réaction sera utilisée le plus souvent.

AMPLIFICATEURS A RÉSISTANCES-CAPACITÉS

Tant que l'on utilisera des transistors individuels (c'est-à-dire non inclus dans des circuits intégrés) les montages VF seront généralement classiques et inspirés de ceux à lampes.

La transposition des montages à lampes en montages à transistors est possible et souhaitable, car on bénéficiera de résultats acquis.

Dans cette transposition on tiendra compte des caractéristiques particulières des transistors bipolaires et des transistors FET (à effet de champ).

1) l'emploi des FET est analogue à celui des lampes, grâce à la résistance d'entrée élevée des FET;

2) les FET de puissance ne sont pas encore du domaine pratique. On utilisera en der-

nier étage des transistors bipolaires;

3) à l'entrée, les transistors bipolaires, sauf montage spécial, sont à faible résistance, alors que les lampes et les FET sont à forte résistance.

On voit qu'il ne suffira pas de reprendre les schémas VF à lampes et remplacer le dessin de la lampe par celui d'un bipolaire NPN ou d'un FET canal N.

4) les transistors fonctionnent généralement sous des tensions beaucoup plus basses que les lampes, ce qui est un inconvénient si l'on veut des tensions de sortie élevées.

Actuellement, on propose des transistors fonctionnant sous hautes tensions du même ordre que celles des lampes. Cela résout le problème considéré et permet de réaliser des amplificateurs donnant des tensions VF suffisantes pour l'attaque du wehnelt dans le cas de la TV et pour l'attaque des plaques de déviation dans le cas des oscilloscopes cathodiques.

À la figure 1 on donne le schéma d'un amplificateur VF à transistors et à liaison par résistances-capacités.

Ce montage est la transposition, en transistors bipolaires du montage classique à lampes. Il peut fonctionner mais n'aura en aucun cas les mêmes avantages que l'amplificateur à lampes.

Voici ses inconvénients :

1) Le signal d'entrée est branché sur une résistance très faible, composée de R_{B1} et R_{B2} , en parallèle (en alternatif) sur la résistance d'entrée de base de Q_1 . Cet ensemble parallèle est de faible valeur, par exemple 1 k Ω .

La transmission des signaux à très basse fréquence, nécessitera une capacité C_A d'autant plus grande que la résistance globale d'entrée est faible.

2) La tension du signal amplifié étant toujours inférieure à la tension d'alimentation, si celle-ci est basse, le signal de sortie sera toujours réduit, par exemple de 30 V pour une sortie sur transistor et de 200 V pour une sortie sur une lampe alimentée sous 300 V.

Malgré ces défauts, le montage de la figure 1 est utilisé, car il peut convenir dans certaines applications.

Le gain de tension est donné correctement sous forme de rapport et évalué en $V/V = \text{volt/volt}$.

Il est alors le rapport de la tension aux bornes de R_{B3} (en parallèle sur R_{B4} et r_e de Q_2) à la tension aux bornes de R_c :

$$G_v \text{ ou } A_v = \frac{e_s}{e_e} \text{ V/V (volt sur volt)}$$

Aux fréquences basses, les capacités en shunt sur R_{B1} , R_c et R_{B3} ont des valeurs négligeables et on n'en tiendra pas compte dans le calcul.

La forme de la courbe de réponse est indiquée à la figure 2, pour la totalité de la bande passante.

La courbe est rectiligne entre deux points C et D et elle tombe de part et d'autre de ces limites. Aux fréquences inférieures à f_c , le gain diminue et il en est de même si $f > f_d$.

La fréquence f_b pour laquelle le gain A_v est réduit à 0,707 fois le gain maximum

est calculable à l'aide de la formule :

$$f_b = \frac{1}{2 \pi RC}$$

dans laquelle $C = C_A$, $R = R_{B1}$, R_{B2} et la résistance d'entrée r_b de Q_1 , en parallèle.

Si on se donne f_b et on connaît R , on trouvera la valeur de C .

Exemple. On a $R = 1000 \Omega$, $C = 10 \mu F$. La valeur de f_b est alors :

$$f_b = \frac{10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 10} = \frac{100}{6,28} = 15,915 \text{ Hz}$$

Inversement si $R = 1000 \Omega$ et f_b est imposée, par exemple $f_b = 50 \text{ Hz}$, on écrira la formule sous la forme :

$$C = \frac{1}{2 \pi R f_b} \text{ Hz}$$

et on obtiendra :

$$C = 3,183 \mu F$$

GAIN AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Aux fréquences élevées, ce qui compte est la capacité :

$$C_h = C_d + C_p + C_b + C_e$$

Dans cette expression (voir fig. 3) :

C_d = capacité aux bornes de R_c entre collecteur et masse

C_p = capacités parasites diverses

C_e = capacité aux bornes de R_{B4}

C_b = capacité aux bornes de R_{B3}

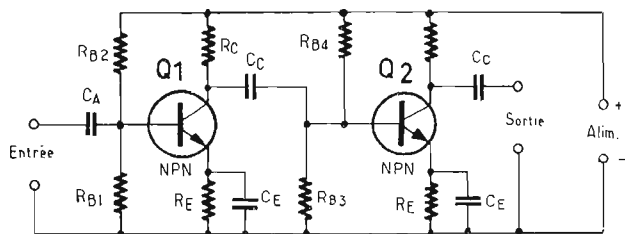


Fig. 1

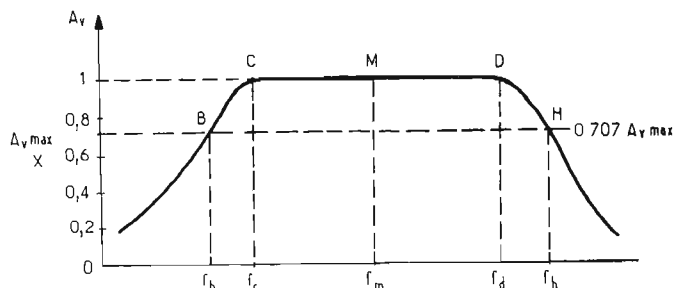


Fig. 2

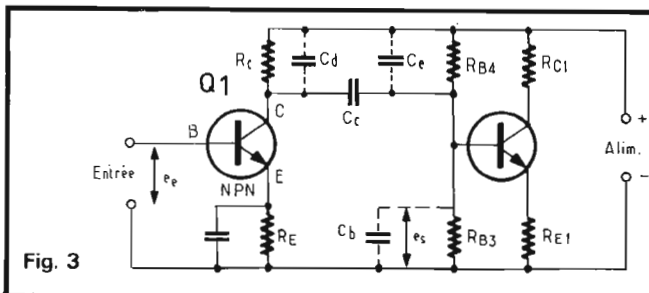


Fig. 3

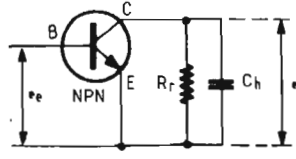


Fig. 4

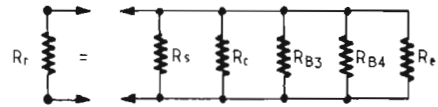


Fig. 5

En somme, C_h est la résultante de toutes les capacités de sortie du transistor Q_1 et d'entrée du transistor Q_2 .

Le gain est le rapport (en V/V)

$$G_v = e_s/e_e$$

où e_e = tension VF appliquée à la base de Q_1 , e_s = tension VF obtenue à la base de Q_2 .

Comme C_c est grande par rapport aux capacités qui constituent C_b , on considérera qu'aux fréquences élevées de la bande VF, C_c est de valeur infiniment grande.

Le montage est alors celui de la figure 4, schéma théorique simplifié où les deux points d'alimentation + et - sont confondus, R_r est la résultante parallèle de R_c , R_{B3} et R_{B4} et C_h la résultante parallèle définie plus haut.

Aux fréquences du médium, l'influence des capacités de liaison, comme C_c figure 1 par exemple, et des capacités shunt, comme C_4 figure 4, est négligeable.

A ces fréquences, le gain ne dépend que des caractéristiques du transistor, de son mode de montage et des valeurs des éléments et de la tension d'alimentation.

Ce gain, désigné par exemple, par $G_{v,max}$, est obtenu sur une large bande limitée par f_b et f_h (fig. 2).

Sur la figure 2, f_b peut être, par exemple 50 Hz et f_h 10 MHz.

Pour atteindre une limite supérieure f_h telle que le gain à $f = f_h$ soit 0,707 fois le gain maximum, il faut que la relation :

$$f_h = \frac{1}{2 \pi R_r C_h} \text{ soit satisfaite}$$

La valeur de f_h sera d'autant plus grande que R_r et C_h seront petits.

Si toutefois R_r est de faible valeur, le gain maximum sera diminué et pourrait même, devenir inférieur à 1. De ce fait, on cherchera à diminuer C_h par le choix du transistor, parmi ceux ayant le minimum de capacités d'entrée et de sortie et par les précautions de câblage pour réduire les capacités parasites.

EXEMPLE NUMÉRIQUE

Aux fréquences du médium, par exemple vers 1000 Hz, le gain du transistor est de 20 fois lorsque $R_r = 2000 \Omega$.

Les capacités shunt valent ensemble :

$$C_h = 100 \text{ pF}$$

On demande quelle est la fréquence f_h à laquelle, le gain est $0,707 \cdot 20 = 14$ fois environ ?

Pour répondre à cette question, on applique la formule donnée plus haut. Avec les valeurs numériques données, on a :

$$f_h = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 2000 \cdot 100} \text{ hertz}$$

ou encore, avec f_h en mégahertz et après simplifications :

$$f_h = \frac{10}{6,28 \cdot 2} = 0,796 \text{ MHz}$$

c'est-à-dire environ 800 kHz. Cela peut être insuffisant en TV, mais excellent dans un amplificateur pour oscilloscope destiné aux opérations en BF.

Ceux qui ont étudié la VF et la TV à lampes, verront immédiatement que ces résultats médiocres sont dus à la capacité C_h élevée. Avec des

lampes C_h peut être de l'ordre de 20 pF et moins. Dans ces conditions f_h serait alors 5 fois supérieure, c'est-à-dire $5 \cdot 0,8 = 4 \text{ MHz}$.

Si R_r est diminuée de deux fois, f_h sera 8 MHz. Actuellement, on trouve des transistors bipolaires à faibles capacités d'entrée et de sortie.

Par exemple, le transistor 2N918 (NPN, RCA) a une capacité d'entrée de 2 pF et une capacité de sortie de 3 pF max.

Il serait donc possible avec un transistor de ce genre de ne pas dépasser 10 pF pour C_h .

Soit à réaliser un amplificateur à bande de 10 MHz, avec $f_h = 10 \text{ MHz}$. La formule donnée plus haut, peut donner la valeur de R_r en fonction de C_h et f_h . On aura :

$$R_r = \frac{10^{12}}{2 \pi f_h C_h} \Omega$$

avec f_h en hertz et C_h en pF.

On trouve $R_r = 10^4/6,28 = 1590 \Omega$.

L'influence des résistances qui composent R_r est également importante.

On peut définir R_r comme étant égale à la mise en parallèle des résistances suivantes (voir, par exemple, la figure 1).

R_c = résistance entre collecteur et + alimentation

R_{B3} et R_{B4} en parallèle polarisant la base de Q_2

R_s = résistance de sortie de Q_1 à la fréquence f_h

R_e = résistance d'entrée de Q_2 , à la fréquence f_h . Cet ensemble parallèle est montré à la figure 5. Les valeurs de R_c , R_{B3} , R_{B4} sont connues. Celles de R_e et R_s sont parfois indiquées dans les documentations des fabricants, mais pas toujours.

De plus, on ne donne pas leurs valeurs à toutes les fréquences.

Supposons que l'on connaisse les valeurs suivantes :

$$R_c = 2000 \Omega$$

$$R_{B3} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B4} = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_s \text{ (de } Q_1) = 20 \text{ k}\Omega \text{ à } f = f_h$$

$$R_e \text{ (de } Q_2) = 10 \text{ k}\Omega \text{ à } f = f_h$$

La valeur de R_r est donnée par la formule bien connue :

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{B3}} + \frac{1}{R_{B4}} + \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_e}$$

qui donne, tous calculs faits 1480Ω environ.

Si, par exemple $f_h = 1 \text{ MHz}$, et $R_r = 1480 \Omega$, la valeur de la capacité C_h devra être :

$$C_h = \frac{10^{12}}{2 \pi \cdot 1480 \cdot 10^6} \text{ pF}$$

ce qui donne $C_h = 107 \text{ pF}$ environ.

Si $C_h < 107 \text{ pF}$, l'amplificateur aura une bande plus large. Ainsi, on pourrait penser que si C_h était égale à $10,7 \text{ pF}$ seulement, on aurait $f_h = 10 \cdot 1 \text{ MHz} = 10 \text{ MHz}$.

Ce résultat serait faux car à 10 MHz, les résistances R_s et R_e , qui entrent dans la composition de R_r , seront plus faibles que $20 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ k}\Omega$ donc, le gain ne sera pas de 0,707. $G_{v,max}$, mais plus réduit.

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Avec ces transistors, les amplificateurs VF retrouvent les méthodes applicables aux montages à lampes.

Prenons comme exemple, le transistor MOS-FET de la RCA, le type 3N139. Il fonctionne sur 35 V maximum (15 V dans un montage normal) possède une capacité de sortie de 1,4 pF, une capacité d'entrée de 1,4 pF, une résistance de sortie de 6 k Ω à 100 MHz, une résistance d'entrée de 12 k Ω à 100 MHz. Sa pente est 5 mA/V à $f = 1$ kHz.

Ces données toutefois varient avec le courant de drain, avec la fréquence, avec la température, etc. Des valeurs du même ordre de grandeur sont celles des transistors MOS-FET comme : 3N140, 3N141, 3N142, 3N152, 3N153, 3N154, 3N159, 3N187, 3N200, 40 467 A, 40 841, etc., de la même marque.

EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR POUR OSCILLOSCOPE

Le transistor utilisé est le 40 841 dont l'aspect est donné en (A) et le brochage en B, figure 6. Ce transistor pos-

sède deux grilles, G_1 et G_2 accessibles aux fils 3 et 2 respectivement. Ce branchement est indiqué aussi en (C) figure 6, si le transistor est vu avec les fils vers l'observateur. L'ergot se trouve entre les fils 1 (drain) et 4 (source).

On peut voir que dans le boîtier, se trouvent également quatre diodes limiteuses de protection, montées en opposition, pour chaque grille.

L'amplificateur pour oscilloscope, à déviation électrostatique, est à sortie en push-pull pour l'attaque symétrique des deux plaques de déviation. Commençons l'analyse de ce montage, donné ici à titre d'exemple et non comme une réalisation, par les deux bornes d'entrée B_1 et B_2 auxquelles on devra appliquer le signal à étudier.

B_2 est la borne de masse. Celle-ci est le point commun des deux alimentations de 13 V, l'une dite positive et l'autre, négative (voir figure 8). On trouve ensuite C_1 qui isole l'entrée de l'amplificateur lorsque le signal d'entrée est alternatif. Si I_1 est en position

« continu », le signal d'entrée peut être continu.

Les commutateurs I_2 et I_3 sont conjugués et constituent un atténuateur-correcteur.

En position 1, le signal est transmis directement au circuit atténuateur.

L'atténuation est faible, car il y a à la sortie, sur $G_1 + G_2$ de Q_1 , une tension de 0,9 fois celle en I_3 .

Aux fréquences élevées, on règle C_6 pour obtenir la même atténuation.

En position 2 de $I_2 - I_3$, s'introduit un circuit, $R_1 C_2$ en série et $R_2 C_3$ en shunt.

Cet atténuateur-correcteur réduit dans le rapport $R_2/(R_1 + R_2)$ aux fréquences basses et dans le même rapport, aux fréquences élevées en réglant C_2 .

En position 3, même action de l'atténuateur-correcteur $R_3 - R_4 - C_4 - C_5$.

Passons maintenant aux transistors Q_1 et Q_2 . Les deux grilles sont réunies. Q_1 est monté en source commune, donc, avec entrée sur les grilles réunies. Q_2 est monté en grille commune avec entrée sur la source.

Le transistor Q_1 est inverseur et Q_2 est non inverseur.

Le signal amplifié par Q_1 est pris sur le drain, dont la charge est R_{14} et une portion de R_{15} . Du drain, le signal peut être appliqué à l'entrée de l'amplificateur destiné à l'une des plaques de déviation.

Une deuxième sortie de Q_1 , non inverseuse, est effectuée sur la source. Ce signal est transmis par R_{10} , R_8 , R_{11} , à la source de Q_2 .

Ce transistor, monté en grille à la masse, donne sur le drain, un signal non inversé, transmis à l'entrée de l'amplificateur destiné à l'autre plaque de l'oscillographe.

Les deux signaux sont en opposition, car seul, celui sortant de Q_1 , est inversé par rapport au signal d'entrée. R_8 permet l'équilibrage, R_{12} et R_{13} réglant le gain et R_{15} , le centrage vertical.

Une résistance R , de l'ordre de quelques kilohms, peut être nécessaire pour éviter que le curseur de R_8 soit mis, en alternatif, à la masse.

M. LEONARD

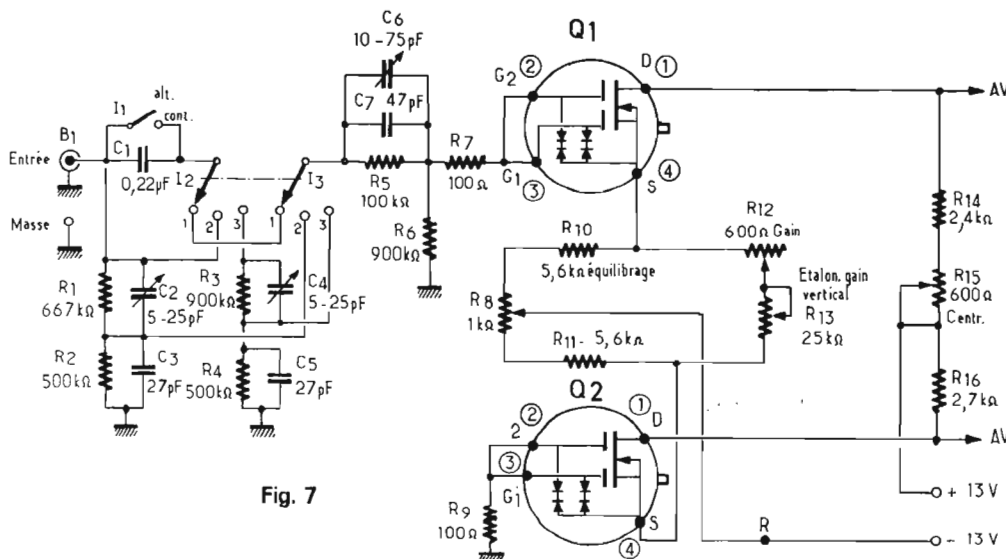


Fig. 7

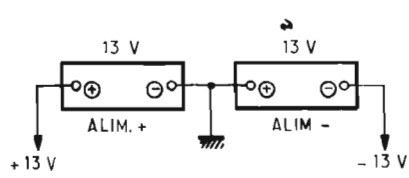


Fig. 8

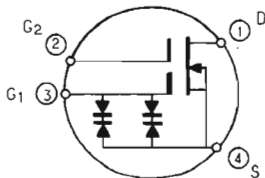
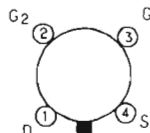


Fig. 6



(C)

GENERATEURS

DE

BRUITS

De nombreuses mesures à effectuer en HF, VHF, UHF, voire simplement en audiométrie ou en BF, nécessitent l'emploi d'un générateur de bruit.

Pour ces mesures, la notion de « bruit » est délicate à s'imaginer. Disons que c'est une **association** de signaux allant des très basses fréquences jusqu'aux fréquences les plus élevées (théoriquement infinies). Disons aussi que c'est un processus erratique dont les amplitudes voisines varient aléatoirement, tout comme les fréquences spectrales et les phases, si bien qu'il est impossible de prévoir de façon certaine la forme du

signal fluctuant présentée à tel ou tel instant. En bref, comme le disait ironiquement l'un de nos amis physicien : le « bruit », c'est tout et c'est n'importe quoi !

En conséquence, les mathématiques qui se rapportent à l'étude du bruit (fréquences, amplitudes, etc.) ne peuvent être que celles des statistiques et des probabilités.

Parmi les sources de bruit, nous devons tout d'abord citer le bruit d'agitation thermique (effet Johnson) des « porteurs » libres de charge électrique. Le bruit est dit **blanc** lorsque toutes les fréquences s'y rencontrent ; ensuite, on parle de bruit

coloré lorsque le spectre n'est pas infini : bruit **rose** pour la présence des fréquences les plus basses ; bruit **bleu** pour la présence des fréquences les plus élevées.

Citons aussi le bruit de grêle ou de grêle dû au fait que les « porteurs » qui passent à l'intérieur d'une surface, ou les électrons qui arrivent sur l'anode d'un tube, s'y comportent exactement comme de la grêle tombant sur une toiture, avec ses chocs et ses rebondissements ; Schottky en a fait l'étude.

Les connexions ou les contacts dans les résistances agglomérées et dans les semi-conducteurs produisent égale-

ment du souffle (que l'on nomme aussi scintillement ou bruit $1/f$) ; il s'agit d'une variation aléatoire de la conductibilité à travers le « contact » lorsque les charges le traversent.

Il va sans dire qu'il existe de nombreuses autres sources de bruit dans la nature ; mais comme elles ne nous intéressent pas directement dans le cas présent, nous les passerons sous silence.

