

7 f

390 Pages

LIII^e ANNÉE - N° 1629 - FÉVRIER 1978

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- BANC D'ESSAI : REVOX B 77 contre REVOX A 77
- RÉALISEZ : Un mini ordinateur domestique



RT 3838 PLATINE CASSETTE STÉRÉO ÉLECTRONIQUE

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

Exemplaire complet

ADMINISTRATION - REDACTION

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

**SOCIETE DES PUBLICATIONS
 RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES**
 Société anonyme au capital de 120 000 F
 2 à 12, rue de Bellevue
 75019 PARIS - Tél. : 200-33-05

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN
 comprenant :

14 numéros dont 2 numéros spécialisés :
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL PANORAMA HIFI
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL RADIOCOMMANDE
 FRANCE : 85 F ETRANGER : 135 F

Nous proposons aux lecteurs qui le désirent de souscrire à un abonnement groupé :
 14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
 + 11 numéros SONO
 FRANCE : 155 F ETRANGER : 225 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
 FRANCE : 110 F ETRANGER : 170 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros SONO
 FRANCE : 120 F ETRANGER : 180 F

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

B.F. Technique générale - HiFi

- La table de lecture **YAMAHA YP B4** 140
- Les magnétophones **REVOX A77 et B77**..... 143

Radio - Télévision - Technique générale

- L'auto-radio **SHARP RG5750** 277

Electronique - Technique générale

- Les paramètres des transistors 189
- Applications des lasers : lasers spectacles 195
- Circuits fondamentaux d'électronique : la bascule de Schmitt..... 200
- Application des microprocesseurs : Bataille navale..... 203
- Les tores magnétiques 212
- L'enseignement audio et télévisuel : des calculateurs pour enseigner 218
- Presse technique étrangère..... 229
- Régulateurs intégrés 10 A 229
- ABC : les diodes semiconductrices 236

Réalisations

- Réalisez un mini-ordinateur domestique 134
- Un petit oscilloscope performant : le **TFOX1**..... 163
- Un nouveau circuit : un nouveau jeu T.V..... 177
- Un gradateur d'intensité..... 185
- Un compte-tours électronique à affichage digital 190
- Visualisation de texte sur tube cathodique..... 207
- L'enregistrement d'impulsions sur bande magnétique 245
- Alarme antivol temporisée..... 252
- Réalisez un générateur FM multiplex 257
- Un compte-pose électronique à mémoire 267
- Réverbérateur stéréo à circuits intégrés..... 274

Photo - Cinéma

- Agrandisseur **AHEL 6 Color** - Analyseur couleur **ANACOLOR** 283

Journal des O.M.

- Antennes directives 3 éléments..... 297

Mesure - Service

- L'oscilloscope **METRIX OX712** 152
- Le générateur de fonctions **NEWTRONICS 100**..... 158

Divers

- Info Nouveautés..... 131
- Sélection de chaînes HiFi 288
- Courrier technique..... 291
- Petites annonces 300
- Argus 304
- Lecteur service..... 309
- Encart **EURELEC**..... 243-244

PUBLICITE

SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
 43, rue de Dunkerque
 75010 PARIS
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 C.C.P. PARIS 379360



Commission Paritaire N° 56 701

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 1^{er} trimestre 78
 N° éditeur : 402
 Distribué par
 « Transport Presse »

en fibre de carbone

Les deux nouveaux bras de lecture A.D.C. sont en fibre de carbone parce que ce matériau moderne, à qualité mécanique comparable est le plus léger.

Il n'est pas besoin d'être polytechnicien pour comprendre que plus la masse dynamique du bras est faible, plus les réglages de pression de lecture et d'"anti-skating" sont simples et efficaces.

Une politique originale qui a fait ses preuves

Ce n'est pas par hasard que l'Audio Dynamics Corporation réalise ses propres bras de lecture. Quand on conçoit depuis des années les têtes de lecture les plus performantes du monde, c'est à bon droit qu'on peut se prétendre le mieux qualifié pour réaliser les bras de lecture Haute Fidélité.

Voilà pourquoi, en préparant sa nouvelle gamme de têtes de lecture MK3, A.D.C. a poussé ses recherches techniques jusqu'à la réalisation du bras idéal non seulement pour ses propres têtes mais aussi pour toutes les très bonnes cellules du marché mondial.

Le meilleur "SAVOIR LIRE"

Le système LOW MASS (faible masse) est la caractéristique N° 1 des technologies A.D.C. Cette exclusivité, protégée par des brevets internationaux, a permis à A.D.C. de développer au maximum les qualités de lecture de ses cellules.

La très faible masse dynamique (LOW MASS) des équipages mobiles confère aux têtes de lecture A.D.C. le double avantage inégalable de performances électro-magnétiques au plus haut niveau en même temps que la capacité de NON USURE des disques.

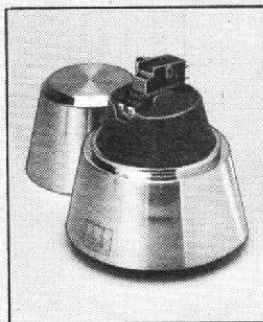
Il était donc normal qu'ayant mis au point le meilleur "SAVOIR LIRE" du monde A.D.C. en utilise le principe fondamental pour ses bras de lecture. D'où l'utilisation de la fibre de carbone dans la réalisation des bras A.D.C. LOW MASS.

Matériau	Fibre de carbone	LMF-1 Fibre de carbone 313 mm 21°	LMF-2 Fibre de carbone 313 mm 21°
Longueur totale	4 - 10 g	3 - 11 g	3 - 11 g
Angle correcteur	5,5 g	8 g	8 g
Cellule appropriée (poids)	11 Hz 10 dB crête	11 Hz 10 dB crête	11 Hz 10 dB crête
Masse effective de bras	0 - 1,5 g	0 - 1,5 g	0 - 1,5 g
Fréquence de résonance (avec une XLM)	0 - 2 g	0 - 2 g	0 - 2 g
Commande de pression de lecture	7 - 15 - 30 g	15 - 30 - 45 g	15 - 30 - 45 g
Anti-skating	Bornes-or 24 carats 2 jeux de vis	Bornes-or 24 carats 2 jeux de vis	Bornes-or 24 carats 2 jeux de vis
Contrepoids	3 contrepoids, clé, tournevis, gabarit.	3 contrepoids, clé, tournevis, gabarit.	3 contrepoids, clé, tournevis, gabarit.
Accessoires			
	* prix habituellement pratiqués	799 F	850 F

Les systèmes de lecture les plus recherchés

Avec sa gamme complète de têtes de lecture MK3, sa coquille en magnésium et ses deux bras de lecture en fibre de carbone, A.D.C. est toujours, et de loin, le grand spécialiste des systèmes de lecture les plus recherchés.

Dans cette gamme vous trouverez toujours le système le plus parfaitement adapté à votre recherche d'audiophile averti.



Étui protecteur de cellule A.D.C. avec pinceau, tournevis et vis.

Coquille magnésium ultra légère LMG 1 - 54 F*



Audio Dynamics Corporation

Importé par BSR France SA, 64, rue des Binelles 92310 Sèvres.
Documentation sur demande au Distributeur :
ERELSON : 24, av. Thierry - 92410 VILLE D'AVRAY - Tél. 926-05-49.



Le monde du silence.



Paradoxalement, les meilleurs instruments de musique sont ceux qui font le moins de bruit. Telle la platine Sony PSX6 à entraînement direct, entièrement automatique.

Equipée d'un moteur à pôle continu sans balai ni fente, sa rotation est silencieuse et constante.

Equipée d'un dispositif photolumineux de détection de fin de disque, le retour du bras est silencieux. Equipée d'un boîtier de matériau SBMC

qui absorbe les résonnances, le rapport signal/bruit est exceptionnel.

Equipée, enfin, d'un système d'asservissement du moteur à verrouillage à quartz, qui détecte les variations de vitesse de rotation, et les corrige, la PSX6 va faire beaucoup de bruit. En silence. Tous renseignements et démonstration permanente au Salon Sony, 66, Champs Elysées, Tél. 359.06.58 et 06.64.

SONY®

informations & nouveautés

Journées d'Information de l'Institut supérieur d'Electronique de Paris

- L'I.S.E.P. organise les jeudi 16, vendredi 17 et samedi 18 février 1978, des journées d'information sur :
- l'électronique médicale,
 - l'électronique dans la construction automobile,
 - l'opto-électronique,
 - l'électronique appliquée à l'océanographie.

Une exposition de matériel électronique spécialisé aura lieu dans les locaux de l'I.S.E.P., et un cycle de conférence-débat est organisé sur ces domaines où l'électronique est méconnue mais pleine d'avenir. Pour tous renseignements, s'adresser : au secrétariat de l'Ecole. Tél. : 548-24-87 ; à l'Association des Elèves. Tél. : 548-13-93.

Quatrième exposition « Printemps Informatique »

Devant le succès remporté en 1977 par la troisième exposition « Printemps Informatique » qui avait réuni plus de 50 firmes américaines et reçu plus de 2 000 visiteurs, l'U.S. Trade Center organise du 14 au 17 mars 1978 sa quatrième exposition « Printemps Informatique ».

Déjà plus de 100 firmes américaines seront présentes à cette exposition qui devrait remporter un succès encore plus grand qu'en 1977.

Pour tous renseignements : U.S. Trade Center, 123, avenue Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine.

Communiqué de presse Elipson

Le Conseil d'administration de la société Elipson s'est réuni le 30 novembre 1977 à 15 heures pour constater que le capital de la société avait été augmenté de 402 000 F à 1 600 000 F par incorporation de réserves et émission d'actions nouvelles.

A la suite de ces opérations, le groupe Thomson est devenu actionnaire de la société Elipson avec 34 % du capital et sera représenté au conseil par deux administrateurs.

Le président a souligné que le renforcement des fonds propres de la société et la signature d'un contrat de croissance avec les pouvoirs publics avaient pour but de permettre à Elipson, en collaboration avec d'autres sociétés françaises du secteur, de présenter sur le marché de la haute-fidélité des chaînes électro-acoustiques de conception et de fabrication française.

Il a également souligné que les compétences acoustiques d'Elipson et les compétences en électronique du groupe Thomson devaient permettre de développer un matériel haute-fidélité de classe internationale.

Nouvelle brochure Slora

La société Slora, importateur des aérosols techniques « Kontakt Chemic », vient d'éditer deux brochures explicatives sur l'utilisation de ses produits.

L'une d'elles est entièrement consacrée au vernis photosensible « Positiv 20 » et à ses applications dans le domaine de la photogravure et, en particulier, pour les circuits imprimés. La deuxième est un recueil sur tous les produits de la gamme.

Chaque brochure est disponible contre 5 F en timbres à : Slora, 18 avenue de Spicheren, 57602 For Bach. Tél. : (87) 85-00-66, 85-00-68.

NOTRE COUVERTURE :



SHARP - OPTONICA PLATINE K7 RT 3838

RT 3838. Première mondiale : Platine K7 stéréo électronique. Chargement frontal à éjection lente. Système APLD équipé d'un micro processeur multi-fonctions : sélection et recherche automatiques de programme, double compteur électronique de déroulement/lecture/enregistrement, programmation par horloge digitale à quartz pour enregistrement, lecture et arrêt automatique. Servo-moteur PLL à quartz, Dolby 0,18 % DIN.

SHARP-FRANCE :

Siège : Zone industrielle de Villemilan
rue Ampère, 91320 WISSOUS

Tél. : 011.52.70. Téléc. : 600 631 F. Boîte postale 111

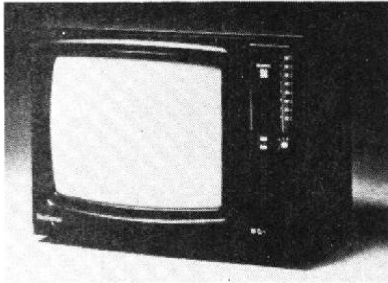
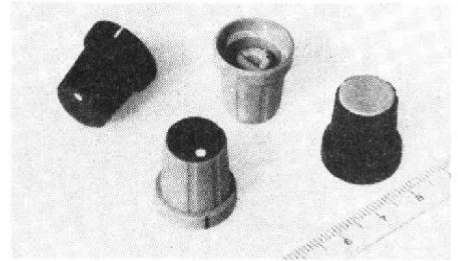
Agences : 18, place de la Daurade
31000 TOULOUSE. Tél. : 21.25.00
22, rue Roger-Salengro
69009 LYON

Boutons pour commutateurs de chez Jeanrenaud

La division commutateurs Jeanrenaud de la SPI-ITT, a mis sur le marché un bouton économique encliquetable \varnothing 15 mm pour les axes de commutateurs rotatifs et de potentiomètres.

Ce bouton s'adapte sur les axes de diamètre 4 mm, 6 mm ou 6,35 mm avec méplat respectivement de 4 ou 5 mm.

Il est livré avec corps, cache-écrou repéré ou non. Couleur corps et cache-écrou noir ou gris. Capuchon gris, noir, vert, rouge, jaune, bleu.



Nouveau téléviseur portable couleur National TC 871

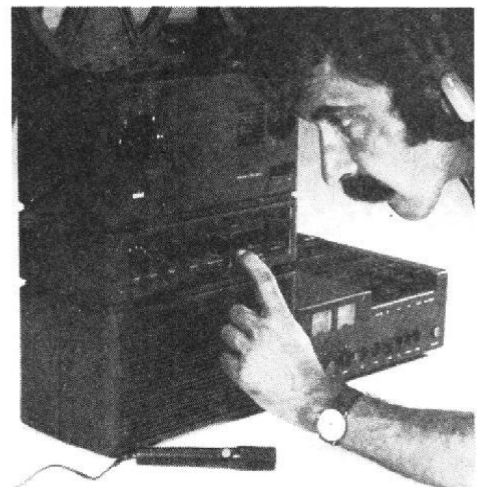
Ce nouveau modèle est équipé du tube image Quintrix à canons en ligne, d'une dimension de 46 cm. Il est pourvu d'une ligne magique d'accord, d'un sélecteur à effleurement et d'un voyant lumineux pour indiquer la station sélectionnée. Le tube image à un chauffage rapide de 5 secondes sans consommation de courant de préchauffage. Ses dimensions sont les suivantes : 420 x 570 x 370 mm. Enfin son poids est de 25 kg.

Le projecteur Braun Visacoustic 1000 Stéréo

Le système optique du Visacoustic se fonde sur l'objectif zoom ultra-lumineux Will Travenon de luxe I : 1,1/14,5 - 26 mm (traité en multi-couches) et la lampe halogène à miroir froid V/150 W. La projection peut s'effectuer à puissance pleine ou réduite. Le chargement est automatique jusqu'à la bobine réceptrice et s'effectue en « douceur » à 13 images/seconde (ce qui est une exclusivité).

La stabilité des vitesses se fait grâce à une régulation électronique et un contrôle opto-électronique de l'obturateur (la stabilité de la vitesse est contrôlée 6 fois par seconde).

En ce qui concerne l'alimentation, le Visacoustic répond aux normes allemandes VDE - de double isolation. Quant à la stabilisation électronique du courant, elle s'opère par un stabilisateur intégré qui évite définitivement d'endommager l'appareil.



Caractéristiques Techniques

- Objectif : Will Travenon de Luxe 1,1/14,5-26 mm, traité multicouches, mise au point très progressive et sans jeu.
- Lampe : halogène 15 V/150 W à miroir dichroïque (lumière froide). Flux 170 lumen. Economiseur. Préchauffage et pause (300 lux). Protection thermique.
- Cadence : 16 2/3, 18, 24 et 25 im/sec. Moteur à courant continu, régulation électronique par contrôle optique des pales de l'obturateur. Marche AV muette ou sonore, marche AR avec ou sans lampe. Image par image manuel par bouton escamotable.
- Amplification : deux préamplis à faible bruit de fond. Amplis de puissance 2 x 15 W efficaces (20 W musique).
- Enceintes : livré avec une enceinte close 15 W, amortie acoustiquement, qualité Hi-Fi. Câble 7,5 m. Verrouillable sous le projecteur pour le transport. Ecran de contrôle entre les pieds.
- Têtes magnétiques : tête double et combinée enregistrement/lecture. Tête d'effacement 57,5 \pm 2,5 kHz.
- Bande passante : à 18 im/sec : 80 - 10 000 Hz, à 24 im/sec : 80 - 12 000 Hz ; mesurée sur piste.
- Rapport signal/bruit : 50 dB (piste 1), 48 dB (piste 2).
- Séparation des canaux : 50 dB.
- Pleurage : inférieur à 0,4 %.
- Balance : potentiomètres coaxiaux déverrouillables à volonté. Correction physiologique.
- Tonalité : correcteur actif de présence (relève les fréquences moyennes).
- Enregistrement :
 - Témoin lumineux.
- Modulation : automatique ou manuelle, contrôle par chaîne de diodes Led (3 vertes, 1 rouge), graduées -10, -5, 0 et +5 dB.
- Surimpression : atténuation progressive et mixage. Témoin lumineux.
- Dimensions : projecteur : 290 x 267 x 150 mm, 8,7 kg ; enceinte : 290 x 163 x 150 mm, 2,7 kg.



Deux modèles compacts Akai en haute fidélité

Pour la première fois la firme japonaise Akai lance sur le marché de la haute fidélité des modèles compacts. Le premier, AC 3500 est un ampli tuner + cassette délivrant une puissance de 2 x 25 W avec un tuner dont la sensibilité est de 1,9 μ et une partie cassette dont la bande passante se situe entre 35 et 14 000 Hz et le rapport signal/bruit meilleur que 51 dB. Le second, AC 3800, possède les mêmes caractéristiques techniques mais est équipé en plus d'une platine tourne-disque semi-automatique.

BIBLIOGRAPHIES

Les égaliseurs graphiques, par F. Juster

Les égaliseurs graphiques sont les appareils-miracle qui permettent à l'utilisateur d'obtenir de leur installation BF, la meilleure courbe de réponse et d'éliminer la plupart des parasites.

La courbe de réponse désirée a l'allure de celle qui passe par les boutons des réglages rectilignes.

Tout fervent de la haute qualité musicale sera enchanté d'utiliser un égaliseur graphique, dont il ne pourra plus se passer par la suite.

Cet appareil, de schéma simple, est assez facile à construire. Il est économique à tous les points de vue.

Construisez-le vous-même ou achetez-le tout fait.

Un volume de 112 pages, format 11,7 x 16,5 ; 77 schémas, couverture couleur. Collection Technique de Poche. Prix 19 F.

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

Comment choisir et bien utiliser son magnétophone Hi-Fi par Ch. Dartevelle

Nous nous méfions toujours des ouvrages ne comportant pas de bibliographie : ou ils ne s'appuient sur rien ou ils s'appuient sur beaucoup trop d'ouvrages extérieurs.

L'ouvrage de Ch. Dartevelle échappe à l'une ou l'autre des critiques qui pourraient découler de cette absence de références. En fait, il est en partie basé sur l'expérience de l'auteur en matière de magnétophones, qu'ils soient à bandes ou à cassettes, et il s'adresse essentiellement aux débutants. A ce titre, on y recherchera vainement, par exemple, une explication rationnelle du rôle de la prémagnétisation tout autant que la résolution théorique des problèmes physiques que pose cette dernière. Là n'est pas son but.

Par contre, le lecteur nouveau venu à l'enregistrement trouvera dans ce livre une foule de renseignements pratiques pour utiliser de façon optimum un magnétophone ; de même qu'il ne sera pas pris de court pour procéder à son entretien ; des conseils de prise de son complètent de façon heureuse l'ouvrage d'un niveau technique abordable au plus grand nombre.

Société des Editions Radio.

Pianos électroniques et synthétiseurs par H. Tunker

Un nombre de plus en plus grand d'amateurs s'intéressant à l'exécution et à la composition d'œuvres musicales. Pour eux l'auteur donne dans ce livre des descriptions complètes et détaillées de pianos et de synthétiseurs réalisables, avec des composants que l'on trouve partout, par des amateurs, même peu exercés.

Parmi les sujets traités :

- Musique électronique : Pianos - Pianos-orgue - Octaves - Sound-piano - Clavecin - Epinette.
- Synthétiseurs : Commande - Clavier - Amplificateurs - Effets spéciaux.

Comme il est dit dans la préface, en parlant des réalisateurs amateurs et de leurs préoccupations : « Ceux qui y œuvrent déjà connaissent l'importance de bons schémas de réalisations industrielles, et cela explique que les documents de service d'instruments connus sont recherchés et qu'on les échange souvent.

Mais très souvent, une réalisation faite d'après de tels schémas se solde par un échec, car, lors de la fabrication en série, on compense les tolérances des composants par un tri préalable, à moins qu'on ne les évite par fabrication spéciale.

La difficulté d'approvisionnement de composants spéciaux n'est pas la seule. Souvent, les amateurs n'ont pas la pratique de la réalisation d'appareils électroniques performants. Et ils perdent alors non seulement le fruit de l'argent investi, mais ils risquent surtout de perdre leur enthousiasme pour une occupation intéressante et créatrice.

Conscient de ces problèmes, l'auteur s'est attaché à décrire, sans schéma préconçu, des instruments de musique connus et nouveaux, et ce avec suffisamment de détails pour que leur réalisation ne pose pas de problème, même à l'amateur peu exercé.

La nouvelle forme de présentation de ce livre est le résultat d'amples recherches. Elle se distingue du fait qu'elle permet de communiquer un nombre maximal de schémas et d'indications. Le livre ne fait pas appel à des connaissances particulières. Le débutant pourra se familiariser avec la technique électronique en réalisant quelques uns de ces montages simples qui sont régulièrement décrits dans les revues périodiques d'électronique.

Chaque instrument a été réalisé et vérifié pendant une longue période d'essai. Conçus suivant des principes industriels, les montages garantissent, dans le cadre des tolérances habituelles, le fonctionnement parfait de tous les modules. La réalisation ne pose pas de problème, si on utilise les composants indiqués, et si on s'efforce à un travail soigné.

Je vous souhaite autant de succès que d'agrément lors de la réalisation de votre piano électronique ou de votre synthétiseur. »

Un livre que nous ne pouvons que conseiller à ceux qui « bricolent » sérieusement, les deux mots ne sont pas incompatibles, ou même aux amateurs de sono qui veulent mieux comprendre comment fonctionne leur appareil, derrière la façade.

Un ouvrage de 160 pages, format 11,7 x 16,5, 211 plans et schémas. Couverture couleur. Collection Technique Poche. Prix : 27 F.

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

REALISEZ UN MINI-ORDINATEUR DOMESTIQUE

LE but de la série d'articles que nous commençons aujourd'hui est de vous permettre l'étude théorique et la réalisation pratique complète d'un mini-ordinateur. Il ne s'agit pas là d'un titre grandiloquent dissimulant une pâle copie de calculatrice électronique mais bel et bien d'une réalité ; en effet, tout au long de ces pages, nous allons vous présenter la réalisation modulaire et évolutive, en fonction du budget de chacun, d'un mini-ordinateur dont les possibilités sont innombrables, nous vous en indiquons quelques unes choisies au hasard ci-dessous :

- calculs scientifiques ou calculs de gestion (étudiants et professionnels) ; calcul et tenue d'un budget familial ; vérification de feuilles de paye, d'impôts, de remboursements sécurité sociale etc.
- contrôle automatique et programmable à l'infini d'une multitude d'appareils électriques,
- gestion automatique d'un réseau de trains miniatures, même très complexe,
- réalisation de jeux sur TV aussi divers que : poker, mastermind, échecs etc.

- réalisation d'appareils de mesure très performants tels que mesureur automatique de composants R, L, C quelle que soit la valeur ou les pertes...

La réalisation ne fera appel qu'à des composants aisément disponibles sur le marché français ; si un composant est un peu particulier, nous indiquerons la liste des revendeurs l'ayant en stock.

Aucun appareil hors de portée de l'amateur tel que téléimprimeur ou lecteur de ruban ne sera nécessaire ; la version la plus élaborée fera appel à un mini K 7 (même bon marché) et à un récepteur TV capable de capter la 2^e chaîne.

Le système sera évolutif et personnalisé ; c'est-à-dire que nous expliquerons comment faire pour l'adapter exactement aux besoins de chacun.

Enfin nous réaliserons simultanément l'étude pratique (avec plans complets des CI, du boîtier, etc.) et une étude théorique accessible à tous car ne faisant appel qu'à des mathématiques des plus élémentaires.

- A - Introduction et avertissement,

Bien que nous essayions de réaliser une étude aussi détaillée que possible, le nombre important de circuits utilisés et le soin qu'il est nécessaire d'apporter à une telle réalisation nous obligent à déconseiller ce montage aux débutants. D'autre part nous incitons très fortement les lecteurs qui vont entreprendre la réalisation à faire un petit effort pour comprendre la partie théorique ; en effet cela permet de déceler très rapidement et très facilement toute panne éventuelle.

Enfin, et comme pour nos précédentes réalisations, l'auteur répondra aux questions concernant cette série d'articles ; cependant, et c'est une prière de sa part, évitez les questions dont la réponse se trouve en toutes lettres dans le texte de l'article concerné. Par contre, n'hésitez pas à nous faire part de vos remarques et suggestions ainsi que des inévitables erreurs que vous pouvez déceler.

Compte tenu de l'évolution de la technologie des composants électroniques, la seule méthode raisonnable de réalisation d'un mini-ordinateur repose sur l'utilisation d'un microprocesseur ; c'est donc par là que nous allons commencer notre étude.

La partie théorique qui va suivre est très simple mais est indispensable pour pouvoir comprendre la suite de la description du système ; nous vous invitons donc à la lire cal-

mement et sérieusement ; cependant si certains points vous paraissent obscurs, ne vous butez pas dessus ; ils s'éclairciront d'eux-mêmes par la suite.

- B - Structure d'un mini-ordinateur

L'examen que nous allons faire maintenant n'est pas général mais est orienté dans un certain sens compte tenu du choix du microprocesseur que nous employons ; notre but n'étant pas de faire un cours mais d'étudier une réalisation, nous ne pensons pas que cela soit un inconvénient. La figure (très simplifiée) n° 1 va nous servir de support ; on peut y voir :

- l'unité centrale ou en abrégé CPU (de l'anglais Central Processing Unit) ; c'est le microprocesseur ; il est chargé du contrôle de tout le système et de la réalisation des calculs
- les mémoires, ce sont des circuits qui peuvent stocker des informations sous forme binaire (c'est-à-dire composées de 0 et de 1, voir un peu plus avant dans le texte). Un ensemble de mémoires est comparable à des objets rangés dans un bloc de tiroirs ; sur chaque tiroir figure une étiquette et dans chaque tiroir se trouve un contenu. L'équivalent du tiroir s'appelle une case mémoire ou une position mémoire ; l'étiquette s'appelle l'adresse et le contenu s'appelle le contenu de la position mémoire d'adresse xxxx

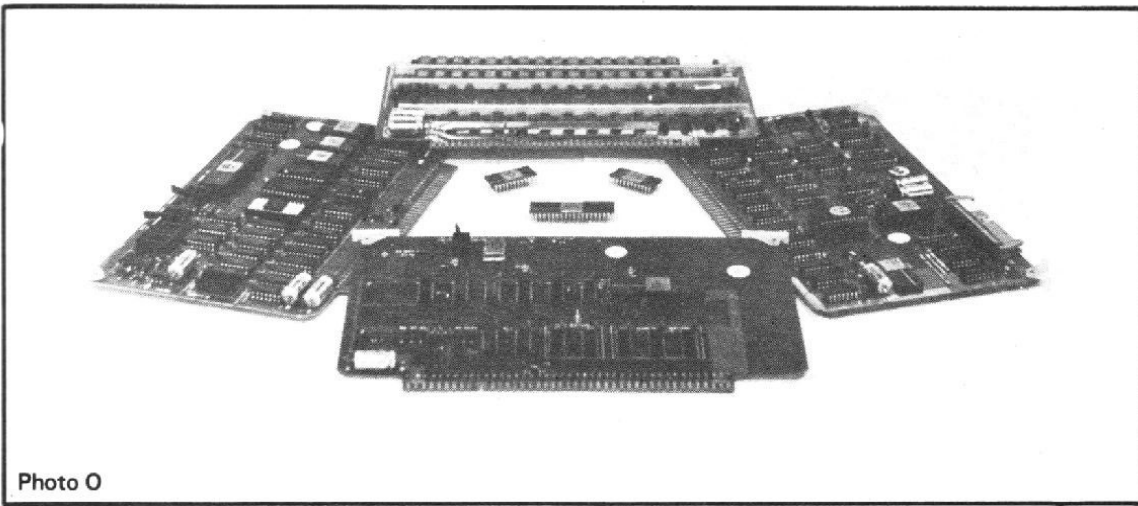


Photo O

ou plus rapidement (mais c'est moins correct) une donnée. Nous voyons donc que, pour accéder à une donnée contenue en mémoire, il faut connaître son adresse.

– les circuits d'entrées-sorties permettent au système de communiquer avec le monde extérieur ; une sortie peut être constituée par exemple par des afficheurs 7 segments classiques et une entrée par des commutateurs et une logique de codage.

Tous ces circuits sont des circuits logiques ; les informations qu'ils échangent sont en binaire et comme ils répondent aux normes des circuits TTL, un zéro est représenté par une tension comprise entre 0 V et 0,8 V et un 1 par une tension comprise entre 2,4 V et 5 V.

Rappels sur la numérotation binaire

La numérotation binaire (ou en base 2) n'est pas compliquée du tout comme nous allons vous le démontrer :
– Quand nous écrivons 253 cela veut dire :

$253 = 2 \times 100 + 5 \times 10 + 3 \times 1$
Si nous faisons intervenir les puissances de 10 ($10^0 = 1$; $10^1 = 10$; $10^2 = 100$; $10^3 = 1000$ etc.) nous pouvons écrire :

$253 = 2 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 3 \times 10^0$
L'utilisation de la base 2 consiste tout simplement à remplacer 10 par 2 dans ce genre d'expression ; soit par

exemple à écrire 79 en base 2 :
 $79 = 64 + 8 + 4 + 2 + 1$
En consultant le tableau des puissances de 2 (tableau 1) on peut écrire :

$$79 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

A partir de cette écriture la figure 2 nous montre comment on obtient la valeur binaire de 79 qui est : 1001111

La conversion inverse s'effectue comme indiqué figure 3.

Plusieurs remarques viennent à l'esprit à l'examen de ce système :
– à nombre égal il faut beaucoup plus de chiffres en binaire qu'en décimal

- les opérations mathématiques en binaire sont ridiculement simples puisque l'on n'a que des 0 et des 1
- les multiples de 2 sont très faciles à exprimer puisque :
 2^n en binaire s'écrit 1 suivi de n zéro ($8 = 2^3 = 1000$).
- Nous pouvons maintenant revenir à notre schéma de la figure 1 :
- Les données (donc les valeurs qui seront stockées en mémoire) comportent huit chiffres binaires (donc un ensemble de huit zéros ou un) on dit que chaque donnée est un mot de huit bits.
- Les adresses (donc les valeurs qui servent à localiser les positions mémoires) comportent 16 bits.
- Les trois sous-ensembles du schéma ayant à travailler aussi bien avec les adresses qu'avec les données ; il faut que celles-ci circulent dans tout le système ; pour cela on utilise ce que l'on appelle des bus. Un bus est un ensemble de fils parallèles indépendants traversant tout le système ; chaque sous-ensemble étant relié à ceux des fils qui l'intéressent (voir fig. 4). Nous avons donc un bus d'adresses comportant 16 fils A0 à A15 et un bus de données comportant 8 fils D0 à D7. Ce système de bus étant très pratique, et certains signaux qui ne sont ni des adresses, ni des données mais

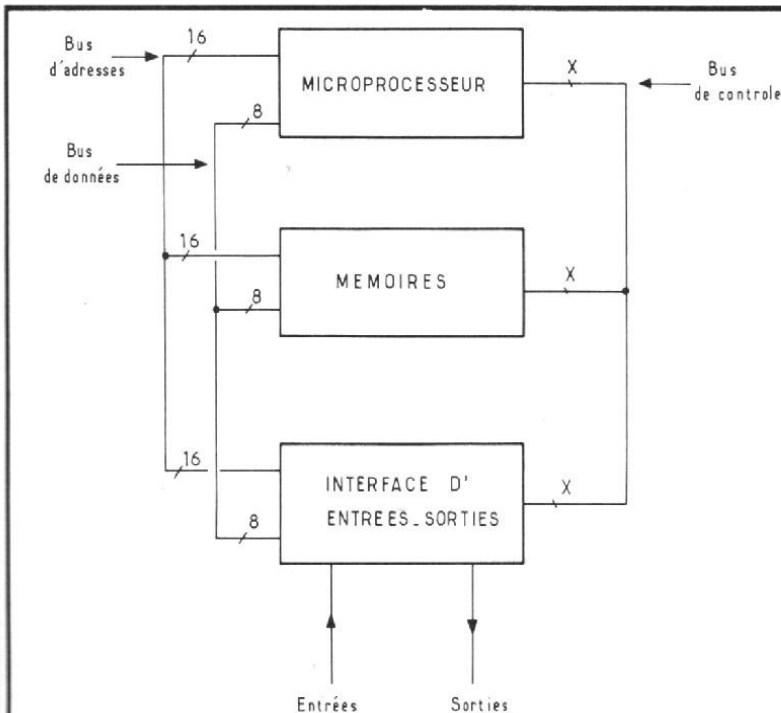


Fig. 1. – Synoptique simplifié d'un mini-ordinateur.

$$79 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

$$(79)_2 = 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Fig. 2. – Procédé de conversion décimal-binaire.

$$101101 = ?$$

$$1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

$$45$$

Fig. 3. – Procédé de conversion binaire - décimal.

des signaux de contrôle ayant à circuler dans tout le système; on définit un 3^e bus qui est le bus de contrôle; son nombre sera précisé par la suite.

Comment s'utilise un tel système? c'est très simple; supposons que par un moyen qui ne nous intéresse pas pour l'instant, nous ayons rentré un programme en mémoire, c'est-à-dire l'indication d'une suite d'opérations à effectuer. Par l'organe d'entrée nous envoyons les données à traiter; le programme fait subir aux données le calcul voulu et un résultat nous est transmis par l'organe de sortie. Il nous reste à comprendre comment les données sont traitées par le programme grâce au GPU et comment débute le programme; c'est ce que nous allons étudier maintenant.

- C - Le microprocesseur

Pour des raisons de commodité d'écriture, nous utiliserons souvent dans le texte qui va suivre la dénomination MPU pour le microprocesseur (de l'anglais Micro Processing Unit).

Le MPU que nous avons choisi est le MC 6800 de Motorola; ce choix sera justifié par la suite lorsque vous serez mieux à même de juger des possibilités du système. Il se présente sous l'aspect visible figure 5; nous remarquons les 16 lignes d'adresse A0 à A15;

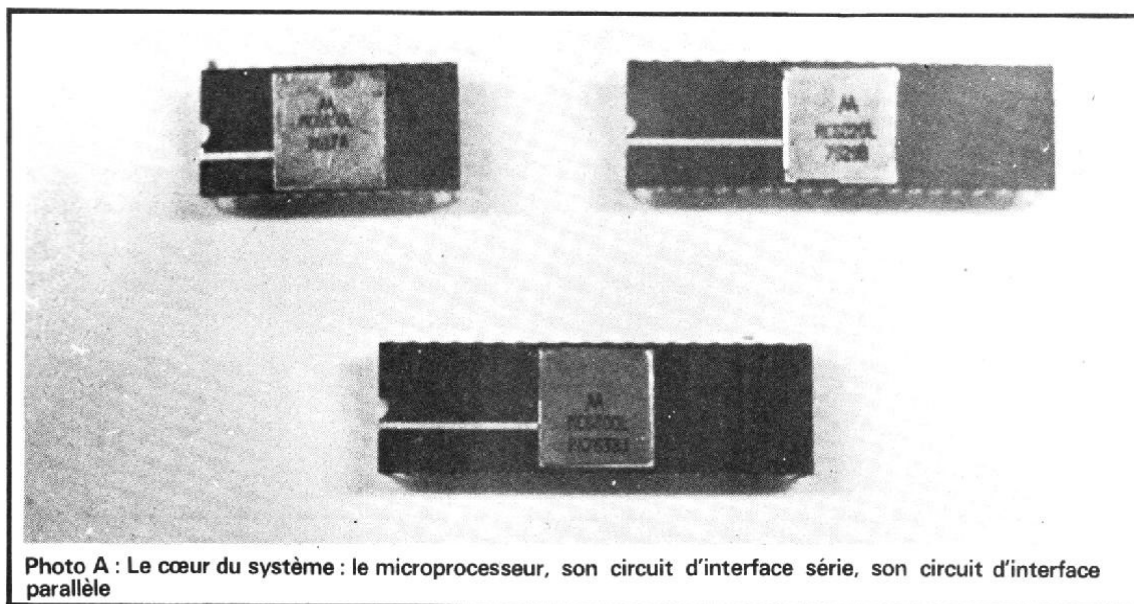


Photo A : Le cœur du système : le microprocesseur, son circuit d'interface série, son circuit d'interface parallèle

les 8 lignes de données D0 à D7 et un certain nombre de lignes de contrôle dont nous étudierons le rôle par la suite. D'un point de vue utilisateur, le microprocesseur comporte un certain nombre de registres internes visibles sur la figure 6. Ces registres sont des « endroits » où l'on peut écrire ou lire des données comme nous allons le voir par la suite.

Nous allons indiquer leurs noms ci-après car ils vont revenir très souvent dans le texte par la suite :

- ACC A registre accumulateur A, peut traiter des mots de huit bits
- ACC B registre accumulateur B, peut traiter des mots de huit bits
- X registre d'index, peut traiter des mots de seize bits
- SP registre du pointeur de pile (de l'anglais Stack Pointer); registre spécial pouvant

- PC registre du pointeur de programme (de l'anglais Programme Counter) peut traiter des mots de seize bits
- CC registre de code condition (de l'anglais Condition Code); registre très particulier travaillant sur six bits seulement.

Pour bien comprendre le fonctionnement du MPU nous allons maintenant vous exposer les principes de base de la programmation.

Programmer un ordinateur consiste à emmagasiner en mémoire une suite de codes (binaires) correspondant à la séquence d'opérations que l'on voudra voir effectuer par le calculateur. A la mise en marche du système le PC est initialisé à 0 (par exemple); cette valeur initiale est envoyée sur le bus d'adresses et la donnée recueillie sur le bus de données

(il s'agit donc de la donnée située à l'adresse 0 dans cet exemple) entre dans le circuit de décodage de code opération du MPU; le PC est incrémenté de 1 et sa valeur est à nouveau envoyée sur le bus d'adresses; la donnée située en 1 est recueillie sur le bus de données et, compte tenu du décodage du code opération réalisé précédemment, est dirigée où il faut, le PC est incrémenté de 1 et ainsi de suite. Nous voyons donc que :

- les positions mémoires successives concernées dans un programme particulier comprennent des données « mélangées » à des codes opération
- en agissant sur la valeur contenue dans le PC, on peut solutionner la mise en marche de tel ou tel programme.

Nous avons dit que les codes « opération » comme les don-

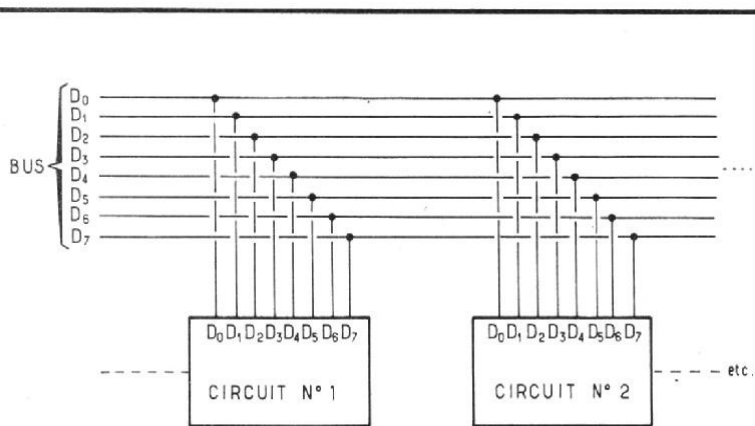


Fig. 4. - Principe du BUS.

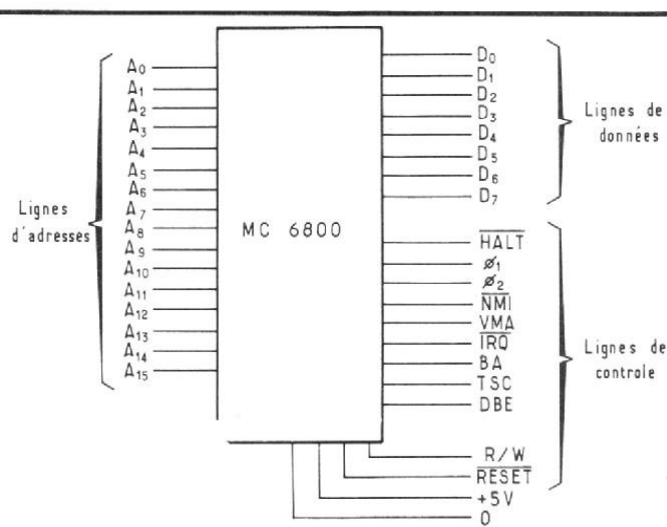


Fig. 5. - Signaux disponibles sur le MPU.

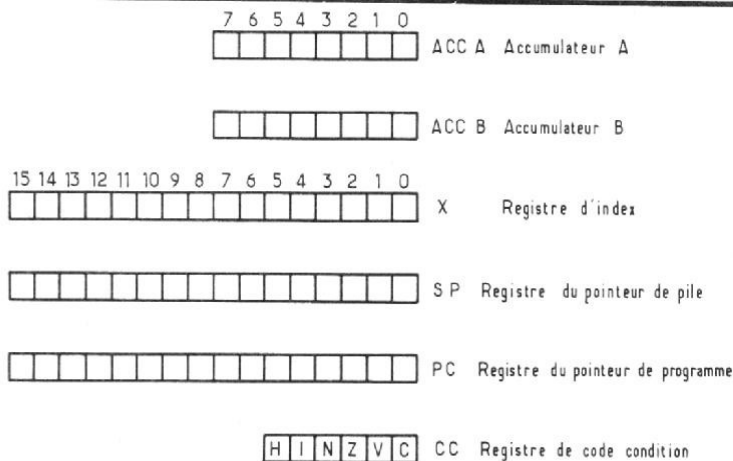


Fig. 6. - Registres internes du MPU accessibles à l'utilisateur.

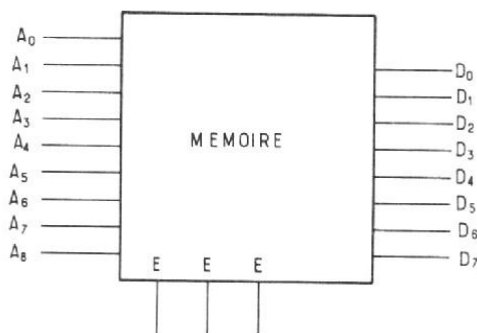


Fig. 8. - Aspect simplifié d'un boîtier mémoire (imaginaire).

nées, ne pouvaient être stockés en mémoire que sous forme binaire ; cependant pour pouvoir écrire des programmes facilement, on définit deux codes intermédiaires très simples et pratiques comme nous allons le voir maintenant.

La notation hexadécimale

De même que la numérotation binaire est en base 2, la numérotation hexadécimale est en base 16 et voici pourquoi. Si l'on considère un mot de huit bits, on peut le scinder en deux mots de quatre bits ; chaque mot de quatre bits peut être considéré comme un chiffre et nous aurons donc la correspondance indiquée dans le tableau 2. Ainsi si nous voulons, compte tenu de cette correspondance, écrire le nombre :

0110 1110 nous aurons 614 ce qui est totalement illisible puisque l'on voit 614 ; au dessus de neuf nous allons donc définir la correspondance suivante :

10 = A ; 11 = B ; 12 = C ;
13 = D ; 14 = E ; 15 = F ;
Ainsi : 0110 1110 s'écrira 6 D

La conversion décimal-hexadécimal s'effectue de la même façon que la conversion binaire-décimal ; en voici deux exemples :

$8A = 8 \times 16^1 + A \times 16^0$ or A correspond à 10 donc :

$8A = 8 \times 16^1 + 10 \times 16^0$; le tableau des puissances de 16 (tableau 3) nous indique donc que :

$8A = 138$

- Soit à convertir en hexadécimal le nombre 43 :
 $43 = 32 + 11$
 $43 = 2 \times 16^1 + 11 \times 16^0$ or 11 correspond à B, donc :
 $43 = 2B$

Nous allons voir que grâce à des astuces, tous les calculs et toutes les étapes de la conception et de la programmation d'un micro-ordinateur se font en hexadécimal et que l'on n'a que très rarement à revenir au binaire.

Les codes opération les mnémoniques

Lorsque l'on veut une donnée dans ACC A du MPU, un tableau fourni par le fabricant nous indique qu'il faut 86 comme code opération ; seulement cette valeur numérique n'est pas très parlante lors de la réalisation d'un programme ; pour cela on définit un mnémonique qui est un ensemble de lettres (hélas dérivé de l'anglais) indiquant quel type d'opération on effectue. Par exemple : mettre douze dans

ACC A se notera : LDA A 12 (LDA = Load = Charger ; A pour indiquer ACC A et enfin la donnée 12).

Ceci étant précisé nous allons voir sur un exemple comment l'on travaille avec un microprocesseur et nous pourrions revenir ensuite à l'étude de la figure 6 et à une vue d'ensemble du système que nous allons réaliser.

Soit à réaliser le programme suivant :

- Mettre 15 dans A
- Mettre 18 dans B
- Les additionner
- Mettre le résultat à l'adresse 0000 (une adresse comporte seize bits donc quatre mots de quatre bits ce qui explique le pourquoi des quatre zéros).

Dans un premier temps nous l'écrivons en mnémonique :

- LDA A 15 (Voir explication dans le texte ci-avant).
- LDA B 18 (Même explication que pour ci-dessus A étant remplacé par B).
- ABA (de l'anglais Add B to A = Ajouter B à A)
- STA A 0000 (de l'anglais Store A = Stocker A, suivi de

l'adresse indiquant où mettre le contenu de A).

Ensuite, à l'aide d'un tableau de codes opération fourni par le constructeur du MPU, nous écrirons ce programme en hexadécimal et nous le rentrerons en mémoire à l'endroit voulu. Par exemple, si nous plaçons ce programme à partir de l'adresse 0100 ; il sera mis en service chaque fois que nous placerons 0100 dans PC après avoir mis le système sous tension.

Compte tenu des correspondances indiquées dans le tableau 4, les positions mémoires à partir de l'adresse 0100 auront les contenus indiqués figure 7.

Lors de l'étude pratique du système nous verrons pourquoi le MPU contient tant de registres et l'utilité de chacun ; mais ceci ne nous intéresse pas pour l'instant ; nous allons en effet examiner quelques signaux de contrôle.

Tous les transferts de données entre MPU et mémoire, évoqués précédemment, se font à un certain rythme bien défini ; il faut donc une « horloge » (ou base de temps) dans le système. Cette horloge est un générateur de signaux carrés un peu spécial ; il produit deux signaux en opposition de phase qui sont appliqués aux entrées d'horloge O1 et O2 du MPU. Le signal appliqué à O2 est également disponible dans tout le système par l'intermédiaire de la ligne O2 du bus de contrôle.

Le MPU ayant à « lire » le contenu d'une position mémoire ou à y « écrire » ; il faut qu'il dise à la mémoire ce

figure 7 : contenu des mémoires dans le cas du programme cité en exemple dans le texte

Adresse	Contenu de la position mémoire	Remarques
0100	86	Code Op.
0101	15	Donnée
0102	C6	Code op.
0103	18	Donnée
0104	1B	Code op.
0105	B7	Code op.
0106	00	1/2 Adresse
0107	00	1/2 Adresse

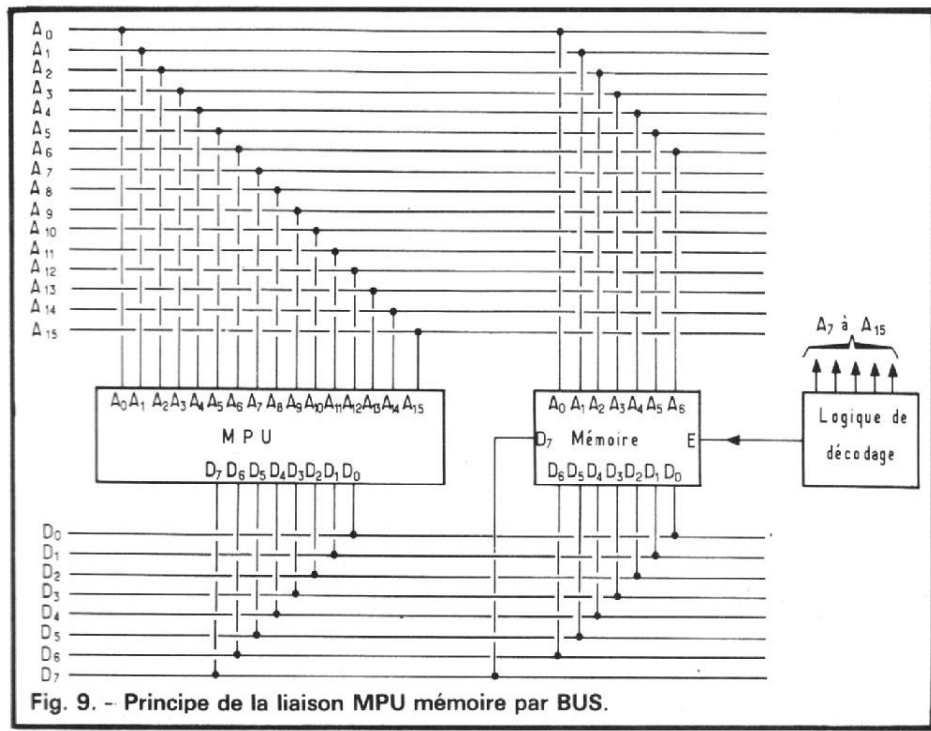


Fig. 9. - Principe de la liaison MPU mémoire par BUS.

Tableau 3 : tableau des puissances de 16

16 ⁿ = ?	
n	valeur décimale
0	1
1	16
2	256
3	4096
4	65536
5	1048576

Tableau 4 : codes opérations relatifs au programme cité en exemple dans le texte

mnémonique	code opération (hexa)
LDA A	86
LDA B	C6
ABA	1B
STA A	B7

qu'il veut faire ; il sort donc une ligne de contrôle R/W (Read/Write) qui selon qu'elle est à 1 ou à 0 indique que le MPU lit ou écrit (respectivement). Avant de poursuivre plus avant notre étude nous allons examiner l'aspect d'un circuit mémoire.

- D - Les mémoires

Une mémoire se présente (pour nous) comme une boîte (voir fig. 8) avec d'un côté des lignes d'adresses (9 par exemple) et de l'autre des lignes de données (8 par exemple) ; un

certain nombre d'entrées E ou CE (de l'anglais Enable = Permettre ou Chip Enable = Validation du circuit) permettent d'activer ou de désactiver le boîtier concerné ; par exemple si E est à 0 le boîtier sera inactif et ne fournira pas de données même s'il reçoit des adresses le concernant. Si E ou CE est au bon niveau, l'application d'une adresse en A0 à A8 provoque la sortie de la donnée correspondante en D0 à D7.

Nous verrons un peu plus loin comment faire avec nos neuf lignes d'adresses mémoire à relier aux seize lignes d'adresses du MPU.

On distingue plusieurs classes de mémoires qui sont :
 - les ROM (Read Only Memo-

ries) ou Mémoires à Lecture Seulement ; ces ROM contiennent des données qui ont été rentrées une fois pour toutes et qui ne peuvent plus être modifiées.

- LES RAM (Random Access Memories) ou Mémoires à Accès Aléatoire ; ce sont des mémoires dans lesquelles on peut lire et écrire autant de fois que l'on veut.

- les REPROM (REProgrammable Read Only Memories) ; ce sont des ROM que l'on veut reprogrammer c'est-à-dire dont on peut modifier le contenu ; cependant c'est là une opération complexe et délicate qu'il ne faut pas renouveler trop souvent.

Ensuite il faut distinguer les

mémoires suivant leur architecture interne ; ainsi par exemple une mémoire 1024 bits pourra être organisée sous les formes suivantes :

- 128 mots de huit bits
- 256 mots de quatre bits
- 512 mots de deux bits
- 1024 mots d'un bit

Ces différences d'organisation se ressentent fortement au niveau de la réalisation de la logique de décodage des adresses comme nous le verrons lors de la réalisation pratique.

Compte tenu de ce que nous avons vu, la liaison MPU-mémoire peut se réaliser comme sur la figure 9 (la mémoire de cet exemple comporte sept lignes d'adresses).

Tableau 1
tableau des puissances de 2

n	valeur décimale
0	1
1	2
2	4
3	8
4	16
5	32
6	64
7	128
8	256
9	512
10	1 024
11	2 048
12	4 096
13	8 192
14	16 384
15	32 768
16	65 536

Tableau 2 : relation binaire - décimal - hexadécimal

binaire	décimal	hexadécimal
0000	0	0
0001	1	1
0010	2	2
0011	3	3
0100	4	4
0101	5	5
0110	6	6
0111	7	7
1000	8	8
1001	9	9
1010	10	A
1011	11	B
1100	12	C
1101	13	D
1110	14	E
1111	15	F

- E - Les circuits d'entrées-sorties

Un système tel celui de la figure 9 est totalement inutilisable car on ne peut rien lui dire et il ne peut pas nous répondre ; il faut donc un moyen de rentrer des données dans les mémoires (ne serait-ce que pour y mettre un programme) et un moyen de savoir ce que fait le système. On sera amené, pour cela, à utiliser dans la réalisation pratique deux types de circuits d'E/S ; un circuit

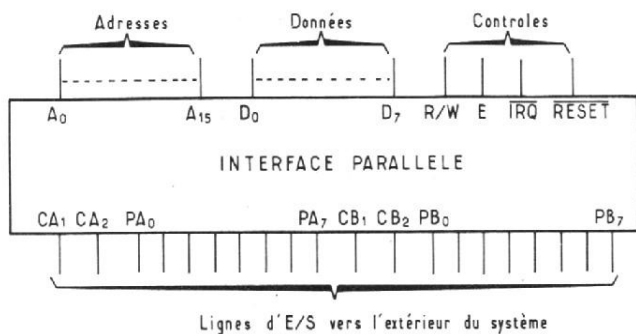


Fig. 10. -- Synoptique simplifié du circuit d'interface parallèle.

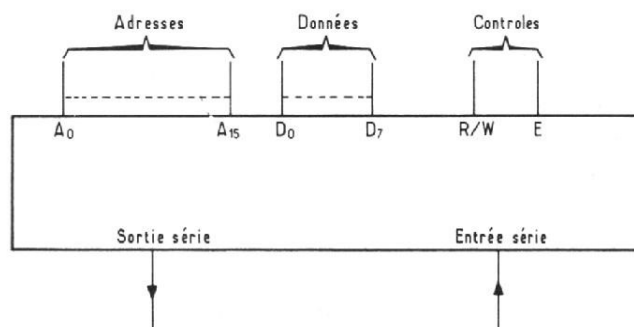


Fig. 11. -- Synoptique simplifié du circuit d'interface série.

d'interface parallèle et un circuit d'interface série.

Le circuit d'interface parallèle : à partir de A0 à A15, D0 à D7 et de certaines lignes de contrôle peut sortir ou entrer des données par l'intermédiaire de dix-huit lignes extérieures que l'on peut utiliser comme l'on veut (voir fig. 10).

Le circuit d'interface série : à partir des mêmes lignes que ci-dessus sort des données sous forme série sur un seul fil à une cadence réglable et peut recevoir des données sur un autre fil à une cadence réglable également (voir fig. 11).

Pour le MPU précisons que ces deux circuits se comportent comme un certain nombre de positions mémoires; c'est pour cela que ces deux circuits reçoivent le bus d'adresse. Ainsi pour sortir une donnée sous forme série, le MPU écrit cette donnée dans l'adresse mémoire correspondant au circuit d'interface série; pour recevoir une donnée, le MPU lit l'adresse mémoire correspondant au circuit d'interface par où cette donnée va arriver.

- F - Adressage total et partiel

Nous allons terminer cette étude théorique par quelques considérations sur l'adressage. Tout d'abord, à cause de l'existence du binaire, toutes les valeurs existantes sont multiples de 2; ainsi il n'existe pas de mémoire de 500 mots de quatre bits mais seulement de 512 (2^9); pour parler plus simplement on commet couramment le barbarisme suivant: 1024 se note 1 K; 2048 2 K;

4096 4 K et ainsi de suite; cela veut dire que quand on parle d'une mémoire de 4 K mots de huit bits il s'agit de 4096 mots de huit bits.

Nous avons vu que le MPU disposait de seize lignes d'adresse A0 à A15 et que de ce fait la plus grosse adresse possible sera :

1111 1111 1111 1111; soit compte tenu de la notation hexadécimale étudiée précédemment : FFFF ce qui, en décimal correspond à 65535 (faire la conversion constitue un excellent exercice); nous pourrions donc en tout et pour tout adresser 65535 positions mémoires ce qui est énorme (surtout compte tenu du prix des mémoires !!). Dans un petit montage on ne dispose bien souvent que d'un 1 K mots de huit bits; il se pose donc un problème d'adressage puisque notre mémoire d'1 K mots ne dispose que de onze lignes d'adresse. Si nous relient dans

l'ordre ces onze lignes aux lignes A0 à A10 du MPU notre mémoire sera adressée pour 0000 à 0400 (400 en hexadécimal = 1024 en décimal) mais aussi pour 1000 à 1400; 2000 à 2400 et ainsi de suite; ceci n'est pas gênant si nous n'avons aucun autre circuit dans le système; mais si par exemple il existe un circuit d'interface à l'adresse 2000 nous réaliserons une magnifique pagaille en adressant ce circuit puisque nous aurons simultanément sur le bus les données du circuit d'interface et les données contenues à l'adresse 0000 de notre mémoire. Pour éviter cela on ajoute des circuits logiques au schéma précédent, circuits qui à partir de A11 à A16 agissent sur E (ou CE) de la mémoire pour la rendre inactive ailleurs qu'entre 0000 et 0400. Le premier cas était ce que l'on appelle un décodage partiel d'adresses ou adressage par-

tiel; le second cas est celui d'un adressage total. Nous serons amenés à utiliser l'un et l'autre.

- G - Conclusion de cette étude théorique

Nous avons essayé d'être aussi concis et clair que possible en passant sous silence les points de détail inutiles pour une première approche du sujet; nous espérons que les théories développées ne poseront pas de problèmes à nos lecteurs mais nous restons à leur disposition pour éclaircir un, ou plusieurs, points de détail qui pourraient paraître obscurs.

Nous demandons aux futurs réalisateurs du mini-ordinateur d'essayer de bien assimiler cette première partie car elle est assez importante pour la suite de la réalisation.

Les quelques photographies qui agrémentent cet article montrent les réalisations commerciales équipées avec les composants de la famille du MC 6800; nous les avons mises pour vous montrer ce qui se fait actuellement; nous ferons peut-être un peu moins joli au point de vue aspect (la plupart des composants photographiés étant professionnels) mais largement aussi bien (voire mieux) au point de vue technique.

Nous vous souhaitons une bonne digestion de cette première partie et vous attendons de pied ferme le mois prochain pour un contact plus direct avec les circuits que nous allons employer.

C. TAVERNIER
... à suivre ...

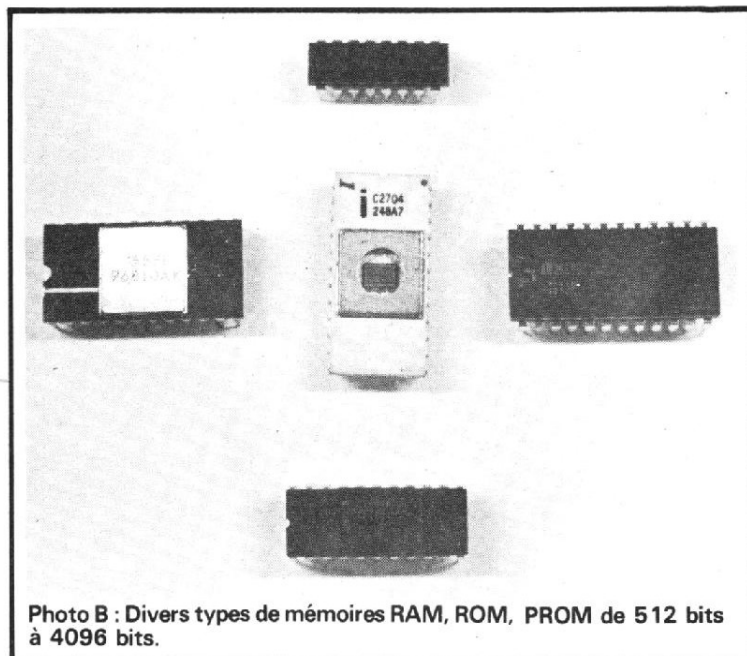


Photo B : Divers types de mémoires RAM, ROM, PROM de 512 bits à 4096 bits.

LA TABLE DE LECTURE



YAMAHA YP B4

LE Japon à l'heure de l'automatisme, ce n'est plus une nouveauté. Il y a des places à prendre partout. Avec sa YP-B4, Yamaha nous propose un entraînement par courroie très traditionnel, un moteur synchrone à 4 pôles et un système de manœuvre automatique. Cet automatisme permet entre autres fonctions de répéter indéfiniment un disque. Plaignons les voisins de l'heureux propriétaire d'une YP-B4. Une table de lecture qui peut devenir diabolique !

Présentation

Le fabricant de piano s'est mis au bois vinylique. L'aggloméré qui constitue la base de cette table de lecture est recouvert d'une très belle imitation qu'il faut regarder à la loupe pour en découvrir la vraie nature. Cette technologie nous donne une table de lecture de fort belle allure.

Le bras a été rapporté, il est monté sur un socle de matière plastique métallisée. Les autres décors sont réalisés de la même manière. Le plateau est de couleur aluminium, il est recouvert d'un tapis en caoutchouc gris.

Un couvercle est livré avec le tourne-disque, il est entièrement dégonflable.

Le bras est du type en S, la coquille porte-cellule amovible. Le tourne-disque est livré sans cellule, à chacun de choisir son modèle de prédilection. Le bras dispose d'un réglage de force d'appui étalonné sur trois grammes, n'importe quelle cellule pourra être utilisée ; nous recommanderons une cellule capable de lire convenablement à 1,5 g. Le contrepoids est une masse cylindrique qui se visse et se dévisse. Un lève bras est là pour les interventions manuelles.