Les bruits thermiques et de chocs sont caractérisés par une distribution des amplitudes en courbe de Gauss. La densité spectrale est constante à toutes les fréquences ; c'est donc ce type de bruit que

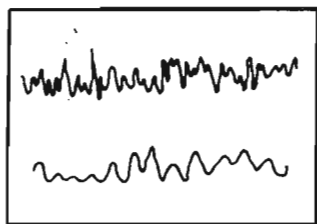


Fig. 1

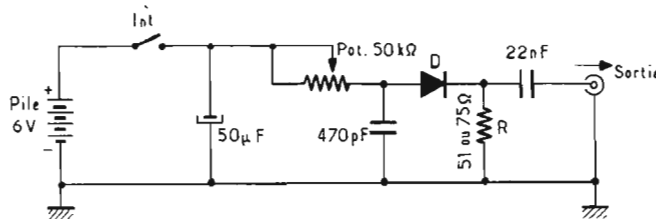


Fig. 2

l'on qualifie de **blanc**, et c'est le type le plus commun dans les bandes acoustiques et les bandes HF/VHF. A titre indicatif, La figure 1 représente les oscillogrammes relevés à la sortie d'un générateur de bruit blanc pour deux vitesses différentes de balayage.

Par opposition, le bruit de contact a un spectre $1/f$, c'est-à-dire que la densité spectrale est plus grande aux très basses fréquences.

La figure 2 représente le schéma d'un générateur de bruit très simple. L'alimentation est fournie par une pile de 6 V et la source proprement dite de bruit est constituée par la diode D (diode au silicium type BAW 21 ; ne pas employer une diode ordinaire au germanium). L'impédance de sortie est pratiquement déterminée par la valeur de la résistance R (51 ou 75 Ω). L'ensemble doit être monté dans un coffret métallique clos, le coffret étant relié électriquement à la masse du montage.

Le niveau du signal de bruit disponible à la sortie coaxiale peut être ajusté par la manœuvre du potentiomètre Pot. de 50 k Ω . Il est cependant évident que la tension de sortie maximale d'un tel montage peut se révéler insuffisante dans le cas de certains essais ou pour certaines mesures ; il faut alors avoir recours à un montage plus « puissant », si l'on peut dire.

La figure 3 représente le schéma d'un générateur de bruit blanc plus élaboré, mais cependant facilement réalisable par l'amateur. La source de bruit proprement dite est une diode Zener Dz ; en effet, toutes les diodes Zener sont fortement génératrices de bruit, et ici nous utilisons une diode type BZY 88/C 3 V 3. On peut d'ailleurs faire varier le niveau de bruit de cette source, et par conséquent l'amplitude moyenne du signal de bruit à la sortie du générateur, en modifiant la tension appliquée à cette diode Zener par la manœuvre

du potentiomètre Pot. de 50 k Ω .

Ensuite, nous avons un amplificateur aperiodique à trois étages comportant les transistors Q1, Q2, Q3 du type BF 173, transistors à fréquence de coupure très élevée qui en permet l'emploi dans un réseau à large bande, à grand gain, jusqu'à des fréquences égales, voire supérieures, à 100 MHz.

La sortie s'effectue par l'intermédiaire d'une douille coaxiale permettant la liaison à l'appareil ou aux appareils BF, HF, VHF faisant suite.

L'impédance de sortie peut être éventuellement abaissée à la valeur souhaitée (51 ou 75 Ω , par exemple) en montant une résistance shunt additive R comme nous l'avons indiqué en pointillés.

L'alimentation est assurée par deux piles ordinaires de 4,5 V connectées en série (9 V) ; le témoin de mise en service est une diode électroluminescente LED type CQY 24.

L'ensemble est construit sur une plaquette perforée et le tout est placé à l'intérieur d'un coffret métallique clos relié électriquement à la masse du montage. Bien entendu, l'interrupteur, la douille coaxiale de sortie, le potentiomètre et le témoin LED sont montés sur l'une des faces de ce coffret.

Pour certaines utilisations d'un générateur de bruit, la connaissance de la valeur de la tension « moyenne » de sortie est sans importance. C'est le cas, par exemple, de son emploi avec un impédancemètre d'antenne fonctionnant en pont... puisqu'on procède par **recherche du zéro** dans la diagonale du pont.

Au contraire, dans d'autres utilisations, il importe de connaître la tension moyenne du signal de bruit appliqué aux appareils faisant suite.

Compte tenu de la forme désordonnée et aléatoire d'un signal de bruit (cf fig. 1), on ne peut évidemment parler que de tension moyenne ou de tension efficace correspondante.

Un voltmètre électronique répondant à la valeur efficace peut toujours être utilisé pour mesurer une tension de bruit blanc pourvu qu'il satisfasse aussi à la largeur de bande. En effet, la puissance moyenne de bruit est directement proportionnelle à la largeur de bande ; par conséquent, la tension efficace est proportionnelle à la racine carrée de cette largeur de bande. De ce fait, le voltmètre utilisé doit accepter une largeur de bande supérieure, ou tout au moins égale, à celle du bruit. Dans le cas contraire, une partie du bruit est perdue ; il faut alors corriger proportionnellement

l'indication donnée par le voltmètre. Supposons que la largeur de bande du bruit soit de 100 MHz et que la bande passante à -3 dB du voltmètre soit de 10 MHz seulement ; si le voltmètre donne une lecture E_1 (en volts efficaces), la valeur vraie E_2 sera donnée par :

$$E_2 = E_1 \sqrt{100 : 10} \\ = E_1 \sqrt{10} \\ = 3,16 E_1$$

Cette correction étant éventuellement appliquée (si elle est nécessaire), on peut dire qu'un voltmètre en vraie valeur efficace peut être employé. Certes, la lecture est affectée d'une légère erreur provoquée par le facteur de **crête** dont nous n'avons pas tenu compte ; mais dans le cas du bruit blanc, cette erreur n'est au **maximum** que de 0,1 %.

Cependant, il nous faut encore observer que la plupart des voltmètres électroniques sont sensibles à la valeur **moyenne** du courant **redressé** par la sonde, bien qu'ils soient gradués en valeurs efficaces d'un courant sinusoïdal efficace équivalent. Nous passons volontairement sous silence les détails mathématiques ; disons simplement que dans ce cas, et pour la mesure d'un bruit blanc, la lecture indiquée est égale à 0,886 de la vraie valeur. En d'autres termes, il faudra diviser la lecture par 0,886 pour obtenir la vraie valeur efficace de la tension de bruit.

En conclusion, bien que la **forme** du bruit soit très éloignée de la classique sinusoïde, on voit que la mesure de la tension efficace, lorsqu'elle est nécessaire, ne pose aucun problème impossible à surmonter.

Roger A. RAFFIN

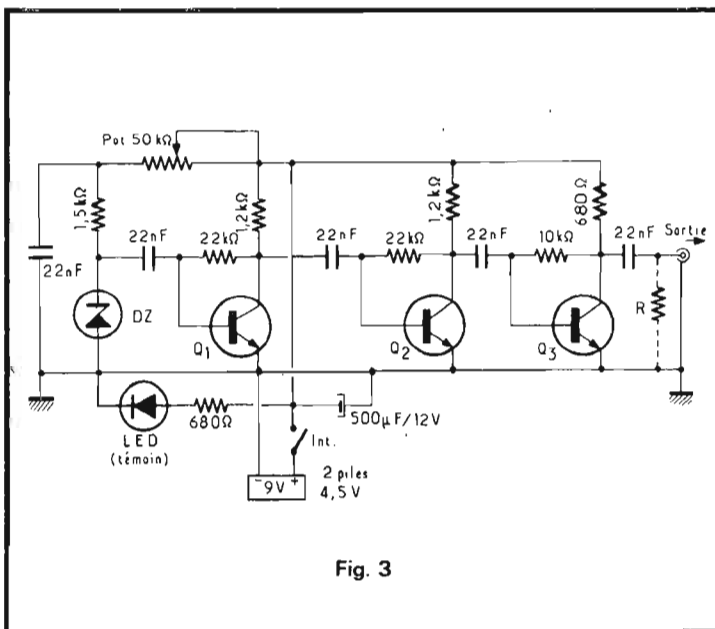


Fig. 3



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klinger.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en TV (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNÉUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNÉUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent des cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETN

Ecole des
TECHNIQUES NOUVELLES
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

market-publi bourgeois

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, SVP), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNÉUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNÉUR TV COULEUR

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)



SOMMERKAMP®

LE PLUS IMPORTANT SPECIALISTE D'EUROPE

dans le domaine de radiotélé-phones importés du Japon de ses propres chaînes de montage.

Les marchands en gros ainsi que les magasins spécialisés commandent leur stock directement au dépôt géant.



TS 737, 5 W Mobile, homologué PTT



SOMMERKAMP FT-224 Transceiver, 1/10 W, 24 canaux FM, tous équipés de cristaux pour des répéteurs européens et des canaux simplex. Le transceiver idéal pour le radio-amateur F1 n'opérant pas en CW.



TS 600 G, 5 W Mobile, homologué PTT

SOMMERKAMP Transceiver FT 277 E, nouveau modèle muni du fameux "speech processor" utilisant la méthode haute fréquence pour l'obtention d'une modulation profonde. 160 m à 10 m + 11 m et 10 MHz WWV. BLU/AM/CW sur 110 à 220 Volts alternatif et 12 Volts continu, vernier de réception commutable, soufflerie, haut-parleur incorporé etc., livré avec micro à main et fiches d'antenne.



SOMMERKAMP FT - 221 Transceiver 2 m BLU, CW, AM et FM. Entièrement équipé de semi-conducteurs, usure impossible. Alimentation réseau + 12 volts continu incorporés. Trafic par VFO ou sur 11 diff. Fréq. fixes pilotées par quartz (non fournis). Appel sonore, vernier réception commutable, livré avec microphone.



SOMMERKAMP FR : 101, récepteur 160 m à 10 m et 11 m, 2 m incorporé, 6 gammes pour SWL O.C. LSB-USB-CW-AM-FM.

Adressez vos commandes aux commerçants spécialisés

FRANCE :

SERCI, 11, Bd. St-Martin, 75003 PARIS - 887.72.02
L'ONDE MARITIME, 28, Bd. du Midi, 06150 CANNES-LA-BOCCA - 47.44.30
R. VIDAL, 37, rue Goudard, 13 MARSEILLE - 48.18.37

BELGIQUE :

STEREOHOUSE, FRANS VAN DE VELDE, ON6VV, Kortrijksefoortstr, 219 B. 900 GENT.

SUISSE :

MARINE ÉLECTRONIC Megies, 61, rue de la Prulay CH-1217 Genève-

SOMMERKAMP ELECTRONIC SAS

CH-6903 LUGANO P.O. BOX 176 SUISSE

L'auto - radio lecteur de cassettes



SHARP RG 5300

LE radio-cassette pour automobile Sharp RG 5300 est un modèle encastrable dans le tableau de bord de tout véhicule. Il dispose de deux gammes d'ondes en modulation d'amplitude: grandes ondes et petites ondes et de la modulation de fréquence. En plus comme l'appareil est stéréophonique, la réception de la modulation de fréquence et la lecture des cassettes bénéficieront de ce procédé. La répartition des sources musicales sera meilleure dans les voitures, même si la stéréophonie n'est pas perceptible pour tous, il est difficile de se trouver dans les conditions d'écoute optimales lorsque les enceintes sont très rapprochées.

SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

Alimentation : 12 V, moins à la masse
Impédance de charge : 4 Ω par canal
Semi-conducteurs : 8 transistors, 10 diodes, 6 circuits intégrés
Puissance de sortie : 7 + 7 W
Dimensions : 174 x 157 x 50 mm
Poids : 1,9 kg
Section lecteur de cassettes
Système : 4 pistes deux canaux
Bande magnétique : cassettes compact Philips
Vitesse de défilement : 4,75 cm/s
Pleurage et scintillement : 0,25 % W RMS

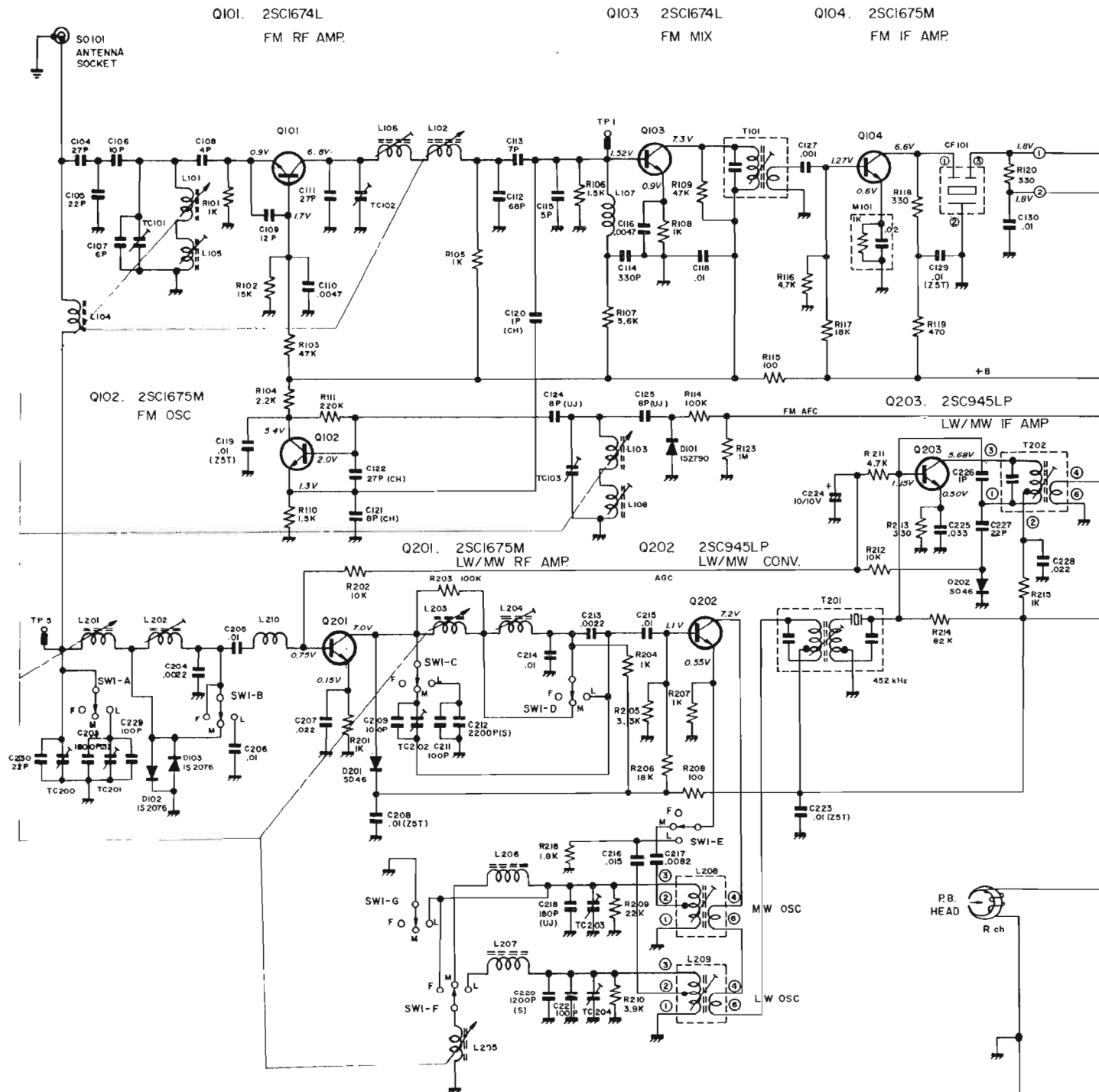
Réponse en fréquence : 70 Hz à 10 kHz - 6 dB
Avance rapide : 80 secondes : cassette C-60
Retour rapide : 80 secondes : cassette C 60
Moteur : courant continu avec régulation mécanique
Section radio
Grandes ondes : 150 à 258 kHz
Petites ondes : 520 à 1 620 kHz
Modulation de fréquence : 87,6 à 108 MHz
Sensibilité : GO : 400 μ V / S/B : 20 dB ; P.O. : 40 μ V/20 dB ; M.F. : 4 μ V.

ETUDE TECHNIQUE

Cet auto-radio n'est pas comme les autres, vous avez

pu le constater au vu des caractéristiques, le nombre des transistors est, en effet, réduit, nombre d'entre eux ont été remplacés par des circuits intégrés. Ces derniers sont au nombre de 6, deux pour la section radio M.F., dont le décodeur, deux pour la préamplification des signaux venus des têtes de lecture de la section lecteur de cassette et, enfin, ce qui est sans doute le plus nouveau dans cet appareil, deux amplificateurs de puissance intégrés.

L'antenne de réception sert à la fois pour la modulation de fréquence et pour les grandes et petites ondes. Le circuit d'entrée MF comporte un adaptateur d'impédance en T, la self L 104 sert de self de



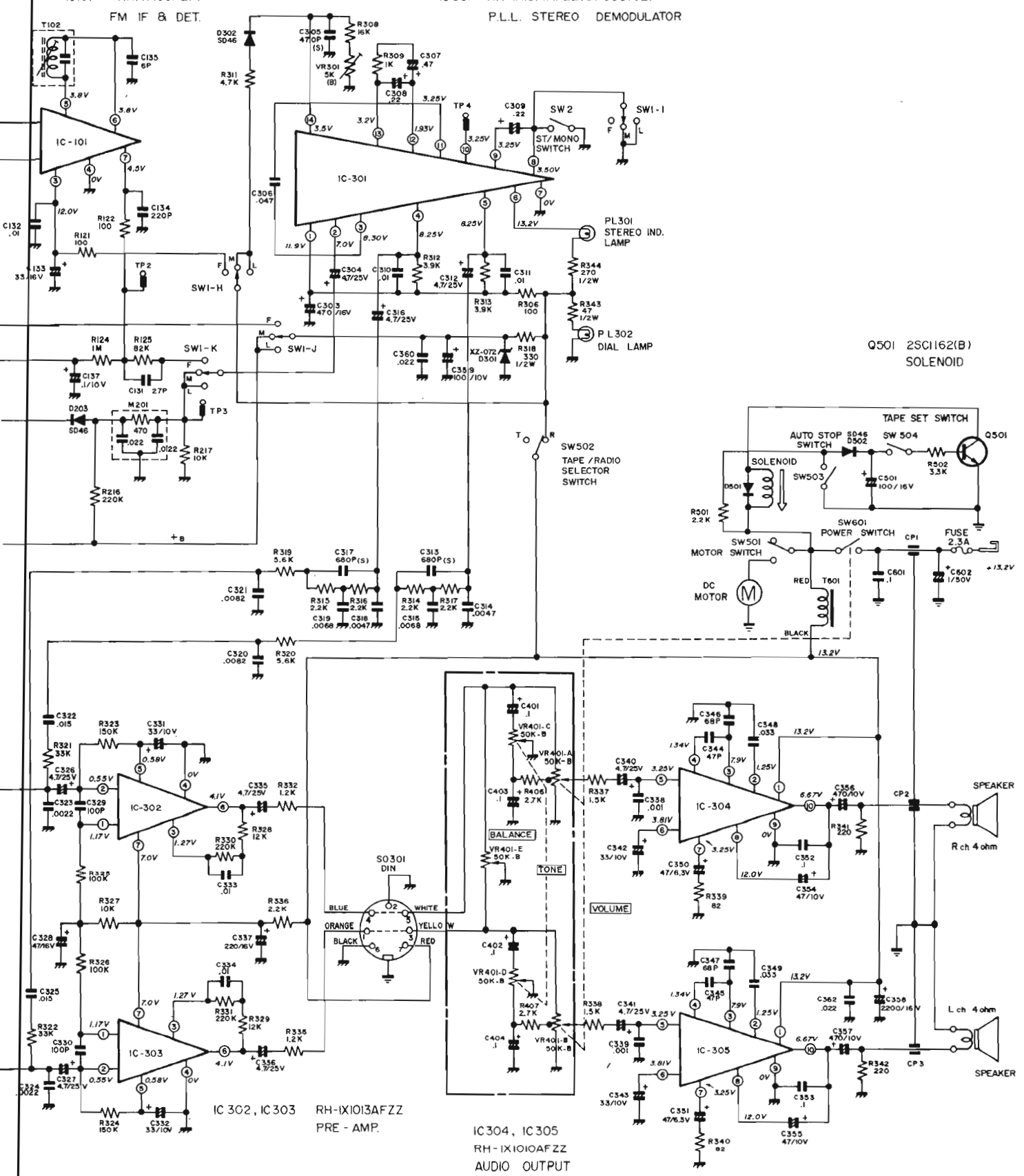
NOTES;

- 1) FREQ. RANGE LW 150~285 kHz, MW 520~1620 kHz, FM 87.6~108 MHz
- 2) IF LW/ MW 452 kHz, FM 10.7MHz
- 3) CAPACITANCE VALUES ARE IN MFD P=MMFD
- 4) RESISTANCE VALUES ARE IN OHM K=1000, M=1000K
- 5) SW1-A-K: BAND SELECTOR SWITCH IS IN "MW" POSITION.
- 6) SW2: FM STEREO/MONO SELECTOR SWITCH.
- 7) SW501: MOTOR SWITCH.
- 8) SW502: TAPE/RADIO SELECTOR SWITCH.
- 9) SW503: AUTO STOP SWITCH
- 10) SW504: TAPE SET (SOLENOID) SWITCH.
- 11) SW601: POWER SWITCH.
- 12) VOLTAGE READINGS ARE MEASURED WITH VTVM WITH NO SIGNAL AND VOLUME CONTROL AT MINIMUM.

Fig. 1

IC101 VH1TA7130P2/F
FM IF & DET.

IC301 RH-IX1014AFZZ (uPC587C2)
P.L.L. STEREO DEMODULATOR



IC 302, IC 303
RH-IX1013AFZZ
PRE - AMP.

IC 304, IC 305
RH-IX1010AFZZ
AUDIO OUTPUT

blochage et empêche la transmission des signaux MF vers la section MA ; les voitures sont censées se promener sur les routes et certaines de ces routes passent à proximité d'émetteurs qui, sans précaution pourraient perturber la réception de la MA.

L'accord de la section radio aussi bien MF que MA se fait par inductances variables (variomètre). Ce principe d'accord est peu sensible aux vibrations, beaucoup moins en tout cas que le traditionnel condensateur variable à air. Lorsque l'air est remplacé par de la matière plastique, ce défaut s'atténue.

Trois circuits d'accord sont utilisés pour la MF, celui de l'oscillateur, L 103 dont l'accord peut aussi être modifié par une commande automatique de fréquence dont l'intérêt en voiture est important. Les deux autres circuits sont L 101 et L 102. On retrouve, en série avec chacun d'eux une autre inductance

ajustable ainsi qu'un condensateur ajustable permettant d'obtenir un accord parfait valable pour l'ensemble de la gamme.

La sortie de la section MF se fait sur un circuit accordé à 10,7 MHz, l'étage suivant, transistor Q 104, est équipé d'un filtre céramique qui précède un circuit intégré amplificateur et démodulateur, ce dernier n'utilise qu'un seul circuit accordé, ce qui simplifie notablement les réglages et élimine des risques de dérèglages.

Le circuit de décodage stéréophonique est à circuit intégré, il utilise le principe de l'asservissement à boucle de phase. L'accord sur la fréquence pilote de 19 kHz est confié à un circuit RC, le réglage se faisant sur la résistance.

A la sortie du signal, sur les bornes 4 et 5 du circuit intégré, on trouve un circuit de filtrage en T ponté, ce qui peut sembler un luxe sur un appa-

reil ne disposant pas de la fonction enregistrement. Les signaux gauche et droit sont envoyés sur les entrées des préamplificateurs BF et directement sur les têtes de lecture.

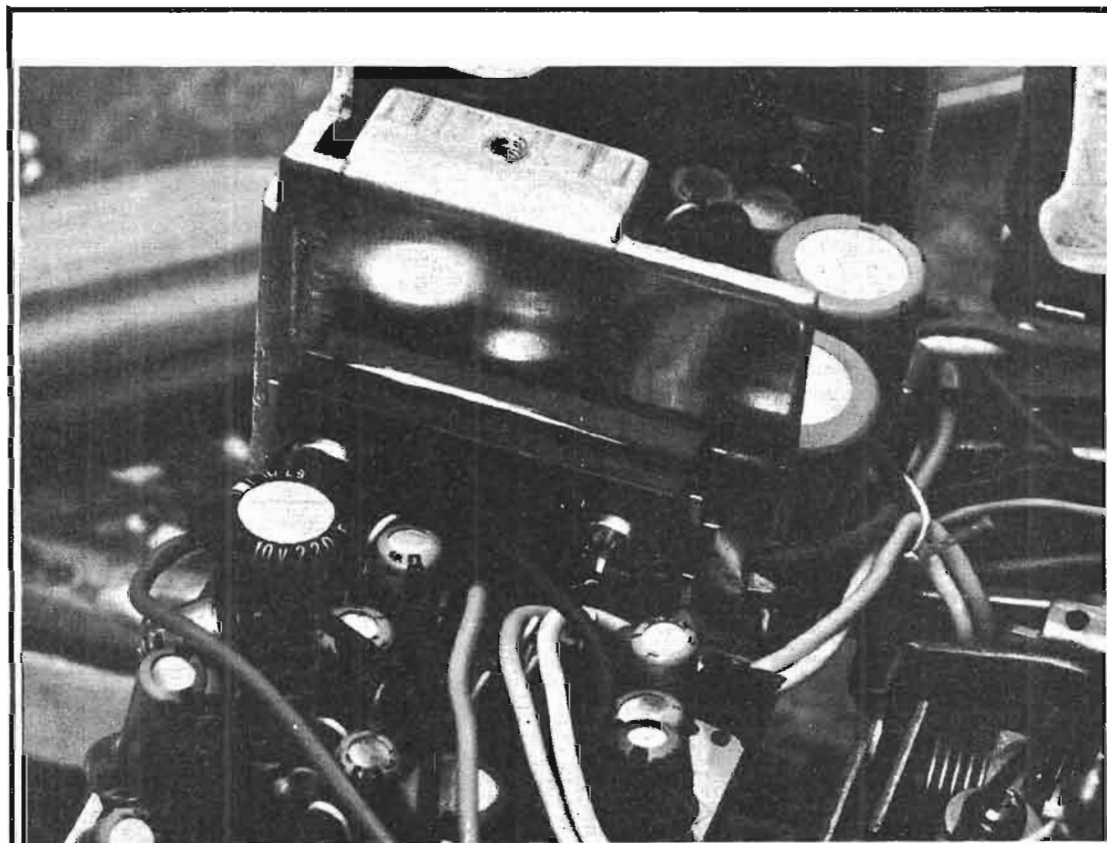
La section modulation d'amplitude n'a pas été particulièrement soignée, priorité ayant été donnée à la modulation de fréquence. La section MA ne comporte en effet que trois transistors, le premier sert d'amplificateur HF, le second de convertisseur auto oscillateur et le troisième tout simplement d'amplificateur FI. A la sortie du circuit accordé du convertisseur, se trouve un filtre céramique incorporé dans le boîtier du circuit. Les signaux BF, démodulés par diode, se retrouvent à l'entrée du circuit de démodulation stéréo. Une tension de CAG est prise sur le collecteur de Q 203, cette tension est envoyée sur l'étage d'entrée HF. On trouve en sortie audio (anode

de la diode D 203) un circuit hybride monobloc composé d'une résistance et de deux condensateurs formant une cellule de filtrage. Ce type de circuit permet de brancher trois composants en divisant par deux le nombre de soudures.

Nous avons commencé à aborder la section audio en évoquant la manière dont était injecté le signal de sortie. Attaquer les enroulements de la tête de lecture peut paraître inutile, ces enroulements sont inductifs et il faut corriger la réponse par des circuits dont la réponse en fréquence n'est pas linéaire, en outre, un tel traitement amène obligatoirement du bruit de fond. L'avantage de cette formule est d'éviter les commutations, il suffit en effet de supprimer l'alimentation de la section radio, opération qui ne demande qu'un seul contact pour que le signal audio disparaisse. Le circuit intégré de préamplification réunit trois transistors et 4 résistances, ce circuit est un modèle plat, il pourrait très bien s'agir d'un module hybride, nous n'avons pas encore eu l'occasion d'en ouvrir un pour le savoir.

L'égalisation de la courbe de réponse est assurée par le circuit RC composé de R 330 et C 333 pour le canal droit. Les signaux de sortie du préamplificateur sont disponibles sur une prise DIN permettant de délivrer une tension d'alimentation. Cette prise peut être employée pour mettre un égaliseur (pourquoi pas ?), un autre amplificateur ou même un démodulateur tétraphonique. On attaque alors les potentiomètres de balance, point milieu à la masse, un correcteur de timbre et un circuit de correction physiologique associé au potentiomètre de volume.

Les amplificateurs de puissance sont des modèles intégrés de forte puissance. Leur structure, basée sur celle d'amplificateurs opérationnels est représentée sur la figure 2. C'est un amplificateur à étage d'entrée symétri-



Dans l'ombre et sur son radiateur l'un des circuits intégrés de puissance.

que, un générateur de courant est installé dans le circuit d'émetteur de la paire d'entrée. La sortie de cette paire est différentielle, le transistor Q5, dont le collecteur est lui aussi chargé par un générateur de courant, a sa tension d'attaque imposée d'une part, par le collecteur de Q₂ (base) et celui de Q₁ (émetteur).

Le courant de repos est lui aussi imposé d'une façon peu courante : les deux bases des transistors drivers, Q₉ et Q₁₂ sont réunies entre elles et c'est l'émetteur de Q₉ que l'on porte à une tension positive par l'intermédiaire des résistances R₁₂ et R₁₄. Le point commun à ces résistances sert à relier le condensateur de bootstrap. La sortie de ce circuit intégré est semi-complémentaire, il y a très peu de transistors PNP dans les circuits intégrés.

Il ne vous reste plus qu'à vous reporter au circuit général pour voir les compensations en fréquences et les circuits de polarisation, on reconnaît là la structure classique des amplificateurs de puissance.

FABRICATION

L'auto-radio est un appareil en général compact et les constructeurs doivent faire preuve de beaucoup d'astuces pour placer une radio autour d'une mécanique de lecteur de cassette. Ici, par exemple, toute la construction est faite sur des circuits imprimés. Des circuits intégrés ont permis un substantiel gain de place. Il a tout de même fallu employer quatre circuits imprimés. Le premier pour la tête HF, MA et MF, avec la section MF complète, sauf son décodeur stéréo, le second pour la modulation d'amplitude et la troisième pour la partie audio. Un quatrième circuit est placé sur le potentiomètre multiple audio.

Nous allons d'ailleurs revenir sur ce potentiomètre. Un auto-radio se distingue des autres radios par une façade particulièrement étroite. Il n'y a que deux boutons de part et d'autre du cadran. A droite, on choisit sa gamme d'ondes et la station, à gauche, on a l'interrupteur marche/arrêt, le réglage du volume, celui du timbre et de la balance, quatre

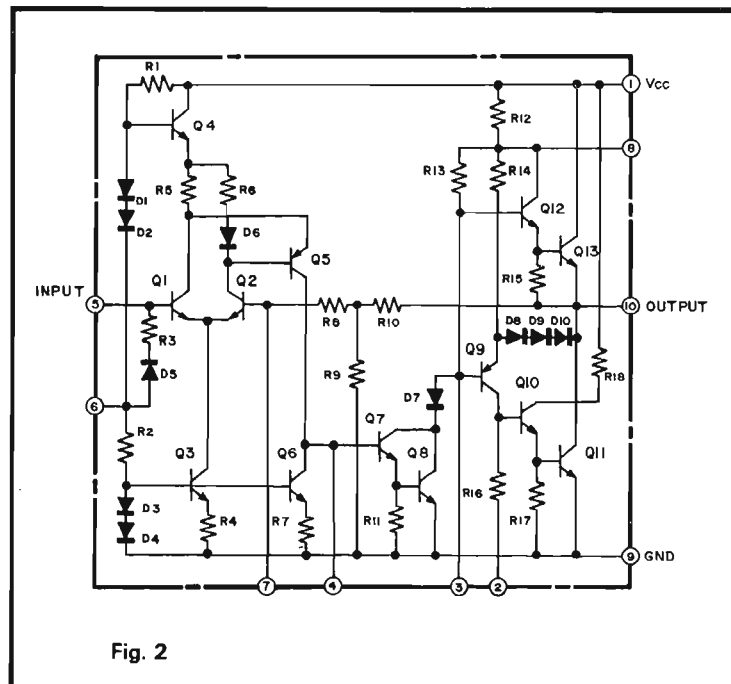


Fig. 2

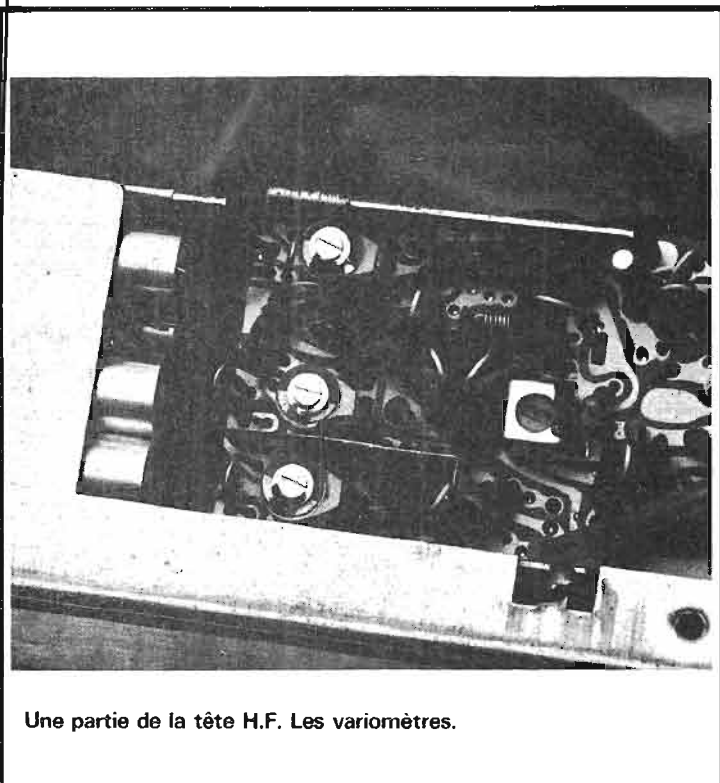
fonctions pour deux boutons. Le constructeur a employé un potentiomètre assez complexe à 5 sections, on est en stéréo. Le réglage de balance est peu fréquent, il a donc été laissé en second plan. Il faut appuyer sur le bouton de volume à ce moment, un embrayage entre en action et commande le curseur correspondant. L'arrêt et la mise en route se font classiquement par l'intermédiaire du bouton de volume, le réglage du timbre est assuré par un autre bouton, dont la course n'est que de 90° environ. La sélection mono/stéréo est confiée à un petit interrupteur situé sur le cadran de recherche des stations. Cet interrupteur stéréo n'agit que sur le décodeur stéréo, il sera employé lorsque les conditions de réception seront difficiles pour les émissions stéréophoniques (passage dans un tunnel ou éloignement de l'émetteur). L'introduction de la cassette est frontale, elle se glisse dans une fente, il faut ensuite manœuvrer manuellement l'ascenseur à cassette.

Les boutons les plus gros sont en caoutchouc relativement souple, pour des raisons de sécurité sans doute. La construction mécanique est sérieuse. Les tôles sont épaisses et bien traitées. La plupart

des composants sont installés verticalement sur les circuits imprimés. Les sorties de ces composants sont recouvertes de vernis qui évite les courts-circuits. Les autos-radios travaillent en général dans des conditions de fonctionnement assez difficiles, vibrations et humidité.

CONCLUSION

L'auto-radio Sharp est un appareil conçu suivant des concepts modernes, le degré d'intégration atteint ici est très élevé, particulièrement au niveau des amplificateurs de puissance, que l'on n'avait jusqu'à présent rencontré que sur des amplificateurs haute fidélité ou sur des récepteurs radio de petite puissance. La construction robuste de l'appareil en fait un produit de haute qualité.



Une partie de la tête H.F. Les variomètres.

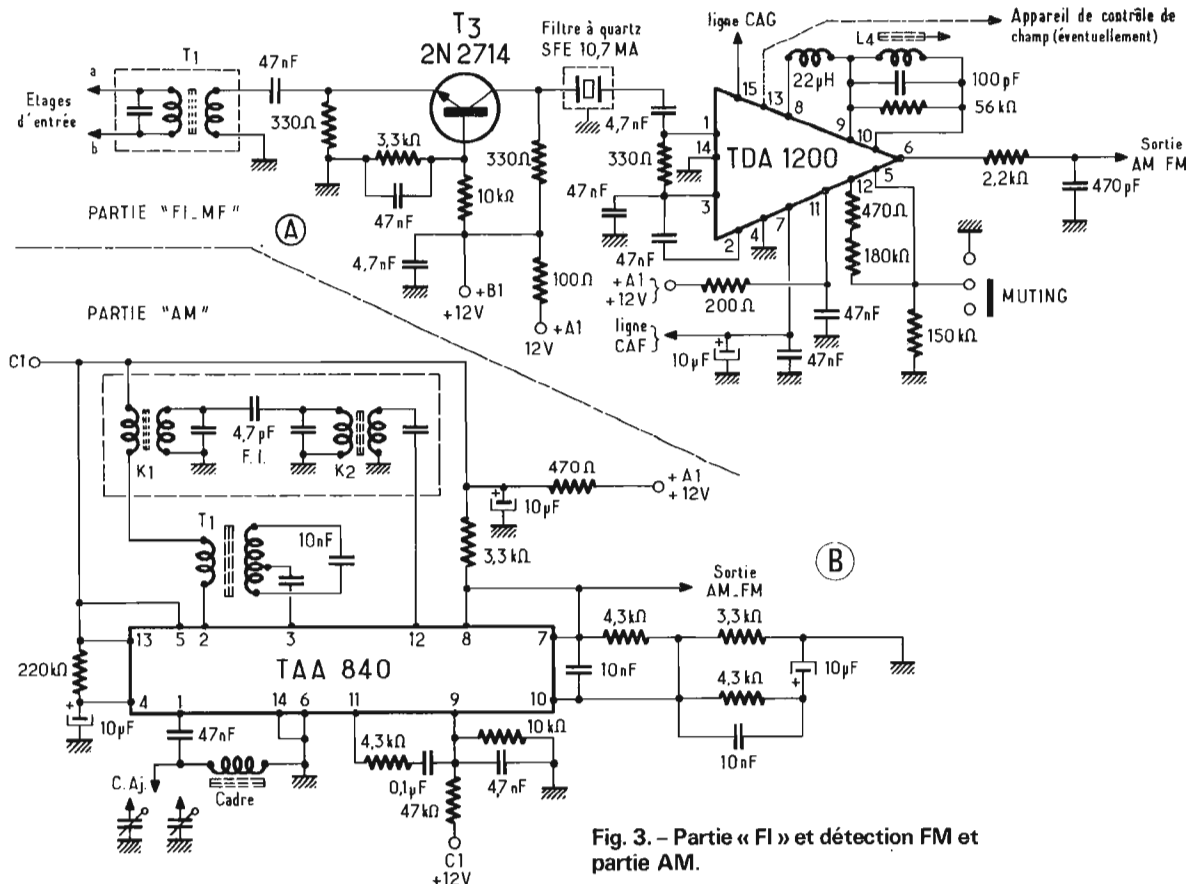


Fig. 3. - Partie « FI » et détection FM et partie AM.

cises qu'il ne faut pas modifier. L_4 centre l'accord sur 10,7 MHz avec la capacité de 100 pF ; la résistance de 56 k Ω est assez critique car elle conditionne, à la fois, la largeur de bande du circuit et le déphasage de $\pi/2$ défini à 10,701 MHz par la bobine de 22 μ H.

La sortie AF est disponible sur la broche n° 6 du TDA1200 ; le circuit RC qui fait suite n'est pas un circuit de désaccentuation, car la bande passante doit dépasser le spectre « stéréo » jusqu'à 53 kHz au minimum ; il s'agit donc, en fait, d'un simple découplage destiné à atténuer la porteuse résiduelle de 10,7 MHz.

Le micro-circuit TDA1200 est très intéressant par suite des possibilités accessoires qu'il possède. Tout d'abord, il comporte un circuit de « muting » (dit de « squelch »), commutable au moyen d'une touche ; il coupe éventuellement la réception entre les stations et évite le souffle caractéristique de la

modulation de fréquence hors porteuse.

Ensuite, la broche n° 15 délivre une tension de commande de CAG ; cette tension est normalement négative car elle est prévue pour alimenter l'émetteur d'un transistor monté en base-commune ; elle décroît à mesure que le champ capté croît, ce qui revient à réduire le courant d'émetteur du transistor commandé donc à diminuer le gain en courant « h_{21} ». A noter que la progression de la tension de CAG est lente aux bas niveaux captés par l'antenne.

Sur la broche n° 7, nous trouvons la tension de commande automatique de fréquence : le CAF, tension positive ou négative selon la nature du décalage de fréquence d'accord, par rapport à la station reçue ; cette tension est conduite à l'accord par la Varicap du module de réception VHF.

Enfin, la broche n° 13 délivre une tension qui suit la variation logarithmique du

champ reçu ; cette tension peut éventuellement servir à alimenter un indicateur de champ ; la déviation serait l'image d'une progression en décibels de la tension incidente.

**RÉCEPTION
« AM »**

La réception de la gamme GO ne fait appel qu'à un seul micro-circuit : le TAA840. Il comporte, à la fois, l'amplification, le changement de fréquence, la chaîne FI, la détection et la préamplification AF (fig. 3B).

La réception s'opère sur cadre ferrite accordé par des capacités ajustables commutées par clavier. Le changement de fréquence utilise un circuit auto-oscillateur (broches 2 et 3) placé en série avec le système sélectif FI K_1 et K_2 . Les circuits couplés sélectionnent une bande de 5 à 6 kHz grâce à un couplage judicieusement conditionné

par la capacité « en tête » de 4,7 pF.

L'ensemble de résistances et de capacités qui aboutissent aux broches 7 à 11 permettent l'alimentation des circuits d'amplification du micro-circuit.

La tension AF-AM est disponible sur la broche 8 ; la touche FM/MA enclenche cette sortie sur la voie AF quand elle se trouve relâchée.

**INDICATEUR
DE CHAMP**

Il peut être ajouté à la platine, un indicateur de champ utilisant un galvanomètre déviant au total pour 100 μ A : voir figure 4. On utilise pour ce faire un transistor PNP monté entre le + 12 V et la masse. Pour aucune attaque (champ faible ou nul), le potentiel d'émetteur et la tension sur le curseur de P se trouvent à égalité (6 à 8 V) après mise au point du potentiomètre. Quand la tension - négative - provenant

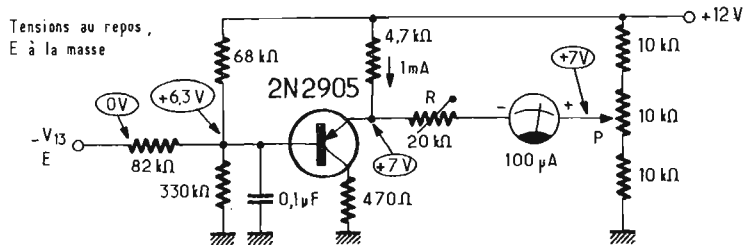


Fig. 4. - Dispositif séparateur à transistor PNP permettant d'alimenter un vumètre.