Technique

Le moteur synchrone utilisé est à quatre pôles, alimenté par un secteur à 50 Hz, il tournera à la vitesse de 1 500 t/mn. Une vitesse relativement rapide pour un moteur de tourne-disque. Ce moteur est fixé sur amortisseurs évitant la transmission de ses vibrations. Une courroie de couleur claire (polyuréthane) prend appui sur la poulie motrice et sur la jante interne du plateau.

Ce plateau est en aluminium moulé, aucune trace d'équilibrage dynamique, on arrive aujourd'hui à avoir une homogénéité de matière suffisante pour économiser cette opération.

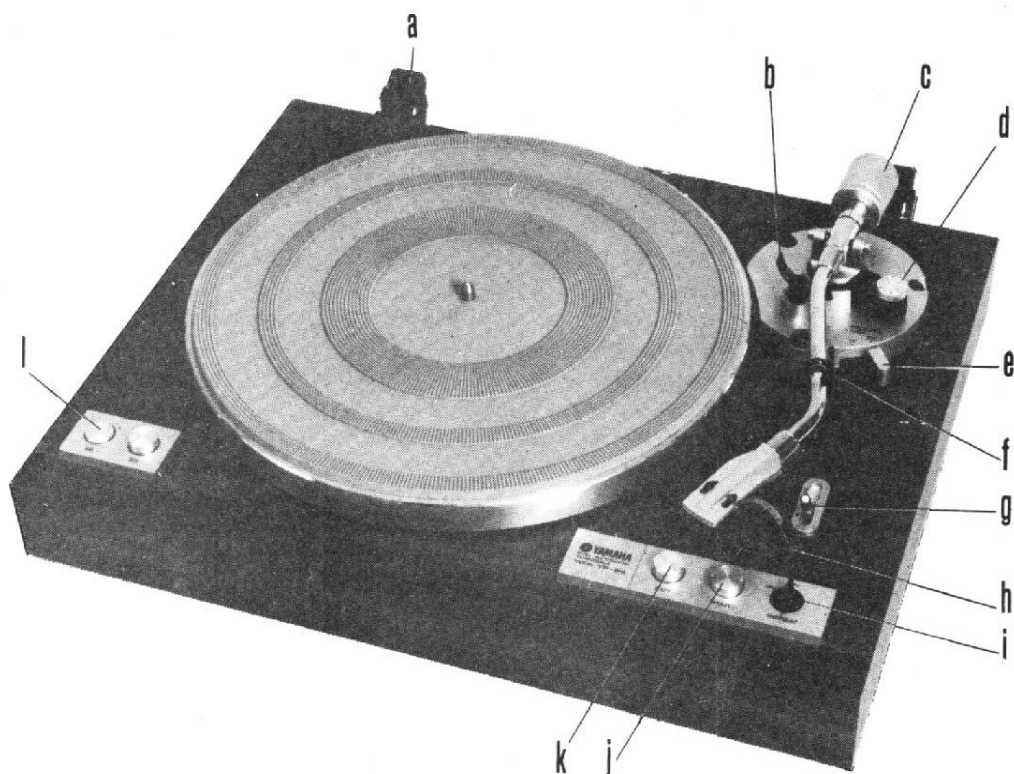


PHOTO A

- a Charnière pour couvercle
- b Lève-bras
- c Contre-poids
- d Anti-skating
- e Diamètre du disque
- f Support de bras
- g Commande de lève-bras
- h Coquille porte-cellule
- i Répétition du disque
- j Touche départ automatique
- k Touche retour automatique
- l Sélection de la vitesse

Le système automatique assure la pose, le retour, le démarrage du moteur, et la répétition. Le fonctionnement s'obtient en appuyant sur la touche de départ, le moteur se met à tourner, le plateau également, un levier entraîné par l'axe du plateau entraîne un pignon-came (en blanc sur la photo) qui embraye sur l'axe du plateau et met en branle l'automatisme. Le bras se place au diamètre choisi au pied du bras, en fonction du sélecteur de vitesse. Les disques 45 tours 30 cm, et les 17 cm 33 t/mn seront lus automatiquement. Une fois le bras en place, le lève-bras commande une descente amortie, et le pignon-came s'arrête, faute de dents...

En fin de disque, le bras entraîne le levier, la came se remet à tourner pour ramener le bras en position de repos. La coupure manuelle est obtenue en simulant une fin de disque par commande du levier.

Le fonctionnement manuel est obtenu de façon simple, on avance le bras et le plateau se met à tourner. On bénéficiera du retour automatique en fin de disque.

Nous retrouvons ici les techniques chères à Dual, Garrard et leurs confrères. Le débrayage

du système automatique permet d'éviter les fluctuations de vitesse en cours de lecture.

Pour le bras, nous avons un système classique, réglage d'antiskating par ressort, bras équilibré statiquement, bague d'étalonnage de la force d'appui, le contre-poids est découplé par bague de caoutchouc, une technique antivibratoire bien connue.

La commande de lève bras assure une descente lente et une remontée rapide, un lève bras par conséquent bien conçu et

pour la rapidité de la commande et pour la douceur de la pose.

La coquille porte-cellule est démontable, sa forme lui donne une rigidité intéressante. Un morceau de feutre amortit certaines vibrations, une préoccupation à la mode. Un point gravé donne la position de la pointe procurant le minimum d'erreur de piste. Un bon point pour ce système qui n'exige pas de gabarit.

Contacts plaqués or pour la sortie du signal de cellule, l'or s'arrête aux broches...

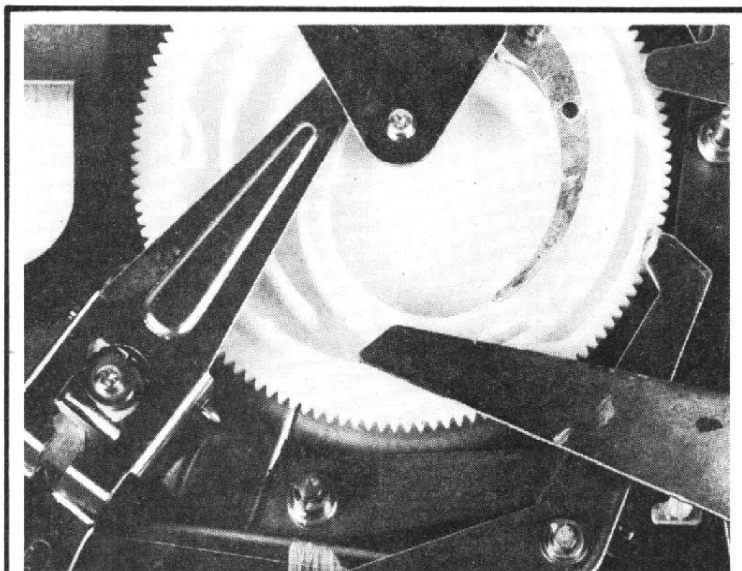


Photo B. - Paysage familier : la came de l'automatisme.

Mesures

Ces mesures, vous les retrouverez expliquées dans le numéro spécial du Haut-Parleur consacré partiellement aux mesures en Hi-Fi.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,04 % en mesure pondérée à 33 et 45 t/mn. Très bonne valeur pour un système aussi simple, l'automatisme ne gâche rien.

La vitesse de rotation du plateau est un peu supérieure à la vitesse nominale, écart mesuré : + 0,6 % sans dépoussiéreur, passe à moins de 0,2 % avec dépoussiéreur.

A 45 t/mn, la vitesse est la même, sans dépoussiéreur, avec ce dernier, le ralentissement est moindre, le balai se trouvant plus près du centre.

Le synchronisme du moteur n'empêche pas le ralentissement, un glissement se produit toujours entre la poulie motrice et la courroie, il est donc bon de prévoir une vitesse un peu supérieure à la nominale, ce que le constructeur a fait.

Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 37 dB, il passe à 66 avec pondération (courbe Din B).

De bonnes performances dans l'ensemble compte tenu de la spécialisation du produit.

Conclusion

Hormis la présentation assez japonaise il faut le reconnaître, nous avons là une conception tout à fait classique, celle que l'on trouvait associée à des tourne-disques à galet. La came entraînée par le plateau a toujours droit de cité même si la courroie a remplacé le galet.

Caractéristiques techniques

Platine

Entraînement : par courroie.
Moteur : synchrone - 4 pôles.
Vitesses : 33 1/3 et 5 tpm.
Plateau : 30 cm (11 3/4") alu moulé. 1100 g.
Pleurage et scintillement : < 0,07%.
Rapport signal/bruit : > 55 dB (IEC-B). > 62 dB (DIN-B).



Photo C. - Détail de l'articulation du bras soulignant la propreté de l'exécution.

Bras

Type : en S, équilibré statiquement.

Longueur effective : 210 mm (8 1/4").

Dépassement : 10 mm (3/8").
Force d'appui : 0 à 3 g. (de 0,5 en 0,5 g).

Lecture force d'appui : contre-bague graduée.

Compensation poussée lat. : à ressort. Lecture directe.

Poids de la cellule : 4 à 11 g.
Coquille : aluminium moulé.

Généralités

Automatismes : lecture retour, arrêt, répétition.

Pieds : amortisseurs composites.

Couvercle : acrylique gris fumé,

charnières à friction dégonflables.

Finition : noyer.

Alimentation : 110-130/ 220-240 V. 50/60 Hz.

Consommation électrique : 9 W.

Dimensions (L x H x P) : 435 x 150 x 347 mm.

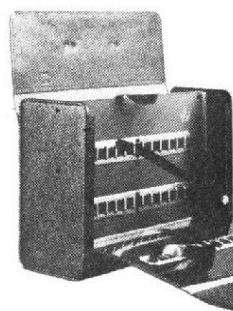
Poids : 7 kg.

Parat

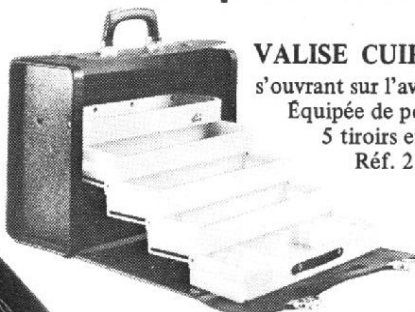
UN GESTE ET VOUS AVEZ TOUT SOUS LA MAIN

la sacoche universelle CUIR ou SKAI

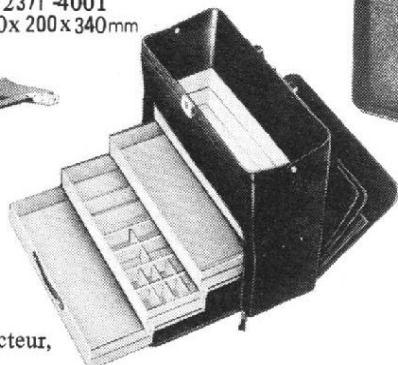
NOUVEAU MODELE • INTERIEUR en A.B.S. pour toutes professions



VALISE CUIR et A.B.S.
fond métal, s'ouvrant sur l'avant, se ferme sur le dessus. Équipée de poignée et 2 serrures, avec parois porte-outils intermédiaires mobiles.
Poche intérieure.
Réf. 2371-4001
dim. 440x 200 x 340mm



VALISE CUIR et A.B.S.
s'ouvrant sur l'avant, se ferme sur le dessus.
Équipée de poignée et de 2 serrures principales, avec 5 tiroirs et emplacement arrière de 40 mm.
Réf. 2110-4001 Dim. 440x130x330mm



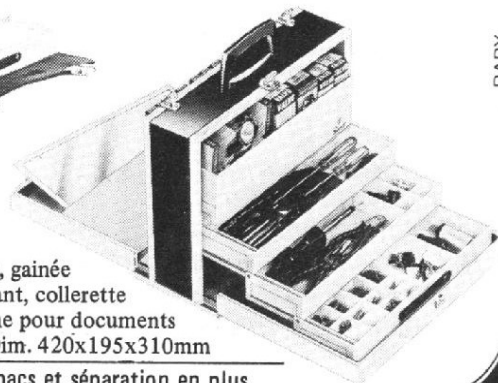
PARAT MODELE SPÉCIAL « DOCTEUR »

Sacoche-serviette très élégante et rationnelle. Un côté ouvrant 4 tiroirs, l'autre côté documents. Dessus avec collerette pour tensiomètre, stéthoscope, pour docteur, représentants etc.....

En SKAI 180-1001- Dim. 450x150x300mm
En SKAI 181-0401- Dim. 450x180x300mm

VALISE MODELE SPÉCIAL TÉLÉVISION

Jolie, légère, en aluminium, gainée comprenant 5 tiroirs rentrant, collerette bacs. Sur l'autre côté, poche pour documents et glace. Réf. 125-1201 Dim. 420x195x310mm



Nombreux modèles, demandez le catalogue. Nos modèles sont vendus sous vides. Collerette, bacs et séparation en plus.

Renseignements documentation

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)

En vente chez votre grossiste habituel

3, rue Castérès 92110 CLICHY Tél. 737 34 30/31

LES MAGNETOPHONES REVOX



A77 et B77

UNE confrontation qui n'en n'est pas une, celle de deux magnétophones qui sont sortis à 10 ans d'écart. Nous avons repris un magnétophone A77 qui avait été acheté en 1969 qui a eu une vie que l'on peut qualifier de normale et les têtes ne sont pas encore très usées. Ce magnétophone, nous l'avons repris pour le comparer à un B77. Un neuf contre un vieux, le match ne paraît pas régulier, mais si par hasard on reprend les caractéristiques officielles des deux appareils on se rend compte que le A77 se retrouve à pied d'égalité avec le B77.

Nous avons tout de même fait quelques mesures sur le A et sur le B, finalement, le A ne se porte pas mal du tout malgré son âge. Un magnétophone qui vivra encore une dizaine d'années.

Nous avons aussi confronté les appareils sur le plan présentation, les photos en feront foi. Nous utilisons le A77 depuis pas mal de temps et avons été séduit par le B77. Le B77 est nettement plus moderne, et plus pratique il fait appel à des techniques plus sophistiquées, plus actuelles. Le A700 possédait quelques atouts de ce côté, nous en avons retrouvés sur le B77.

Présentation

Le coffret de noyer a été remplacé par un matériau plastique traité Nextel un revêtement de 3M qui résiste à pas mal de choses et peut être nettoyé. Ce revêtement se présente comme une sorte de velours très mat. Les portebobines métalliques ont également reçu ce traitement. Disparition du plastique pour le capot des têtes et pour le volet de protection.

Le B77 est un peu plus grand que son aîné, il reçoit aussi les bobines de 26,5 cm de diamètre soit métalliques avec adaptateur facile à utiliser soit plastique à petit trou et étoile centrale.

La section mécanique a été équipée d'une cisaille à bande qui permet de réaliser facilement des montages lorsqu'on

possède des collants prédécoupés. Une innovation qui intéressera pas mal de monde. Cette cisaille est loin d'être un gadget, les lames de coupe sont pressées l'une contre l'autre par ressort. Du beau travail.

Pour les commandes, le changement de la disposition du panneau est radical. Les vumètres ont conservé leur place, c'est pratiquement le seul point commun aux deux appareils. Au dessous des vumètres, nous avons un clavier, les touches ont vu leur course diminuer et sont de ce fait nettement plus confortables à manipuler.

Les entrées sont sensiblement les mêmes, la disposition concentrique des boutons a disparu pour faire place à une superposition. Les touches pousse-pousse associées aux

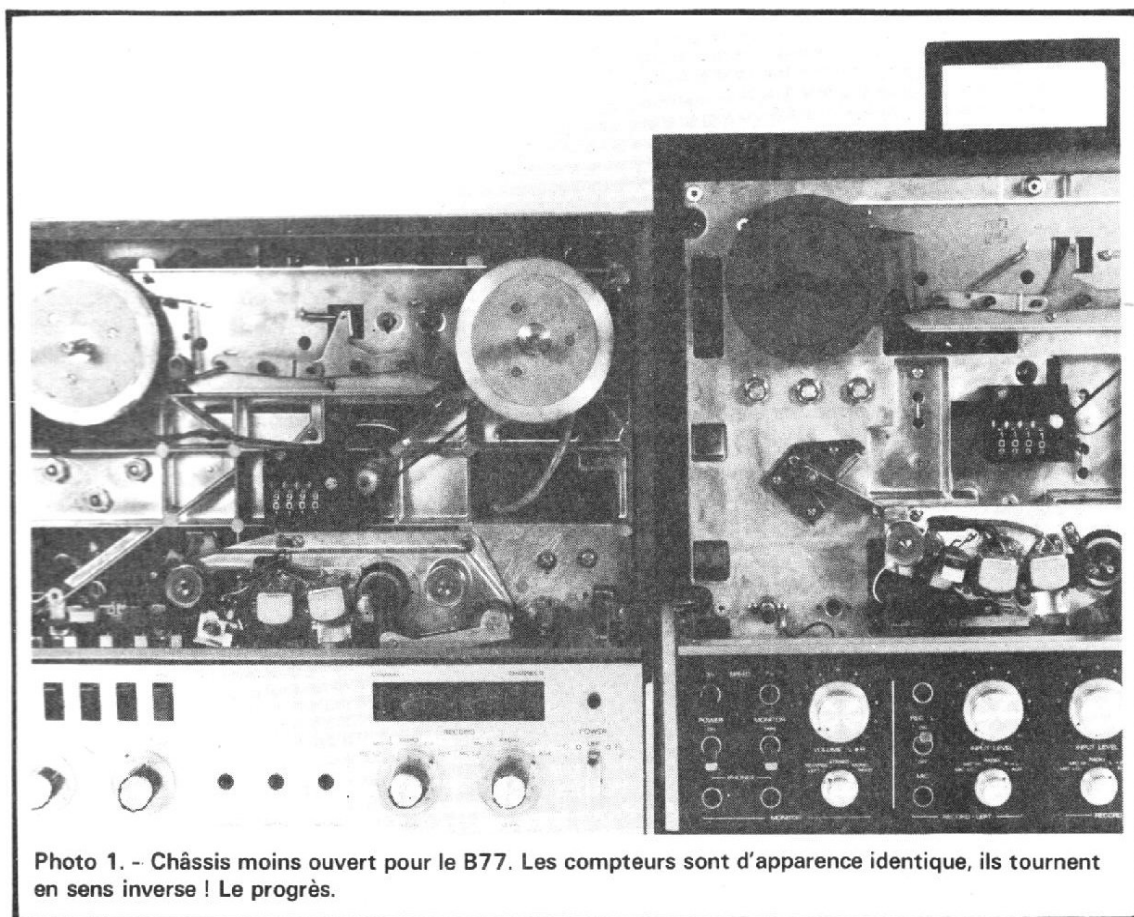


Photo 1. - Châssis moins ouvert pour le B77. Les compteurs sont d'apparence identique, ils tournent en sens inverse ! Le progrès.

vu-mètres ont été remplacées par des inter à levier, l'indication d'entrée en service de la fonction enregistrement se faisant grâce à deux voyants. Au centre des vu-mètres, nous avons une autre indication, elle concerne le niveau de crête, une fonction qui ne figurait pas sur le A77.

Les commandes de sorties ont été simplifiées, nous avons deux prises de casque en façade. Le sélecteur de mode d'écoute est conservé, mais les commandes de volume n'existent plus que pour le casque. Deux axes d'ajustement de niveau ont été prévus à l'arrière.

Deux touches sélectionnent la vitesse. Derrière le volet basculant, nous découvrons un bouton de sélection du diamètre des bobines (pour le couple d'entraînement et de freinage). Un autre bouton est là, il sert au montage et joue plusieurs rôles. La touche de coupure des moteurs de rebobinage a disparu, c'est un bien. Plus de touche non plus pour la coupure des haut-parleurs, même leurs prises ont disparu.

Si la face avant s'est sensiblement garnie, le fonctionnement s'est trouvé simplifié. Un

exemple : le passage d'une vitesse à l'autre ne passe plus par la coupure de l'alimentation.

La longue poignée du A77 est remplacée par une plus courte, un détail physique sans réelle importance. La poignée est en fait plus utile qu'on pourrait le croire de prime abord.

A l'arrière du magnétophone, les prises de sortie ont changé de place. La poignée ne gêne plus leur accès. La prise de télécommande ne nécessite plus de bouchon et une prise de variation de vitesse est venue prendre place. En plus, nous avons un emplacement pour une prise de synchronisation de diapositives. Le B77 garde la vocation numéro 1 de l'audiovisuel du A77.

Conception

Plusieurs points importants dans cette nouvelle version. La régulation de vitesse du A77 avait été modifiée, le discriminateur à bobinage chargé de la détection de la vitesse avait été remplacé par un système à cir-

cuit intégré. Dans le B77 nous avons une possibilité de jouer sur la vitesse de défilement par l'intermédiaire d'un boîtier externe de variation.

Une nouveauté intéressante pour les musiciens.

C'est le clavier qui a le plus bénéficié des progrès technologiques. Les propriétaires de A77 savent qu'il ne faut pas enclencher la lecture lorsque les bobines ne sont pas arrêtées. La bande a tendance à se bloquer, à passer entre la bande enroulée et les joues des

bobines. C'est terminé, les gens pressés bénéficient de la sécurité totale. Un détecteur de mouvement signale que la bobine de droite est immobile pour autoriser la lecture qui aura préalablement été mise en mémoire.

Une touche de pause est ajoutée, elle arrête le défilement, en enregistrement comme en lecture pendant que l'on enfonce cette touche. Il fallait auparavant passer par l'arrêt total. Ce n'était pas très pratique.

Gros progrès aussi pour le repérage. Un bouton situé au niveau des têtes rapproche la bande de ces dernières et met en service les circuits de lecture. Les freins sont bloqués, la bande peut tout de même être entraînée manuellement, le repérage est facile. Pour les gens pressés, nous avons une possibilité de déplacement temporaire rapide par les touches d'avance et de retour rapide qui ont alors perdu leur mémoire. Une lecture à grande vitesse est nuisible pour les tweeters. La manœuvre du bouton de repérage à pleine vitesse entraîne l'arrêt. Sécurité avant tout !

Souvenez vous des moteurs qu'il fallait couper et que l'on oubliait de remettre sous tension par la lecture. Un très gros progrès a été accompli avec ce nouveau modèle.

Sur le plan électrique, nous avons une suppression des entrées micro situées sur la face arrière, les jacks ont été maintenus.



Photo 2. - Clavier de commande électronique, vumètres agrandis, présence d'un indicateur de crête intégré au cadran. Entre le cabestan et le guide de droite, une place pour une tête de synchronia.

La prise casque était prévue uniquement pour les casques à haute-impédance, cette particularité a été maintenue, mais la tension de sortie est augmentée. Pratiquement, le B77 supporte très bien, en délivrant un niveau élevé les casques de 8Ω .

La tension de sortie est ajustable au lieu d'être réglable, dans le A77, le niveau casque dépendait du niveau de sortie principal, ce qui rendait parfois l'écoute difficile. Chaque sortie principale possède son potentiomètre, ce qui autorise un réglage de balance et de niveau.

Technologie

Un coup d'œil sur la liste des composants montre que pour le A77 nous avons 54 transistors, 32 diodes, 4 redresseurs au silicium, 1 photo résistance et 4 relais. Pour le B77, 6 transistors de plus, une diode supplémentaire, 2 redresseurs de moins, 3 relais au lieu de 4 et 10 circuits intégrés en plus avec en prime un LSI qui remplace 4 ou 5 CI, nous ajouterons encore un photocoupleur, 4 triacs et 5 Led.

Les relais ont été remplacés par des triacs et par des circuits intégrés logiques, dont le LSI. Plus de liaisons entre les contacts des relais mais un vaste circuit imprimé logique. L'électronique a conservé ses transistors, les quelques pièces

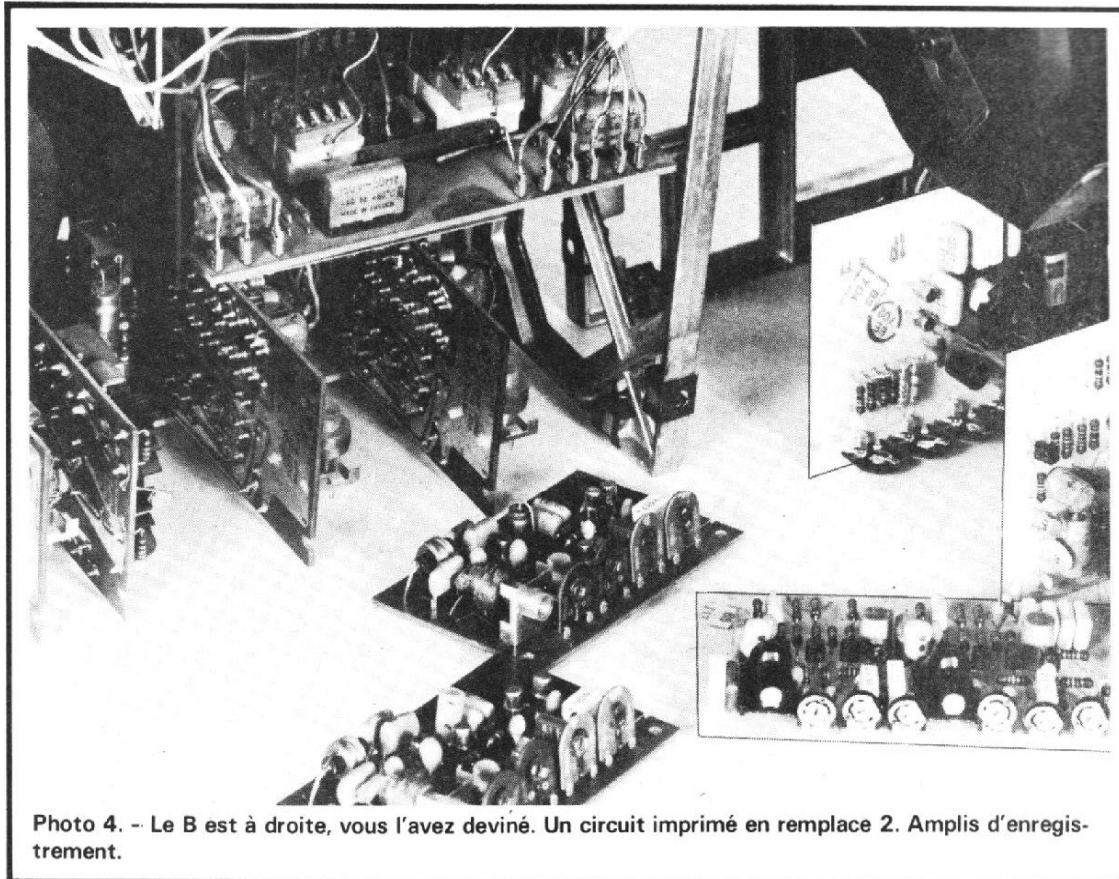


Photo 4. - Le B est à droite, vous l'avez deviné. Un circuit imprimé en remplace 2. Amplis d'enregistrement.

supplémentaires sont réparties tout au long du schéma.

Les relais sont maintenant utilisés pour assurer des commutations de tension et non celle d'électro-aimants.

Les circuits imprimés se sont modernisés. Nous avons auparavant des circuits à la surface desquels nous avons du cuivre chargé de soudure, aujourd'hui, on économise la soudure. Cette soudure ne vient plus que sur les pastilles où débouchent les queues des composants.

Les connecteurs dorés sont remplacés par des connecteurs rapportés autorisant une plus grande densité de contacts et de composants. Par exemple, nous avons des circuits d'enregistrement répartis sur un seul circuit là où il y en avait deux auparavant.

Le châssis est toujours en alliage moulé, il est plus vaste et moins perforé comme vous pourrez le voir sur les photos.

Le moteur de cabestan est à palier lisse, les premiers moteurs des A77 étaient équipés d'un palier à roulement et d'un autre lisse. Le palier lisse est nettement plus silencieux. Quelques évolutions au niveau de la mécanique, par exemple pour le levier du galet presseur maintenant moulé.

Les interconnexions sont assurées par câbles et connecteurs, le nombre de câbles a diminué fortement.

un système alors que les circuits donnent toute satisfaction.

Les changements les plus importants sont ceux de la régulation électronique de vitesse avec la possibilité de réglage de vitesse qu'elle offre. Nous publions les deux versions de cette régulation à titre comparatif. En fait, la nouvelle régulation était utilisée sur les derniers modèles A77. Figures 1 et 1 bis.

L'amplificateur à transistors est remplacé par un circuit intégré. Le discriminateur de rapport est remplacé par un NE555. Le passage d'une vitesse à l'autre se fait en divisant par deux la fréquence du train d'impulsions, le transistor Q_1 commande la polarisation de la diode D_2 . Cette diode permet d'éliminer, pour la grande vitesse (19 ou 38 cm/s) la moitié des impulsions venant de la bascule Q_3/Q_4 . Il n'y a pas besoin ainsi de changer les constantes de temps du monostable. La tension de sortie du monostable est intégrée pour commander le transistor Q_2 . Ce transistor sert de résistance variable, il permet de régler la valeur du courant alternatif dans le moteur de cabestan par l'inter-

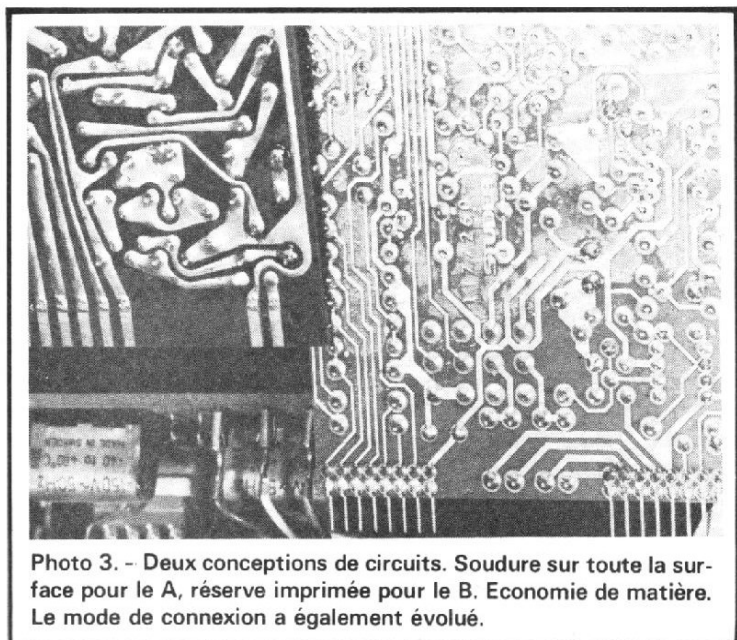


Photo 3. - Deux conceptions de circuits. Soudure sur toute la surface pour le A, réserve imprimée pour le B. Economie de matière. Le mode de connexion a également évolué.

Schéma

Ce qui nous a frappé est que les circuits électroniques, hormis la logique, avaient très peu évolués. Nous avons retrouvé les mêmes transistors qu'il y a dix ans. Pourquoi changer tout

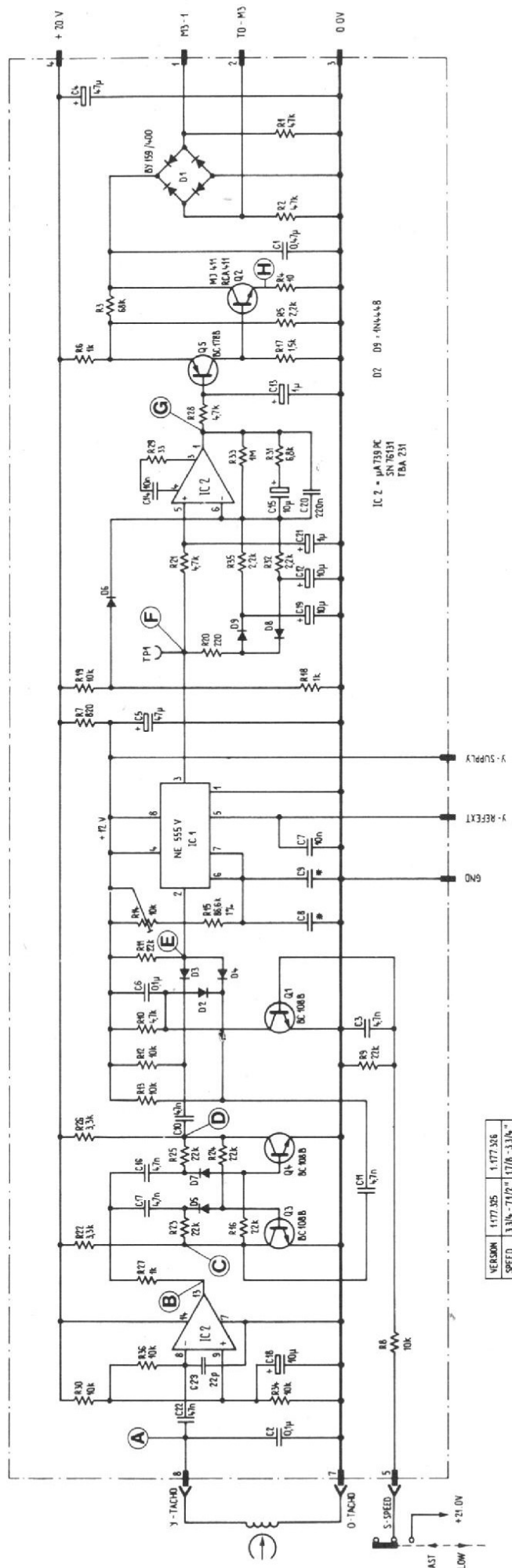
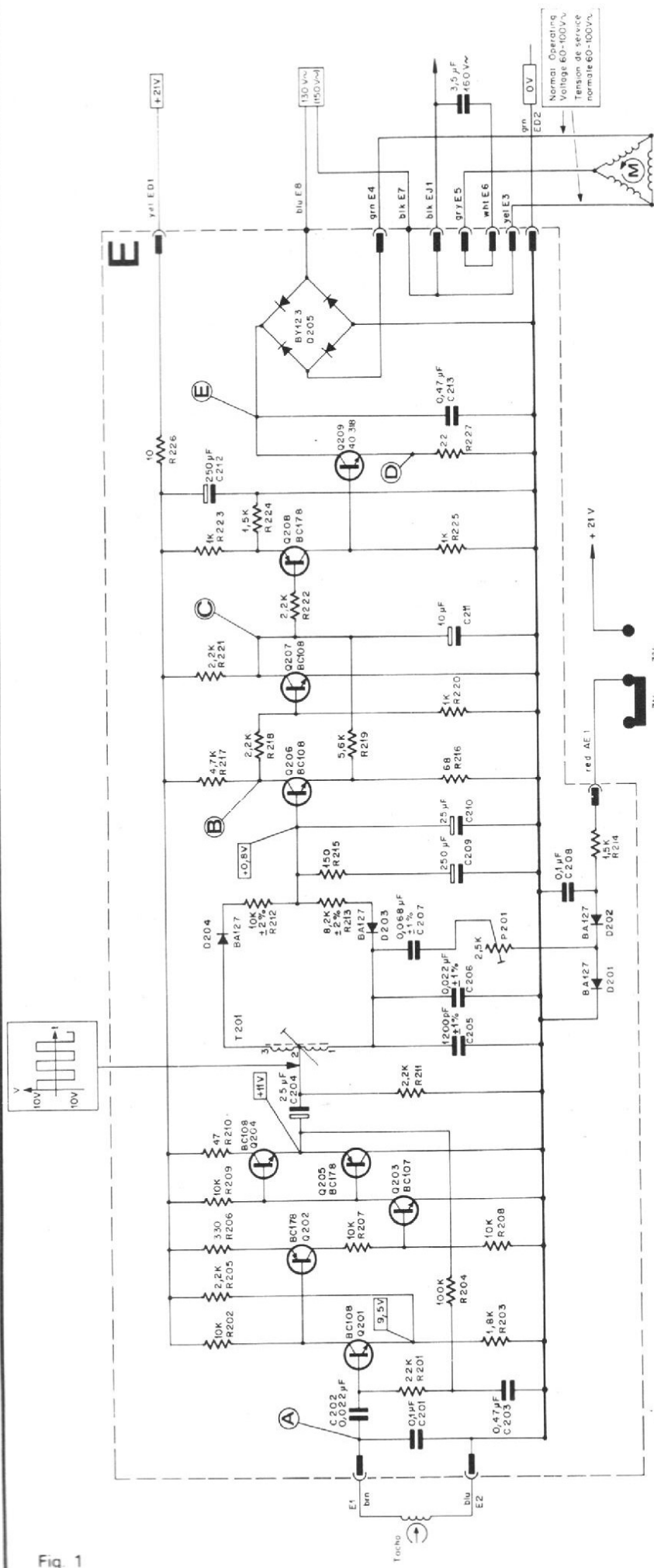


Fig 1

VERSION	1477305	1477306
SPEED	3.3% - 747°	1478-3.3%
* C8	67n	2.5n
* C9	67n	40n

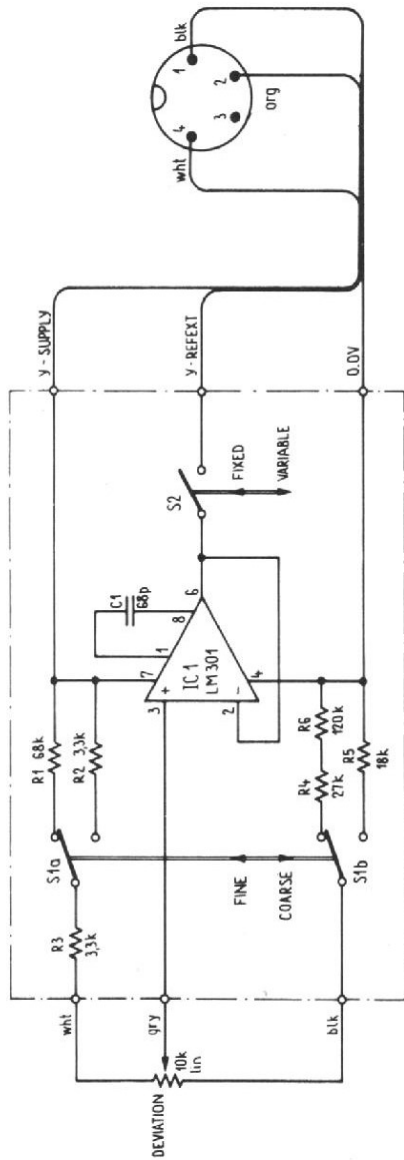
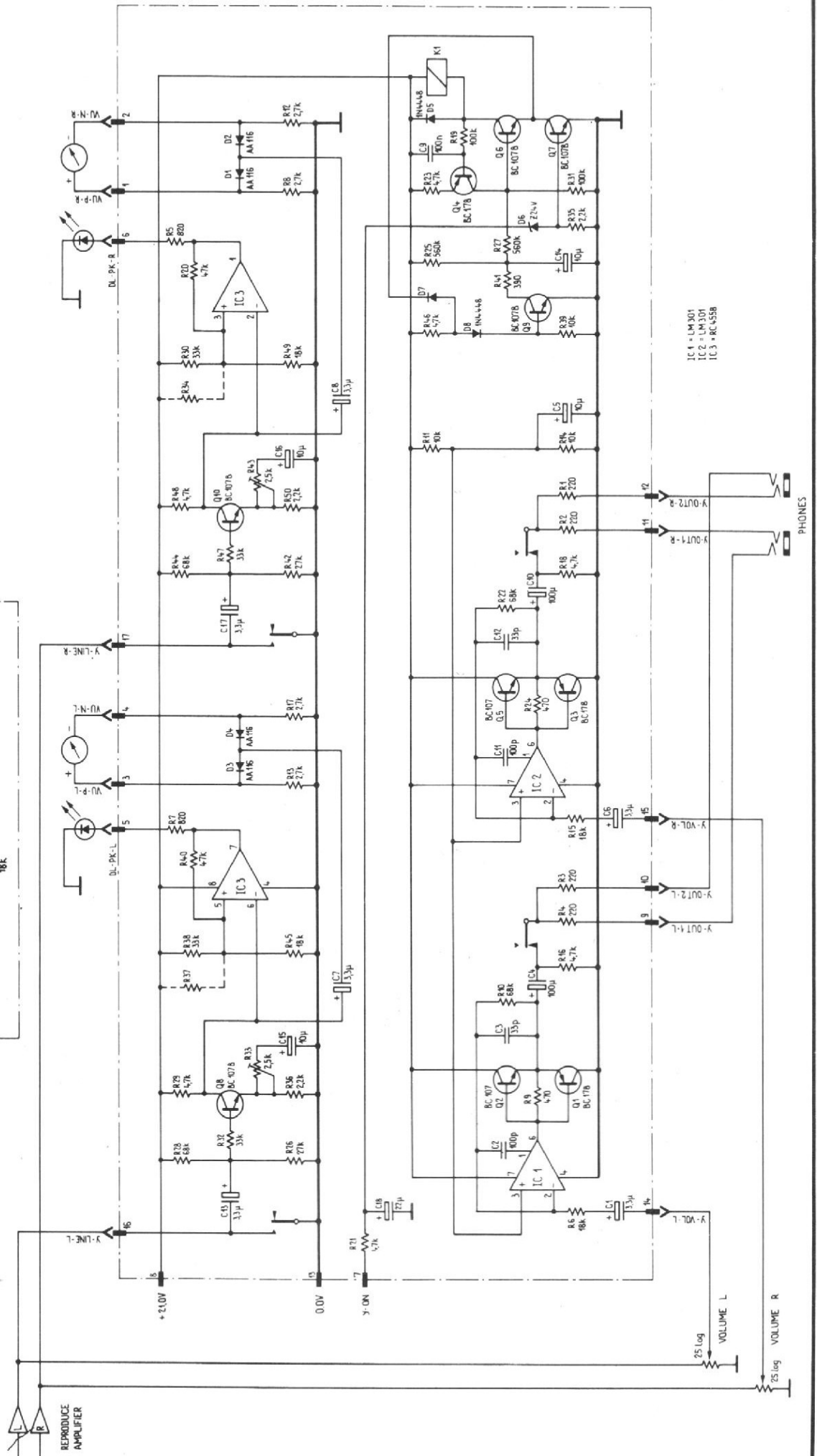


Fig. 2



IC1 - LM301
 IC2 - LM301
 IC3 - BC455B

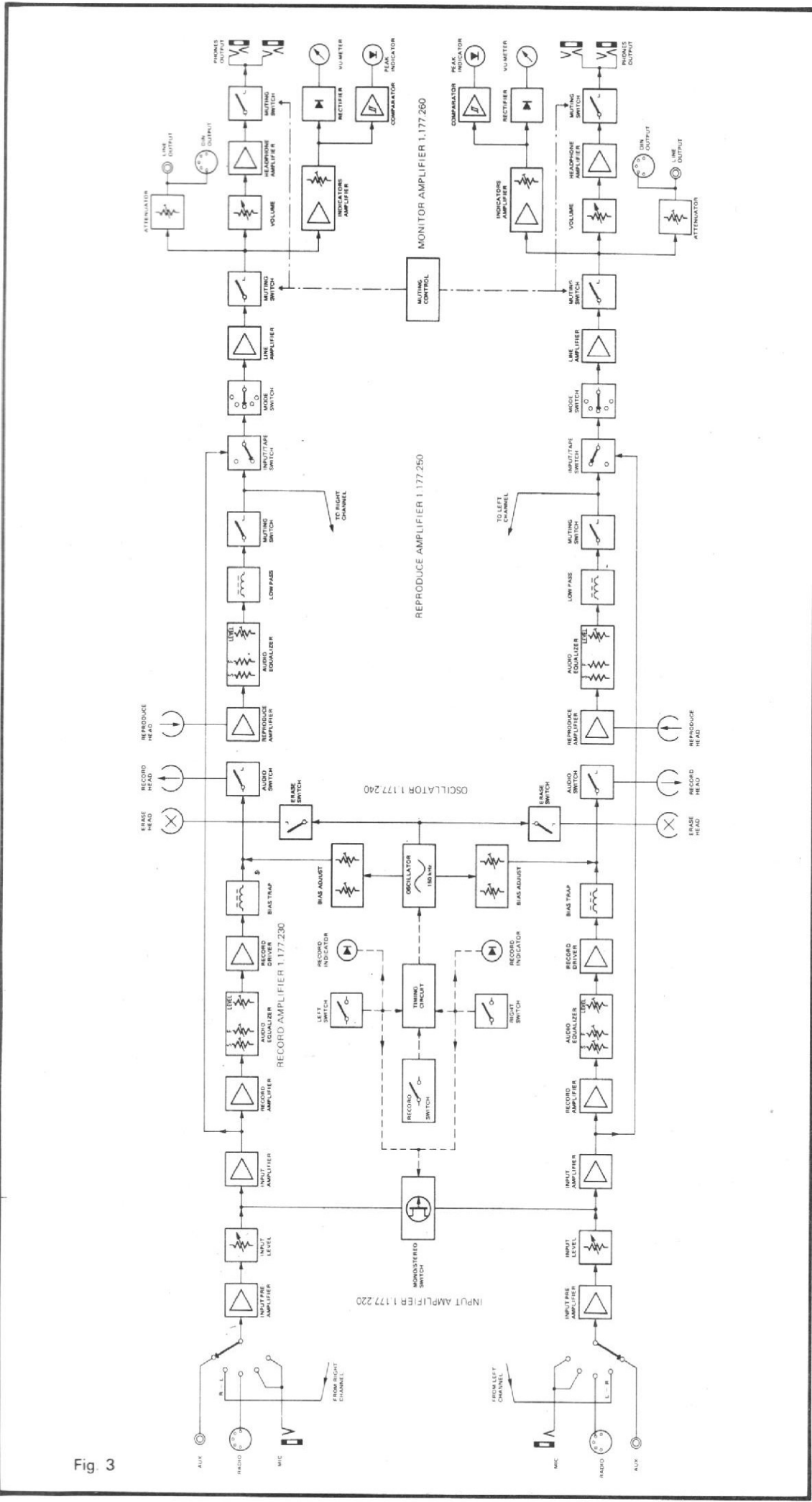


Fig. 3

médiaire du pont redresseur. Ce pont est utilisé pour les deux appareils.

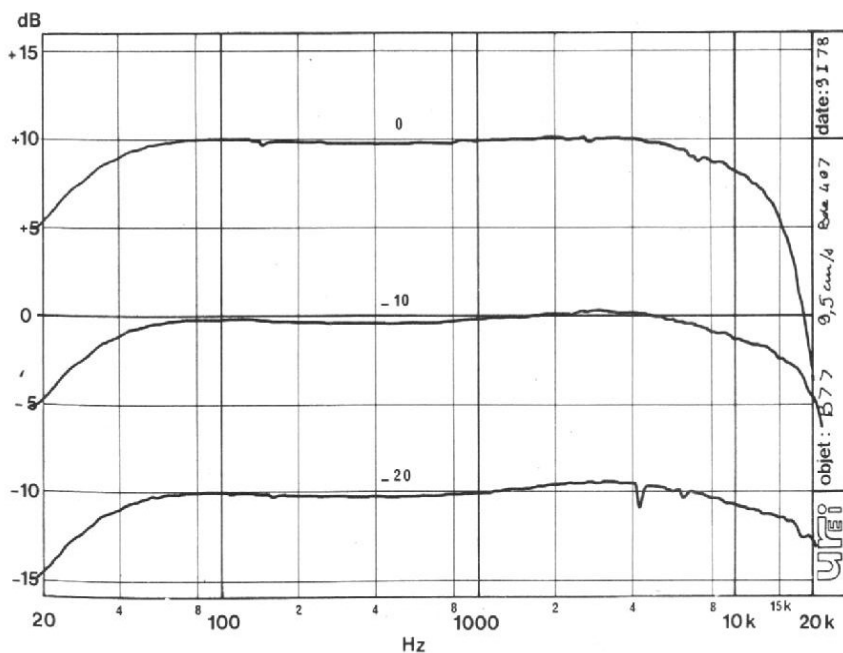
La variation de vitesse s'obtient en agissant sur une entrée auxiliaire de circuit intégré. Cette entrée est une entrée de modulation de la durée de la constante de temps du monostable. Le NE 555 fonctionne à partir d'un comparateur, l'entrée 5 modifie la tension de référence du comparateur. Le circuit intégré du variateur de vitesse est un générateur de tension à basse impédance. Deux plages de réglage sont offertes par changement des résistances de butée du potentiomètre.

La figure 2 correspond aux indicateurs de modulation et aux amplificateurs de sortie casque. Nous avons également en sortie un amplificateur de commande de relais qui sert de temporisateur. Ce relais commande les contacts de court-circuit des sorties (il manque d'ailleurs le contact de gauche). Ces contacts court-circuitent les sorties au moment de la mise sous tension du magnétophone. Les propriétaires de A77 savent que lors de la mise sous tension, il est préférable de ne pas assurer la liaison avec les enceintes, la charge des condensateurs produit une impulsion en sortie du magnétophone, impulsion qui peut être préjudiciable à la vie des HP. Le constructeur a ici apporté son remède, court-circuit de la sortie.

Les vu-mètres sont attaqués par un système de diodes et de résistances, les crête-mètres sont des triggers de Schmitt qui mémorisent les crêtes. Le niveau d'étalonnage relatif du vu-mètre et du crête-mètre est ajusté par R₃₇, R₃₃ règle le niveau commun aux deux instruments.

Pour le A77, nous avons uniquement la section VU.

Dans le bas du schéma nous trouvons les amplificateurs de casque. Ils utilisent des circuits intégrés et des amplificateurs opérationnels. Les transistors de sortie ont la particularité de ne pas être polarisés. La contre-réaction se charge de supprimer la distorsion de croisement. Les résistances en série avec la sortie permettent



Courbe A. - Bande passante du Revox B77 à 9,5 cm/s. Bande Ampex 407.

de court-circuiter une sortie (casque de 8 Ω par exemple) tout en autorisant le fonctionnement d'un casque de 400 Ω sur l'autre sortie.

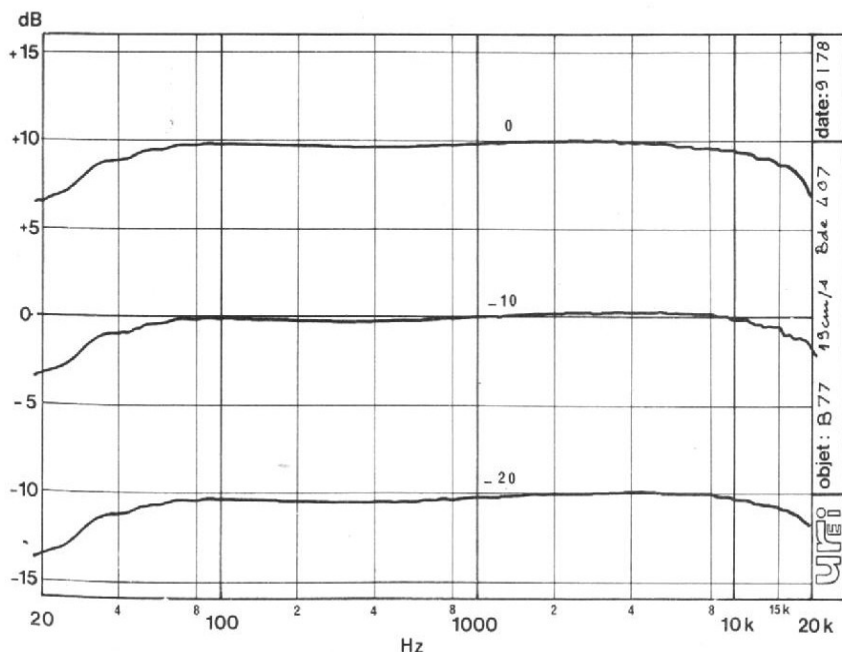
Pour les autres sections, nous avons constaté quelques commutations de type statique, commutation mono/stéréo, silencieux à divers endroits que vous retrouverez sur la synoptique de la figure 3, un synoptique qui malheureusement est en anglais. Successi-

vement, de la gauche vers la droite; amplificateur d'entrée, ampli d'enregistrement, oscillateur et prémagnétisation, amplificateur de reproduction amplificateur de contrôle.

Mesures

La mesure d'un magnétophone est fonction de la bande magnétique qui est utilisée. Le

magnétophone Revox B77 est réglé pour une bande Revox 601, bande qui est en fait une Scotch 207, la firme Studer ne fabriquant pas encore ses bandes magnétiques! Nous avons essayé le B77 avec une bande Ampex 407, bande dont nous trouvons le 07 de 207, une bande qui, d'après les indications d'Ampex est équivalente à la 207. Deux vitesses de défilement, deux séries de mesures.



Courbe B. - Bande passante du Revox B77 à 19 cm/s. Bande Ampex 407.

Pleurage et scintillement. Il s'agit de mesurer la régularité de défilement de la bande. Nous avons effectué un enregistrement d'une fréquence pilote, enregistrement suivi d'une lecture et d'une mesure. Le taux de pleurage et de scintillement pondéré est de 0,02 à 0,05 % suivant la position relative bande/cabestan galet presseur. D'excellentes performances. A 19 centimètres par seconde, nous avons obtenu un taux de pleurage situé entre 0,03 et 0,06 %, toujours d'excellentes valeurs.

Le magnétophone A77 acheté en 1969 nous a donné satisfaction en 9,5 centimètres par seconde avec 0,04 à 0,05 % mais à 19, le taux mesuré est de 0,1 %, c'est pas mal, une révision s'impose, peut être le remplacement du roulement du moteur ou un réglage de la régulation...

Taux de distorsion harmonique. Il a été mesuré à 1 000 Hz en utilisant la mesure du taux de distorsion global. A 0 VU sur le B77, nous avons trouvé 0,9 % à 9,5 cm/s et 0,76 à 19 cm/s. A l'allumage de la diode Led, nous avons trouvé 3 % à 9,5 cm/s et 1,7 % à 19. Pour cette dernière vitesse, une surmodulation de 2 dB supplémentaire est possible.

Deux mesures aussi pour le rapport signal sur bruit. A 9,5 cm/s, nous avons trouvé, avec le réseau de pondération NAB A 62,5 dB et 68 à 19 cm/s. Le constructeur annonçait 63 dB à 9,5 cm/s et 66 à 19. Des mesures qui sont donc pratiquement conformes aux caractéristiques du constructeur, très voisines pour la vitesse de 9,5 cm/s et meilleures à 19 cm/s. Un réglage de la prémagnétisation permettrait sans doute de gagner un dB. Nous avons effectué ces mesures après démagnétisation des têtes, nous avons constaté un défaut détériorant le résultat de plusieurs dB et, alertés, nous avons du procéder à un « nettoyage magnétique ».

Sur le A77, nous avons mesuré un taux de distorsion harmonique de 1 % à 0 VU à 9,5 cm/s et de 1,1 % à 19. Pour cette dernière mesure, les fluctuations de vitesse inter-

viennent en modulant en fréquence la fréquence du signal. La surmodulation possible pour atteindre 3% de distorsion est de + 6,5 dB à 9,5 cm/s et de + 11 dB à 19.

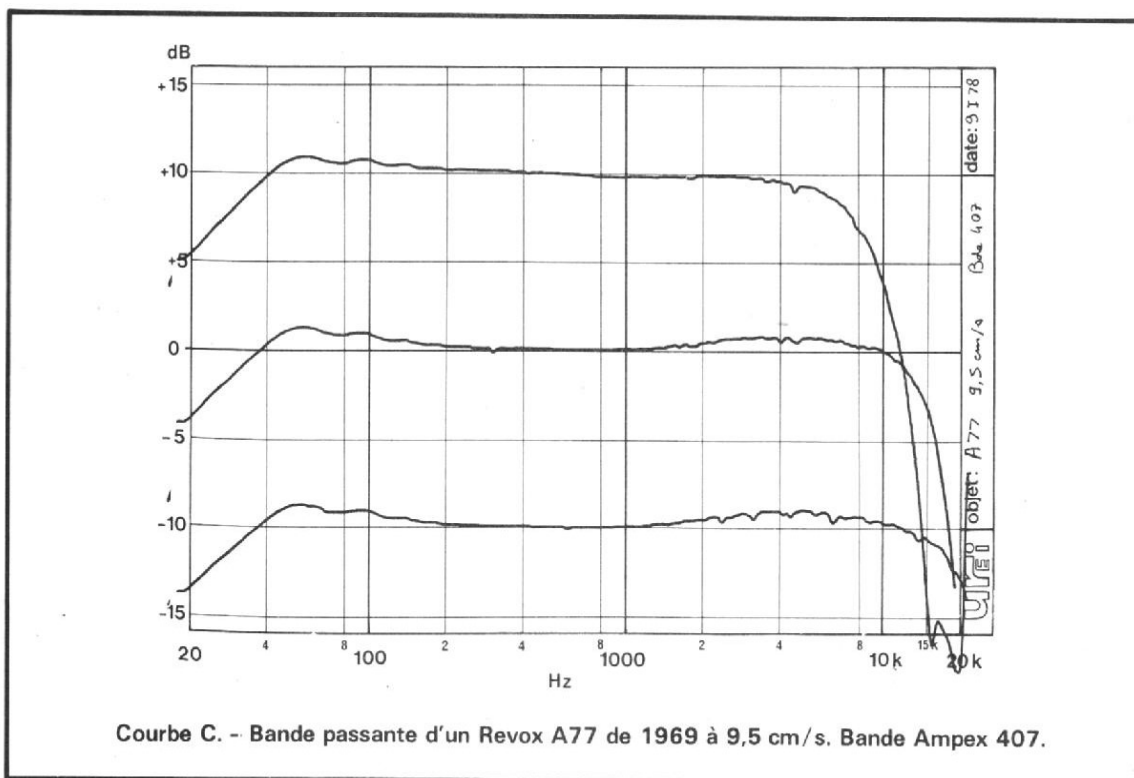
Très bon rapport signal sur bruit: 68 dB à 9,5 cm/s et 71,5 dB à 19, pour 5% de distorsion. Un magnétophone aux très bonnes performances. Nous devons préciser que les réglage de ce A77 ont été faits sur la bande 407, ce qui peut expliquer ces performances apparemment meilleures?

Bande passante

Les quatre mesures de bande passante montrent une certaine différence en particulier dans l'aigu. On s'aperçoit qu'avec les nouvelles têtes, l'aigu est beaucoup mieux reproduit à haut niveau. Il est possible avec le B77 d'enregistrer un signal à zéro dB sur toute l'étendue de la bande 20-20 000 Hz à 19 cm/s alors qu'avec le A77 cette opération n'est possible qu'à -20 dB. L'extension de la bande passante de notre A77 ne peut se faire qu'aux détriment du taux de distorsion, et de la dynamique.

Conclusions

A contre B. L'ancien contre le nouveau. Les performances des deux appareils sont de même niveau, les transistors sont les mêmes, il n'y a donc pas tellement de raison pour que cela change. Nous sommes sans doute tombés sur un très bon A77 (pour le rapport signal sur bruit) peut être sur un moins bon B77. Une plus complète expertise permettrait de trouver d'autres résultats une seconde démagnétisation pourrait aussi être bénéfique. Ce qui est flagrant, c'est l'amélioration de la réponse dans l'aigu. Notre A77 a peut-être ses têtes



Courbe C. - Bande passante d'un Revox A77 de 1969 à 9,5 cm/s. Bande Ampex 407.

usées, c'est aussi possible. De toute façon, nous avons là deux excellents appareils. Studer en a construit environ 400 000, ce qui constitue sans doute un record. Combien pour le B77, on en construit aujourd'hui 200 par jour. La qualité de la réalisation, la facilité d'emploi, la robustesse, la fiabilité feront de ce B77 un nouveau best seller,

c'est en tout cas ce que nous lui souhaitons, il le mérite réellement.

Etienne LEMERY

Caractéristiques techniques

Entraînement :

Entraînement à 3 moteurs, 2 moteurs AC de bobinage ;

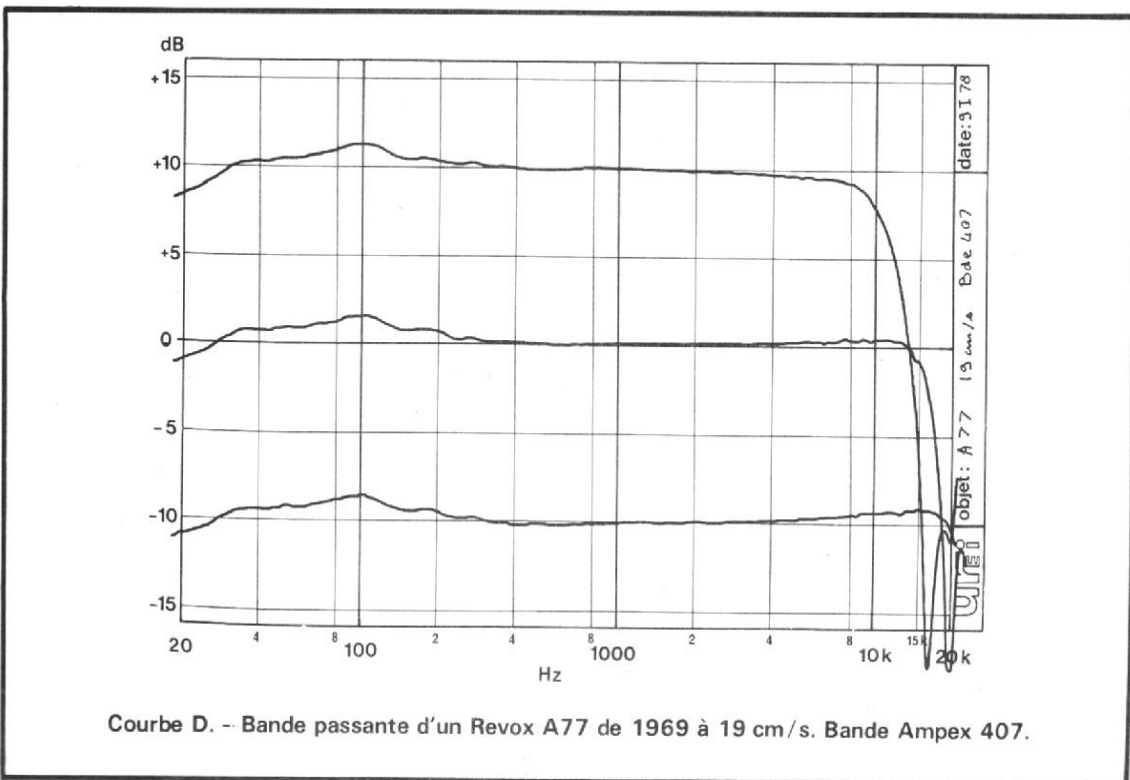
1 moteur AC de cabestan, à régulation électronique.

Vitesse de défilement : 9,5 cm/s et 19 cm/s à commutation électronique.

Tolérance de la vitesse nominale: \varnothing 0,2% avec variation externe de vitesse de 6,5 à 28 cm/s.

Pleurage : (d'après DIN 45507) à 9,5 cm/s meilleur que 0,1% à 19 cm/s meilleur que 0,08%.