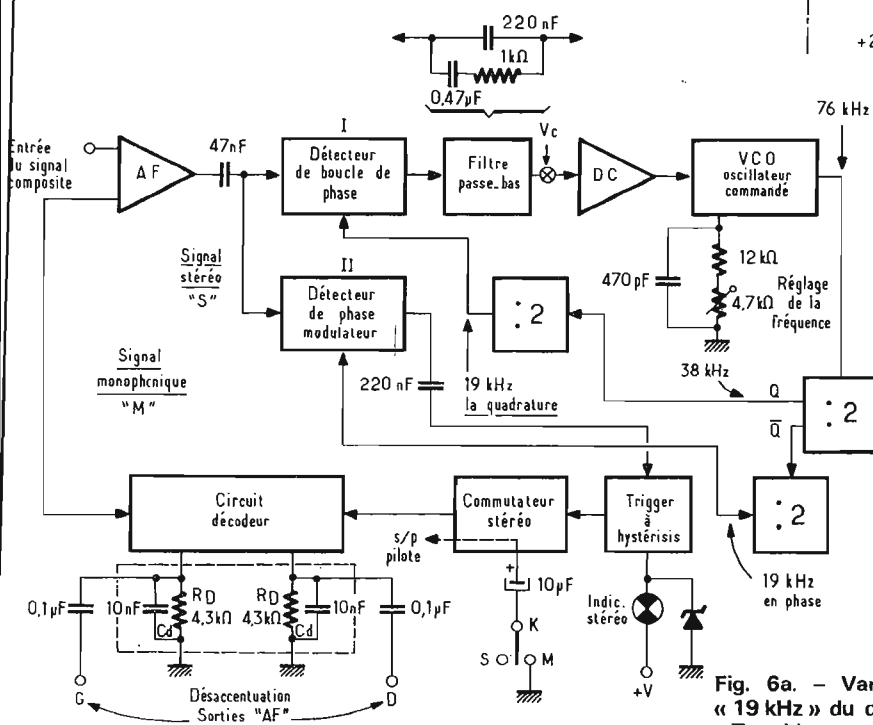


Fig. 6a. - Variation de la fréquence d'accord « 19 kHz » du décodeur « stéréo » en fonction de « T ambiante ».

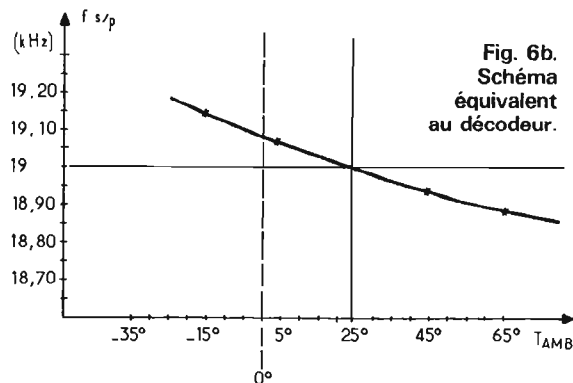


Fig. 6b. Schéma équivalent au décodeur.

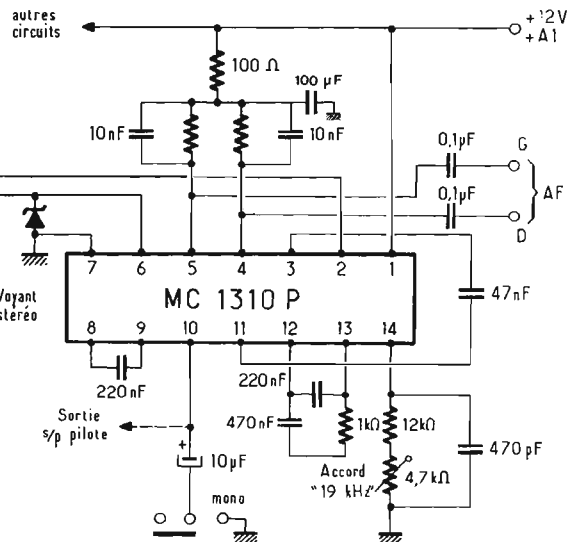


Fig. 5. - Schéma du décodeur stéréo.

de la broche n° 13 du TDA1200 commence à croître, le potentiel de base décroît ce qui entraîne la diminution de celui de l'émetteur et la déviation du galvanomètre ; avec R réglé à 10 kΩ une variation de tension de 1 V suffit pour amener l'aiguille de l'appareil à sa déviation maximale. Comme le micro-circuit peut fournir 3 V, il est toujours possible d'obtenir un étalonnage aisé du galvanomètre.

DÉCODEUR STÉRÉO

Le décodage utilise un micro-circuit MC1310 P ne nécessitant aucun circuit

accordé, ce qui constitue, pour le constructeur, un gain de temps, dans la réalisation et une économie non négligeables (schéma figure 5).

Le principe repose sur l'utilisation d'un PLL (Phase Locked Loops) pour reconstituer la sous-porteuse pilote.

On voit, en effet, figure 6, que le signal composite est appliqué tout d'abord sur un préamplificateur qui dérive le spectre monophonique directement sur le circuit décodeur. La composante à 19 kHz sert ensuite de référence au détecteur de phase I ; ce dernier reçoit également la composante à 19 kHz qui provient des diviseurs faisant suite au VCO (oscillateur commandé par le PLL). Si un décalage de phase se produit

entre la sous-porteuse, émise par la station et la composante reconstituée, le détecteur de boucle délivre une tension que l'on filtre et que l'on amplifie avant de l'appliquer sur le VCO. Cette commande en continu est soumise à une varicap qui modifie en sens inverse la fréquence d'oscillation et ce, jusqu'à ce que la dérive s'annule au niveau du détecteur de boucle. La mise au point devient alors très simple : le système étant attaqué par une sous-porteuse à 19 kHz, le réglage de fréquence est modifié jusqu'à ce que la tension de commande délivrée par le détecteur de boucle s'annule ; pour que l'essai soit valable, il faut temporairement ouvrir la boucle -

en V_c par exemple - faute de quoi, à l'approche de l'accord exact, toute dérive - y compris celle qu'on pratique à la main - serait rattrapée automatiquement par le détecteur de boucle.

Le VCO fournit une fréquence de 76 kHz, plus facile à réaliser et à diviser pour obtenir les sous-porteuses en phase et en quadrature. Un diviseur par 2 fournit tout d'abord des composantes Q et \bar{Q} à 38 kHz, un second diviseur sensible au front de descente, délivre une fréquence à 19 kHz déphasée de 90° ce qui permet la remise en phase de la boucle I, pour avoir $V_c = 0$ à l'accord exact. Le second diviseur fournit une composante en phase qui, à l'issue du détecteur-modulateur II,

Fig. 7. - Schéma de l'alimentation sommairement régulée.

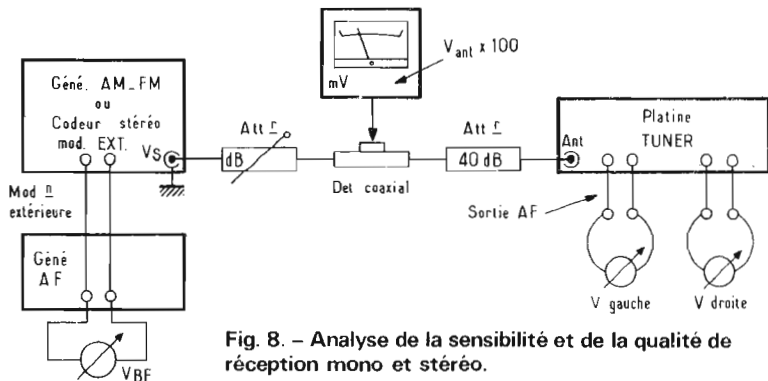
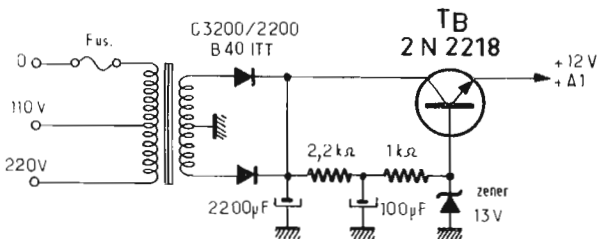


Fig. 8. - Analyse de la sensibilité et de la qualité de réception mono et stéréo.

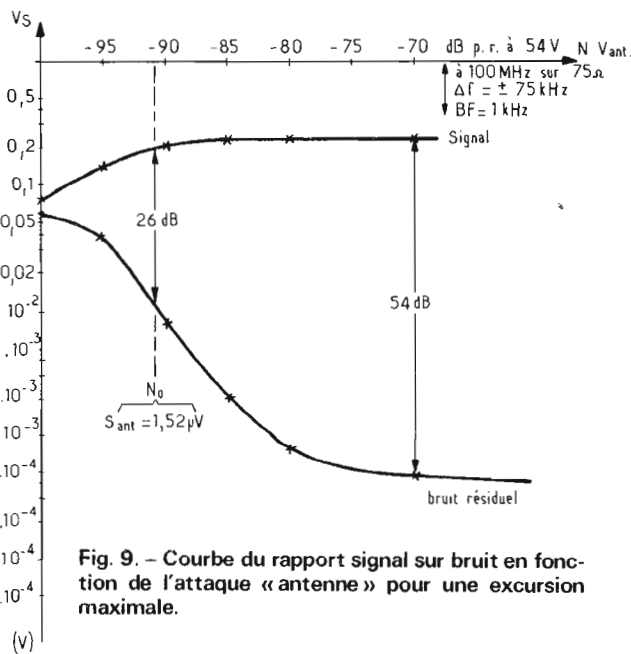


Fig. 9. - Courbe du rapport signal sur bruit en fonction de l'attaque « antenne » pour une excursion maximale.

sert de commande à l'action du trigger à hystérésis. Celui-ci permet l'identification d'une émission « stéréo » grâce à l'allumage d'un voyant. Cette indication n'apparaît que lors de l'existence de la sous-porteuse à 19 kHz émise par l'émetteur.

En cas d'émission stéréophonique, le trigger propose au commutateur une séquence d'inversion d'états, permettant la démodulation du spectre à modulation d'amplitude sous-porteuse. En effet, le commutateur reconstitue le signal G-D au sein du circuit décodeur. L'interrupteur K permet d'en « geler » l'état si l'on veut supprimer l'effet stéréophonique. Enfin, pour séparer les informations de somme et une différence des signaux M et S. Les circuits $R_d C_d$ assurent la désaccentuation selon la norme européenne de 50 μ s.

Un tel équipement présente l'avantage évident d'une grande simplicité. Par ailleurs, l'environnement technologique se limite à des composants simples et fixes ; seul le potentiomètre assure l'accord de fréquence sur la fréquence de 76 kHz. Peu d'agents extérieurs en provoquent une perturbation grâce au rattrapage

de phase de la boucle asservie. Toutefois, la température agit **directement** sur la fréquence d'oscillation, par dérive assez lente de la tension V_c donnée par le PLL. La courbe de la figure 6 montre les dégâts d'une telle dérive de la fréquence, disponible sur la sortie « S/p pilote » (broche n° 10 figure 5) : il faut compter sur 40 Hz par degré de variation au voisinage de la température ambiante fixée à 25 °C.

ALIMENTATION

La figure 7 donne le schéma de l'alimentation de la platine. Le redressement est du type double alternance, suivi d'un système régulateur à transistor « ballast » 2N2218 ; la tension de sortie suit le potentiel stabilisé de la base, quelle que soit la consommation demandée à l'émetteur, dont la résistance de sortie est normalement très faible. L'ondulation est automatiquement atténuée par le système régulateur, la capacité de 100 pF découple la base de tout ronflement résiduel.

CONTRÔLE DES CARACTÉRISTIQUES

Banc d'essai :

La majeure partie de nos mesures utilise le banc d'essais de la figure 8 : un générateur AM-FM ou un codeur stéréo accordé sur 100 MHz est branché sur l'entrée « antenne » de la platine, via un dispositif atténuateur et un contrôle de niveau par détecteur coaxial. Un générateur AF module, au besoin, le générateur ou le codeur, afin de relever la bande passante globale.

Chacune des sorties AF débouche sur un millivoltmètre sensible ou des distorsiomètres - dBmètres classiques sous la marque LEA.

Rapport « signal sur bruit » FM :

L'effet stéréophonique n'est valable que si la réception est pure : aucun bruit ne doit subsister. Le contrôle de la figure 9 montre qu'en augmentant progressivement le niveau d'injection, le bruit (ou souffle) résiduel sans modulation (mais pas sans porteuse !) décroît de plus en plus. L'ordonnée est chiffrée en « tension » mesurées au moyen du voltmètre quadrati-

que d'un dBmètre ou d'un millivoltmètre LEA. L'abscisse reproduit les indications d'un atténuateur aperiodique ; à 100 MHz, le niveau 0 dB correspond à 54 mV ce qui fait, pour un rapport de 26 dB, une sensibilité de 1,5 μ V. Il est à remarquer que le plateau est atteint pour - 80 dB ce qui fait - environ - 3 μ V de sensibilité et 39 dB de rapport « signal sur bruit », ce qui s'avère excellent pour un tuner de cette catégorie.

Notons, enfin, que le rapport S + B/B aux niveaux forts, ne dépasse pas 60 dB ce qui est, par contre, moyen.

Courbe de la sensibilité FM :

La courbe de la sensibilité pour un S + B/B constant de 26 dB confirme des résultats aussi bons sur toute la gamme FM. Les variations avec minimum sont dues, en théorie, aux points d'alignement de la commande unique. En fait, elles résultent plutôt de la disparité des accords obtenus par les diodes varicaps. De tels écarts ne sont pas gênants vu le niveau de sensibilité où ils se pratiquent. Notons, enfin, que la sensibilité s'avère excellente par suite de l'excursion importante (± 75 kHz) qui a été choisie pour ces essais.

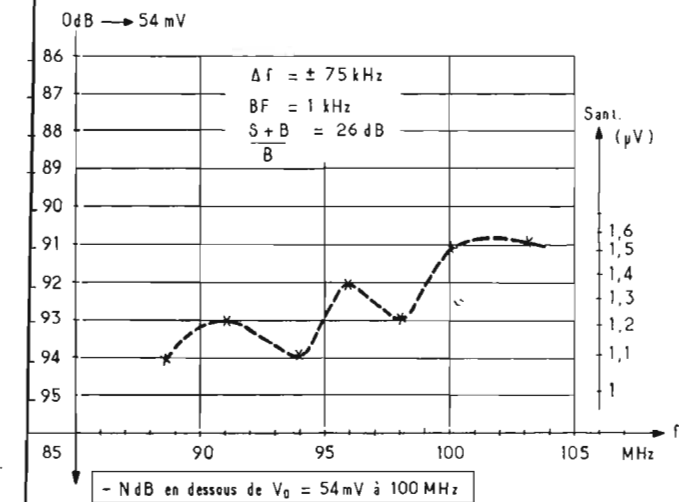


Fig. 10. - Courbe de la sensibilité pour un rapport $S + B/B = 26$ dB.

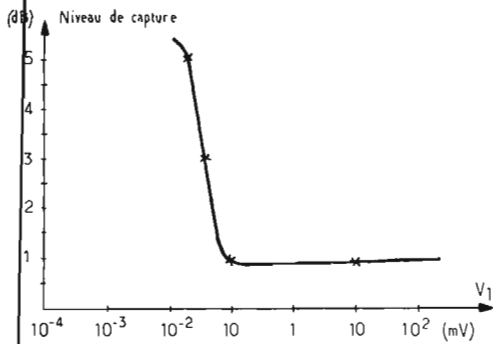


Fig. 12. - Rapport de capture d'une station par rapport à une autre (mesure sur TDA1200).

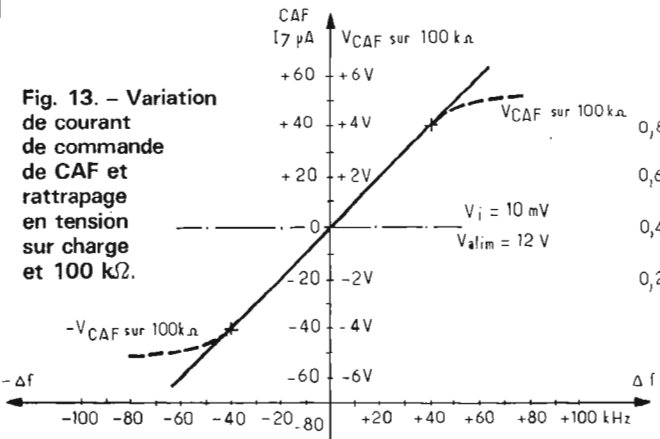


Fig. 13. - Variation de courant de commande de CAF et rattrapage en tension sur charge et 100 k Ω .

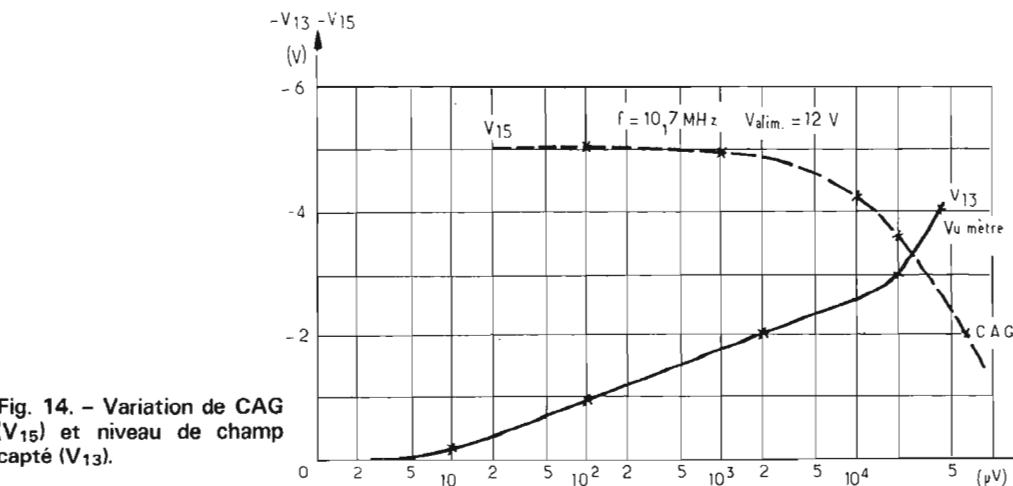


Fig. 14. - Variation de CAG (V_{15}) et niveau de champ capté (V_{13}).

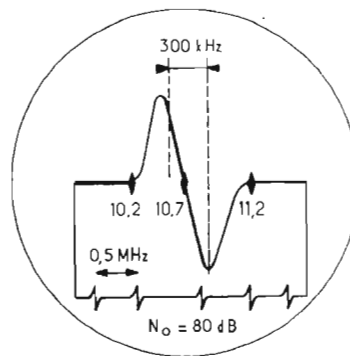


Fig. 11. - Réponse du système démodulateur associé à l'amplificateur FI.

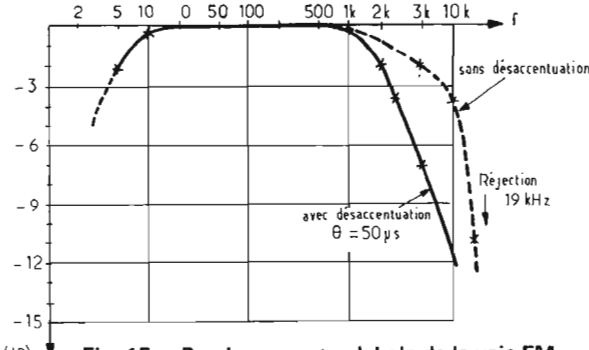


Fig. 15. - Bande passante globale de la voie FM ($f_0 = 100$ MHz).

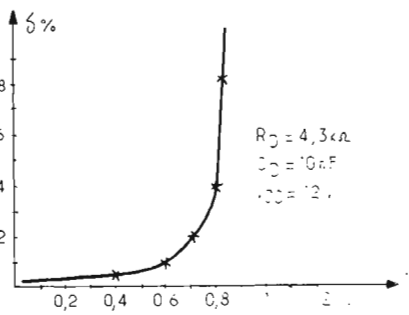


Fig. 16. - Distorsion du MC 1310P en fonction du niveau de sortie.

Réponse du démodulateur :

La technique employée dans le TDA1200 pour la démodulation s'apparente, on le sait, à un détecteur en quadrature : c'est la phase relative qui importe dans le circuit. Il est donc possible de contrôler la réponse au moyen d'un vobulateur qui rend la belle courbe symétrique de la figure 11. La partie linéaire s'étend en totalité sur 300 kHz (platine FI entière).

Plage de capture :

Lorsque deux stations se trouvent rapprochées, le principe de la modulation de fréquence permet de chasser la moins forte à la détection.

Plus l'écart entre les niveaux est faible, plus facilement l'élimination de la station non désirée se fait au profit de cette station souhaitée, recherchée par un simple décalage de fréquence. La figure 12 donne la plage de capture **au niveau du TDA1200**, pour une attaque variable sur la broche n° 1 ($f_{inj} = 10,7$ MHz). A partir de 0,1 mV (soit environ $5 \mu V$ ant.) 1 dB d'écart suffit pour éliminer la station la moins forte. En dessous de 0,1 mV, il faut que l'une des stations diminue nettement d'amplitude pour qu'elle puisse être chassée par la détection.

Contrôle du CAF :

Le TDA1200 fournit un courant de commande I_7 qui varie comme l'indique la figure 13. La charge de cette ligne de CAF s'élevant à 100 k Ω environ, la tension disponible peut atteindre ± 4 V pour un décalage de ± 40 kHz soit : $\pm 1 \mu A/kHz$ ou $\pm 0,1$ V/kHz sur 100 k Ω .

Il est évident que si le générateur de courant présente un large domaine de variation, celui de la tension est automatiquement limité par la tension d'alimentation de TDA1200.

Variation du CAG :

La broche n° 15 du TDA1200 délivre une tension négative sensiblement constante (-5 V environ) pour les

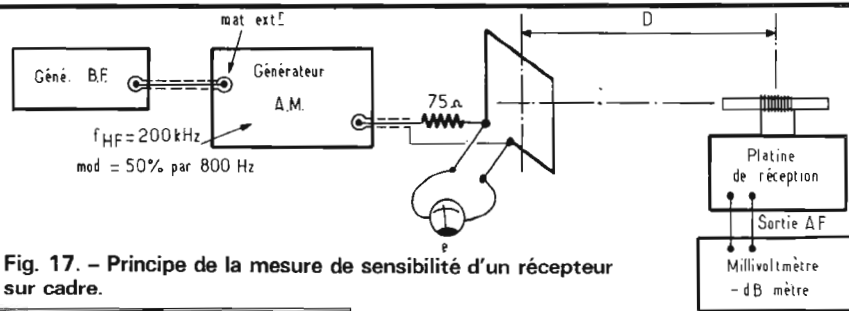


Fig. 17. - Principe de la mesure de sensibilité d'un récepteur sur cadre.

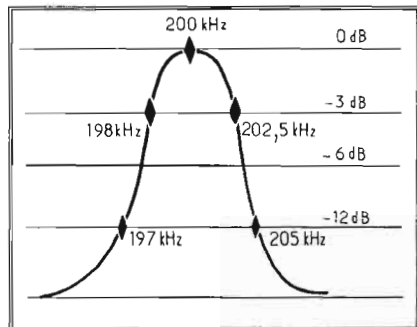


Fig. 19. - Courbe de sélectivité HF de la gamme GTO pour $f_0 = 200$ kHz ($B_p = 4,5$ kHz).

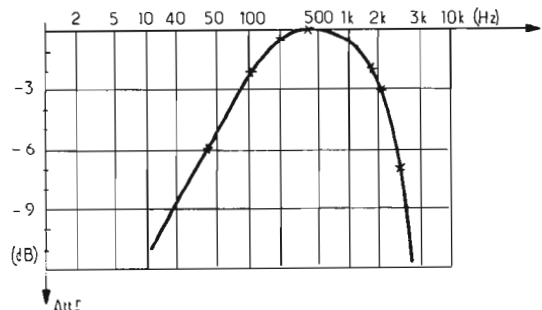


Fig. 18. - Bande passante globale de la voie AM ($f_0 = 200$ kHz).

faibles tensions d'attaque (fig. 14) ; puis, la tension décroît pour les attaques importantes, ce qui permet la commande en courant d'un émetteur de transistor ; le gain en courant de ce dernier baisse donc à mesure que la tension V_{15} décroît, ce qui maîtrise le gain global du tuner dans le bon sens.

Tension de vu-mètre :

Bien que la platine ne dispose pas d'un tel accessoire, une tension variant linéairement avec la progression logarithmique de la tension incidente (V_{13} sur broche n° 13, fig. 14).

La linéarité de la courbe décrite avec des abscisses logarithmiques permet un étalonnage en dB quasi-linéaire du vu-mètre.

Bande passante globale FM :

En modifiant la fréquence de modulation du codeur stéréo, il est possible de faire le relevé de la courbe de réponse AF globale. La figure 15 montre tout d'abord que la réponse est très bonne aux basses fréquences ($f_{\min} \approx 4$ Hz). Ensuite, par suite des capacités de 10 nF placées aux bornes des résistances de 4 300 Ω disposées à la suite du micro-circuit MC1310 P

(fig. 5), la bande passante aux fréquences élevées se limite à 3 kHz environ. Si l'on supprime les capacités de 10 nF ou si l'on préaccrue le spectre AF, la bande passante AF globale monte à 9 ou 10 kHz environ. C'est, en pratique, suffisant car la modulation dépasse rarement ce chiffre ; par ailleurs, grâce au correcteur de tonalité des amplificateurs BF, on peut remonter facilement la chute lente de la région de courbe comprise entre 1 et 10 kHz.

Diaphonie G/D :

Utilisant un codeur dont la diaphonie propre avoisine les 40/45 dB, selon la fréquence de modulation, il n'est pas possible de mesurer la diaphonie des tuners présentant des performances voisines. C'est hélas, de la majorité des mesures actuelles, le cas le plus fréquent et les courbes de diaphonie que l'on dresse à propos d'un appareil sont, en fait, la propre diaphonie de l'ensemble, générateur compris.

Nos essais montrent une diaphonie globale de 38 à 40 dB selon la fréquence, résultat honorable pour le test et pour le tuner.

Distorsion harmonique en FM :

La distorsion dépend de l'attaque dynamique et se limite, surtout, au niveau de la sortie du micro-circuit MC1310 P.

Si l'on prend la tension de sortie AF de ce circuit intégré comme variable et si l'on accroît de plus en plus l'excursion du générateur modulé en fréquence, on relève la courbe de distorsion de la figure 16.

La distorsion commence à croître à partir de 0,7 V eff et devient intolérable à partir de 0,8 V eff. Il faut noter, toutefois, que le générateur commence à déclarer forfait, aux alentours de ces conditions de fonctionnement.

Caractéristiques de réception AM :

La réception AM n'est qu'un accessoire fort commode et l'on ne s'étonnera pas de la relative faiblesse des performances, dès lors qu'on rappellera que cette réception est assurée par un seul micro-circuit. La captation des grandes ondes se fait au moyen d'un cadre ferrite ce qui complique la mesure de la sensibilité car aucune mesure n'est possible sur le récepteur, sans qu'il se produise une grave

perturbation dans les conditions de fonctionnement.

On a recours au procédé d'injection du signal utilisant un cadre étalon analogue au procédé de la fig. 17. Celui-ci présente un pouvoir de rayonnement connu en fonction de la distance D : on dit que le champ est défini en $\mu\text{V/m}$. La mesure se pratique de la façon suivante : on accroît progressivement la tension e , mesurée au moyen d'une sonde détectrice sur le cadre, jusqu'à ce que le rapport « signal sur bruit » à la sortie AF de la platine fasse 26 dB. Alors la formule pratique estimée pour le cadre étalon et **pour lui seul** permet de donner le champ à la distance D. On peut également substituer au récepteur à tester un capteur ou un mesureur de champ ou encore, un récepteur dont on connaît la sensibilité ; c'est d'ailleurs ainsi qu'on étalonne le pouvoir rayonnant du cadre.

Ainsi, à 200 kHz, on trouve une sensibilité de champ de $500 \mu\text{V/m} \pm 10\%$, ce qui n'est pas très grand, certes, mais correspond aux champs rayonnés par les émetteurs de grandes ondes.

Bande passante globale AM :

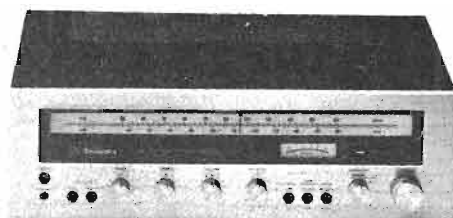
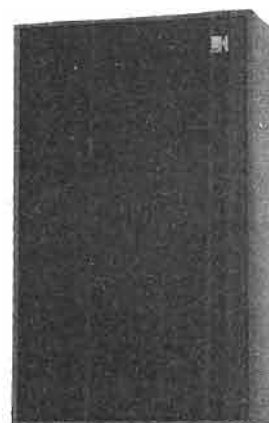
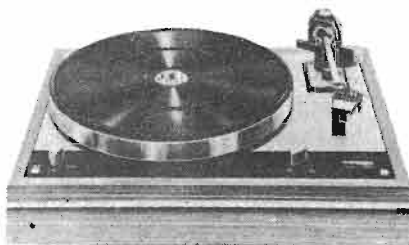
Avec le même procédé, de couplage par cadre, on peut relever la réponse globale ; il suffit pour ce faire de modifier la fréquence de modulation (fig. 17). Au dBmètre, branché en sortie, on relève la courbe de la figure 18, centrée sur 500 Hz et montrant une bande à -6 dB de 40 Hz à 3 kHz. Ces résultats s'avèrent classiques en modulation d'amplitude.

Sélectivité AM :

Au moyen d'un vobulateur « radio » au lieu de générateur HF, on obtient la sélectivité de la figure 19. La bande à -3 dB n'excède pas 4,5 kHz ; la courbe correspond à l'essai précédent. Les réjections des fréquences parasites avoisinent 40 dB ce qui s'avère suffisant.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE TECHNICS 5150

CHAINE TECHNICS 5150

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Technics 5150, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques Kef Chorale.

Le tuner-amplificateur Technics 5150

Partie tuner :

Gammes : PO - FM

Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$ (IHF)

Distorsion harmonique totale : mono : 0,3 % ; stéréo : 0,4 %

Rapport signal/bruit pour ± 40 kHz de déviation : mono : 54 dB ; stéréo : 52 dB.
Réponse en fréquence : 20 Hz à 30 kHz (+1 - 2 dB).

Séparation stéréo : 40 dB à 1 000 Hz ; 30 dB à 10 kHz.

Sensibilité AM : $30 \mu\text{V}$.

Sélectivité : 25 dB.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 16 \text{ W}/8 \Omega$.

Bande passante : 7 à 35 000 Hz - 3 dB.

Distorsion harmonique totale : 0,8 %.

Distorsion d'intermodulation : 1 %.

Sensibilité des entrées : phono : $2 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$; auxiliaire, magnéto : $180 \text{ mV}/30 \text{ k}\Omega$.

Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 80 dB.

Réponse en fréquence : 7 à 60 000 Hz ± 3 dB.

Alimentation : 110/220 V.

Dimensions : 420 x 140 x 355 mm.

La table de lecture Thorens TD 166.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.

Moteur 16 pôles à vitesse lente, poulie à embrayage pour démarrage instantané.

Plateau en alliage de zinc.

Pleurage et scintillation : 0,06 % (pondéré).

Ronronnement : -43 dB (non pondéré, -65 dB pondéré).

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Kef Chorale.

Puissance : 30 W.

Bande passante : 35 à 40 000 Hz.

Impédance : 8Ω .

Équipement : 2 H.P.

Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

LA CHAINE MARANTZ 2240

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur 2240, une table de lecture Technics SL1500, deux enceintes acoustiques 3 A Allegretto.

Le tuner-amplificateur Marantz 2240.

Partie tuner :

Gammes PO - FM.

Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$.

Rapport signal/bruit : 55 dB.

Distorsion harmonique totale : mono : 0,30 % ; stéréo : 0,40 %.

Sélectivité : 60 dB.

Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz).

Sensibilité AM : $20 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 40 \text{ W}/8 \Omega$.

Distorsion harmonique : 0,3 %.

Sensibilité des entrées : phono : $1,8 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$; entrée haut niveau : $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$.

Bande passante : 20 à 20 000 Hz.

La table de lecture Technics SL1500.

Platine manuelle à entraînement direct.

Plateau en aluminium moulé de 33 cm de diamètre.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.

Moteur à courant continu, très faible vitesse.

Gamme de réglage de la vitesse : 10 %.

Pleurage et scintillement : 0,03 %.

Ronronnement : -50 dB.

Bras tubulaire équilibré statiquement.

Réglage de la précision de la pointe : 0 à 3 g.

Alimentation : 110/220 V/50 Hz.

Dimensions : 453 x 139 x 366 mm.

L'enceinte acoustique 3 A Allegretto.

Enceinte à 3 voies.

Puissance max. : 50 W.

Bande passante : 40 à 20 000 Hz.

Réglage médium par commutateur.

Fréquences de coupure : 2000 et 10 000 Hz.

Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.



CHAINES MARANTZ

CHAINE MARANTZ 1120

Cette chaîne comprend un amplificateur Marantz 1120, une table de lecture Technics SL1500, deux enceintes acoustiques JB Lansing L26, 3 A Adagio ou Ditton 44.

L'amplificateur Marantz 1120.

Puissance : 2 x 120 W/8 Ω .
Bande passante : 20 à 20 000 Hz \pm 0,5 dB.
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %.

La table de lecture Technics SL 1500.
(Voir chaîne Marantz 2240).

L'enceinte acoustique JB Lansing L26.

Puissance : 35 W.
Impédance : 8 Ω .
Fréquence de coupure : 2 000 Hz.
Équipement : H.P. basses de 25 cm de diamètre tweeter de 3,6 cm.
Dimensions : 320 x 610 x 340 mm.

L'enceinte acoustique 3 A Adagio.

Puissance : 60 W.
Bande passante : 35 à 25 000 Hz.
Distorsion : < 1 %.
Équipement : 3 H.P.
Dimensions : 630 x 400 x 300 mm.

L'enceinte acoustique Ditton 44.

Puissance : 45 W.
Courbe de réponse : 30 à 40 000 Hz.

Sensibilité : 5,5 W.
Enceinte close à 3 voies.
Équipement : boomer de 31 cm ; médium de 15 cm ; tweeter à dôme hémisphérique.
Fréquences de coupure : 500 et 5 000 Hz.
Dimensions : 760 x 370 x 250 mm.

CHAINE MARANTZ 4230

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Marantz 4230, une table de lecture Technics SL1500, deux enceintes acoustiques Scott S61.

Le tuner-amplificateur Marantz 4230.

Partie tuner :
Gammas : PO. Modulation de fréquence.
Sensibilité FM : 1,8 μ V.
Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo).
Sélectivité : 48 dB.
Séparation stéréo : 32 dB (à 1 000 Hz).
Sensibilité PO : 25 μ V.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 30 W (4 x 12 W).
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %.
Courbe de réponse : 15 à 50 000 Hz \pm 1 dB.
Sensibilité d'entrées : 1,8 mV/47 k Ω (phono) ; aux. : 180 mV/120 k Ω .

La table de lecture Technics SL 1500.
(Voir chaîne Marantz 2240).

L'enceinte acoustique Scott S61.

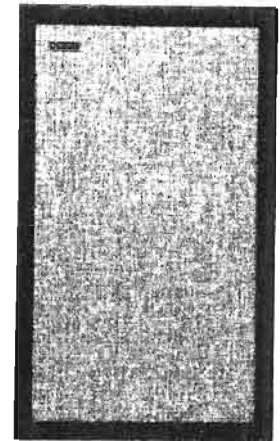
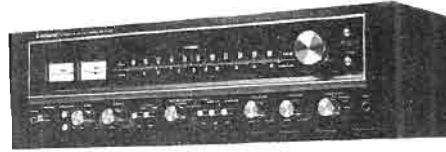
Enceinte 3 voies.
Puissance : 80 W/8 Ω .
Équipement : boomer à suspension à air ; médium à cône souple de 87,5 mm ; tweeter à dôme hémisphérique.
Bande passante : 30 à 20 000 Hz.
Fréquence de coupure : 1 000 et 5 000 Hz.
Dimensions : 635 x 370 x 293 mm.

CHAINE MONARCH 5500

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Monarch 5500, une table de lecture Technics SL23, deux enceintes acoustiques Kef Chorale.

Le tuner-amplificateur Monarch 5500.

Partie tuner :
Gammas : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,8 μ V.
Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz \pm 0,5 dB.
Distorsion harmonique : < 0,5 %.
Séparation stéréo : > 35 dB à 1 000 Hz.
Sensibilité AM : 15 μ V.
Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 25 W/8 Ω .
Distorsion harmonique : < 0,5 %.
Réponse en fréquences : 20 à 60 000 Hz \pm 1,5 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 70 dB.



Entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω ; aux. : 150 mV/100 k Ω ; magnétophone : 150 mV/40 k Ω .
Alimentation : 110/220 V 50 Hz.
Dimensions : 416 x 137 x 314 mm.

La table de lecture Technics SL23.
Platine à entraînement par courroie.
Plateau en aluminium de 30 cm de diamètre.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Ajustage de vitesse : 6 %.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Changement de vitesse électronique.
Bras en S de 220 mm.
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm.

L'enceinte acoustique Kef Chorale.
Puissance : 30 W (nominale).
Impédance : 8 Ω .
Bande passante : 35 à 40 000 Hz.
Fréquence de coupure : 3 500 Hz.
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

CHAÎNE PIONEER 7730

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Pioneer SX7730, une table de lecture Technics SL63, une platine à cassette Technics RS630 AUS, deux enceintes acoustiques Scott S61.

Le tuner-amplificateur Pioneer SX7730.
Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.

Sélectivité : 60 dB.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Distorsion harmonique : mono : 0,2 % ; stéréo : 0,4 %.
Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz (+ 0,2 dB - 2 dB).
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz).
Sensibilité AM : 15 μ V.
Rapport signal/bruit : 50 dB.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 35 W/8 Ω .
Distorsion d'intermodulation : < 0,5 %.
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω ; micro : 2,5 mV/50 k Ω ; aux., magnétophone : 150 mV/50 k Ω .
Réponse en fréquences : phono : 30 à 25 000 Hz \pm 0,3 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.
Dimensions : 500 x 158 x 410 mm.

La table de lecture Technics SL23.
(Voir chaîne Monarch 5500).

La platine à cassette Technics RS630 AUS.
Platine à cassettes équipée d'un système réducteur de bruit Dolby.
Pleurage et scintillement : 0,10 %.
Réponse en fréquences : 20 à 16 000 Hz (avec bande CrO₂) ; 20 à 14 000 Hz (avec bande normale).
Rapport signal/bruit : 60 dB (avec Dolby) ; 50 dB (sans dolby).
Dimensions : 410 x 142 x 321 mm.

L'enceinte acoustique Scott S61.
(Voir chaîne Marantz 4230).

CHAÎNE PIONEER 5530

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Pioneer SX5530, une table de lecture Technics SL23, deux enceintes acoustiques Kef Chorale.

Le tuner-amplificateur Pioneer SX5530.

Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.
Sélectivité : 60 dB.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Distorsion harmonique : mono : 0,2 % ; stéréo : 0,4 %.
Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz (+ 0,2 - 2 dB).
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz).
Sensibilité AM : 15 μ V.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 22 W/8 Ω .
Distorsion harmonique : < 0,8 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,8 %.
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω ; micro : 7 mV/85 k Ω ; aux., magnétophone : 150 mV/75 k Ω .
Réponse en fréquences : phono : 30 à 25 000 Hz \pm 0,5 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.
Dimensions : 480 x 147 x 405 mm.

La table de lecture Technics SL23.
(Voir chaîne Monarch 5500).

L'enceinte acoustique Kef Chorale.
(Voir chaîne Technics 5150).

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 1.32 - M. Michel LEUSCH, 4802 Heusy, nous demande des renseignements concernant :

- 1) La modification d'un petit amplificateur BF ;
- 2) La remise en état d'un magnétophone.

On ne peut pas augmenter la puissance de votre amplificateur BF simplement en changeant les transistors complémentaires de l'étage de sortie. Des transistors plus puissants seraient insuffisamment « drivés » et la puissance finale resterait sensiblement la même. C'est donc la refonte totale du montage qu'il faudrait envisager ; de ce fait, il est préférable que vous envisagiez la construction d'un autre amplificateur présentant la puissance que vous désirez, avec l'impédance de sortie qui vous est nécessaire.

2) Sur votre magnétophone, si le pré-amplificateur de lecture est détruit, il vous suffit d'en refaire un autre absolument **identique** ; cela vous est facile puisque vous avez le schéma de l'appareil. Il est inutile de rechercher un **autre schéma**.

Sur ce schéma, la tête d'effacement est celle du bas ; la tête « enregistrement-lecture » est celle qui est située au-dessus, légèrement plus à gauche.

3) Nous pouvons vous fournir les numéros du Haut-Parleur que vous désirez en joignant 7 F français par exemplaire demandé.

RR - 1.33 - M. Robert COUFFINAL, 32 Vic-Fezensac, nous demande les caractéristiques de circuits intégrés de récupération.

Aucun des circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent parmi nos documentations. Comme à l'accoutumée, dans des cas semblables, il ne s'agit pas de véritables immatriculations, mais simplement d'un marquage industriel selon un « code » propre au constructeur.

Il faudrait consulter votre « fournisseur », car personnellement il ne nous est pas possible de vous renseigner.

RR - 1.34 - M. Eric GOETZ, 89 Avallon, nous demande :

- 1) Un conseil pour l'installation d'un récepteur auto-radio ;
- 2) Des renseignements au sujet d'un amplificateur BF.

1) Certains récepteurs auto-radio comportent parfois un dispositif (un jeu de barrettes à modifier) permettant leur utilisation soit avec (-) à la masse, soit avec (+) à la masse. Vous pourriez examiner l'intérieur de votre récepteur pour voir si ce système a été prévu ; si vous en avez le schéma, cela doit s'y trouver indiqué également.

Dans la négative, il n'y a guère de solutions élégantes pour utiliser un récepteur

avec (-) à la masse sur une voiture avec (+) à la masse... si ce n'est que monter le récepteur en l'isolant électriquement totalement de la masse et en effectuant son alimentation à l'aide de deux fils (+) et (-). Mais une telle installation est souvent sujette à de nombreux parasites (mauvaise protection du récepteur vis-à-vis des parasites produits par le véhicule).

2) Nous n'avons pas de renseignements concernant l'amplificateur BF dont vous nous soumettez le schéma ; il faut vous adresser aux : Editions Radio, 9, rue Jacob - 75006 Paris.

RR - 1.35 - M. Gérard DEMOURIEUX, 54 St-Nicolas-de-Port, demande conseil pour réaliser l'interconnexion entre la sortie d'un petit pré-amplificateur BF à lampes EF 86 et l'entrée pick-up d'un amplificateur à transistors (schéma joints à la lettre).