Dérive : max. 0,2%.



Courbe D. - Bande passante d'un Revox A77 de 1969 à 19 cm/s. Bande Ampex 407.

Diamètre des bobines :
jusqu'à 26,5 cm (10,5"). Dia-
mètre minimum du noyau :
6 cm.

Tension de bande commutable
(pour les petits noyaux).

Durée de rebobinage
environ 135 sec pour une
bande de 1 100 m.

Commande du mécanisme :
Commande des fonctions par
logique intégrée avec détec-
teur de mouvement.

Commande électronique (sans
contact) des moteurs. Toutes
les fonctions télécommanda-
bles.

Fonctionnement possible de la
télécommande avec interrup-
teur horaire.

Corrections :
(d'après NAB) 9,5 cm/s :
90 μ sec/3180 μ sec.
19 cm/s :

50 μ sec/3180 μ sec.

Réponse en fréquence :
(enregistrement-lecture,
mesurée à - 20 dB VU) à
9,5 cm/s 30 Hz... 16 kHz + 2/
- 3 dB ; 50 Hz. 10 kHz \pm
1,5 dB.

à 19 cm/s 30 Hz. 20 kHz + 2/
- 3 dB ; 50 Hz. 15 kHz \pm
1,5 dB.

Niveau maximum :
514 nWb/m, correspondant à
plus 6 dB VU.

Indicateurs de niveau
Vu-mètres d'après la norme
ASA, avec indicateurs Led des
valeurs de pointe.

**Taux de distorsion harmoni-
que**
à 0 dB VU à + 6 dB VU
(257 nWb/m) (514 nWb/m)

0 dB VU + 6 dB VU
à 9,5 cm/s < 1 % < 3 %
à 19 cm/s < 0,6 % < 2 %

Rapport signal/bruit
(d'après ASA-A, enregistre-
ment-lecture)

2 pistes :
à 9,5 cm/s meilleur que
63 dB.

à 19 cm/s meilleur que 66 dB.
4 pistes :
à 9,5 cm/s meilleur que 59 dB
à 19 cm/s meilleur que 62 dB.

**Amortissement de la diapho-
nie :**
(à 1 000 Hz)

Stéréo plus de 45 dB
Mono plus de 60 dB.

Efficacité d'effacement :
plus de 75 dB à 19 cm/s.

Entrées par canal :
MIC (asymétrique) LO :
position 0,15 mV/2,2 k Ω pour micro-
phones de 50 à 600 Ω
HI :
2,8 mV/110 k Ω pour micro-
phones de 50 Ω ... 20 k Ω
Radio : 2,8 mV/20 k Ω
Aux : 40 mV/220 k Ω
Taux de surcharge de toutes
les entrées : 40 dB (1 : 100).

Sorties par canal :
(niveau à + 6 dB VU, resp.
514 nWb/m).
Output : 1,55 V/RI 390 Ω ;
max. 1,5 k Ω ; max. 1,5 k Ω
avec atténuation ajustable,
max. - 26 dB.
Radio : 1,55 V/RI 4,7 k Ω avec
atténuation ajustable, max.
- 26 dB.
Phones : (2 x) max. 5,6 V/RI
220 Ω court-circuit sans ris-
que, pour casques de 200...
600 Ω .

Raccordement pour :
télécommande du mécanisme
variateur de vitesse
projecteur de diapositives ou
fondu enchaîné (en option).

Composants :
10 IC, 1 LSI, 1 photo-cou-
pleur, 4 triacs,
60 transistors, 33 diodes,
4 Led, 2 redresseurs ; et
3 relais.

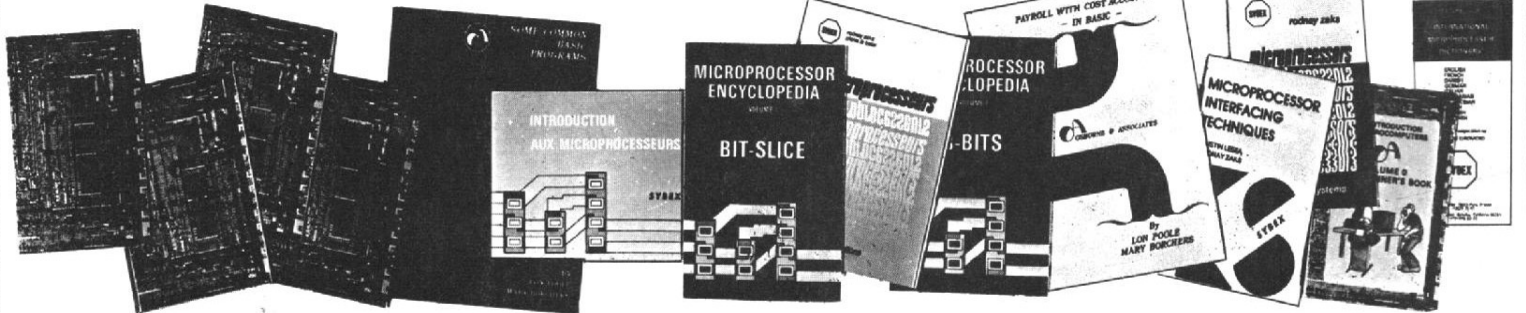
Alimentation :
100... 240 V \pm 10 %
commutable : 100 V, 120 V,
140 V, 200 V, 220 V et
240 V.

50... 60 Hz sans commutation
consommation max. 80 W
Fusible secteur :
100... 140 V : 1 AT
200... 240 V : 0,5 AT.

Poids :
environ 17 kg
Dimensions de l'appareil :
(L x H x P) 452 x 414 x
207 mm.

Dimensions avec bobines de
26,5 cm.
Largeur 538 mm. Hauteur
463,5 mm.

BIBLIOTHEQUE SYBEX



DU CLAVIER AU DISQUE SOUPLE : (VIENT DE PARAÎTRE)



C207 - MICROPROCESSOR INTERFACING
TECHNIQUES, Austin Lesea et Rodney Zaks
350 p. (T.T.C. : 70,62 F) 66 F
BEST-SELLER AUX U.S.A.

C5 - TECHNIQUES D'INTERFACE AUX
MICROPROCESSEURS (Version française de
C207). Disponible Avril 78 (TTC : 95,23 F) 89 F

ENCYCLOPEDIA MICROPROCESSEURS :
— Les données complètes sur tous les princi-
paux microprocesseurs (en Anglais) :
● VOLUME I (8 BITS), ref. E8 66 F
● VOLUME II (BIT-SLICE), ref. E5 66 F

PLUS DE 20 AUTRES TITRES — Catalogue gracieux sur demande.
POUR COMMANDER : port gracieux si le règlement est joint. Port en
sus autrement. Ajouter 7 % T.V.A.

SEMINAIRES DE FORMATION
SUR LES MICROPROCESSEURS
PARIS 22-31 MAI

MICRO/EXPO 78
PARIS 23-24-25 MAI
Salon Microprocesseurs.
Invitation gracieuse
sur demande.



SYBEX-Publications
313 rue Lecourbe
75015 PARIS
Tél. : 828.25.02 Téléc 336311

NOTRE BEST-SELLER EN FRANCE :



C4 - LES MICROPROCESSEURS - du compo-
sant au système. Rodney Zaks et Pierre Le
Beux.
320 p., (T.T.C. : 95,23 F) 89 F

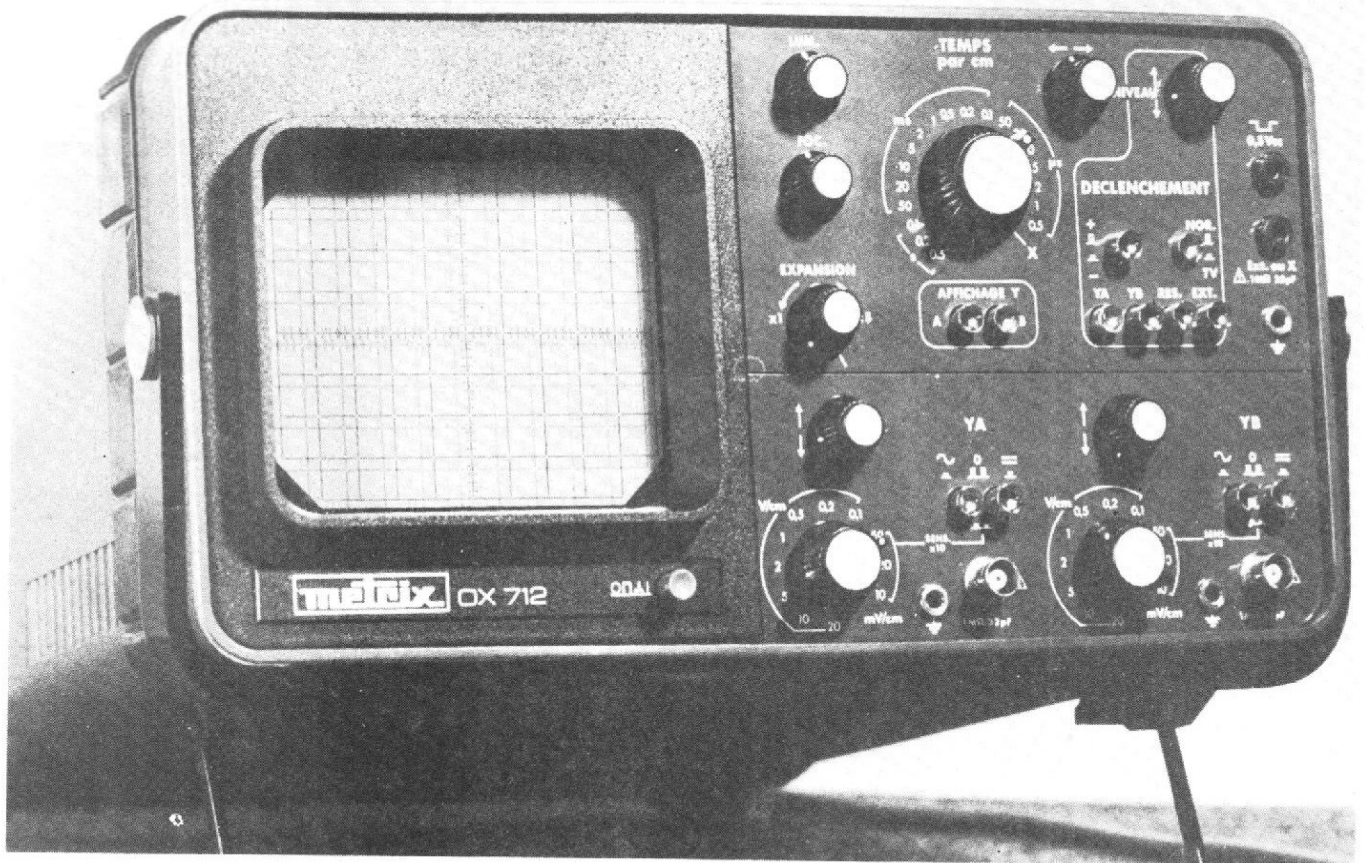
Un ouvrage de base sur les microprocesseurs,
qui après avoir familiarisé le lecteur pas à pas
avec les composants d'un système et les
concepts de base détaille l'interconnexion
d'un système, les techniques d'interface et la
programmation d'un système, ainsi que les ap-
plications et les problèmes de développement
(Maintenant un best-seller aux Etats-Unis).

INFORMATION / COMMANDE

Nom _____ Fonction _____
Société _____
Adresse _____
Ville _____ Tél. _____

Veillez me faire parvenir : ... ex. du livre
Total joint : chèque facturez-moi
 veuillez me faire parvenir votre catalogue détaillé. HTP1

L'OSCILLOSCOPE



METRIX OX 712

L'OSCILLOSCOPE Métrix OX712A est un appareil bicourbe, caractérisé par une bande passante de 15 MHz sur chaque canal, et une sensibilité qui peut atteindre 1 mV/cm. Il est équipé d'une base de temps déclenchée, munie de circuits de synchronisation sur les impulsions de lignes ou de trames des signaux de télévision. Sa présentation, sans en faire un appareil de poche, le rend toutefois aisément portable.

La conception de cet oscilloscope, ne vise à

aucune spécialisation d'emploi, mais en fait un outil suffisamment universel pour qu'il puisse trouver sa place aussi bien dans le laboratoire du technicien, que parmi l'arsenal du dépanneur en télévision, ou sur les chantiers nécessitant des travaux de maintenance.

I - Résumé des caractéristiques

Tube cathodique :

- type à post-accélération (3 kV),
- tube rond, de 130 mm de

diamètre, avec une surface utile rectangulaire de 8 x 10 cm.

Amplificateurs verticaux

- Les deux traces peuvent s'afficher séparément, ou simultanément.
- En affichage simultané, le mode est découpé pour les vitesses lentes (jusqu'à 1 ms/cm), puis alterné pour les vitesses rapides.
- Bande passante de 0 à 15 MHz pour une sensibilité de 10 mV/cm à 5 V/cm (à 3 dB). Temps de montée : 23 ns.
- La sensibilité peut être portée à 1 mV/cm, mais la bande passante est alors réduite de 10 Hz à 2 MHz.

- Impédance d'entrée : 1 M Ω , en parallèle sur 32 pF.

Amplificateur horizontal.

- Pour une attaque extérieure, la bande passante s'étend de 5 Hz à 800 kHz, à 3 dB.
- La sensibilité, de 1 V/cm, peut être portée à 200 mV/cm à l'aide de la loupe électronique.
- Déphasage entre les voies X et Y : $< 1^\circ$ à 1 kHz ; $\leq 3^\circ$ à 30 kHz.

Base de temps :

- vitesses calibrées de 500 ms/cm à 500 ns/cm, en 19 positions.
- Expansion x 5, amenant la

vitesse la plus rapide à 100 ns/cm.

- Déclenchement sur les canaux A ou B, sur le réseau, ou sur une source externe.

- Mode normal ou TV. En mode TV, la synchronisation s'effectue sur les impulsions de lignes pour les vitesses de 500 ns/cm à 50 μ s/cm, et sur les impulsions de trame pour les vitesses plus lentes.

- Relaxation automatique en l'absence de signal, sauf pour les vitesses très lentes (de 100 ms à 500 ms/cm).

Dimensions : hauteur : 180 mm ; largeur : 340 mm ; profondeur : 450 mm (515 mm avec le capot de protection prévu pour le transport). Masse : 7 kg.

II - Présentation générale

Equippé de son capot de protection (fig. 1), le Métrix OX712A se présente sous une forme compacte, facile à saisir par sa poignée mobile qui sert aussi de verrou de fermeture. Deux ceintures de caoutchouc enserrant le boîtier, construit dans un matériau moulé d'apparence solide.

En position de travail, une béquille escamotable permet d'incliner tout le corps de l'appareil. Sur la face avant (voir notre photographie de tête), toutes les commandes sont regroupées à droite du cache qui entoure l'écran. La

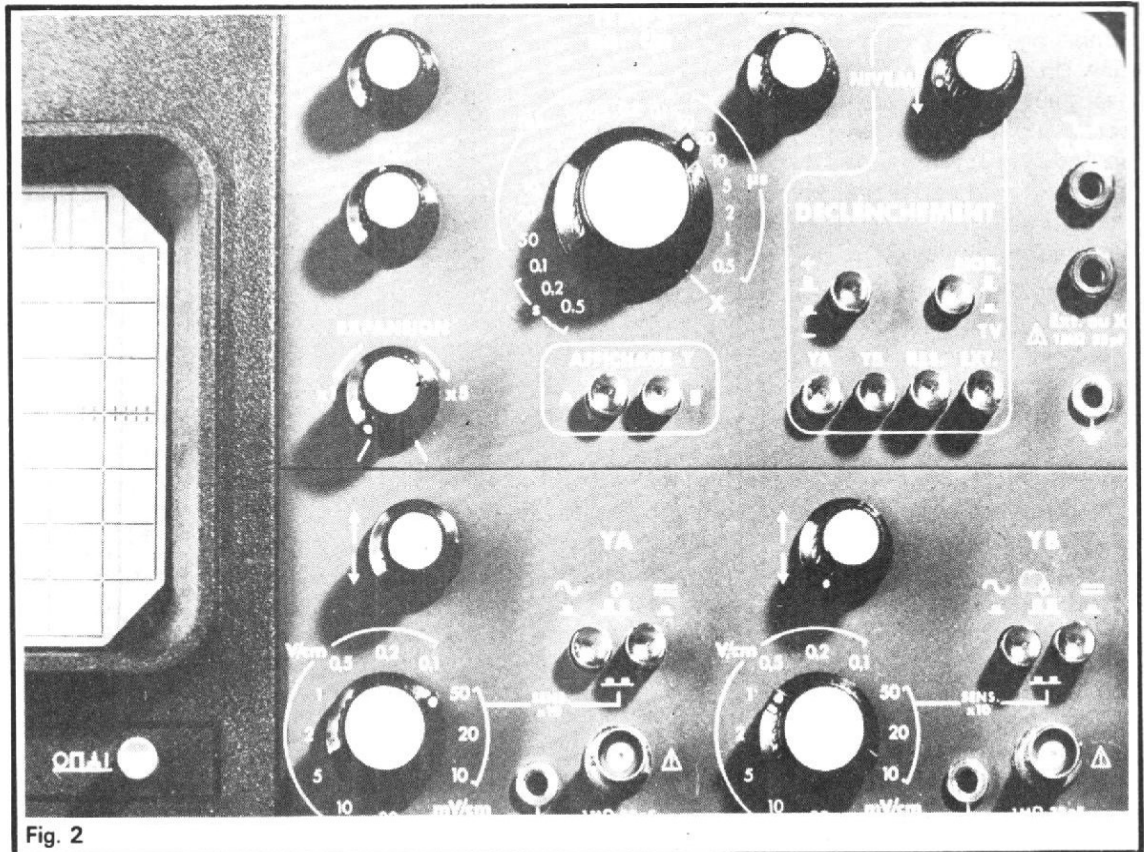


Fig. 2

photographie de la figure 2 précise le rôle de ces différentes commandes, clairement disposées et référencées. Sur les entrées verticales, deux touches jumelées permettent quatre combinaisons de fonctionnement : transmission de la composante continue, entrée alternative, mise à la masse pour réglage du zéro, et multiplication par 10 de la sensibilité affichée sur l'atténuateur principal.

La sérigraphie, blanche, se détache sur un fond de laque

bleue. Les boutons rotatifs noirs sont coiffés d'un cabochon blanc, tandis que tous les poussoirs sont chromés. L'ensemble confère une esthétique qui pourra séduire ou heurter, sans qu'il soit possible, évidemment, de porter d'autre jugement que subjectif.

III - Etude du schéma

Nous nous référons, pour commencer, au synoptique de la figure 3. A la suite de chaque entrée A et B, un commutateur sélectionne la position « continu » ou « alternatif », ainsi que la mise à la masse. Il est suivi de l'atténuateur compensé, et met éventuellement en service un amplificateur auxiliaire, pour la multiplication par 10 de la sensibilité.

Le préamplificateur de chaque voie (Z101A ou Z101B), comporte sa commande de cadrage. Ces deux préamplificateurs attaquent ensuite la porte de commutation, qui aiguille alternativement les signaux de l'un ou l'autre canal, vers l'unique amplificateur de sortie, relié aux plaques de déviation Y (dont l'attaque s'effectue symétriquement,

contrairement à ce que pourrait laisser supposer le dessin).

On remarquera la présence, dans le tube cathodique, d'une électrode spéciale d'effacement, distincte du wehnelt où de la cathode. Les crêneaux qui commandent cette électrode, sont portés à un niveau suffisant grâce à un amplificateur d'effacement. Ils sont élaborés dans les circuits de la base de temps, et transmis par l'intermédiaire des portes.

En amont de la base de temps, un amplificateur différentiel reçoit les signaux de synchronisation en provenance des différentes sources. Le réglage du seuil de déclenchement (niveau) agit sur les circuits de cet amplificateur, dont la commutation des deux sorties en opposition de phases, permet le choix de la polarité de départ (flanc montant ou descendant du signal).

Un commutateur permet, ensuite, de mettre en service, ou hors-service, les circuits du séparateur TV, qui précède la bascule de mise en forme des signaux. Cette bascule pilote le générateur de balayage, dont la constante d'intégration est choisie par le commutateur de sélection des vitesses. Parallèlement, des circuits de logique élaborent les crêneaux d'effa-

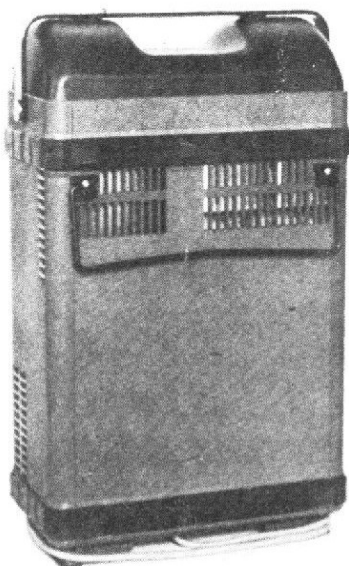


Fig. 1

gement, et les signaux de remise en attente de la bascule. Un amplificateur, dont le gain peut varier dans un rapport 5 (loupe électronique), englobe la commande de cadrage horizontal, et précède l'amplificateur de sortie, reliée aux plaques de déviation.

En cas d'attaque horizontale par un signal externe, un adaptateur d'impédance est mis en service. Il sert aussi, d'ailleurs, pour la transmission des tensions de synchronisation externe.

Nous n'entrons pas dans le détail du schéma, qui fait appel à un nombre respectable de circuits intégrés, tant au niveau des amplificateurs, que de la logique de la base de temps. Remarquons tout de même que cette intégration poussée, conduit à une grande sobriété apparente des schémas, dont on retrouvera la trace lors de l'examen des circuits imprimés. A titre d'exemple, nous nous contenterons d'analyser brièvement les circuits de déclenchement de la base de temps, reproduits à la figure 4.

L'amplificateur différentiel, qui traite les signaux de synchronisation, ne fait appel qu'à deux transistors Q₄₀₂ et Q₄₀₃, les autres étages (Z401 a, b et c) étant intégrés dans un circuit MC10 116 P. Les composants extérieurs se réduisent donc aux différentes résistances de polarisation ou de charge, ainsi qu'à quelques condensateurs de compensation en fréquence. On reconnaîtra, dans l'ensemble construit autour du transistor Q₄₀₁, l'adaptateur d'impédances utilisé pour les signaux de synchronisation externe, ou pour l'attaque externe des plaques de déviation horizontale.

De la même façon, les circuits de logique de la base de temps, mettent essentiellement en jeu des circuits intégrés, bascules ou portes: Z402, Z403 et Z404. Deux des éléments de ce dernier circuit, qui regroupe quatre portes NAND en technologie CMOS, sont utilisés pour élaborer les créneaux de calibration, à 1 kHz (Z404 c et d), qu'on retrouve sur la sortie J₃. Ces créneaux servent, notamment,

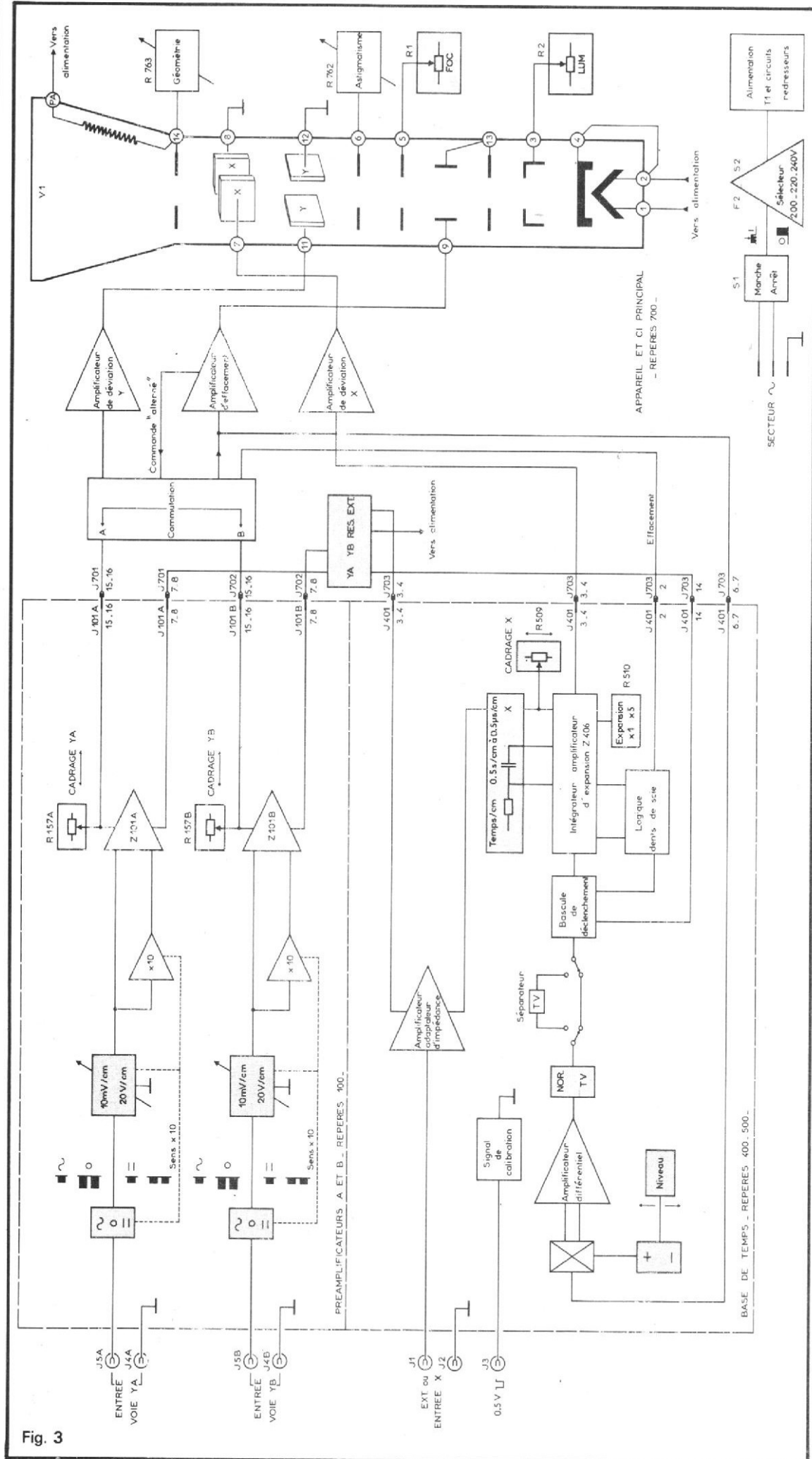


Fig. 3

OX 712A - BASE DE TEMPS : Déclenchement - Logique -

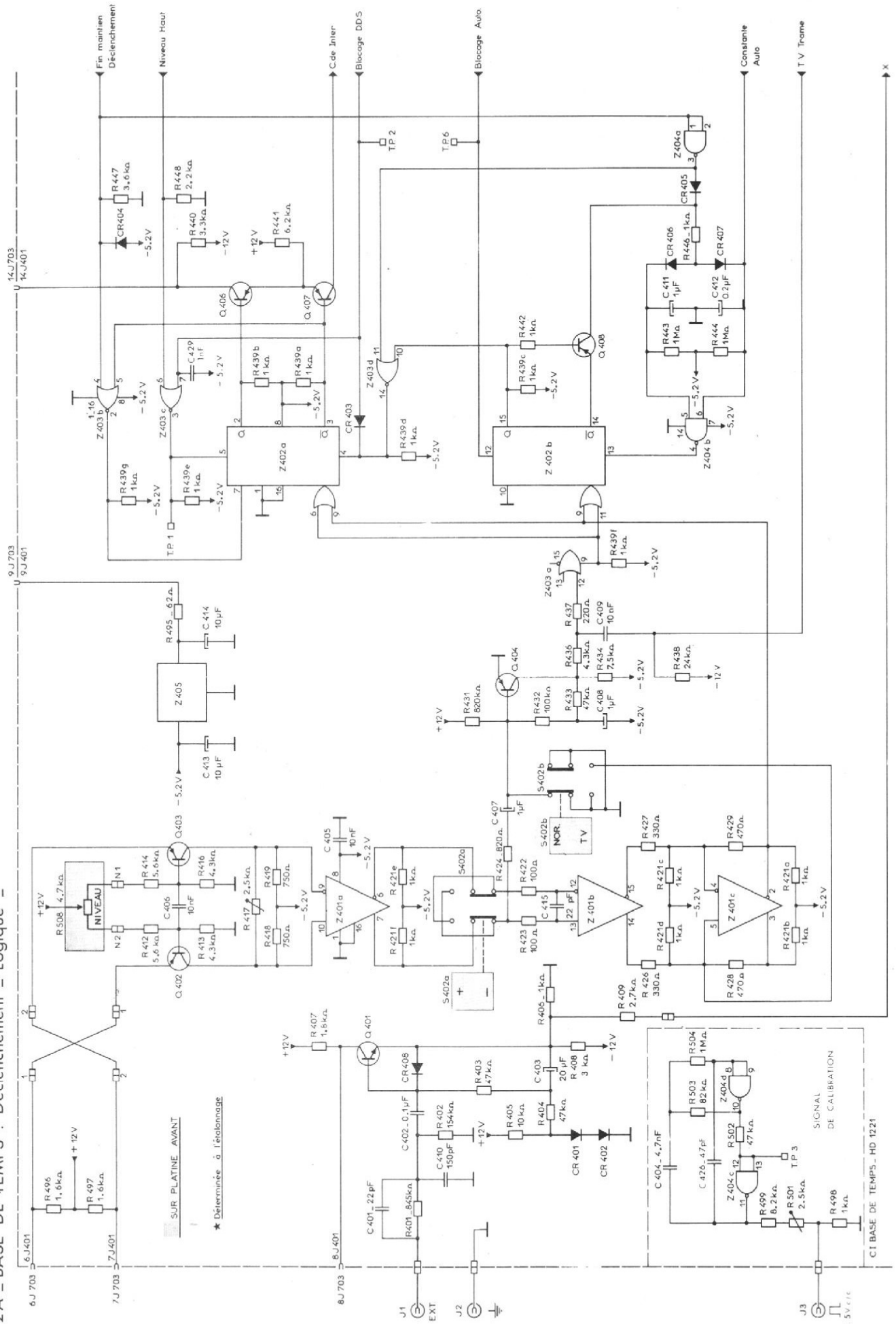


Fig. 4

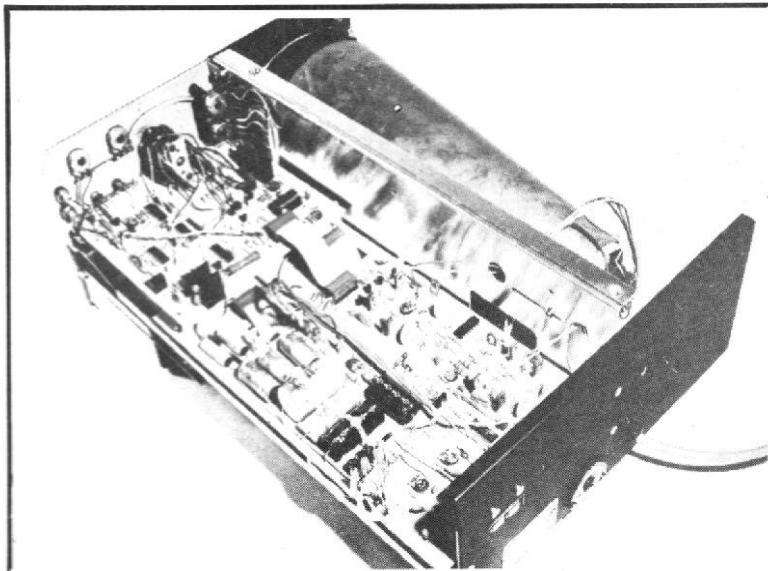


Fig. 5

au réglage de compensation en fréquence de la sonde atténua-
trice à haute impédance.