1) Vous pouvez effectivement réaliser l'interconnexion que vous envisagez.

2) Le cas échéant, la résistance R_9 peut servir à adapter au mieux les impédances ; nous pensons que sa valeur actuelle (1 M Ω) est un peu importante et pourrait être réduite.

3) Pour accroître au maximum la réponse sur les

aiguës, vous pouvez faire les essais suivants :

a) shunter R_9 par une capacité de quelques dizaines de picofarads ;

b) connecter des capacités de quelques centaines de picofarads, l'une entre le sommet du potentiomètre R_{16} et le sommet de la résistance R_{19} , l'autre entre le sommet du potentiomètre R_{17} et le sommet de la résistance R_{18} (valeurs à déterminer expérimentalement).

RR - 1.36 - M. Olivier PERTHUNOT, 83 Toulon, nous demande le schéma d'un convertisseur d'alimentation 12 V CC - 220 V CA.

Pour que nous puissions être précis, il aurait fallu nous indiquer la **puissance requise**.

A tout hasard, nous vous suggérons de consulter nos publications suivantes :
- Haut-Parleur n° 1073, page 63 ; 1149, page 54 ; 1152, page 128 ; 1379, page 239.
- Radio-Plans n° 274, p. 45 et 289, p. 48.

RR - 1.38 - M. Armand VALLERNAUD, 26 Chaubeuil, nous demande conseil pour le remplacement du transformateur de sortie « image » d'un téléviseur.

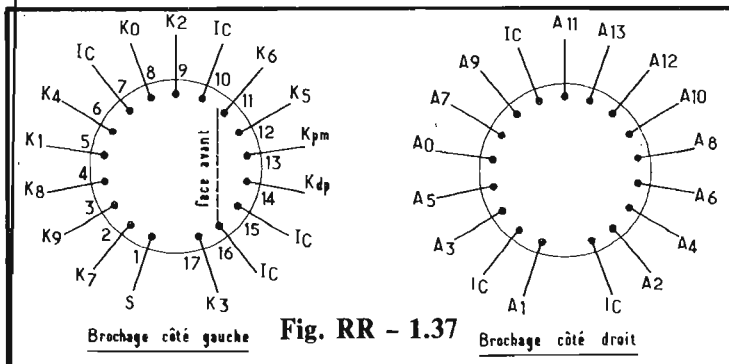
La référence 272/128 de ce transformateur ne nous évoque rien, hélas ! Il doit s'agir

simplement d'un repère industriel propre au constructeur, et nous ne pouvons absolument pas vous guider.

De toutes façons, en vous adressant à votre fournisseur ou à un radio-électricien de votre région (dépositaire de la marque) on devrait pouvoir, soit vous dépanner, soit vous fournir le transformateur convenable (quitte à le commander directement au constructeur).

RR - 1.37 - F - M. Paul WAMPACH, 75 Paris, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube d'affichage à 14 chiffres type Pandicon ZM 1200.

Ce tube comporte 14 anodes côte à côte, chaque anode ayant 10 cathodes de 0 à 9 placées devant elle. A gauche de chaque décade sont placés un point décimal (en bas) et un point de marquage (en haut). Ce dernier permet de repérer des groupes de chiffres suivant les besoins.



Les 14 anodes sortent sur les broches d'une extrémité du tube (voir fig. RR - 1.37); les 14 cathodes faisant apparaître le même chiffre sont réalisées en un seul bloc qui correspond à une broche de sortie. Les 10 rails de cathodes sortent sur l'autre extrémité.

Tension d'alimentation de crête = 170 V min.

Courant d'anode de crête = 9 mA.

Nous n'avons pas d'autres renseignements concernant ce tube; le cas échéant, vous pourriez vous adresser à la R.T.C. 130, avenue Ledru-Rollin - 75011 Paris.

RR - 1.39 - M. Ch. REMOND, 13 Marseille nous demande :

1) Un schéma d'amplificateur pour téléphone ;

2) Un dispositif pour enregistrer les communications téléphoniques sur un magnétophone ;

3) Un schéma de variateur de vitesse pour perceuse.

1) Veuillez vous reporter à nos publications suivantes : Radio Pratique n°s 1272, 1323 ; Radio Plans n°s 267, 283, 310, 323, 330 ; Haut-Parleur n° 1482.

Le captage des signaux se fait à l'aide d'une bobine d'induction munie d'une ventouse que l'on fixe sur le socle de l'appareil téléphonique.

2) Cette même bobine d'induction (ou une seconde, identique) peut être utilisée pour l'enregistrement des communications; la bobine est simplement à relier par fil blindé à l'entrée du magnétophone.

3) Veuillez vous reporter aux numéros suivants du Haut-Parleur : 1278, 1318, 1396, 1410.

RR - 1.40 - M. Martial PAUL, 54 Longuyon, nous demande un schéma pour l'adjonction d'une voie inverse (ou canal négatif) sur un modulateur de lumière.

Ce sujet ayant déjà été traité dans cette rubrique, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux réponses suivantes : RR - 2.37 - F, page 263, n° 1410 ; RR - 4.15 - F, page 173, n° 1414 ; RR - 7.12 - F, page 334, n° 1424.

Vous pourriez également vous inspirer du montage décrit à la page 326 du n° 1495.

RR - 1.41 - M. Maxime DAMBRE, 59 Lille nous demande le schéma d'un montage de dispositif permettant de mesurer la magnitude des étoiles réalisables par un amateur.

Le responsable de cette rubrique ne dispose d'aucun schéma de ce genre.

Peut-être l'un de nos lecteurs, astronome amateur, pourra-t-il vous donner satisfaction ?

RR - 1.42 - M. Jean CHEVASSUS AU LOUIS, 49 Angers, nous demande le schéma d'un convertisseur 12 V CC - 220 V, 50 Hz, 300 W.

Nous ne disposons pas d'un tel schéma; il faudrait l'étudier spécialement.

Par ailleurs, avez-vous songé qu'une puissance de 300 W entraîne une intensité primaire minimum de 25 A (sous 12 V), et ce, sans tenir compte des inévitables pertes. En conséquence, il faudrait donc partir d'une batterie 12 V de 250 Ah au moins.

RR - 1.43 - M. Daniel SEDRAN, 42 Saint-Etienne, nous demande les caractéristiques du circuit intégré TMS 3834.

GOLDRING ck2 SI VOUS AVEZ un tournevis une paire de pinces et **499** francs

avec cellule magnétique, en KIT

pour 9 frs de plus nous vous donnerons le fer à souder

vous recevrez par retour de votre fournisseur habituel ou de **GOLDRING-FRANCE** (paiement à la commande)

NOM _____
 ADRESSE _____

GOLDRING BP 7 22690 PLEUDIHEN

GETTE TABLE DE LECTURE FACILE A ASSEMBLER



transmission par courroie

Nous n'avons pas trouvé ce renseignement et nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

●
RR - 1.44 - M. M. BRETAGNON, 26 Valence, nous demande un schéma pour la construction de talkies-walkies.

Il y a quelques années, nous avons publié des schémas pour la construction de talkies-walkies par l'amateur. Néanmoins, depuis cette époque, la réglementation a changé ; maintenant, les talkies-walkies doivent être obligatoirement homologués par les Services Radio-électriques des P.T.T. (les réalisations « amateurs » ne sont plus admises).

●
RR - 1.45 - M. BLOCHER, 75 Paris nous demande s'il est possible de prévoir une sortie 7,5 V sur un convertisseur 6 V — 12 V.

Cette modification est très probablement possible. Néanmoins, pour en être certain, et surtout pour que nous puissions vous indiquer ce qu'il convient de faire, il est indispensable que vous nous communiquiez le schéma de votre convertisseur.

●
RR - 1.46 - M. A. GUIGNON, 72 La Flèche nous demande :

- 1) Le schéma d'un téléviseur couleur en kit ;
- 2) Le schéma d'un signal-tracer pour dépannage.

1) Publier le schéma d'un téléviseur couleur en kit en vue de sa construction par l'amateur serait une douce illusion !

Certes, on pourrait construire un tel téléviseur, mais il resterait sa mise au point, le réglage des circuits, etc., tra-

voux qui ne peuvent pas se conduire avec une pince universelle et un fer à souder.

2) Veuillez vous reporter à l'ouvrage : Technique Nouvelle du Dépannage des Radio-récepteurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

●
RR - 1.47 - M. DARISTE, 06 Nice nous demande les équivalences de certains transistors.

Les semi-conducteurs cités dans votre lettre semblent tous être d'origine japonaise. Hélas, nous n'en avons trouvé aucun dans nos listes de correspondance et nous regrettons de ne pouvoir vous renseigner.

●
RR - 1.48 - M. André CAUTHEROT, 21 Chenove, nous demande le schéma d'un variateur électronique de vitesse pour perceuse.

Veuillez vous reporter à nos numéros 1318, p. 40 ou 1396, p. 183 ; vous pouvez également consulter Electronique Professionnelle n° 1393, p. 41.

●
RR - 1.49 - M. Albert EHRHART, 67 Molsheim nous demande le schéma d'un variateur électronique de tension.

Veuillez vous reporter aux numéros indiqués dans la réponse précédente, auxquels nous pouvons ajouter les numéros suivants : 1278, 1322, 1330, 1338 et 1410, et bien d'autres encore, car les descriptions de ce genre ont été nombreuses.

●
RR - 1.50 - M. Roger-Jacques JAL, 69 Lyon, nous pose diverses questions techniques.

Vos différentes questions nécessitent de très longs développements qui sortent du cadre de cette rubrique.

Puisque vous possédez l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique », nous nous permettons tout simplement de vous conseiller d'acquiescer maintenant le « Cours Moyen de Radiotechnique », ouvrage qui fait normalement suite au premier cité et dans lequel vous trouverez toutes réponses détaillées à vos questions.

●
RR - 1.51 - M. DUCOS, 33 Gazinet-Cestas nous fait part de ses ennuis dans l'utilisation d'une cellule lectrice de type magnétique.

1) Avec la cellule céramique, vous n'aviez aucun ronflement ; avec la cellule magnétique, vous en avez. Le phénomène est bien connu : il s'agit d'une induction sur la cellule magnétique (alors que la cellule piézo-électrique n'y est évidemment pas sensible). Nous ne pensons pas que l'induction sur la cellule magnétique soit provoquée par le moteur du tourne-disque (votre platine semblant être conçue pour pouvoir être équipée avec un type ou l'autre de cellule). Il doit plutôt s'agir d'un transformateur d'alimentation insuffisamment éloigné ou mal orienté, qui rayonne et induit du 50 Hz sur la cellule.

2) On ne peut pas remplacer un bobinage détruit dans un décodeur stéréo FM... par un potentiomètre !

●
RR - 1.52 - M. J. BETNIET, 75 Paris, demande des renseignements sur les ultrasons et les rongeurs.

Nous ignorons si les ultrasons sont capables d'éloigner les rongeurs ; vous pouvez en faire l'expérience.

Dans notre n° 1513, page 158 (fig. 1 et 2), nous avons publié deux montages de générateurs d'ultrasons qu'il vous serait facile de construire pour une première expérimentation.

●
RR - 1.53 - M. Georges MAURICE, 75 Paris, nous demande le schéma d'un bloc d'accord pour la gamme comprise entre 0,30 m et 15 m de longueur d'onde, bloc de bobinages qui devra pouvoir aussi fonctionner en émission...

Votre question est pour le moins surprenante en plusieurs points.

D'abord, pour couvrir de 21 MHz à 1 000 MHz, il serait nécessaire de prévoir de très nombreuses bandes.

Ensuite, selon vos explications, le bloc de bobinages envisagé serait du type à amplification directe avec détection immédiate par diode à cristal. Alors, nous vous le disons tout net : vous ne recevrez jamais rien sur les fréquences envisagées avec un tel récepteur !

Quant au fonctionnement du bloc de bobinages, d'abord en réception, mais aussi en émission... Nous ne comprenons pas !

Beaucoup d'autres points pourraient encore être soulevés ; exemple, la technique de réception vers 1 000 MHz est différente de celle que l'on peut mettre en œuvre sur 21 MHz.

●
RR - 1.54 - M. Arnaud ROUEN, 91 Massy et M. Hubert KONNECKE, 64 Turançon, nous demandent le schéma d'un appareil destiné au réglage des montres.

Un appareil de ce genre, avec indicateur oscilloscopique, a été décrit dans notre n° 1078.

RR - 1.55 - M. Jean-Luc Dubois, 18 Vierzon.

1) En ce qui concerne votre amplificateur BF, nous ne comprenons pas le sens de votre exposé lorsque vous nous écrivez : « Jusqu'à 1 000 Hz, la courbe est bien plate ; au-dessus de 1 000 Hz, la courbe est bonne ».

Vous nous demandez de vous expliquer ce phénomène... Quel phénomène ? D'après vos explications, nous ne voyons rien d'anormal, ou alors nous ne comprenons pas ce que vous voulez dire.

2) Pour que nous puissions nous reporter au schéma de votre amplificateur ; il est **indispensable** de nous indiquer le numéro dans lequel il a été publié.

RR - 1.56 - M. Gilbert MISZTAL, 57 Saint-Avoid, nous demande les caractéristiques du tube WE 300 B employé en amplificateur BF classe A.

Nous n'avons pas trouvé ces renseignements parmi nos documentations.

RR - 1.57 - M. Sandro PIERMARINI, 7100 La Louvière (Belgique).

Nous n'avons pas connaissance de l'existence du circuit intégré que vous recherchez. Mais il en existe tant et tant ! Vous devriez poser votre question à des fabricants tels que R.T.C., Motorola, Texas Instruments, etc.

RR - 1.58 - M. Frédéric THIEULIN, 69 Lyon.

Nous ne disposons pas de schéma de « table d'octave » pour musique électronique, de conception simple réalisable par l'amateur, du moins pour le moment...

RR - 1.59 - M. VELASCO, 92 Bagneux a des difficultés pour recevoir correctement les émissions de télévision avec une antenne extérieure et voudrait essayer une antenne intérieure.

La solution envisagée n'est pas la bonne ! Avec une antenne intérieure, cela ne pourrait aller que plus mal.

Si vos réceptions étaient bonnes auparavant, c'est qu'il s'est produit quelque chose sur l'antenne extérieure, le câble, l'amplificateur de distribution, etc.

Il convient donc tout simplement de faire réviser cette installation... si vous êtes certain que votre téléviseur n'est pas lui-même en défaut.

RR - 1.60 - M. Christophe ARTOZOUL, 95 Eaubonne, nous demande conseils :

1) **Pour le dépannage d'un ampli-tuner ;**

2) **Pour le remplacement de transistors OC 23 ;**

3) **Pour le déparasitage d'une machine à écrire électrique.**

1) Selon vos explications, le défaut est parfaitement localisé ; son siège est dans la section AM (réception PO et GO). Etant donné que l'appareil a reçu un choc violent, il est possible que les condensateurs variables soient décentrés (lames en court-circuit) ; ce qui expliquerait aussi les craquements lors de la manœuvre de ces condensateurs variables pour la recherche des stations. Ceci peut se vérifier facilement en déconnectant les cages et en les « sonnant » à l'ohmmètre.

Quant au manque de sensibilité, il faudrait tout d'abord vérifier le réglage et l'alignement des circuits MF et CF de cette section.

2) Les transistors OC 23 peuvent se remplacer par des AD 149 (de préférence au type AD 142).

3) Nous voyons mal ce qui peut générer des parasites dans le cas d'une machine à écrire électrique ; il nous faudrait savoir exactement comment est conçue cette machine. En effet, généralement, une machine à écrire électrique ne comporte qu'un moteur asynchrone à induction... qui ne produit aucun parasite.

RR - 1.61 - M. FAGGIANELLI, 20 Porto Vecchio, nous demande :

1) **La correspondance du circuit intégré japonais 575 C 2 ;**

2) **L'adresse de Weltron en France ;**

3) **S'il est possible de couper le courant sur la tête d'effacement d'un magnétophone pour réaliser des surimpressions.**

1) Nous n'avons trouvé aucun circuit intégré ainsi immatriculé parmi nos documents.

2) Adresse inconnue.

3) Vous pouvez essayer le procédé envisagé. Cependant, il faut prévoir, non pas un interrupteur, mais un inverseur qui commute le courant HF sur une résistance d'une valeur égale à l'impédance présentée par la tête d'effacement à la fréquence considérée ; ceci afin de maintenir à la même intensité la valeur du courant de prémagnétisation d'enregistrement.

Nous ne vous dissimulerons cependant pas que ce procédé simplifié ne permet pas de réaliser des surimpressions de qualité.

RR - 1.62 - M. ULMER, 13 Marseille, utilise une visionneuse munie d'un transformateur pour alimenter la lampe, transformateur qui induit un fort ronflement sur la tête de lecture voisine.

Une question du même genre nous a été posée récemment... et nous sommes surpris de la conception désastreuse de certaines constructions industrielles !

Une prise de terre ne peut rien faire vis-à-vis de l'induction du transformateur sur la tête de lecture.

Il faudrait essayer d'éloigner le transformateur par rapport à la tête magnétique ; essayez également d'orienter convenablement ce transformateur en lui recherchant une position où l'induction est minimum, voire nulle. Essayez de placer un écran de blindage en métal ou en permalloy entre transformateur et tête.

RR - 1.63 - M. Marcel BROCHET, 18 Bourges, sollicite des renseignements pour adapter les impédances entre sortie « radio » et l'entrée d'un amplificateur BF.

*** HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES**

**HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant**

*** 85 — ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39**

A priori, il n'y a pas grand mal et il est fort possible que la connexion sur l'entrée 100 k Ω se passe de toute adaptation particulière.

Le cas échéant, il vous suffirait d'intercaler une résistance en série dans la liaison de l'ordre de 47 k Ω à 100 k Ω .

Il y a peut-être aussi possibilité d'intervenir sur l'étage d'entrée de l'amplificateur ; mais il aurait fallu nous en communiquer le schéma.

RR - 1.64 - M. Alfred CLEMENT, 38 Grenoble, nous demande par quel type de transistor moderne au silicium il pourrait remplacer un AC 107.

Nous vous suggérons le type récent silicium planar BC 419. Ce transistor est un PNP (comme le transistor AC 107 à remplacer).. ce qui évite les importantes modifications de câblage que vous envisagiez.

RR - 1.65 M. Francis PRADES, 81 Mazamet nous demande conseil pour l'équipement d'enceintes acoustiques de sa fabrication.

Voici la solution que nous vous proposons. Votre haut-parleur de 245 mm (8 Ω) sera utilisé en woofers et votre haut-parleur de 215 mm (8 Ω également) sera utilisé dans la gamme médium. A cela, il vous faut ajouter un tweeter (toujours d'impédance 8 Ω) qu'il faudra acquérir ; il en existe de très bons modèles chez Audax.

Bien entendu, ces trois haut-parleurs devront être alimentés par l'intermédiaire d'un filtre à trois voies ; nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre n° 1433, p. 231, figures 11 et 12.

Naturellement, les deux ensembles seront respectivement branchés aux sorties 8 Ω de votre amplificateur.

RR - 1.67 - M. Mario MANNA, Koumac (Nouvelle-Calédonie) demande conseil au sujet de la modification d'un pré-amplificateur HF pour ondes moyennes.

La modification que vous envisagez n'est pas possible. En effet, dans le montage en question, c'est l'enroulement du cadre capteur qui constitue en même temps le bobinage d'accord ; on ne peut donc pas supprimer le cadre et le remplacer par une antenne fouet (il n'y aurait plus de circuit d'accord !).

RR - 1.66 - F. M. Michel SERRET, 62 Lumbres, nous demande des renseignements complémentaires au sujet d'un variateur électronique commandé par un circuit intégré.

Nous ne voyons pas à quel article vous faites allusion ; il aurait fallu nous préciser le numéro de la revue.

Nous pensons qu'il s'agit du circuit intégré type TCA 280 qui est un module de déclenchement polyvalent pour thyristor ou triac (de la R.T.C.) présenté en boîtier SOT 38, DIL 16 broches, et dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

alimentation interne : 13 - 15 V ; alimentation externe : 11 - 17 V ; courant de sortie moyen : 30 mA ; courant de sortie de crête (< 300 μ s) : 600 mA.

La figure RR - 1.66 représente le schéma d'un variateur à commande de phase utilisant ce circuit intégré. Le type de triac Q dépend évidemment de l'intensité consommée par la charge ; la puissance de sortie est fonction de la position du curseur du potentiomètre linéaire de 22 k Ω .

RR - 1.68 - M. Georges PUSCARIN, Ploiesti (Roumanie), nous demande conseil pour la mise au point d'un fréquence-mètre à lecture directe.

D'après vos explications, nous pensons qu'il s'agit d'un mauvais fonctionnement de l'univibrateur T₃-T₄ ; il doit probablement être mal déclenché par les signaux après différenciation. Nous vous suggérons d'essayer d'augmenter légèrement la capacité du condensateur C₄ ; de plus, au lieu d'utiliser une diode au silicium BA 100 (D₁), vous pourriez essayer une diode au germanium genre OA 95 ou similaire.

Une version plus récente vient d'être publiée dans notre n° 1536, page 44, d'Electronique Pratique.

RR - 1.69 - M. Philippe RAUX, 84 Carpentras, nous demande conseil pour la mise au point d'un modulateur de lumière à trois canaux.

1) Dans le montage que vous avez réalisé (n° 1433, p. 255, fig. 4), vous pouvez modifier les plages de fréquences couvertes par chaque canal en agissant sur les valeurs de la résistance et du condensateur qui sont montés à la suite de chaque curseur des potentiomètres.

2) Modulateurs de lumière à trois canaux + un canal inversé : veuillez consulter nos nos 1401 (p. 236) ou 1492 (p. 326).