IV - A l'intérieur du boîtier

L'ouverture du boîtier, com-
mandée par quatre vis mas-
quées dans les ceintures de
protection en caoutchouc,
laisse apparaître un intérieur
assez dépouillé : on pouvait s'y
attendre, d'après les remar-
ques précédemment faites sur
l'intégration des circuits.

L'ensemble est illustré par la
photographie de la figure 5.
Une structure métallique rigide
partage le boîtier en deux com-
partiments, correspondant
d'ailleurs aux deux moitiés du
panneau de façade. L'un de ces
compartiments est réservé au
tube cathodique, tandis que
l'autre reçoit les circuits impré-
més.

Deux vues de détail (fig. 6 et
7), font apparaître clairement
la prédominance des circuits
intégrés. On remarquera la
technique des liaisons entre
circuits, réalisées sous forme
de nappes de fils souples, et de
connecteurs à broches multi-
ples. Sur la figure 7, on distin-
gue, contre la façade, les com-
posants électromécaniques
(commutateurs et potentiomè-
tres) de la base de temps, ainsi
que les deux potentiomètres
de réglage du faisceau (lumière
et focalisation).

V - Quelques impressions d'utilisation

Après les quelques secondes
réglementaires de chauffage,
le spot inscrit une trace qui,
sans mériter de mention parti-
culièrement élogieuse, se
révèle tout de même suffisam-

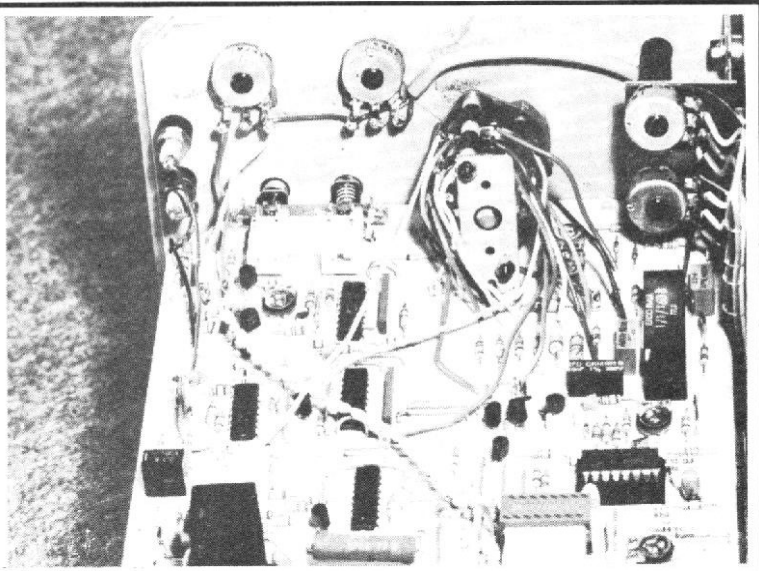


Fig. 7

ment fine et lumineuse pour
une utilisation confortable.

S'agissant toujours de
l'écran, on regrette que le
constructeur n'ait pas prévu un
éclairage du graticule. Agré-
able pour l'exploitation visuelle,
ce petit perfectionnement, peu
coûteux, nous a toujours sem-
blé indispensable pour l'enre-
gistrement photographique
des oscillogrammes.

Des performances, il n'est
guère à ajouter au tableau des
caractéristiques publié en tête
de cette étude. Précisons
cependant que nous avons
apprécié la sensibilité descen-
dant au millivolt par centimè-
tre : c'est chose encore peu
répandue sur des appareils de
ce prix.

Les caractéristiques de
déclenchement du Métrix
OX712A, ont failli déchaîner, à
la rédaction de la revue, des
passions nuisibles aux juge-
ments sereins. Tentons, donc,
de cerner le problème avec

calme, et après toute une série
d'essais systématiques, sur
des signaux de formes et de
fréquences variées. La com-
mande de seuil, ainsi que l'illus-
tre le diagramme de la figure 8,
agit sur une hauteur totale (et
naturellement hypothétique)
de 24 cm, alors que l'écran ne
mesure que 8 cm de hauteur. Il
en résulte évidemment que,
pour des traces de faible hau-
teur (le déclenchement
s'obtient à partir de 0,5 cm), il
suffit d'une très faible rotation
du potentiomètre pour détruire
la stabilité de l'oscillogramme.

En revanche, la possibilité
d'aller chercher, très loin vers
le haut ou le bas, la tension de
seuil de la bascule, permet de
stabiliser un détail voisin des
sommets de la courbe, sans
être gêné par le retard inévit-
able au déclenchement (environ
250 μ s) entre l'apparition du
signal, et le front de commande
de départ du balayage).

Aux fréquences élevées,

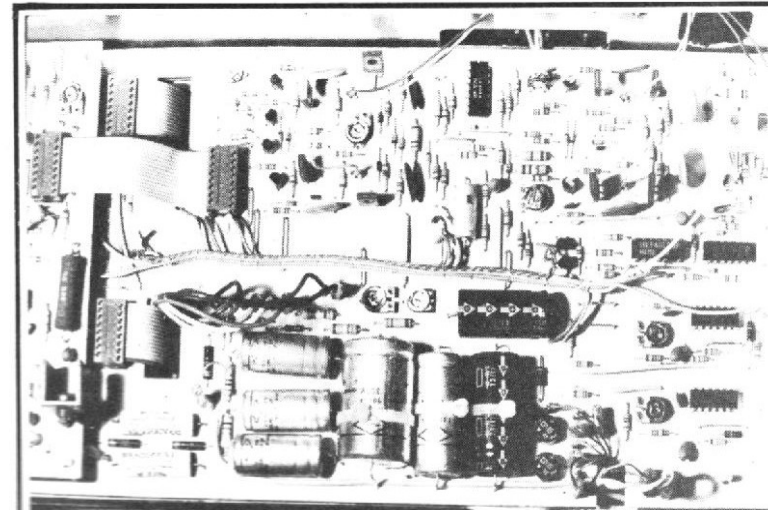


Fig. 6

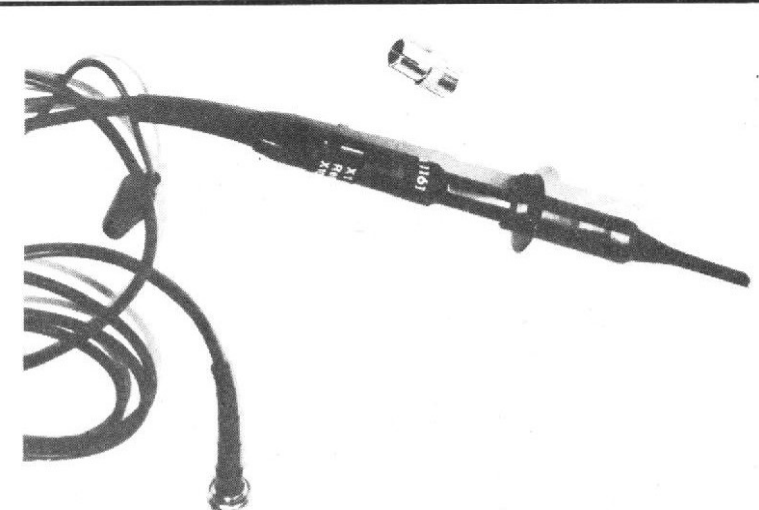
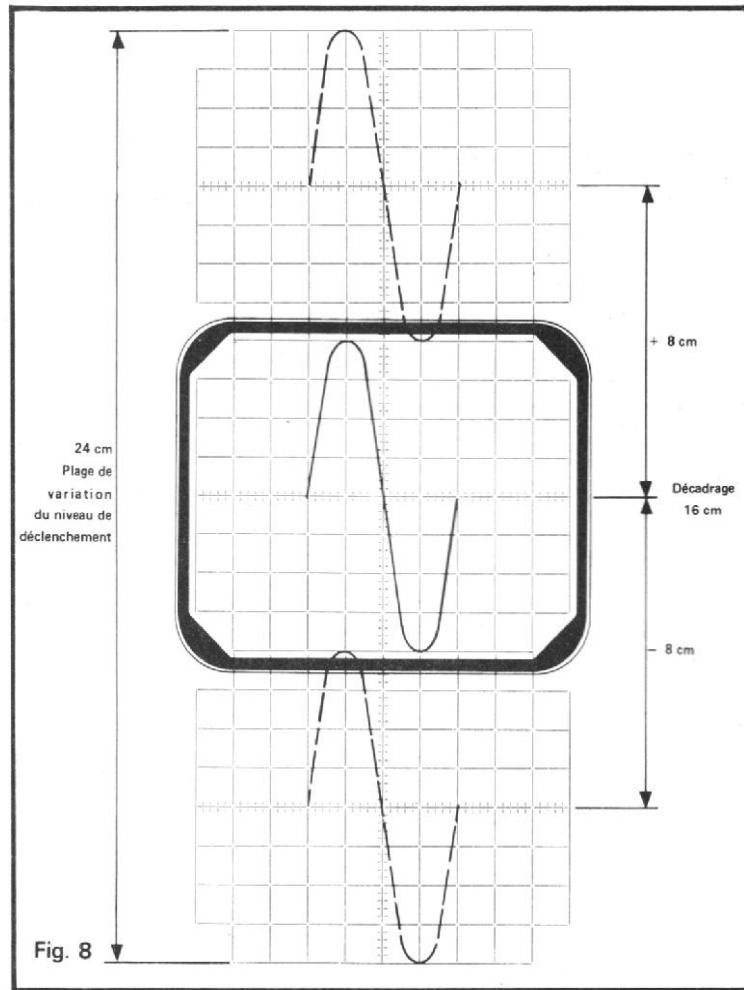


Fig. 9

nous avons été frappé par la bonne volonté des circuits de synchronisation : des sinusoïdes à quelques 40 MHz, et d'une hauteur de 5 mm, on pu être stabilisées sans acrobatie, et de façon répétitive.

Au rang des critiques, on peut regretter que l'utilisateur ne dispose pas d'une commande continue du gain vertical, parfois utile (par exemple, pour la commodité de mesure des temps de montée).

La sonde mérite, elle, un indéniable bon point. Il s'agit d'une sonde à trois positions, sélectionnées par un petit commutateur à glissière (fig. 9). Deux de ces positions donnent respectivement les atténuations 1 et 10, avec, pour ce dernier cas, une impédance de 10 M Ω et 12 pF. La troisième position permet une mise à la masse de l'entrée, sans manipulation des commandes de l'oscilloscope. Différents embouts sont prévus, parmi lesquels nous avons beaucoup apprécié un petit adaptateur pour prise coaxiale (il est représenté sur la fig. 9).

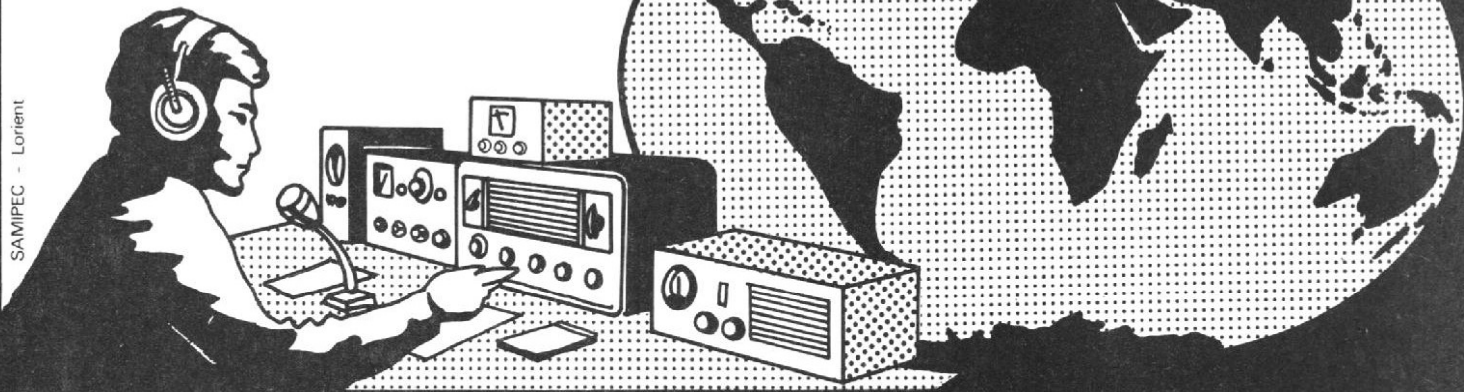


Nos conclusions

La classe des oscilloscopes bicourbes offrant des bandes passantes de 10 à 15 MHz est, probablement, celle qui connaît actuellement les plus vastes débouchés. Aussi, la concurrence s'y révèle-t-elle âpre.

Dans ce créneau, Métrix a manifestement choisi d'allécher la clientèle, par un rapport qualité-prix intéressant. Disons qu'il nous semble avoir parfaitement atteint son objectif, et que les quelques critiques que nous avons pu formuler, ne font pas oublier qu'on dispose tout de même de deux fois 15 MHz, et d'une sensibilité de 1 mV/cm, pour une dépense accessible à beaucoup.

ECOUTEZ LE MONDE...



SAMPEC - Lorient

devenez un RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs
tout en vous instruisant
Notre cours fera de vous
un émetteur radio passionné
et qualifié

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon
à: INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE Enseignement privé par correspondance
35801 DINARD

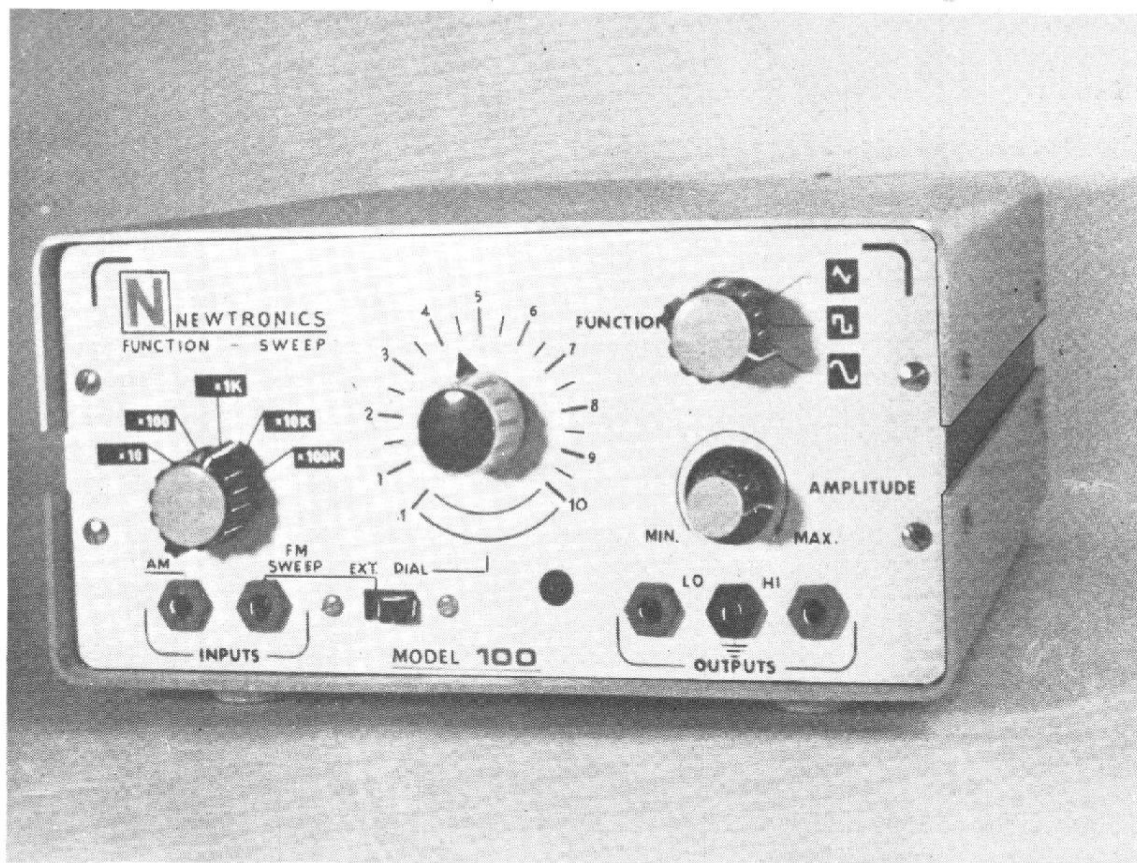
NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

GRATUIT : un cadeau spécial à tous nos étudiants

HP - FEV. 78

LE GENERATEUR DE FONCTIONS



NEWTRONICS 100

LES établissements Tekelec, constructeurs d'une part, et, d'autre part, importateurs, pour la France, de différents matériels étrangers, s'intéressent notamment aux générateurs de fonctions. Dans deux bancs d'essais de la revue, on a pu lire les résultats de nos études sur les modèles TA44 (le Haut-Parleur N° 1614) et TA47 (le Haut-Parleur N° 1627), appareils de haut de gamme.

Ces mêmes établissements viennent de mettre, à notre disposition, un

générateur de fonctions aux ambitions nettement plus modestes. Il s'agit d'un produit Newtronics, dont la vocation tend plus vers l'amateurisme que vers le professionnalisme. Il s'agit donc d'un concurrent supplémentaire aux traditionnels générateurs à pont de Wien.

I - Les caractéristiques

Forme des signaux de sortie : sinus, triangles, et rectangles.

Gammes de fréquences : en sinusoïdes, de 10 Hz à 1 MHz, en triangles et rectangles, de 10 Hz à 500 kHz.

Niveau de sortie : deux sorties, donnant respectivement de 0 à 20 V ou de 0 à 2 V, crête à crête, sur une impédance de 600 Ω . La constance de l'amplitude est maintenue à $\pm 0,1$ dB de 10 Hz à 20 kHz, et $\pm 0,3$ dB de 10 Hz à 100 kHz.

Distorsion harmonique (sinus) : $\leq 1\%$ de 20 Hz à 20 kHz.

Temps de montée et de descente (rectangles) : ≤ 200 ns.

Entrées externes : deux entrées permettent la

modulation d'amplitude ou de fréquence, par un signal externe.

Alimentation : de 105 V à 250 V, 50 Hz à 400 Hz, avec une consommation de 5 VA.

Caractéristiques mécaniques : hauteur : 100 mm ; largeur : 215 mm ; profondeur : 290 mm ; masse : 2,6 kg.

II - Etude du schéma

Nous commencerons par un examen du synoptique des circuits, donné à la figure 1, et

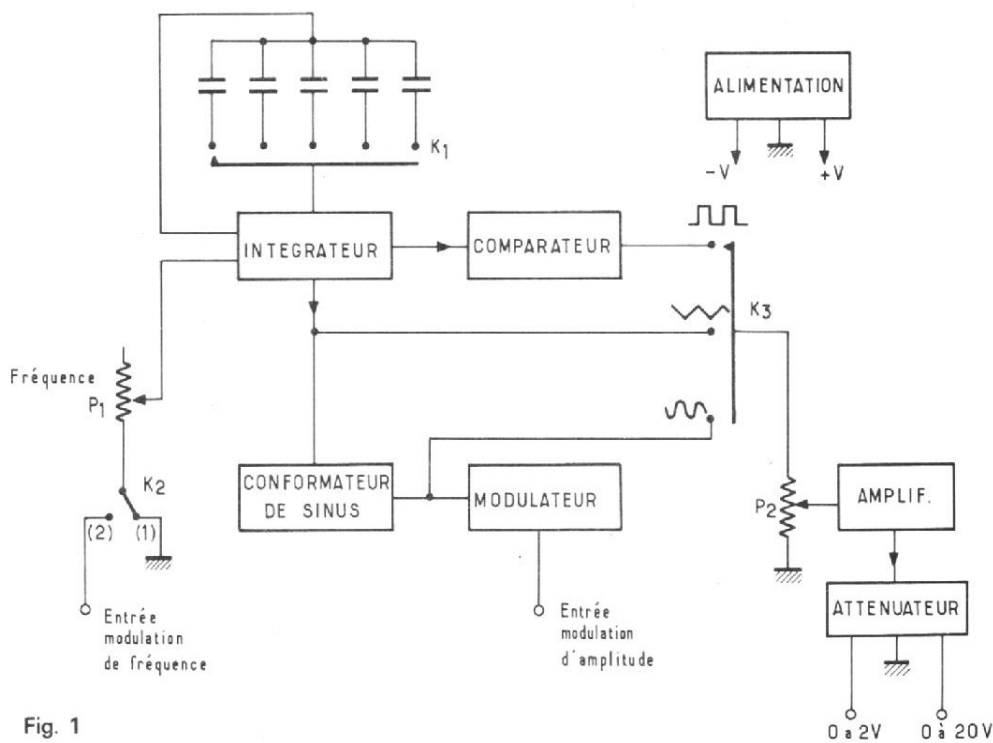


Fig. 1

masse, délivre deux tensions stabilisées de + 12 V et - 12 V, nécessaires au fonctionnement des différents circuits.

Le schéma complet du générateur, est donné par la figure 2, où on constate que l'essentiel des fonctions électroniques, se trouve rassemblé au sein d'un circuit intégré.

III - Présentation de l'appareil

D'entrée, la présentation inspire la sympathie. Le coffret, formé par deux demi-coquilles d'alliage léger, laquées de bleu ciel, regroupe toutes ses commandes sur une façade d'aluminium, aux inscriptions noires très claires (voir photo de titre), à l'exception de l'interrupteur de mise en marche, placé sur le panneau arrière.

L'ouverture réserve des surprises : nos lecteurs, à l'examen de la photographie de la figure B, se demanderont certainement, comme nous, s'il n'eût pas été possible de concevoir un emballage plus

très classique pour ce type d'appareil.

Un intégrateur charge et décharge alternativement, à courant constant, l'un des cinq condensateurs sélectionnés par le commutateur K_1 , et qui correspondent aux cinq gammes de fréquence de l'appareil. A l'intérieur de chaque gamme, et si le commutateur K_2 est placé dans la position (1), l'intensité du courant de charge dépend de la position du potentiomètre P_1 , qui constitue donc la commande continue de la fréquence.

Les triangles issus de l'intégrateur, attaquent à la fois un comparateur, qui fixe les seuils de commutation et délivre les rectangles, et un conformateur de sinusoïdes, travaillant selon un procédé que nous avons plusieurs fois exposé dans ces colonnes (voir le Haut-Parleur N° 1627).

Le commutateur K_3 sélectionne l'un des trois signaux élaborés, et, à travers le potentiomètre d'atténuation continue P_2 , l'envoie vers la sortie, à travers un amplificateur suivi d'un atténuateur à deux rapports. On dispose donc, finalement, de deux gammes de tensions de sortie, de 0 à 2 V_{cc} et 0 à 20 V_{cc} respectivement.

Deux types de modulation

sont possibles. L'une joue sur l'amplitude des sinusoïdes, et fait intervenir un circuit de commande de gain (modulateur). L'autre, intervenant pour la position (2) du commutateur

K_2 , balaye la fréquence autour de la valeur moyenne choisie par P_1 et par le commutateur K_1 .

Enfin, une alimentation double, symétrique par rapport à la

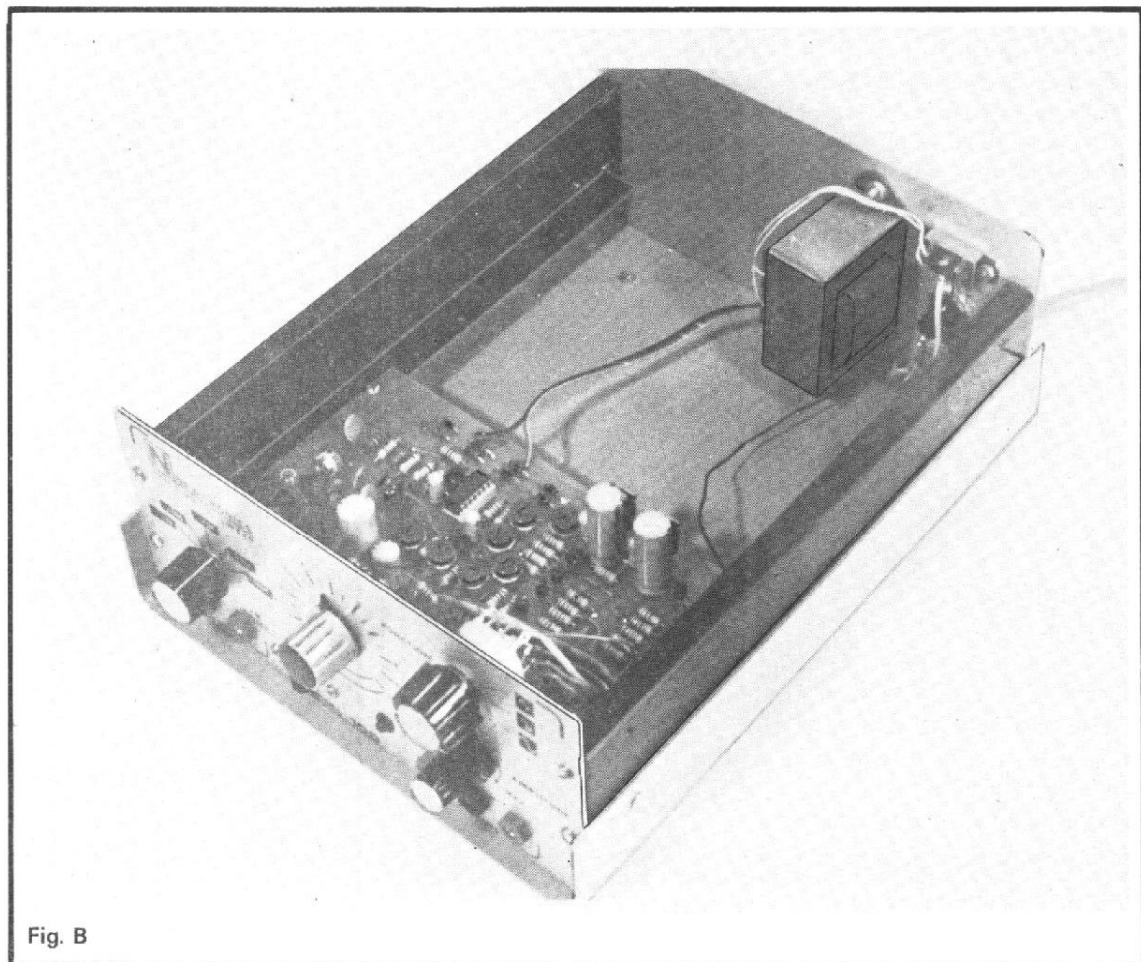


Fig. B

compact. Bien que très aéré (fig. C), le circuit imprimé laisse en effet une place que le transformateur d'alimentation, vissé sur le panneau arrière, peine à remplir.

Les composants électromécaniques, commutateurs, potentiomètres et bornes, sans appartenir évidemment à la classe professionnelle, semblent toutefois de qualité satisfaisante (fig. C).

L'appareil repose sur quatre pieds confortables, en caoutchouc. Compte-tenu de l'investissement surabondant, consacré par le constructeur à la tôlerie, on aurait préféré qu'une fraction des matériaux ainsi dilapidés, fût utilisée à l'adjonction d'une béquille, qui faciliterait parfois l'accès aux commandes.

IV - Utilisation du générateur Newtronics 100

Les quelques oscillogrammes publiés ci-après, illustrent les différentes formes d'ondes relevées sur l'appareil à l'essai.

La fréquence de 2 kHz constituant sensiblement la moyenne géométrique entre les bornes inférieure (10 Hz) et supérieure (500 kHz) de la gamme utilement couverte par l'ensemble des trois formes de signal, nous l'avons choisi pour

examiner les performances optimales du générateur. L'oscillogramme de la figure a montre que les sinusoides atteignent, du moins dans les limites d'une simple observation à l'oscilloscope, la quasi-perfection. Seuls, deux petits accidents sur les crêtes positive et négative de la période (voir nos flèches sur la fig. a), trahissent la répercussion des passages, par les seuils haut et bas, du signal triangulaire.

De celui-ci (fig. b), on ne peut qu'apprécier la bonne linéarité, jointe à une symétrie très convenable. Enfin, les créneaux, n'admettent aucune critique non plus.

Lorsqu'on monte en fréquence, ce sont les signaux rectangulaires qui souffrent le plus. S'ils restent encore fort acceptables à 100 kHz (fig. c), la limite utile de 500 kHz, fixée par le constructeur lui-même dans sa notice, constitue bien un maximum à ne pas dépasser, comme on en jugera par l'oscillogramme de la figure d. D'ailleurs, nous avons effectué une mesure des temps de montée et de descente sur ces signaux. On trouve 230 ns dans le premier cas, et 180 ns dans le deuxième (sur ces deux oscillogrammes, le balayage horizontal s'effectuait à 100 ns/division), ce qui correspond sensiblement aux caractéristiques du constructeur.

Sur les signaux triangulaires,

la détérioration la plus visible intervient aux alentours de la centaine de kilohertz (fig. e). Les décrochements, aux inversions de pente, indiquent des retards à la commutation dans le circuit comparateur. A cause des limitations en bande passante, ces défauts paraissent s'atténuer aux fréquences supérieures. En fait, comme le montre l'oscillogramme de la figure f, ils disparaissent dans l'arrondissement progressif des sommets.

Nous tenons à préciser quelles conclusions doivent inspirer les oscillogrammes que nous venons d'analyser. Il eût été facile, au constructeur, de limiter, à 100 ou 200 kHz, les fréquences supérieures délivrées par son générateur : nous n'aurions pu, alors, que photographier des signaux presque parfaits. Accepter d'aller jusqu'au mégahertz constitue donc un parti pris de sincérité, que l'utilisateur jugera à son exacte valeur ;

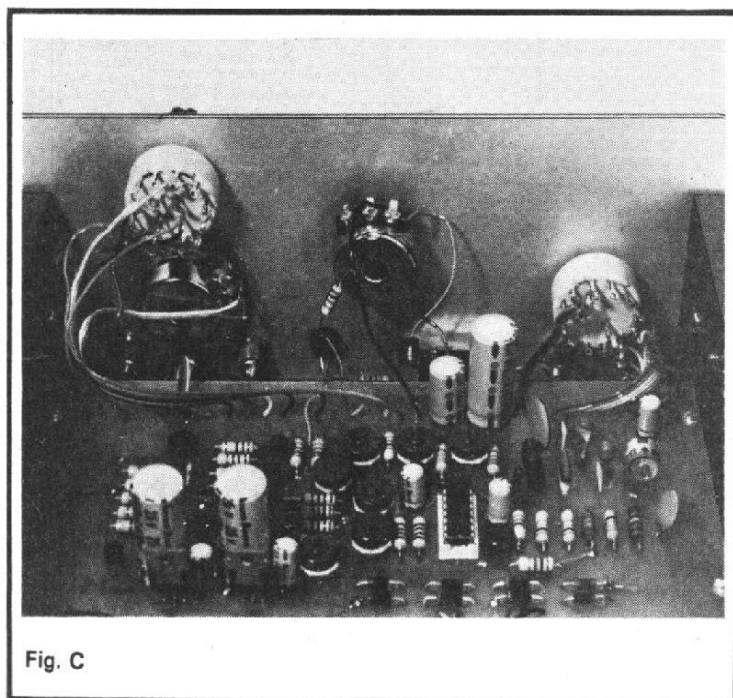
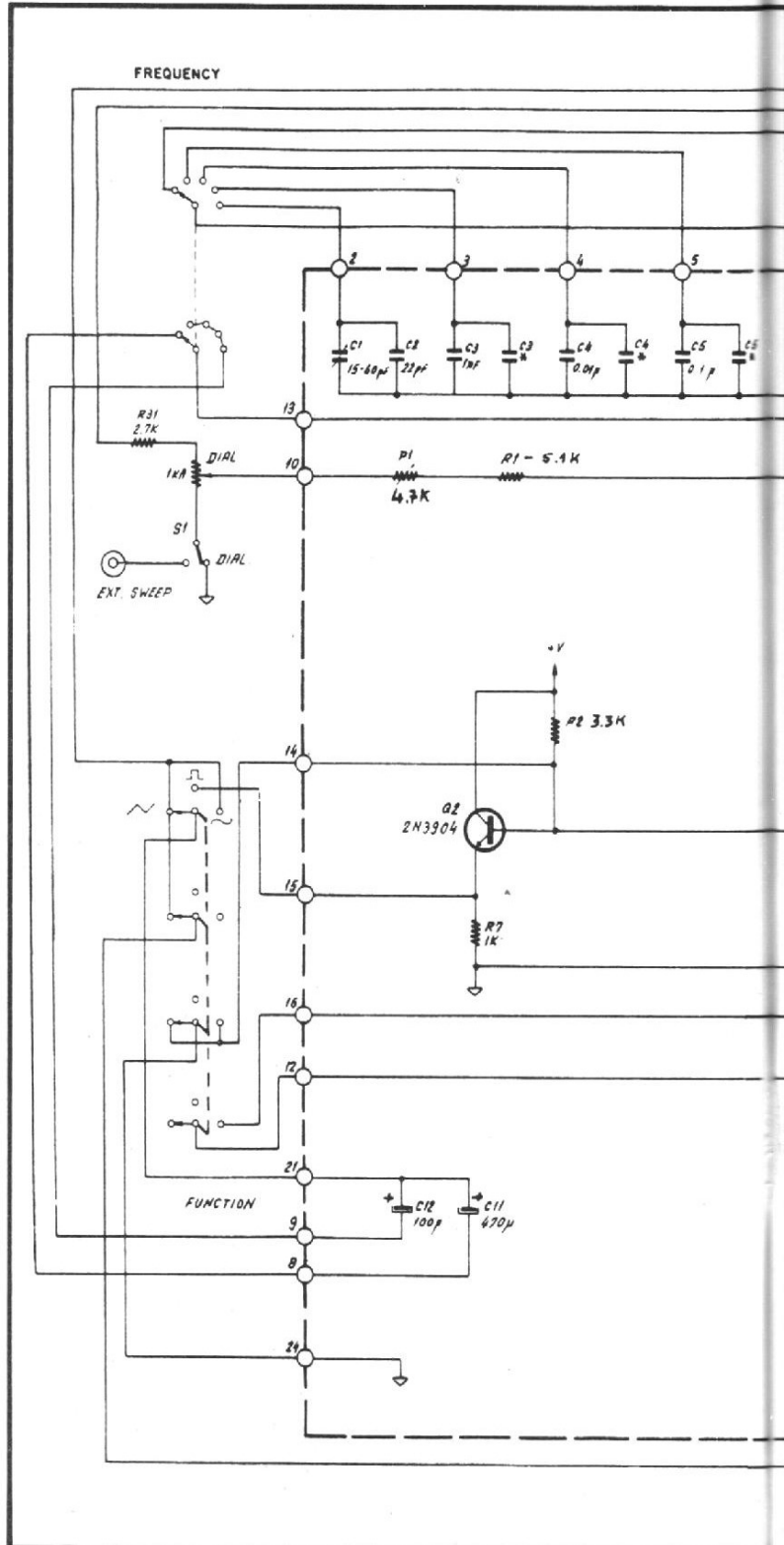


Fig. C



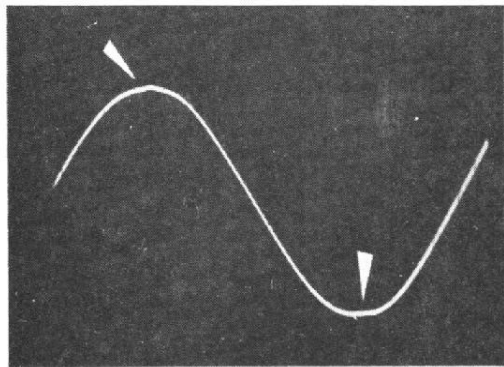


Fig. a

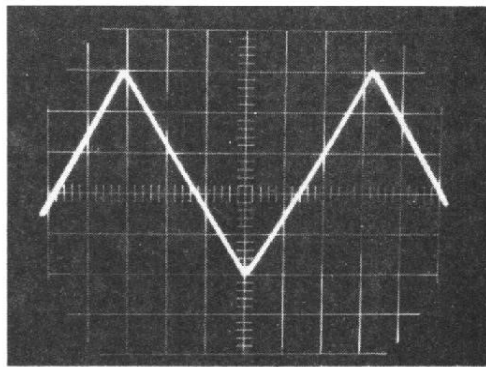


Fig. b

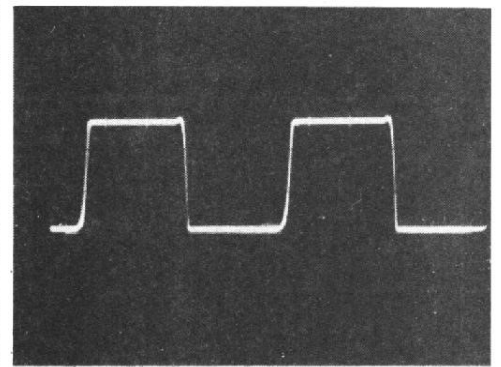
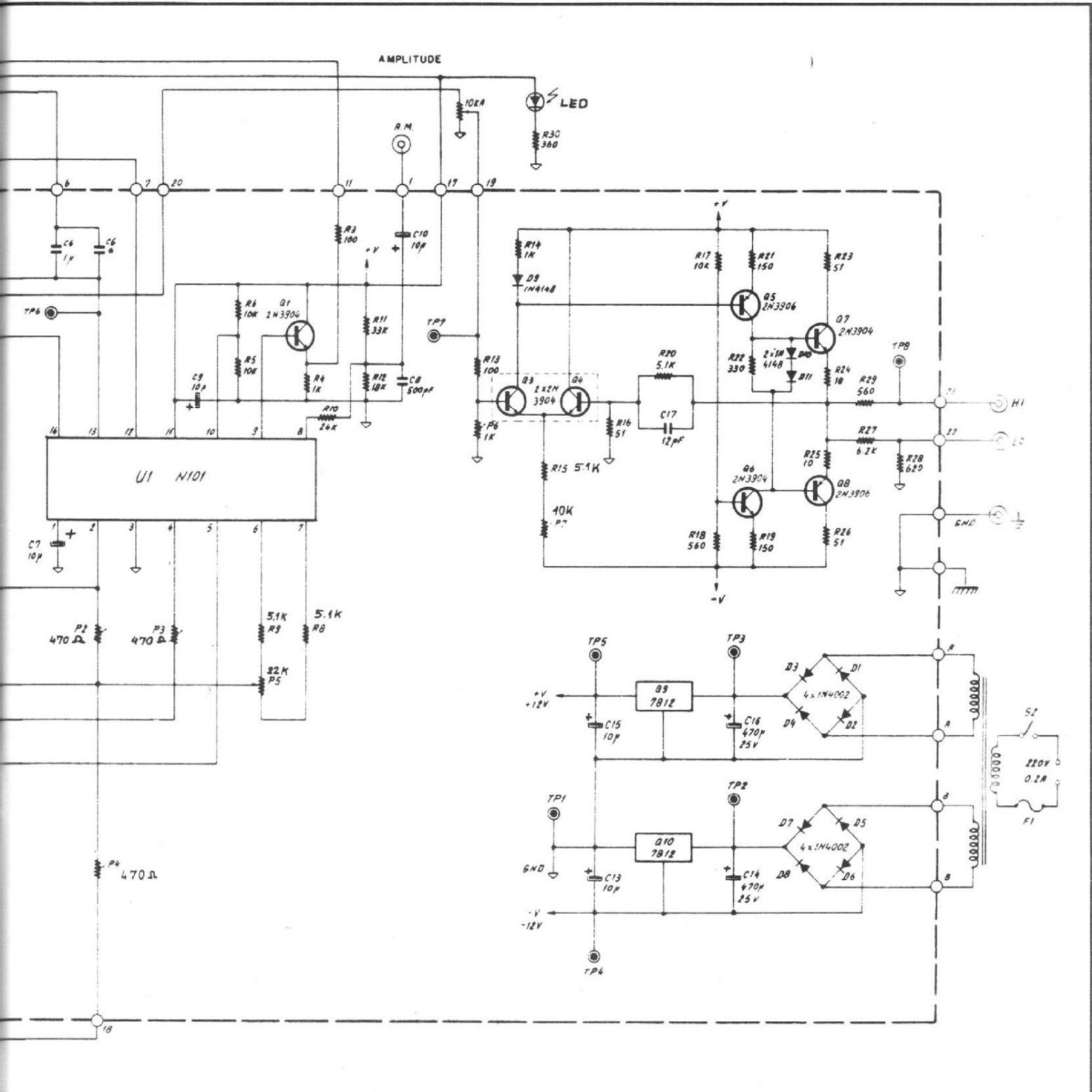


Fig. c



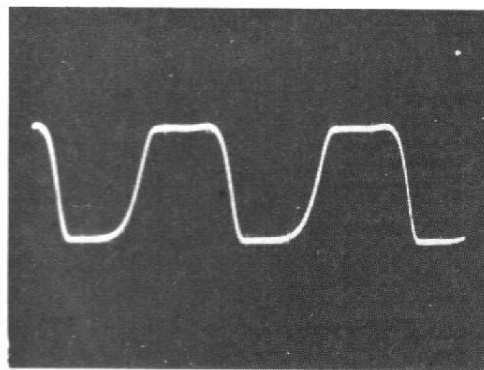


Fig. d

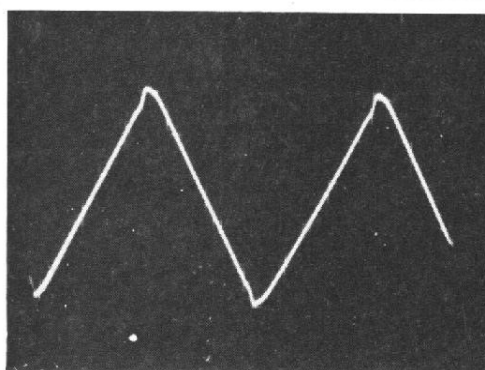


Fig. e

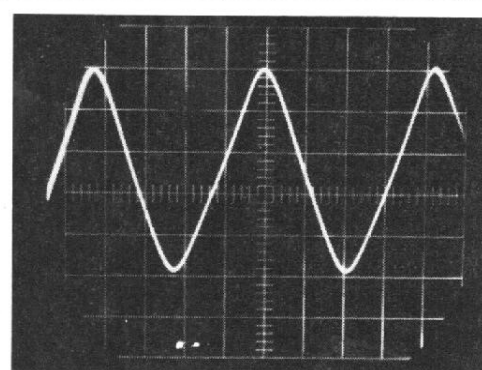


Fig. f

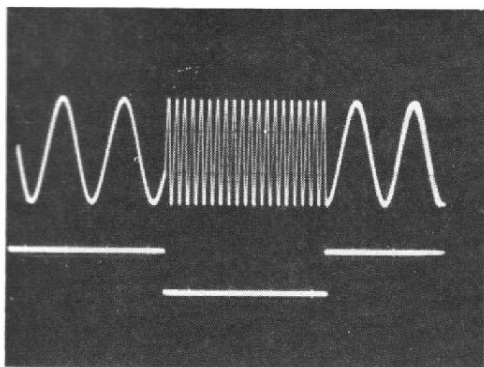


Fig. g

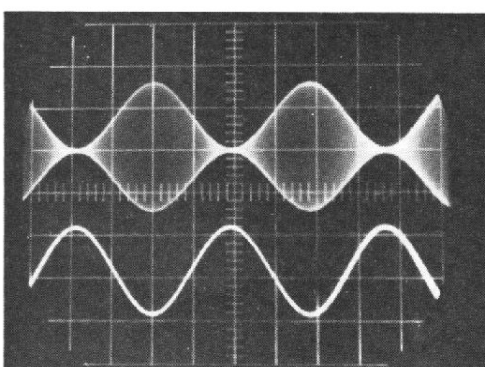


Fig. h

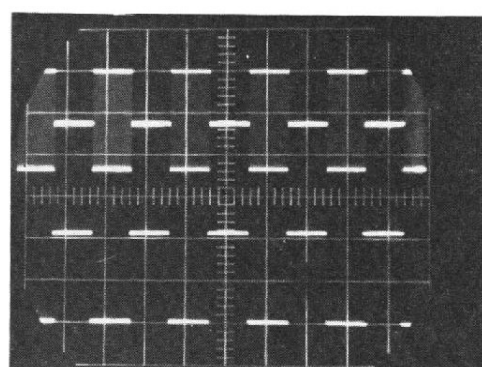


Fig. i

mieux vaut, en effet, disposer de signaux imparfaits, que de n'en pas disposer du tout.

La caractéristique la plus séduisante du générateur Newtronics 100, nous paraît résider dans sa double possibilité de modulation, en amplitude et en fréquence. Cette dernière est maintenant familière à nos lecteurs, qui en ont vu des exemples dans plusieurs bancs d'essai récents. Nous n'avons pas estimé utile de redonner, une fois de plus, des oscillogrammes de modulation par une rampe de tension. Par contre, la modulation de fréquence par un signal rectangulaire, moins souvent exploitée, nous paraît intéressante. On en trouvera un exemple à la figure g, où la trace du bas représente la tension modulatrice. Le choix des niveaux haut et bas des créneaux de commande, fixe les deux fréquences qui se succèdent alternativement.

Les oscillogrammes suivant illustrent les possibilités de la modulation d'amplitude. Sur celui de la figure h, on notera les excellents résultats obtenus avec un taux de modulation de

100 %, qui exige un signal modulateur de 2 V crête à crête. Ce même taux de 100 % a été utilisé pour la figure i, mais, cette fois, avec une modulation par des créneaux.

Nous voudrions profiter de cette occasion pour montrer l'un des problèmes qu'on doit garder présent à l'esprit, pour toutes les applications de la modulation en amplitude. Lorsqu'un oscillateur, non modulé, délivre sa tension de sortie maximale, cette dernière ne peut plus être augmentée sans écrêtage : toute tentative de modulation, par conséquent, conduit à un tel écrêtage,

comme le montre la figure j. Il ne s'agit nullement d'un défaut de l'appareil, mais d'une limite fondamentale, qu'on ne devra jamais oublier. Avant de moduler, il faut donc diminuer le niveau de sortie.

Nos conclusions

Le générateur Newtronics 100, distribué par les établissements Tekelec, nous paraît s'inscrire typiquement dans la gamme des appareils de l'amateur

averti, qui veut dépasser le niveau du petit générateur aux possibilités limitées, sans pour autant consentir un important sacrifice financier.

Les caractéristiques sont propres à satisfaire bien des exigences, surtout si l'on tient compte de la richesse d'applications ouverte par la double commande de modulation. La fabrication est sérieuse, dans un coffret dont le seul défaut nous semble sa profondeur inutile, mais qui offre par ailleurs une solidité évidente, sous un aspect flatteur.

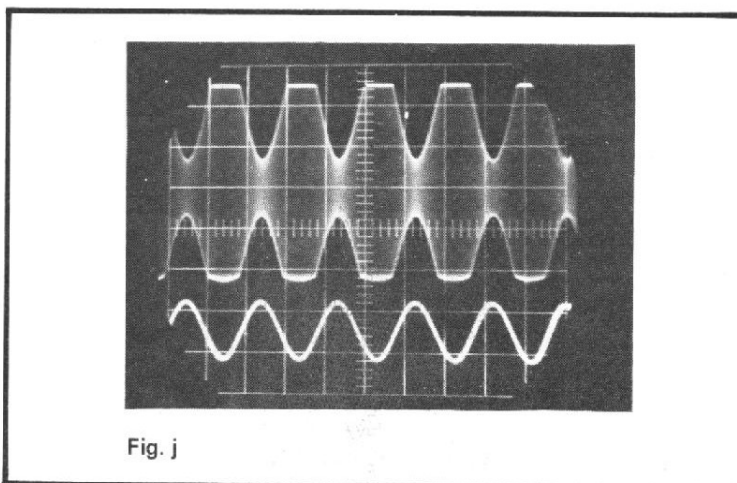
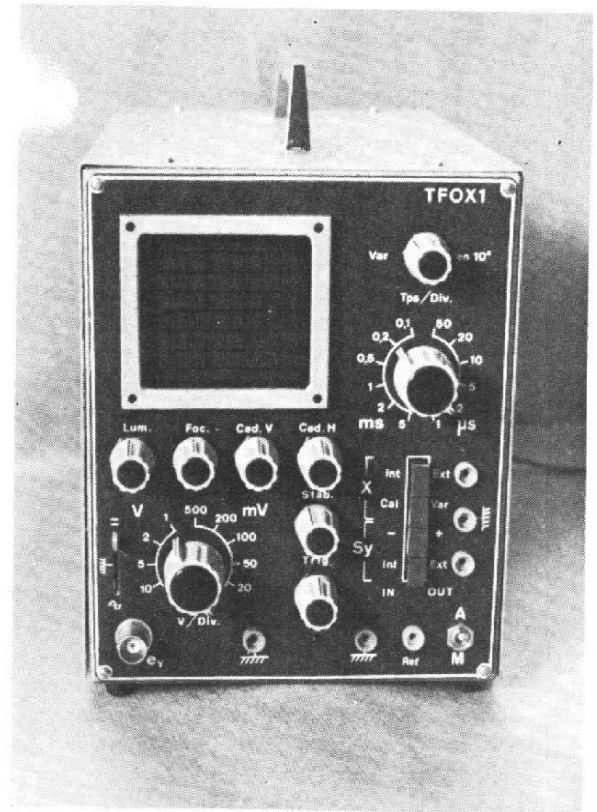


Fig. j

CONSTRUISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN PETIT OSCILLOSCOPE PERFORMANT LE TFOX 1



(Suite voir N° 1618, N° 1623, N° 1627 et N° 1628)

LE TFOX 1 étant maintenant terminé et bien réglé, il faut envisager son utilisation. Il existe quelques ouvrages à posséder et à lire, traitant des divers emplois d'un oscilloscope, mais nous leur reprochons de ne parler en général que d'observations qualitatives. Cela s'explique sans doute par le fait que ces ouvrages datent quelque peu et n'envisagent guère que l'emploi d'oscilloscopes non étalonnés ce qui était monnaie courante il y a encore une dizaine d'années. Bien sûr le TFOX 1 permet, comme tout oscillo, l'examen des

FORMES de signaux et c'est capital, mais il peut mieux : il permet de mesurer amplitude et temps, certes avec une précision qui n'a rien à voir avec celle du multimètre ou du fréquencemètre numériques, mais qui est le plus souvent parfaitement suffisante pour les besoins de la cause !

C'est donc vers ce genre d'applications que nous nous tournerons, dans les lignes qui suivront, non sans parler aussi de quelques particularités d'emploi qui pourraient échapper aux utilisateurs néophytes.

1. Mesure d'une tension crête-à-crête

Mis à part quelques appareils de mesure de laboratoires, l'oscilloscope est le seul appareil permettant la mesure rapide d'une tension crête-à-crête. Rappelons qu'il s'agit de la différence des potentiels positifs et négatifs maximum d'un signal alternatif. Un contrôleur à aiguille n'indique pas cette valeur, mais toujours une valeur très inférieure et qui est, ou la tension efficace si la mesure se fait en mode alternatif et si la tension mesurée est parfaitement sinusoïdale, ou la tension moyenne si cette mesure est faite en continu. De telles mesures faites sur des

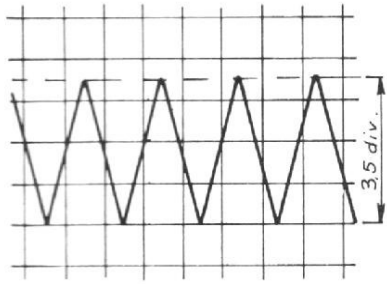
signaux à forme complexe sont sans valeur car elles ne correspondent à rien ! Or, combien de fois n'avons-nous pas reçu cette lettre et cette question : Pourquoi mon contrôleur ne m'indique-t-il pas les 12 Vcc que vous signalez en tel point ? Eh bien tout simplement parce que la mesure doit se faire à l'oscilloscope étalonné !

- Appliquer le signal à la prise E_v .

- Agir sur les commandes X (Stab., Trig. Tps/div.) jusqu'à obtenir une représentation stable de quelques cycles du signal.

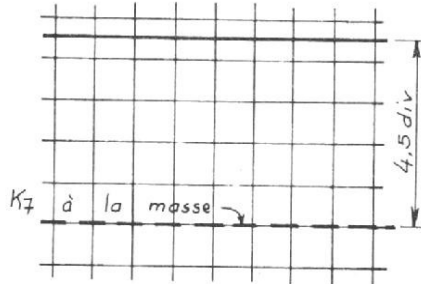
- Agir sur la commande V/div. jusqu'à obtenir une amplitude verticale comprise entre 3 et 5 divisions.

- Agir sur la commande de cadrage V jusqu'à faire coïnci-



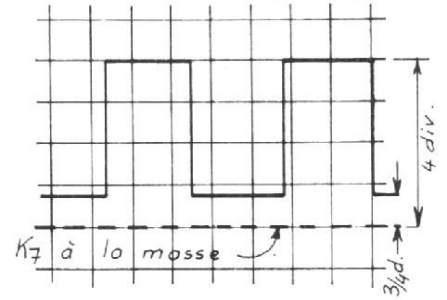
200 mV/div.

Fig. 70. - Mesure d'une tension crête-à-crête.



1V/div.

Fig. 71. - Mesure d'une tension continue positive.



1V/div.

Fig. 72. - Mesure de niveaux continus (T.T.L.).

der les points les plus négatifs de la courbe avec une ligne horizontale du graticule.

- Compter le nombre de divisions verticales occupées par le signal. Voir figure 70.

- Multiplier ce résultat par l'indication de la commande V/div. :

Exemple de la figure 70. On compte 3,5 divisions. Nous sommes sur 200 mV/div. donc :

$$U_{cc} = 3,5 \times 200 \text{ mV} = 700 \text{ mV} = 0,7 \text{ Vcc}$$

Rappelons que dans le cas d'un signal rigoureusement sinusoïdal :

$$U_{cc} = 2\sqrt{2} \cdot U_{eff} \text{ ou}$$

$$U_{eff} = \frac{U_{cc} \sqrt{2}}{4}$$

$$\sqrt{2} = 1,414$$

Par exemple, une tension sinusoïdale de $6,3 \text{ V}_{eff}$ (laquelle produirait dans une résistance pure, le même dégagement de chaleur qu'une tension CONTINUE de 6,3 V) correspond à $2 \times 1,414 \times 6,3 \approx 17,8 \text{ V}_{cc}$.

2. Mesure des niveaux continus

Il peut sembler ridicule de mesurer un potentiel continu à l'aide d'un oscilloscope ! En effet le voltmètre à aiguille ou numérique est mieux étudié pour cela. Pourtant, à l'occasion et dans certains cas particuliers, un oscilloscope passant le continu et c'est le cas du TFOX 1, permet ce genre de mesure. En travaillant sur un montage, il est ainsi souvent bien plus rapide de vérifier si la tension d'alimentation est effectivement présente en y portant la pointe de touche de

l'oscillo, plutôt qu'en recherchant sur la table embarrassée, les fils du contrôleur. Mieux cette mesure à l'oscillo nous fera peut-être découvrir la forte composante de ronflement causée par un chimique défectueux et que le voltmètre banal n'aurait pas indiquée. Bien sûr et c'est tout de même plus important, nous pourrions déterminer les potentiels continus **instantanés** des différents points d'une courbe, éléments souvent déterminants dans le fonctionnement des étages du montage testé.

Rappelons pour mémoire, que la mesure des potentiels continus est un critère de bon étalonnage de la voie verticale.

a) Tension positive

- Placer K_7 en position « masse ». Par la commande de cadrage V amener le trait de balayage RELAXE (Tps/div. quelconque) sur la ligne horizontale inférieure du graticule.

- Appliquer la tension continue positive à mesurer en E_y , en commençant par prudence par les faibles sensibilités de V/div.

- Placer K_7 sur « continu » et régler V/div. pour obtenir un déplacement du trait de balayage de 3 à 5 divisions.

- Compter le nombre de divisions et multiplier par la sensibilité verticale.

Exemple de la figure 71 : Déplacement de 4,5 divisions verticales

Sensibilité verticale : 1 V/div. soit $U = 4,5 \times 1 \text{ V} = + 4,5 \text{ V}$.

b) Tension négative

Le processus est le même, en amenant au départ, la trace

de balayage sur le trait horizontal le plus haut du graticule.

c) Niveaux continus instantanés

Nous voulons cette fois, déterminer le potentiel continu de tel ou tel point d'une courbe. Exemple choisi : Niveaux de basculement d'une porte NAND type TTL.

- Injecter le signal TTL en E_y et régler en X et Y pour une représentation correcte. K_7 sur continu et V/div. sur 1 V/div. dans ce cas particulier.

- Placer K_7 sur « masse ». Amener le trait de balayage, poussé momentanément en relaxé, en coïncidence avec une ligne du bas du graticule et qui fixera le potentiel 0V.

- Repasser K_7 en continu et compter les divisions pour les niveaux haut et bas, à partir de la référence 0V.

Exemple de la figure 72 : Niveau bas (dit 0) : 3/4 division au dessus de 0V. soit $3/4 \times 1 \text{ V} = + 0,75 \text{ V}$.

Niveau haut (dit 1) : 4 divisions au dessus de 0V. soit $4 \times 1 \text{ V} = + 4 \text{ V}$

NB. Pour toutes ces mesures la sonde atténuatrice (: 10) peut être utilisée. Il faut simplement multiplier les résultats des mesures par 10.

3. Mesures de temps (mode calibré)

Si l'étalonnage en temps du TFOX 1 a été fait sérieusement avec une bonne référence, nous pouvons maintenant faire des mesures de

durées avec une exactitude convenable.

- Appliquer le signal en E_y et régler en X et Y pour une observation stable de quelques cycles : 2 à 3 au plus.

- Amener le début de la durée à mesurer en coïncidence avec un trait vertical du graticule par action sur la commande de cadrage Hor.

- Compter le nombre de divisions horizontales jusqu'à la fin de la durée à mesurer.

- Multiplier par le facteur de vitesse de balayage.

Exemple de la figure 73 : Mesure d'une période.

La période occupe 3,5 divisions

La vitesse de balayage est de $20 \mu\text{s}/\text{div}$.

$$\text{soit } T = 3,5 \times 20 \mu\text{s} = 70 \mu\text{s}$$

Rappelons que $T = 1/F$ ce qui permet de déduire du résultat la fréquence du signal observé. Ici $F = 1/70 \cdot 10^{-6} = 140000 \text{ Hz}$ ou 140 kHz env.

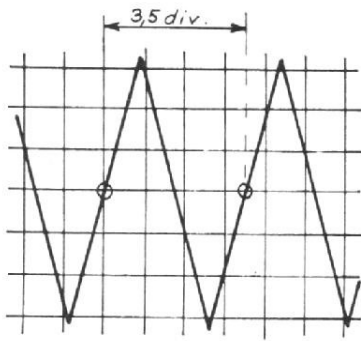
Exemple de la figure 74 : Durée d'une impulsion.

L'impulsion dure 1,5 division.

La vitesse de balayage est de $1 \text{ ms}/\text{div}$.

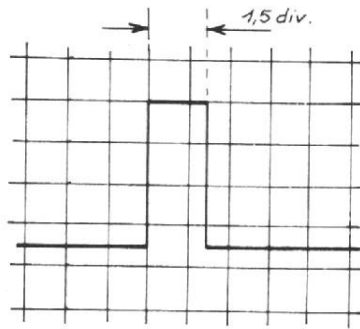
$$\text{soit } t = 1,5 \times 1 \text{ ms} = 1,5 \text{ ms}$$

Si les impulsions se reproduisent à une récurrence faible par rapport à leur durée, il faudra faire la mesure sur l'impulsion déclenchant le balayage, donc choisir la synchro « + », pour une impulsion de sens positif (cas de la fig. 74) ou la synchro « - » pour une impulsion de sens négatif. Malheureusement, le TFOX 1 ne possédant pas de ligne à retard, dans sa voie verticale, les fronts de montée ou de descente des impulsions rapides seront quelque peu escamotés et apparaîtront plus courts



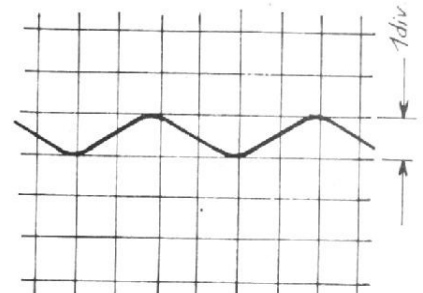
20 μ s/div.

Fig. 73. - Mesure d'une période.



1 ms/div

Fig. 74. - Durée d'une impulsion.



100 ms/div.

K_7 sur A_7

Fig. 75. - Mesure de l'ondulation d'une alimentation.

qu'en réalité. Ce défaut est inhérent aux oscilloscopes de classe moyenne et nous n'y pouvons rien !

Après ces applications très classiques, nous allons passer en revue quelques modalités plus particulières-

4. Intérêt de la position : K_7 « alternatif »

On peut se demander le rôle de cette position sur un oscilloscope passant le continu, qualité plutôt difficile à obtenir et ainsi éliminée.

C'est que, dans de nombreux cas, le signal à observer est la somme de variations alternatives à amplitude faible et d'un potentiel continu relativement important. Dans un tel cas, il faut choisir, en mode continu, une sensibilité assez faible pour maintenir l'oscillo-

gramme dans les limites de l'écran, mais alors les variations risquent d'être fort peu visibles, par une amplitude insuffisante.

Un exemple typique : **Étude de l'ondulation en sortie d'une alimentation.** L'alimentation fournit + 12 V. Connectons l'entrée E_y de l'oscillo au + 12 V, avec K_7 sur « alternatif ». En poussant V/div. vers les plus fortes sensibilités, il est possible de mesurer la résiduelle de ronflement. La figure 75 indique ainsi 100 mV. Une telle mesure n'aurait pas été possible en continu : Il aurait fallu choisir le calibre 2V/div. et le ronflement n'aurait occupé que 0,1/2 division soit 1/20 div. Il aurait été pratiquement invisible.

NB. Attention, ne pas utiliser E_y si la composante continue dépasse 250 V, sinon gare au claquage du condensateur d'isolement.

5. Utilisation du mode « X variable »

Nous savons que sur les positions 10^x du contacteur Tps/div., (1 μ s, 10 μ s, 0,1 ms, 1 ms/div.) une touche (Cal/var.) nous fait passer en mode « variable » avec une vitesse contrôlée par un potentiomètre. Pourquoi et à quelle occasion perdre ainsi le bénéfice de la calibration ? Tout simplement parce que, pour certaines formes de signaux, le déclenchement correct du balayage ne se fait plus.