3) Stroboscope pour spectacle : voyez notre n° 1247, page 81.

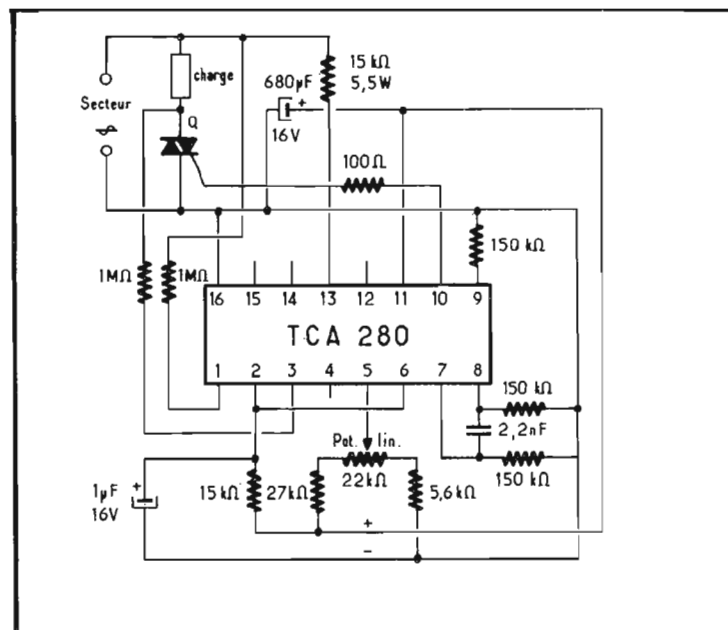
RR - 1.70 - M. Philippe ROGER, 59 Tourcoing, demande des précisions complémentaires au sujet de l'amplificateur Esart type PA 15 décrit dans notre n° 1473.

1) Concernant l'alimentation (p. 261), la sortie + V ap concerne le pré-amplificateur ; cette tension s'applique à la ligne d'alimentation supérieure (par exemple, au sommet de la résistance de collecteur de 4,7 k Ω du dernier transistor PBC 109 C).

2) Les transistors BC 208 C peuvent se remplacer par BC 108 C ; les PBC 109 C peuvent se remplacer par des BC 109 C.

3) Vous pouvez remplacer les BDY 24 ES par des BDY 24.

4) Les transistors complémentaires BD 519 et BD 520 peuvent se remplacer respectivement par les types BD 329 et BD 330 par exemple.



JOURNAL "OM"

L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR

SOMMERKAMP



FT 221

L E modèle FT-221 est un émetteur/récepteur conçu pour la bande des 2 mètres. Il est monté avec soin ainsi qu'avec une finition remarquable. Bien qu'il soit de petite taille, le FT-221 offre des performances extraordinaires en tous modes d'opération : BLU (bande latérale inférieure et supérieure), AM, FM et CW. Tous les répéteurs peuvent facilement être exploités. Un circuit du FT-221 applique la technologie du PLL (phase locked loop) offrant ainsi une stabilité inconnue jusqu'ici en produisant des signaux absolument parfaits sans la moindre harmonique ou résidus de signaux indésirables. Ce transceiver peut être utilisé sur la bande des 2 mètres entre 144 MHz et 148 MHz en huit segments de 500 kHz chacun tout en gardant une précision de lecture de cadran de 1 kHz. La puissance input est de 20 watts. Tous les circuits sont transistorisés et composés de modules facilement interchangeables. Ils

garantissent un fonctionnement sur et un entretien faciles.

Le choix d'un accord fixe de bande passante et l'application de la technique moderne des amplis à large bande assurent une sélectivité ainsi qu'une performance générale optimum tant nécessaires sur la bande des 2 mètres.

Il suffit de connecter l'antenne et une source d'alimentation pour utiliser l'ensemble comme station fixe, portable ou mobile. L'émetteur/récepteur peut être alimenté en 100-110-117-200-220 ou 234 volts alternatifs. Il peut être aussi alimenté à partir du 12 volts continu. Deux cordons d'alimentation sont livrés avec l'appareil. Le passage d'alternatif à continu se fait automatiquement en insérant le cordon correspondant dans le jack prévu sur la façade arrière.

Les caractéristiques du FT-221 sortent de l'ordinaire. Il y a un VOX, break-in CW, side-tone, un calibrateur 100 kHz, un noise-blanker et un

sqelch. Le trafic est possible sur VFO linéaire à synchronisation PLL ou sur chacune des 8 gammes par 11 fréquences fixes munis de quartz au goût de l'utilisateur. Le FT-221 utilise en outre un clarifier commutable pour émetteur et récepteur ou récepteur seul. Un démarrage de répéteurs par appel sonore ajustable (breveté) est possible en appuyant brièvement sur la pédale du microphone avant l'émission.

Le transceiver complet ne pèse que 8,5 kg. Ses dimensions sont : 280 mm x 125 mm x 295 mm. Son coffret ainsi qu'une partie du châssis sont en acier. L'appareil résiste facilement aux chocs et aux vibrations rencontrés en utilisation mobile.

CARACTÉRISTIQUES DU FT-221

Gammes de fréquences :
144,0 à 144,5 MHz
144,5 à 145,0 MHz

145,0 à 145,5 MHz
145,5 à 146,0 MHz
146,0 à 146,5 MHz
146,5 à 147,0 MHz
147,0 à 147,5 MHz
147,5 à 148,0 MHz

Quatre bandes ont été équipées pour le marché européen. Ces gammes couvrent de 144,0 à 146,0 MHz. Pour les USA, toutes les gammes de 144,0 à 148,0 MHz sont équipées.

Précision de lecture :
Inférieure à 1 kHz.

Modes d'opération :
BLU (bande supérieure et inférieure commutables), AM, FM et CW.

Puissance de sortie :
BLU 12 watts PEP, FM et CW 14 watts, AM 2,5 watts.

Stabilité en fréquence :
Inférieure à 100 Hz après 30 minutes de fonctionnement.
Inférieure à 20 Hz pour une variation de la tension secteur ne dépassant pas 10 %.

Impédance d'antenne :
50 ohms asymétriques.

Tonalité BF de début de transmission :
Ajustable entre 1 500 à 2 000 Hz.

Alimentations :
Incorporées 100-110-117-200-220-234 volts 50-60 Hz alternatifs, 12 à 14,5 volts continus, négatif à la masse.

Consommation en utilisation fixe :

Réception : 30 VA. Emission : 90 VA à 10 watts de puissance input.

Consommation en utilisation mobile :

Réception : 0,6 A. Emission : 3 A à 10 watts de puissance input.

Dimensions :
280 x 125 x 295 mm.

Poids :
Approx. 8,5 kg.

Récepteur, sensibilité :
BLU/CW : 0,5 μ V pour 10 dB de rapport S/B
FM : 0,75 μ V pour 20 dB de rapport S/B
AM : 1,0 μ V pour 10 dB de rapport S/B.

Sélectivité :
BLU/CW/AM : 2,4 kHz à 6 dB ; 4,1 kHz à 60 dB
FM : \pm 8,0 kHz à 6 dB ; \pm 16,0 kHz à 60 dB.

Rejection fréquences images :
Inférieure à - 60 dB.

Produits de fréquences indésirables :
Inférieure à 1 μ V à l'entrée d'antenne.

Impédance du haut-parleur :
4 ohms.

Puissance de sortie basse fréquence :
2 watts à 10 % de distorsion.

Emetteur Réponse BF :
Entre 300 et 2 700 Hz \pm 3 dB.

Suppression de porteuse :
Supérieure à 40 dB.

Suppression de bande latérale indésirable :
Supérieure à 40 dB à 1 kHz.

Atténuation de produits de fréquence indésirables :
Inférieure à 60 dB.

Déviation FM :
12 kHz au maximum. Préréglé en usine à \pm 5 kHz.

FT-221 LISTE DES SEMI-CONDUCTEURS

Transistors :

2 SD 114	1
2 SD 313 D	3
2 SC 372 Y	31
2 SC 784 R	7
2 SC 373	4
MPSA 13	1
2 SC 741	1
2 SC 730	1
2 SC 735 Y	3
2 SC 711	1
2 SA 695	1
2 SD 359	1
2 SB 529	1
2 SC 1000 GR	2
BAM-20	1
BAM-40	1

FET's :

2 SK 19 GR	16
2 SK 19 Y	1
3 SK 51	1

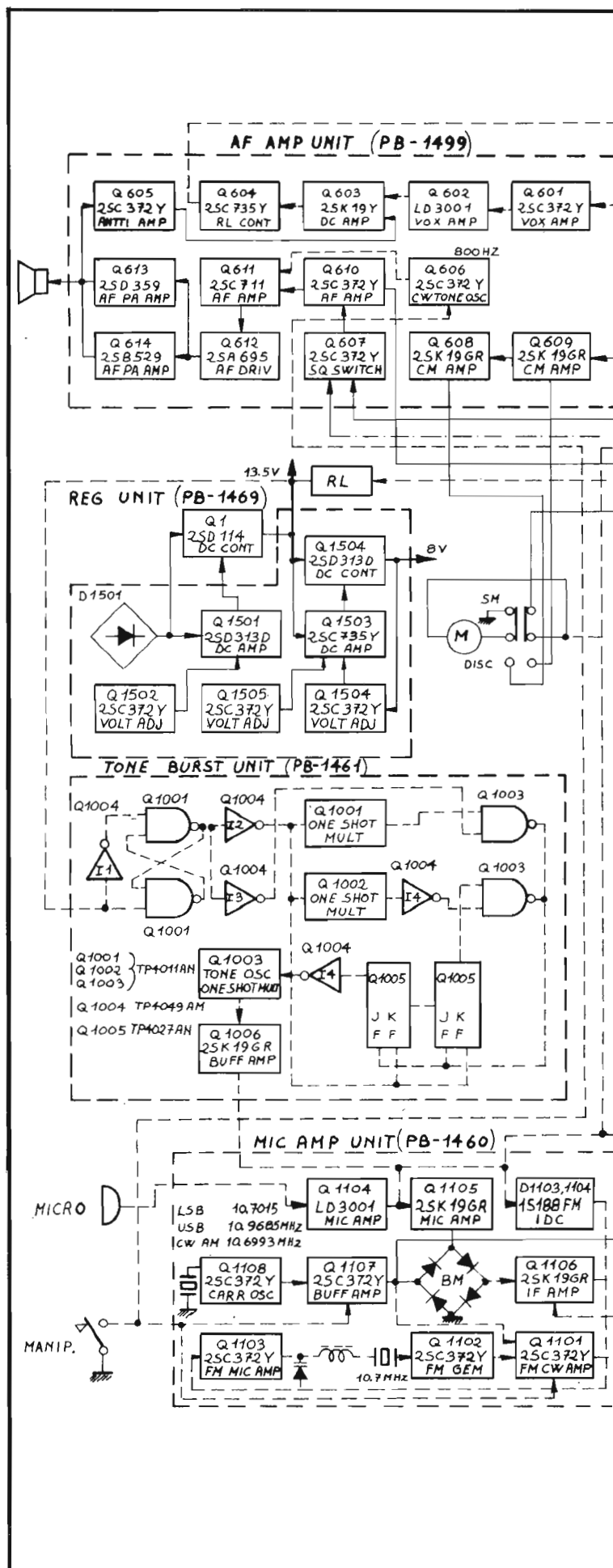
Circuits intégrés :

μ A 703 HC	2
LD 3001	2
TA 7061 AP	1
TP 4049 AN	1
TP 4011 AN	4
SN 7490	1
TA 7045 M	1
TP 4027 AN	1

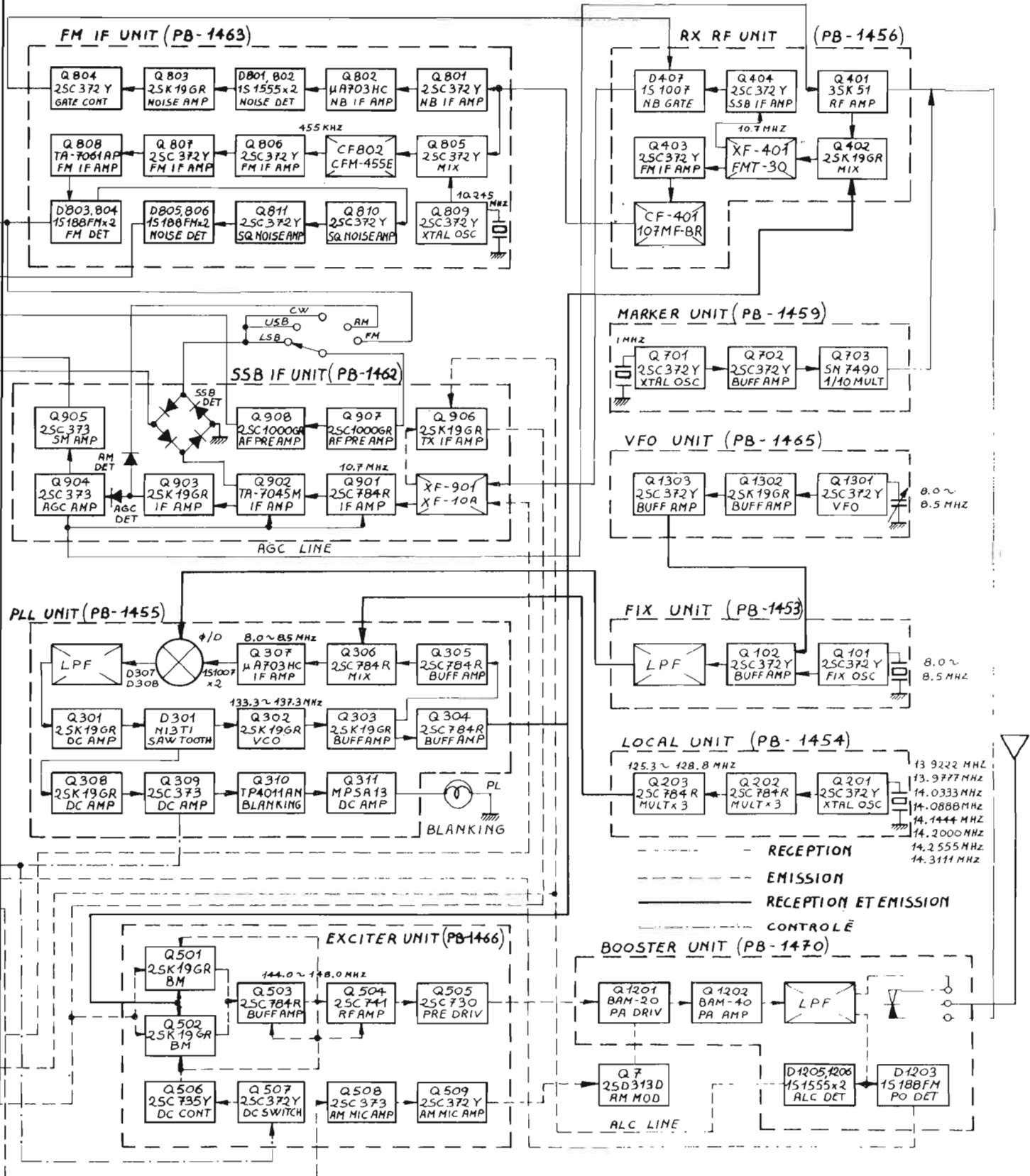
Transistor programmable à jonction unique :
N 13 T 1 1

Diodes :

DS-130 YD	1
1 S 1555	56
10 D 1	7
M4B-5	1
1 S 188 FM	17
1 S 1007	13
1 S 330	1
WZ-0 61	2
WZ-090	1
WZ-110	2
IN 4740	1
GD-1	1
RD-1	1
TLR-108	1



SCHEMA SYNOPTIQUE FT-221



1 SV 50	2
1 S 2209	8
1 S 26 87	1

Thyristor :
CW-01 B 1

Varistor :
MV-5 W 1

**SOMMERKAMP
FT-221**

Les commandes et leurs fonctions

Cet émetteur/récepteur a spécialement été construit pour une utilisation souple et polyvalente. Tous les contrôles intérieurs ont été réglés en usine. Quelques-uns sont assez extraordinaires et demandent davantage d'attention. Les divers contrôles sur la façade avant doivent être bien assimilés avant l'utilisation de l'appareil.

(1) MAIN TUNING

Le bouton d'accord, placé sous la fenêtre du cadran indicateur, détermine la fréquence d'opération en combinaison avec la position du commutateur de bandes, appelé BAND. Le bouton d'accord consiste en deux boutons concentriques à double multiplication offrant une très grande souplesse pour le calage en fréquence.

(2) BAND

Le commutateur de bandes à huit positions permet de sélectionner le segment de 500 kHz désiré entre 144 et 146 MHz.

(3) CHANNEL

Ce commutateur permet la sélection de 11 quartz (en option) pour un trafic sur fréquence fixe. Par ce même commutateur on peut choisir l'opération par VFO.

(4) MODE

Le commutateur sélectionne cinq modes d'opérations: LSB (bande latérale inférieure en BLU), USB (bande latérale supérieure en BLU), CW (télégraphie), AM

(modulation d'amplitude) et FM (modulation de fréquence).

(5) CLARIFIER

Vernier permettant de faire varier la réception à ± 4 kHz de chaque côté de la fréquence d'émission. De cette façon, l'opérateur peut ajuster la tonalité d'une émission BLU ou celle d'un battement en CW selon son goût sans jamais toucher au réglage VFO. La valeur incontestable du clarifier se manifeste rapidement dans un QSO multiple où chacun est légèrement décalé de la fréquence d'appel. Ce clarifier commutable peut être utilisé en réception seulement ou en émission/réception.

(6) CALIB

En appuyant sur le bouton CALIB on bloque le cadran circulaire gradué en kHz afin d'effectuer la calibration.

(7) MIC GAIN

MIC GAIN commande le niveau BF de l'étage d'amplification microphone. Il y a de l'amplification en abondance et tous les modèles de microphone dynamique d'une impédance de 600 ohms peuvent être utilisés.

(8) RF GAIN

Ce contrôle fait varier le gain des amplis H.F. ainsi que les F.I. La sensibilité est maximum quand le bouton de commande se trouve en butée à droite.

(9) AF GAIN + noise-blanker

Le contrôle AF GAIN dose le niveau d'amplification B.F. Une rotation de la commande vers la droite augmente la puissance de sortie B.F. En outre, sur l'axe de ce contrôle se trouve un interrupteur pour la mise en marche d'un noise-blanker.

(10) SQUELCH

C'est le contrôle qui fait disparaître le bruit de fond caractéristique de la réception VHF.

(11) VOX GAIN

Contrôle le niveau de parole nécessaire pour enclencher l'émission sans appuyer sur la pédale du microphone. Il est commutable et fonctionne en PTT - STD - BY ou MOX.

(12) POWER

Interrupteur unique de mise en marche aussi bien en opération sur alternatif qu'en continu.

(13) Inverseurs de fonction comme suit :

CLAR

Inverseur de mise en marche du clarifier. En position haut, le clarifier est en marche. En position médiane, il est hors circuit. En position TX-RX le clarifier commute simultanément l'émetteur et le récepteur.

MARK

Commutateur pour la mise en marche du calibre 100 kHz.

DISC

Permet de commuter le S-mètre en zéro discriminateur pour la réception FM.

RPT

Cet inverseur est utilisé pour l'exploitation des répéteurs. En position NOR (normale), la fréquence d'émission est décalée de 600 kHz plus bas que la fréquence de réception. En position REV (inversé), la réception est décalée de 600 kHz plus haut que la fréquence d'émission.

(14) PHONE jack

Pour le branchement d'un haut-parleur ou d'un casque. En l'utilisant, le haut-parleur incorporé est déconnecté.

(15) MIC jack

Le microphone livré avec l'appareil est conseillé. Néanmoins, n'importe quel microphone ayant une impédance de 500 à 600 ohms peut être utilisé.

(16) DIAL

Fenêtre pour la lecture de la fréquence accord. Le grand tambour indique les centaines de kHz tandis que le cadran circulaire permet la lecture en kHz.

(17) METER

Le S-mètre indique la force de champ du signal reçu, le courant du zéro du discriminateur en réception FM, et la puissance relative de sortie en émission.

(18) CLAR

Lampe témoin s'allumant dès que le clarifier est mis en marche.

(19) RPT

Lampe témoin est allumée que si l'appareil est utilisé pour une exploitation par répéteur.

**FT-221
FAÇADE
ARRIÈRE**

(1) ANT

Prise antenne SO 239.

(2) GND

Prise de terre.

(3) ALC

Contrôle automatique de niveau d'entrée.

(4) RL

Trois différents contacts de relais pour l'exploitation et contrôle d'un équipement externe auxiliaire.

(5) SP jack

Prise pour un haut-parleur extérieur.

(6) KEY jack

Prise pour l'entrée du manipulateur morse type MP-109.

(7) TONE-IN

Prise permettant l'injection d'un appel sonore codé.

(8) FUSE

Fusible alternatif. Pour 100-117 volts un fusible de 2 amp. est inséré. Sur 200-234 volts on utilise un fusible de 1 ampère.

(9) POWER

Prise pour l'alimentation de l'appareil en alternatif ou en continu. Les deux cordons sont livrés avec l'appareil.

(à suivre)

EMETTEUR FM

144 MHz - 1 W

LORS de son passage en Alsace, notre collaborateur, Robert Piat (F3XY) fut l'invité d'honneur des radio-amateurs du Haut-Rhin à l'occasion de la journée « portes ouvertes » du Radio-Club de l'Europe à Colmar. Il a pu apprécier, tout à la fois, l'enthousiasme, la cordialité et l'ingéniosité des O.Ms alsaciens qui se pressaient nombreux à cette réunion d'information et de vulgarisation. Beaucoup avaient apporté, non sans fierté, leurs réalisations personnelles, très originales. C'est l'une de celles-ci (œuvre de F6KGR-F1CTV) que nous présentons aujourd'hui et qui, ayant été reproduite à de nombreux exemplaires, présente toutes les garanties d'un fonctionnement parfait.

La miniaturisation des composants a permis de réaliser ce petit émetteur qui, modulation comprise, est de dimensions telles, qu'il tient, à l'aise, à l'intérieur d'un... paquet de « Gitanes ». L'ensemble est simple, fiable, bon marché, facile à mettre au point et de réalisation sans surprise à partir d'une platine imprimée aisément reproductible. Il résulte d'un travail d'équipe des amateurs Alsaciens et sert pour des liaisons locales.

Une portée de 100 kilomètres a été réalisée à partir d'une antenne tourniquet. Pour qui connaît le relief de la région, c'est une performance remarquable. La distance-record sur antenne Yagi est actuellement de 385 kilomè-

tres (F1CTV). Voilà, pensons-nous, de quoi inciter nos lecteurs à se pencher sur ces lignes qui leur permettront une réalisation très semblable à la maquette originale et tout aussi performante. C'est dans ce but que nous publions, avec le texte, non seulement le schéma électrique, qui pourrait suffire aux plus avertis, mais également le plan du circuit imprimé, facile à reproduire, à la pièce comme en petite série, ainsi que le plan d'implantation des éléments. Ajoutons que notre description se limite à un pilotage par cristal, mais un VFO 72 MHz peut lui être substitué. Enfin, une modulation de fréquence à bande étroite est généralement utilisée, avec tous les avantages que ce sys-

tème comporte, mais il est possible d'adjoindre un amplificateur BF qui permettrait la modulation de l'émission en amplitude. Et enfin, par un procédé très simple l'émission peut être découpée (fonctionnement en télégraphie).

Ce schéma de l'émetteur proprement dit (fig. 1) comprend 4 étages (T_2 à T_5), la modulation de fréquence étant le fait, à partir du microphone de T_1 et de la diode Varicap BA 102.

L'oscillateur fonctionne donc, tout naturellement, par réaction d'émetteur sur une fréquence overtone du quartz, déterminée par la résonance du circuit constitué autour de la bobine L (72 MHz). Il s'ensuit que la valeur du condensateur de découpage

est assez critique, dépendant, à la fois du transistor T_2 et de l'activité du quartz. Avec un quartz « mou » ou un transistor de gain un peu faible, et l'on sait combien, non seulement dans les semi-conducteurs de récupération, mais aussi dans des éléments neufs du type « grand public », la dispersion des caractéristiques est grande - il faudra diminuer le découplage jusqu'à 10 pF pour faire démarrer l'oscillation. A l'inverse, avec des éléments de bonne qualité, une valeur trop faible favorise non seulement l'oscillation sur la fréquence cherchée mais encore sur une multitude de fréquences parasites qui disparaissent avec l'augmentation de la valeur du découplage. Il est

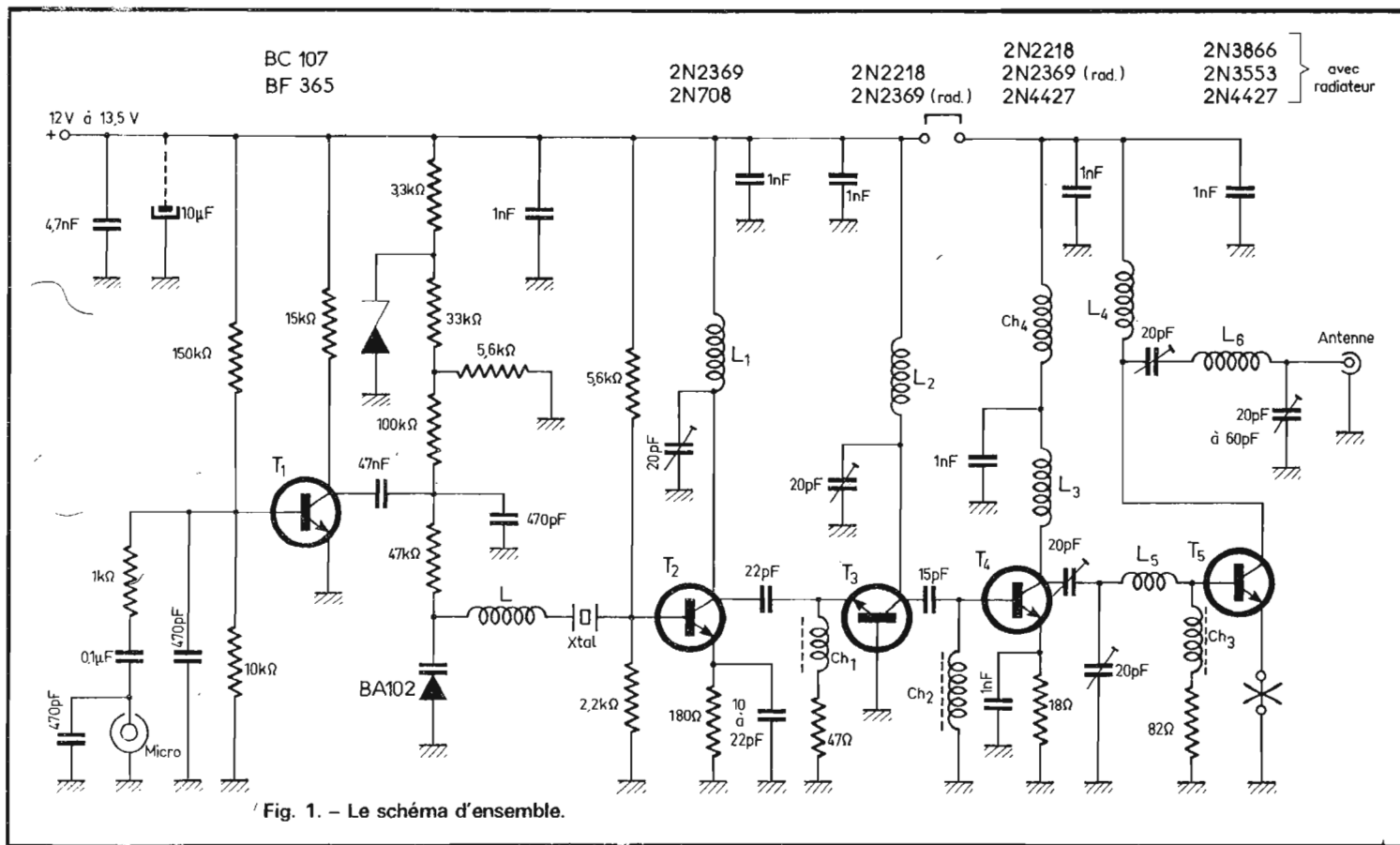


Fig. 1. - Le schéma d'ensemble.

bien entendu qu'une valeur exagérément élevée peut aller jusqu'à faire cesser non seulement les émissions indésirables mais l'oscillation souhaitée. C'est donc affaire de dosage. En principe, 15 pF est une bonne valeur passe-partout mais une valeur précise peut être déterminée par le découplage provisoire au moyen d'un ajustable permettant un réglage rigoureux. Le fonctionnement correct de l'oscillateur conditionne le bon fonctionnement de l'ensemble et la qualité de la modulation.

La bobine L (accord aux environs de 72 MHz) comporte 12 spires de fil émaillé 35/100 mm sur un mandrin de 4 mm (Vogt) avec noyau magnétique ou, si l'on préfère, 10 spires fil 40/100 mm, émaillé, sur mandrin de 50 mm, également à noyau. Le mandrin aura une longueur suffisante permettant d'engager le noyau de façon très progressive dans la bobine, ce qui permet de parfaire la qualité de la modulation. Si l'on désire contrôler la

fréquence par VFO, il faut bloquer l'oscillation de T₂ en découplant outrageusement l'émetteur vers la masse par une forte valeur (10 nF, par exemple). L'étage devient alors amplificateur et la tension HF est appliquée sur la base. Nous recommandons, comme particulièrement stable, le super-VFO. (On se reportera utilement à notre ouvrage « VHF à transistors » où figure une description détaillée). Le circuit collecteur de T₂ comporte un circuit oscillant comprenant un ajustable de 20 pF accordant L₁ sur 72 MHz. Cette bobine est réalisée en fil argenté de 10/10 mm et comprend 8 spires, en l'air, formées sur un cylindre de 6 mm, utilisé comme mandrin provisoire (queue de forêt ou axe de potentiomètre par exemple).

La tension HF est appliquée à l'émetteur de l'étage suivant (T₃) qui est monté en base à la masse. La polarisation s'effectue par une résistance d'émetteur en série avec une bobine d'arrêt Ch₁. Cet étage fonctionne particulière-

ment bien en doubleur lorsque, tout simplement, le circuit de L₂ est accordé au moyen d'un ajustable céramique miniature de 20 pF sur 144 MHz. A nouveau, liaison capacitive vers T₄, monté cette fois en émetteur commun, avec blocage HF au niveau de la base par une bobine d'arrêt Ch₂, identique à la précédente. L'émetteur est polarisé par une résistance de 18 Ω, découplée et le circuit de charge du collecteur mérite qu'on s'y arrête. En effet, nous y trouvons la charge L₃, identique à L₂, avec 3 spires de même caractéristiques que L₁, mais longue de 12 mm. Une bobine d'arrêt, Ch₄, est montée en série dans

la ligne d'alimentation, de manière à isoler cet étage du suivant. L'accord s'effectue par deux ajustables de 20 pF en série, ce qui permet de trouver un point d'adaptation adéquat pour l'attaque de l'étage final, qui présente une impédance d'entrée très faible.

Ch₄ est constitué par une perle de ferrite de 10 mm de long supportant un bobinage torique de 5 spires de fil de 35/100 mm, émaillé. La bobine L₅ qui a surtout pour rôle de bloquer les harmoniques indésirables, avant amplification, comporte deux spires, presque jointives, en l'air, comme des circuits accordés qui précèdent. Les bobines d'arrêt Ch₁ - Ch₂ - Ch₃ peuvent être des VK 200, le circuit imprimé le permet. Cependant nous avons préféré les réaliser à la demande, à partir de perles de ferrite de télévision (Ø = 4 mm) sur chacune desquelles on bobine, comme sur un tore 10 tours de fil émaillé de 25/100 mm régulièrement espacés. Ne faire aucun essai avec des

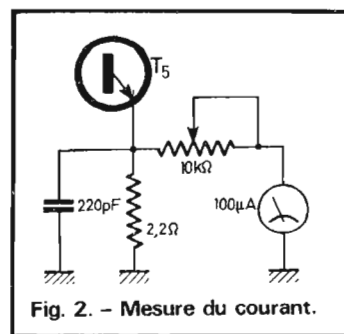


Fig. 2. - Mesure du courant.

tores de récupération provenant soit d'équipement PTT, soit de mémoires d'ordinateurs. L'échec est garanti.

L'émetteur de T_5 va directement à la masse, mais on aura remarqué que sur le circuit imprimé, une pastille à 3 trous est entièrement libre, ce qui permet d'ajouter, comme le suggère la figure 2, une légère polarisation par une résistance d'émetteur de $2,2 \Omega$, convenablement découplée, aux bornes de laquelle on peut mesurer la tension (d'où on déduira le courant), soit par un appareil de mesures extérieur, soit au moyen d'un microampèremètre associé à une résistance série ajustable. Le découplage (100 à $1\ 000$ pF) doit être soudé très court de manière à minimiser l'inductance de l'émetteur. La charge de collecteur est la bobine L_4 (3 tours de fil argenté de $10/10$ mm, diamètre 6 mm, en l'air, longueur 6 mm) et la bobine L_6 du circuit d'antenne comporte 3 tours de fil argenté de $10/10$ mm, diamètre 8 mm, en l'air, pour une longueur de 16 mm, ce qui suppose que les spires sont très étirées.

A partir du moment où l'on a obtenu l'oscillation correcte du quartz, la mise au point est extrêmement simple. A défaut d'un appareil de mesure HF sensible, on utilisera, comme charge fictive, une boucle de Hertz munie d'une ampoule de $6,3$ V - $0,1 \Omega$ et, comme premier témoin, le S-mètre du récepteur de trafic, qui indiquera de façon très précise l'accord successif de L_2 puis de L_3 et enfin de L_4 - L_6 . A ce stade, la lampe doit commencer à s'illuminer très sensiblement. En jouant sur les accords successifs et en particulier ceux de l'étage final on améliorera progressivement l'éclaircissement de l'ampoule.

Si l'on dispose d'un voltmètre électronique muni d'une sonde VHF, c'est encore plus simple. Il suffira de charger la sortie antenne par une résistance au carbone de 1 W ou mieux 2 W (pas de résistance bobinée surtout !), d'une valeur voisine de l'impédance caractéristique de l'antenne à utiliser. On prendra par exemple une résistance de 47Ω ou deux résistances de 100Ω en parallèle pour une charge de 50Ω et deux résistances de

150Ω en parallèle pour une charge de 75Ω . L'appareil, sur sa plus grande sensibilité, sera réuni aux bornes de la charge et permettra tout de suite une première approche de réglage qui amènera vite à passer sur la sensibilité inférieure.

Nous donnons, sur la figure 1, les types de transistors utilisables dans chaque étage. Cette liste n'est pas exhaustive mais permet déjà un très grand choix parmi des transistors courants et faciles à approvisionner.

Avec la combinaison : 2N 708 + 2N 2369 + 2N 2369 + 2N 3553, et une alimentation de 12 V, pour un courant de l'étage final de 150 mA (puissance appliquée : $1,8$ W), la tension HF relevée aux bornes d'une charge de 62Ω a été de $9,2$ V, soit une puissance porteuse de $1,3$ W, ce qui correspond à un excellent rendement, légèrement supérieur à 70% . Sa consommation totale est alors de 250 mA, soit une puissance de 3 W et un rendement en puissance produite par rapport à la puissance consommée de plus de $43,3\%$, ce qui est tout à fait remarquable.

En cas d'auto-oscillation de l'un ou l'autre étage, il faut revenir sur les bobines d'arrêt, dont le rôle en matière de stabilité est très important, et en procédant par tâtonnement, ajouter ou supprimer deux tours, par exemple.

Le 2N 2369 en doubleur ou en driver, malgré son excellent rendement n'est tout de même qu'un petit transistor et demande une ailette de refroidissement. Au final, quel que soit le type de transistor employé, un disperseur thermique sérieux est absolument indispensable, de même qu'une bonne ventilation. Le 2N 4427, convenablement excité, approche de 100°C !

Cet émetteur, nous l'avons dit, est surtout prévu pour fonctionner en modulation de fréquence, domaine dans lequel il a fait ses preuves. C'est l'affaire des circuits groupés autour de T_1 , qui n'est pas autre chose qu'un amplificateur BF. La tension BF produite est appliquée, au travers d'une cellule de découplage, à une diode à capacité variable BA 102 (ou BA 111), dont la polarisation de base est déterminée à partir d'une



Fig. 3. - Le circuit imprimé, vu côté cuivre.

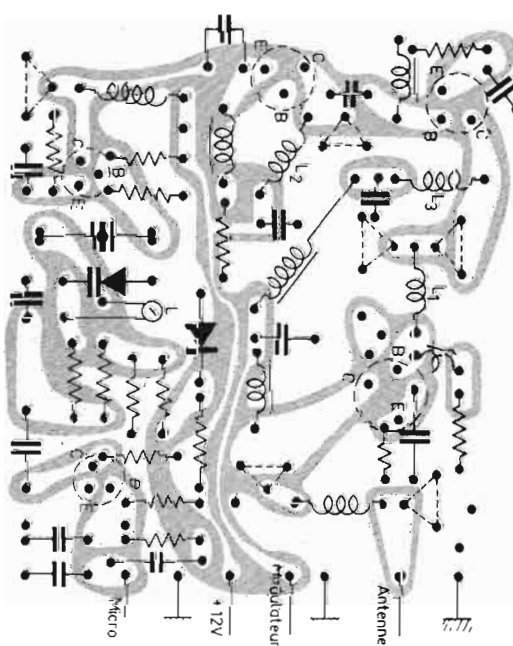


Fig. 4. - Le plan d'implantation des composants, vu côté époxy.

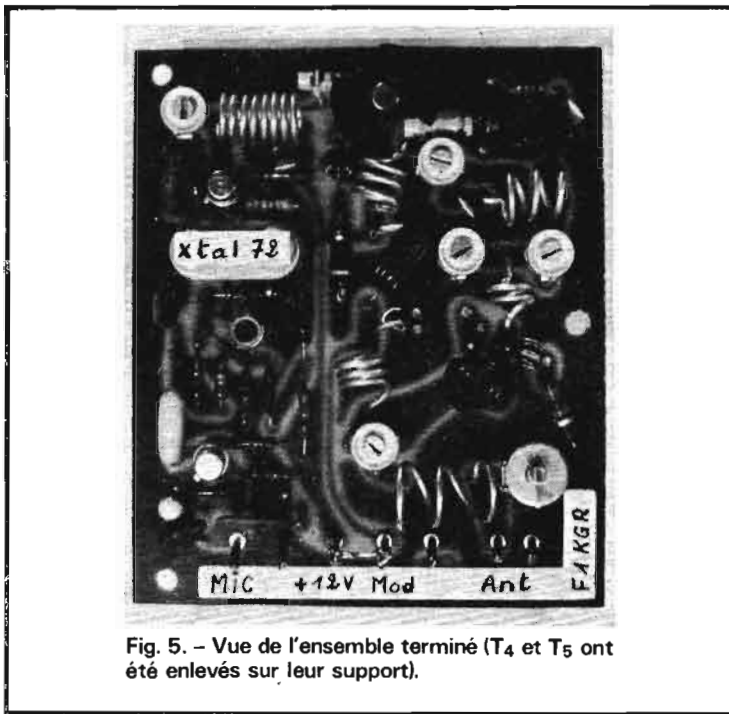


Fig. 5. - Vue de l'ensemble terminé (T₄ et T₅ ont été enlevés sur leur support).

tension stabilisée d'environ 6 V, par un pont de résistances fixes.

L'entrée étant à basse impédance, s'accommode d'un microphone de 200 à 1 000 Ω. A défaut de moyen de contrôle approprié, on fera appel à l'audition dans le haut-parleur du récepteur de trafic pour apprécier la qualité. Le BFO étant en service, puisqu'il y a légère variation de fréquence sous l'effet de la modulation, on observera une variation de la note en rapport avec l'excursion de fréquence. Si le timbre est aigu sur les « fortes », sans atteindre les suraiguës, la position est convenable. Rappelons qu'un swing tout à fait convenable se situe aux environs de 6 à 8 kHz maximum.

C'est essentiellement la position du noyau de la bobine L qui détermine l'excursion en fréquence. Le système avait été décrit il y a pas mal d'années par nous-même, sous l'appellation VFXY, en particulier pour permettre une modification de la fréquence d'un quartz. Toute retouche du noyau de la bobine L en vue d'améliorer la modulation s'accompagne d'un glissement plus ou moins important de la fréquence. Pour moduler en amplitude, on emploiera le

système ballast qui consiste à insérer dans l'alimentation un transistor de puissance commandé par la tension BF à transmettre. C'est une modulation en rendement dans laquelle, la puissance porteuse-crête n'est atteinte que dans les pointes de modulation. Enfin, mentionnons la possibilité de travailler en télégraphie, d'une manière un peu brutale, en coupant tout simplement l'alimentation du driver et de l'étage final.

Nous terminerons en signalant qu'à partir de la seule tension d'alimentation de 9 V (2 piles de poche, en série), on obtient encore, pour une consommation totale de l'ordre de 200 mA, une puissance HF de 1 W, et une excellente émission, véritablement portable, sous réserve de procéder à un petit réglage du noyau de la bobine L dont le rôle critique apparaît à nouveau.

Merci à nos amis d'Alsace pour cette intéressante communication et bon courage à ceux qui entreprendront la construction de ce petit émetteur très payant par les résultats spectaculaires qu'il a permis d'obtenir.

Robert PIAT (F3XY)
(avec la collaboration de
Aimé Ehrhart - F1CTV)



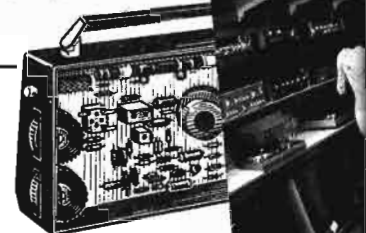
Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez MONTAGE, CONSTRUCTION ET DEPANNAGE de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la



Notre enseignement est à tous et notre méthode VOULERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

DOCUMENTATION SUR DEMANDE + 1^{re} LEÇON GRATUITE

- contre 2 timbres à 0,80 (FF)
- contre 2 coupons-réponse

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

ETABLISSEMENT PRIVE

ENSEIGNEMENT A DISTANCE TOUS NIVEAUX

(MEMBRE DU S.N.E.C.)

27 bis, RUE DU LOUVRE, 75002

(Métro: Sentier)

TELEPHONE: 231.18.67

1^{re} leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE

D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.



Livré avec sacoche, courroie de portage, écouteur, alimentation secteur 220 V. (117 V sur demande) Piles - cassette d'essai

LE PREMIER MAGNETOPHONE MINIATURE A MONOCOMMANDE SYSTEME A GRAVITE BREVETE

MICROPHONE INTEGRE - REGLAGE AUTOMATIQUE DU NIVEAU D'ENREGISTREMENT - COMPTEUR DE REPERAGE - VU-METRE - ADAPTEUR POUR SECTEUR - PRISE POUR ECOUTEUR - DIMENSIONS 14x4x9 CM - POIDS 580 G SANS LES PILES.

✂ - Bon à découper -

NOM _____

Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

Teleton. L'étalon Hi-Fi.