Nous citerons deux exemples :

- **Trains d'impulsions type « Digital RC »** (Voir figure 76, photo A).

Pour certaines durées de la séquence et en position « X calibré », il est possible que la

première séquence visible se synchronise bien sur la première impulsion mais compte tenu de la durée T du balayage et du temps de récupération de la base de temps de l'oscillo, la seconde séquence visible se synchronisera non plus sur la première mais sur la seconde impulsion, le décalage s'accroissant avec les séquences suivantes, pour revenir dans « n » séquences au déclenchement correct. Résultat visible : Une apparence d'instabilité totale et impossibilité de toute observation sérieuse. Dans ce cas, en passant en « X variable » on recherchera le réglage de vitesse donnant une durée T' du balayage et assurant à chaque fois le déclenchement sur la même première impulsion.

- **Salves de signaux « Tone-Burst »**

Les fanatiques de la HiFi savent que de tels signaux sont utilisés pour mettre en évi-

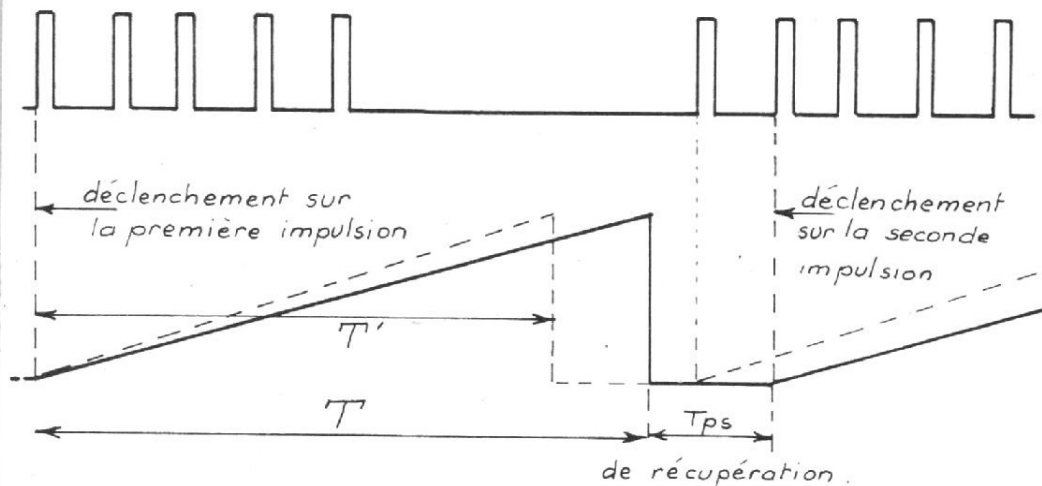


Fig. 76. - Mécanisme de l'instabilité apparente en cas d'observation d'un signal genre digital R.C. Pour supprimer cette instabilité, il suffit ici de diminuer légèrement T en T' .

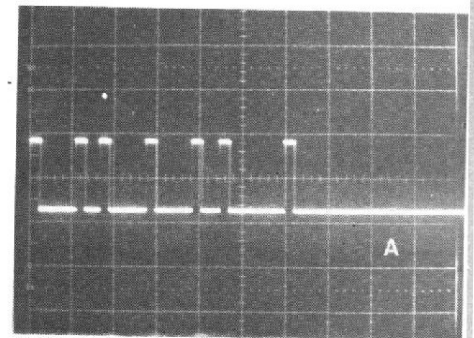


Photo A. - Signal RC dont la synchronisation correcte nécessite souvent l'utilisation du mode X. Var.

dence le comportement d'un amplificateur en présence des transitoires de commutation, faisant toute la différence ! Or à l'examen de tels signaux, on se heurte au même problème que ci-dessus : La cause et l'effet sont les mêmes. Le remède aussi ! A l'aide du mode « X variable » la stabilité parfaite est facilement obtenue à toutes les fréquences du signal observé. Voir photo B.

6. Utilisation de la « Synchro Ext. »

La synchronisation du balayage X se fait généralement par prélèvement interne des signaux nécessaires (Mode : Synchro Int.). Cependant, lorsque les formes d'ondes sont complexes, elles sont souvent incapables à assurer un déclenchement cohérent du balayage, nous venons d'en voir, ci-dessus deux exemples.

Une solution efficace consiste à synchroniser la base de temps par un signal extérieur, SIMPLE et SYNCHRONISÉ de l'onde complexe. - Par exemple, pour déclencher le balayage en cas d'observation du signal RC, il est possible de prélever dans le codeur de l'émetteur, le créneau d'oscillateur d'horloge (codeur à transistors) ou le créneau de la première voie (codeur à circuits intégrés).

- Pour déclencher, avec le signal « Tone Burst » il faudrait

prélever le signal rectangulaire en ayant assuré le découpage. Dans le cas du TBF 1038, que nous avons décrit dans ces colonnes, ce serait le signal TTL.

- En TV, l'examen du signal vidéo est difficile, car très complexe. Certains oscilloscopes sont d'ailleurs munis d'un séparateur en extrayant les signaux de synchronisation. On peut très facilement tourner la difficulté en déclenchant l'oscillo, soit par des signaux provenant d'un point de la base de temps image (pour une observation à la fréquence trame), soit d'un point de la base de temps ligne (pour observation à la fréquence ligne).

NB. Dans tous les cas d'utilisation de la synchronisation externe, on n'oubliera pas que cette entrée est à impédance moyenne (de l'ordre de 1000 Ω). La connecter sur un circuit à haute impédance perturbe donc gravement le montage sous test. Le point de connexion doit donc être choisi en connaissance de cause. Compte tenu du très faible niveau nécessaire pour assurer un déclenchement correct (moins de 50 mVcc) le problème se trouve souvent facilité. Il est possible, par exemple de provoquer un effet de différenciation en intercalant dans la liaison un condensateur de faible valeur (100 à 1000 pF). Cela contribue d'ailleurs à une élévation apparente de l'impédance. On peut aussi fort bien intercaler une résistance de valeur suffisamment

élevée pour ne pas « abrutir » le montage sous test, dans la mesure où le niveau disponible le permet : L'impédance est augmentée d'autant.

- Enfin, nous signalons que l'entrée de synchro externe est indispensable pour le fonctionnement du commutateur électronique deux voies que nous décrirons plus loin.

7. Utilisation de l'entrée « X Ext. »

Dans la quasi totalité des cas, le balayage de l'oscilloscope est assuré par sa base de temps interne. Cependant dans quelques cas particuliers, l'usage d'une source externe peut être utile. Nous citerons deux exemples.

- **Formation de figures de Lissajous.** Voir dans le n° 1575 du HP. Pages 337 à 340.

Il s'agit d'un procédé de détermination de la fréquence inconnue d'un signal, par comparaison avec celles d'une source connue. Le signal inconnu assure par exemple la déviation verticale (entrée E_v) et le connu la déviation horizontale (entrée X externe). L'examen de la forme souvent curieuse de la trace permet, pas toujours facilement, de déterminer le RAPPORT des deux fréquences et partant, la fréquence inconnue. A dire vrai, l'apparition des fréquences-mètres numériques range plu-

tôt cette méthode au niveau des curiosités.

- Emploi d'un vobulateur

Cette fois c'est plus sérieux : Le vobulateur permet de visualiser la courbe de réponse en fréquence d'un montage, par l'intermédiaire de l'oscilloscope. Un générateur de vobulation, parfois linéaire, souvent sinusoïdal assure le glissement de fréquence de l'oscillateur ET le balayage horizontal de l'oscilloscope. Le signal de sortie du montage assure la déviation verticale. On obtient alors une vue globale du comportement en fréquence de l'appareil. Nous avons dans nos projets la description d'un tel vobulateur.

8. Comparaison de phases : un commutateur électronique deux voies

Le TFOX 1 permet l'examen correct d'une forme d'onde, il permet la mesure de son niveau et de sa durée, nous venons de le voir. Cependant, dans un montage, co-existent de nombreux signaux et notre oscilloscope ne permet de les voir qu'en examen séparé. Or, dans certains cas, il est capital de connaître les relations de phases existant entre tel ou tel signal. Il est alors nécessaire d'avoir un oscilloscope à double faisceau ou à double trace

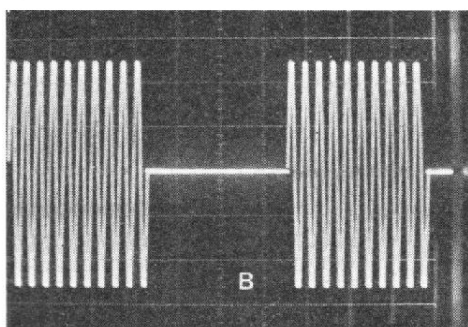


Photo B. - Même problème qu'en A, avec un signal Tone-Burst fourni ici par un TBF 1038 de l'auteur.

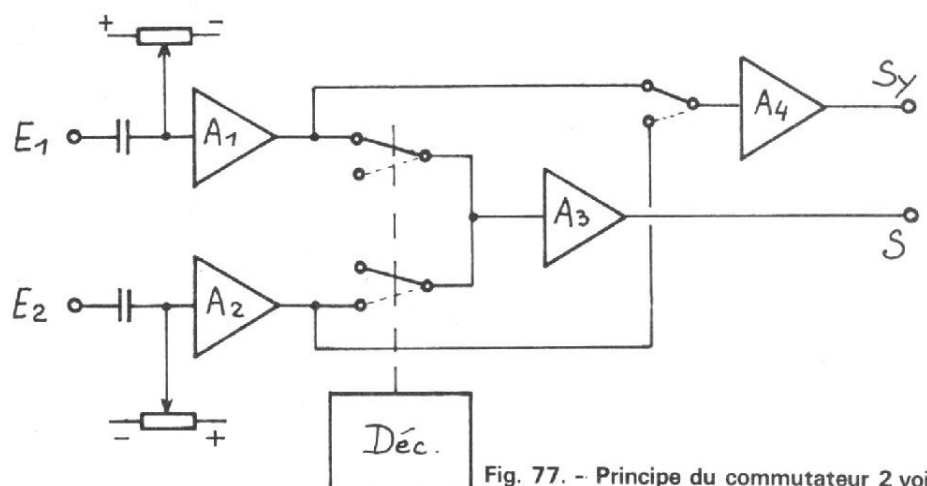


Fig. 77. - Principe du commutateur 2 voies.

ou plus simplement un oscilloscope simple trace, comme le TFOX 1, mais précédé d'un commutateur électronique, tel que celui dont la description va suivre.

a) Étude du schéma

Nous avons retenu un montage aussi simple que possible, de réalisation facile mais de fonctionnement correct. Le principe utilisé est celui du CHOPPER série. Voir figure 77. Un oscillateur de découpage commute à grande vitesse un inverseur électronique et connecte successivement la voie une puis la voie deux à la sortie S. La vitesse de découpage est grande lorsque l'on observe des signaux à fréquence basse. Dans ces conditions les oscillogrammes tendent à apparaître sur l'écran en « pointillés ». Comme la fréquence du découpeur est libre, donc non synchrone des signaux observés et du balayage, le pointillé « défile » rapidement et n'est pas visible.

Dans le cas d'observation de signaux à fréquence élevée, le découpeur oscille plus lentement que le signal et l'oscillogramme « écrit » plusieurs traces d'une des voies avant de passer à l'écriture de quelques traces de l'autre.

Le cas des fréquences moyennes est le plus difficile : Il faut alors choisir manuellement la fréquence du découpeur pour que l'observation soit claire. La manipulation est cependant très rapide et ne présente qu'un inconvénient mineur.

Par ailleurs, pour que l'observation soit possible, il faut remplir deux conditions

- Les oscillogrammes doivent être synchronisés, mais le déclenchement par le signal complexe issu du commutateur (Signal E_1 + Signal E_2 + créneau de découpage) ne pouvant se faire correctement par le mode Interne, il faut passer en mode Externe et synchroniser par l'un ou par l'autre des signaux de voies. Pour ce faire, un commutateur manuel permet de prélever directement soit le signal de voie une soit celui de voie deux.

- Sans précaution particulière, les deux oscillogrammes obtenus

vont se tracer, l'un SUR l'autre et le résultat risque fort d'être embrouillé ! Pour rendre l'examen possible, il faut SÉPARER les traces. Pour ce faire, on injecte dans les étages A_1 et A_2 deux potentiels continue DIFFÉRENTIELS provoquant la montée d'une trace sur l'écran et la descente de l'autre : L'observation devient claire.

Enfin, il va sans dire que les entrées E_1 , comme E_2 doivent être à haute impédance comme E_y de l'oscilloscope seul. Compte tenu des grandes variations possibles des niveaux à observer, il faut prévoir des atténuateurs d'entrées correctement compensés. Comme nous envisageons l'utilisation des sondes (: 10) il est indispensable d'avoir une impédance d'entrée Constante et égale à celle de l'oscillo, soit $1\text{ M}\Omega$ et une capacité d'entrée elle aussi constante et ajustable à la valeur de celle du TFOX 1.

Pour simplifier le commutateur, les liaisons n'y sont pas continues, ni en entrées ni en sortie. (Il faut placer K_7 en position « alternatif »). Cela ne présente guère d'inconvénient, puisque le commutateur n'est pas prévu pour l'examen des niveaux, mais pour celui des PHASES.

Voyons maintenant l'analyse de détail. Se reporter à la figure 78.

Les étages A_1 et A_2 sont identiques : Il s'agit de deux étages collecteur commun en cascade. Le premier voyant en sortie l'impédance d'entrée du second. L'impédance résultante devient supérieure à plusieurs mégohms, avec une bande passante du même ordre que celle de l'oscilloscope (6 MHz environ). Pratiquement l'impédance d'entrée réelle est fixée par la résistance de base de T_1 (ou T_3) de $1\text{ M}\Omega$. Le condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ coupe la composante continue du signal observé. Les deux résistances de $1\text{ M}\Omega$ retournent sur un double diviseur de tension branché entre + et - et contrôlé en différentiel par le potentiomètre P_1 (Sép/Tr) de $10\text{ k}\Omega$: Lorsque le niveau monte d'un côté, il descend de l'autre.

Rappelons que les étages A_1 et A_2 donnent un gain très voisin de l'unité : On retrouve ainsi en sortie le signal avec la même forme, le même sens et la même amplitude. Seul son niveau moyen est modifié par P_1 . De plus, l'impédance de sortie est maintenant très basse et le traitement peut se faire sans perturbation aucune sur la source.

Chaque étage A_1 ou A_2 est précédé d'un atténuateur compensé à trois positions :

- Direct
- Atténuation de deux
- Atténuation de cinq.

Dans chaque cas l'impédance, vue de l'entrée E reste de $1\text{ M}\Omega$ et des capacités ajustables fixent la capacité d'entrée. Dans ces conditions, la sonde (: 10) s'utilise sans problème et pour chaque voie nous disposerons de six rapports d'atténuation : 1, 2, 5 (sans la sonde), 10, 20, 50 (avec la sonde). C'est largement suffisant pour tous les cas rencontrés en pratique. Il ne faut pas oublier que nous aurons parfois à examiner simultanément des signaux d'amplitudes fort différentes.

Le prélèvement de la synchro se fait entre T_1 et T_2 (ou entre T_3 et T_4). On évite ainsi de perturber d'une part, la source du signal observé par la prise de synchro, T_1 ou T_3 faisant office de séparateurs et d'autre part d'injecter dans la synchro des transitoires de découpage, la séparation étant assurée cette fois par T_2 ou T_4 . Le prélèvement de la synchro se fait d'ailleurs à haute impédance puisque l'on utilise le même montage de deux transistors montés en collecteurs communs et en cascade : T_5 et T_6 formant A_4 . Le commutateur manuel K_3 permet le choix entre les voies assurant la synchronisation. En principe on choisira celle ayant la fréquence la plus basse.

Pour le générateur de découpage, nous avons fait une entorse à notre principe initial de ne pas utiliser de circuit intégré. Mais compte tenu de la simplicité et des performances du multivibrateur C.MOS que nous avons déjà utilisé le mois dernier dans les générateurs d'étalonnage,

nous l'avons encore adopté. Cette fois nous avons choisi un quadruple NANDS de NS : Le MM74C00. Deux NANDS, branchées en inverseurs constituent l'oscillateur dont la fréquence est déterminée par le condensateur de 200 pF et par la résistance ajustable ($22\text{ k}\Omega + P_2$) entre $22\text{ k}\Omega$ et $250\text{ k}\Omega$. Celle-ci passe ainsi de 10 à 90 kHz. Un troisième inverseur améliore la forme et fait office de séparateur tandis que le dernier inverse le signal en donnant un créneau rectangulaire en opposition de phase. Chaque signal de sortie Q et \bar{Q} commande un interrupteur électronique à diodes.

Si $Q = 1$ (soit $Q = +12\text{ V}$), les deux diodes D_1 et D_2 sont polarisées en sens direct. Elles conduisent et le signal de sortie de A_1 passe et se retrouve aux bornes de la $33\text{ k}\Omega$. Mais alors, si $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$, ce qui bloque les diodes D_3 et D_4 , interdisant le passage du signal de sortie de A_2 .

Bien entendu, à l'alternance suivante du créneau de découpage, c'est le contraire qui se produit. Le signal qui se retrouve aux bornes de la $33\text{ k}\Omega$ est transmis à l'étage de sortie A_3 : C'est un simple collecteur commun. Le signal est prélevé en sortie par une résistance de $560\ \Omega$ évitant les suroscillations et protégeant T_7 des courts-circuits. L'alimentation à l'oscillo se fait par un petit câble blindé.

NB. La meilleure sensibilité d'entrée de l'oscilloscope utilisé avec le commutateur est de 200 mV/div . C'est alors que l'on a le meilleur rapport signal/bruit et la meilleure proportion entre l'amplitude observée et l'efficacité de la commande de séparation des traces. Au-delà, de 1 V/div . à 10 V/div ., l'efficacité de la commande de séparation devient insuffisante. En deçà, de 100 mV/div . à 20 mV/div ., cette efficacité tend à devenir trop grande et le « bruit » de la commutation de plus en plus visible. L'utilisation reste possible cependant.

Pour l'alimentation, bien que la consommation soit faible, de l'ordre de 10 mA , nous avons prévu un montage autonome. L'usage est ainsi possible avec

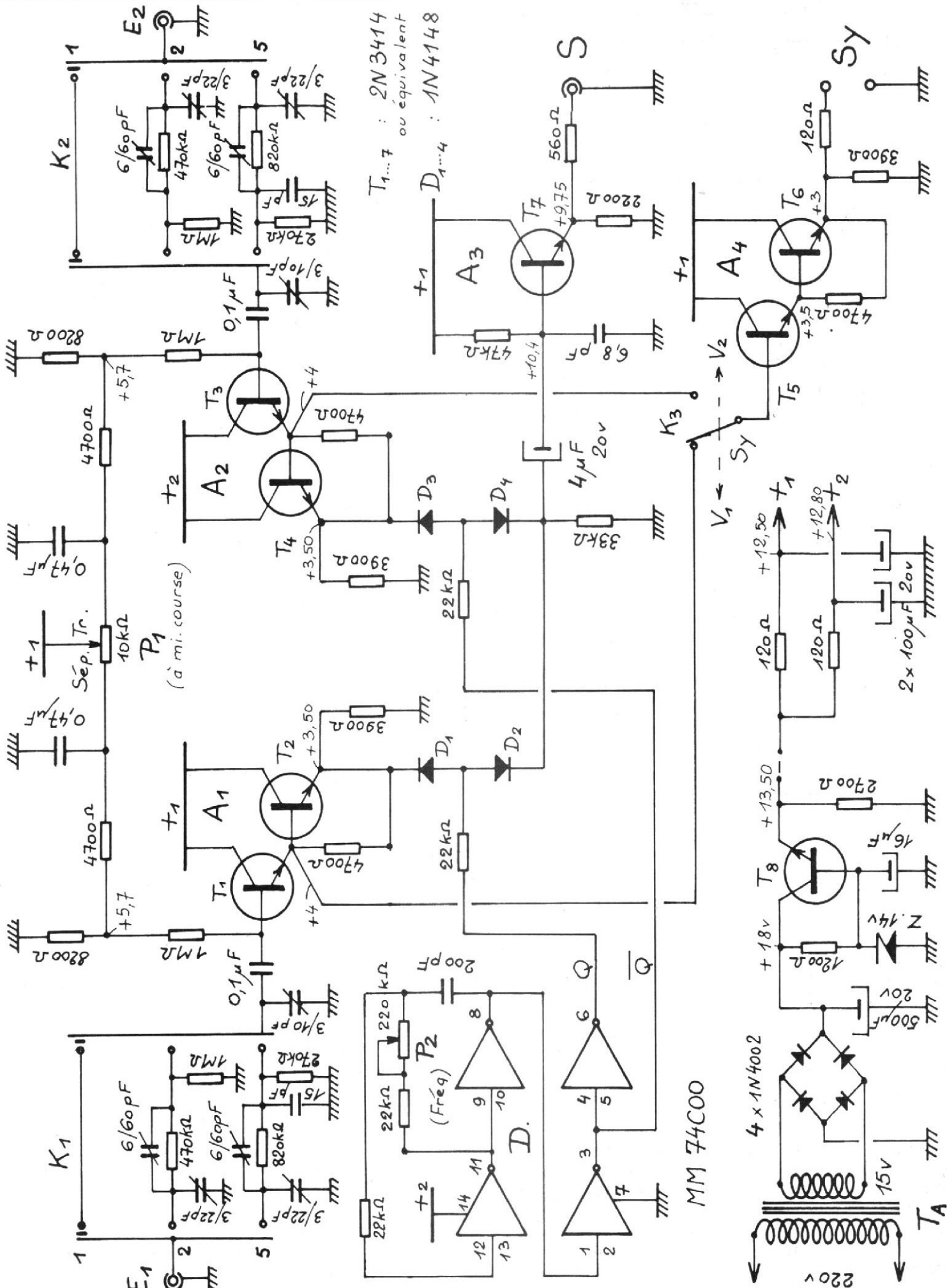


Fig. 78. - Schéma du chopper 2 voies. Les condensateurs réglables marqués sur ce schéma 3/10 pF sont à remplacer par deux condensateurs de 3/22 pF.

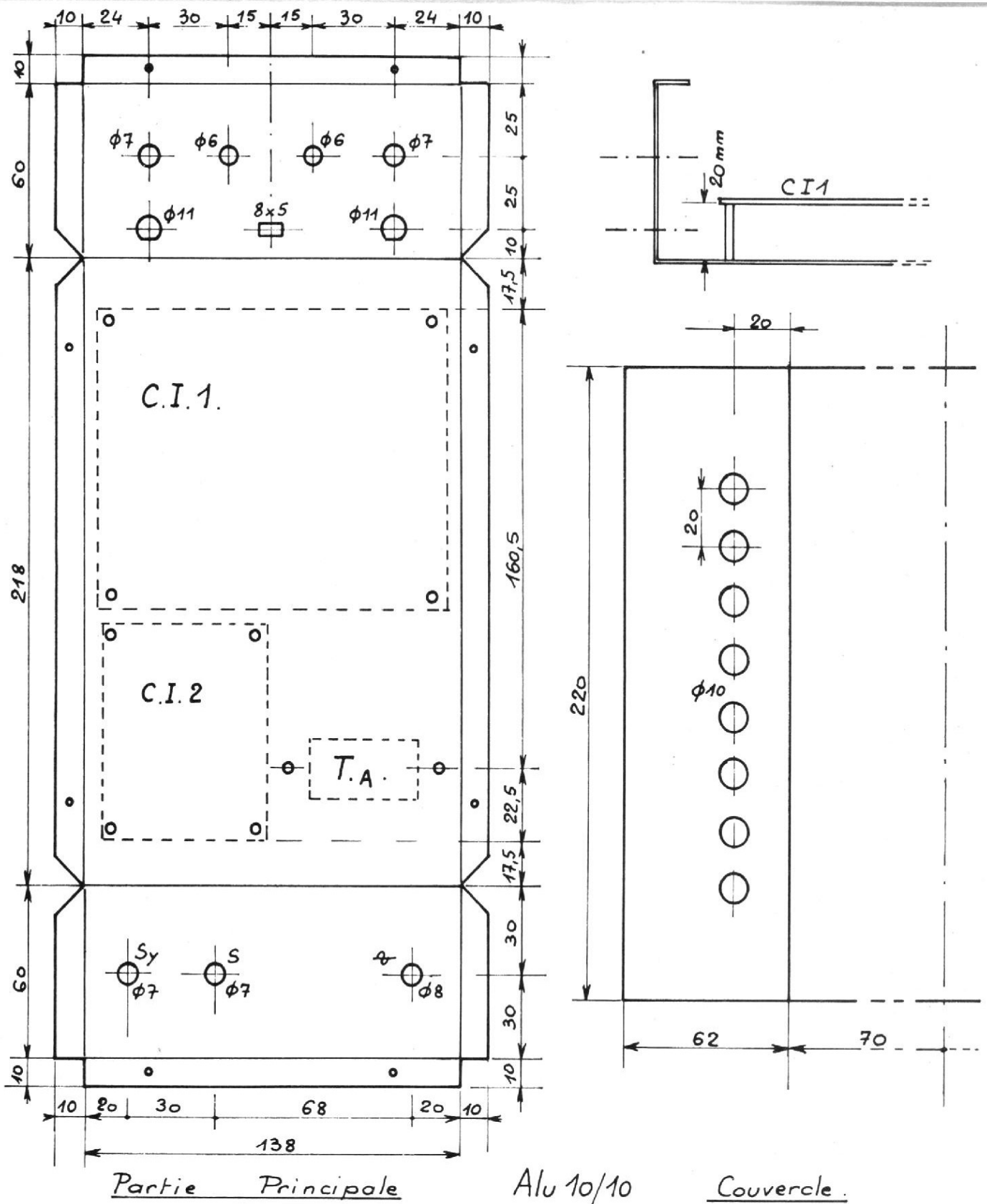


Fig. 79. - Boîtier du commutateur deux voies.

n'importe quel oscilloscope. De plus on évite de surcharger l'alimentation du TFOX 1 et on élimine tout risque de couplage parasite. Un transformateur fournit une tension de 15 V, redressés par un pont de diodes, filtrés et stabilisés par transistors et zener. La tension de sortie a été choisie de +

13 V de manière à avoir à peu près + 12 V après les deux cellules de découplage alimentant les différentes parties du chopper. Aucun interrupteur n'a été prévu. Nous avons monté, à l'arrière du TFOX 1 une prise secteur commandée par l'interrupteur de ce dernier et qui alimente le commutateur.

b) La réalisation
Le boîtier (voir fig. 79) :

Nous avons conçu le boîtier du commutateur pour que le TFOX 1 se pose exactement dessus, formant ainsi avec lui, un bloc compact. Voir photo H. De ce fait le commutateur terminé mesure 22 x 14 x 6 cm. Les circuits y sont à l'aise, ce

qui rend la réalisation d'autant plus facile.

Le boîtier comporte deux parties à fabriquer en alu de 10/10 et dont la figure 79 donne toutes les cotes de découpage et de perçage.

La face avant (voir fig. 80) :
 Nous l'avons confectionné

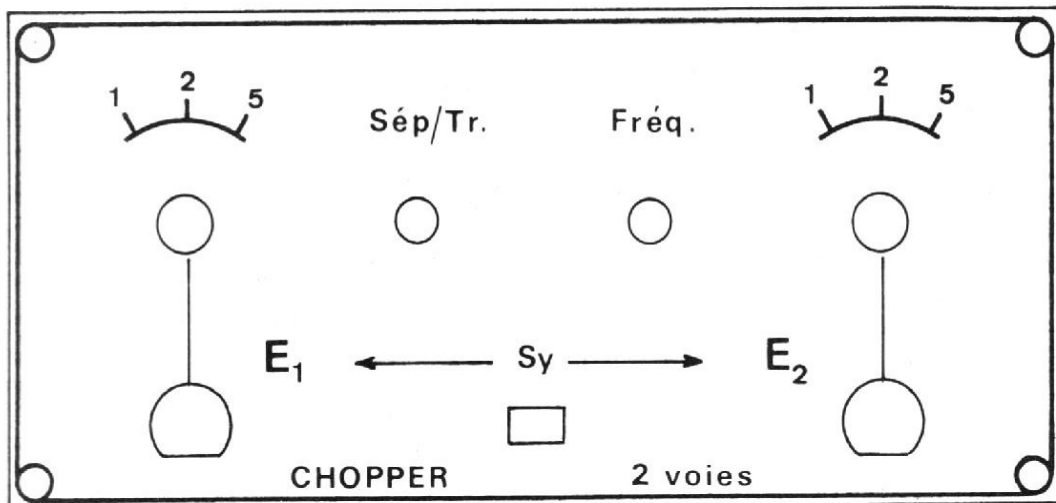


Fig. 80. - Face avant du commutateur.

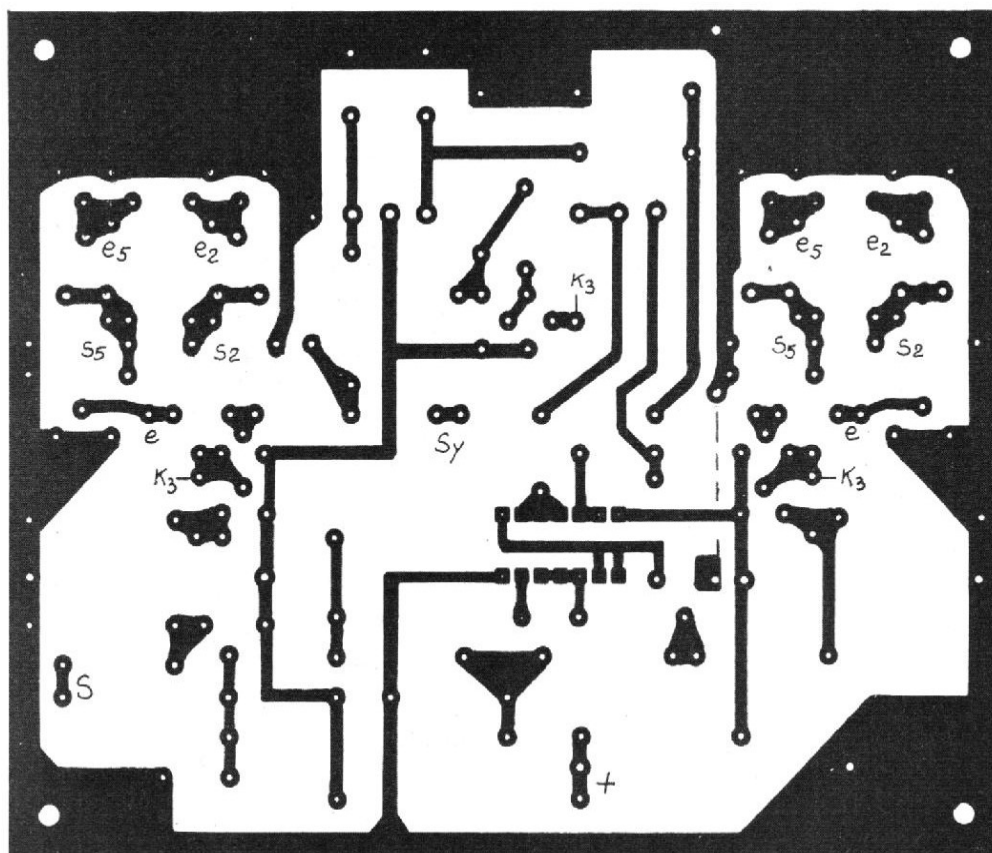


Fig. 81. - C.I. 1.

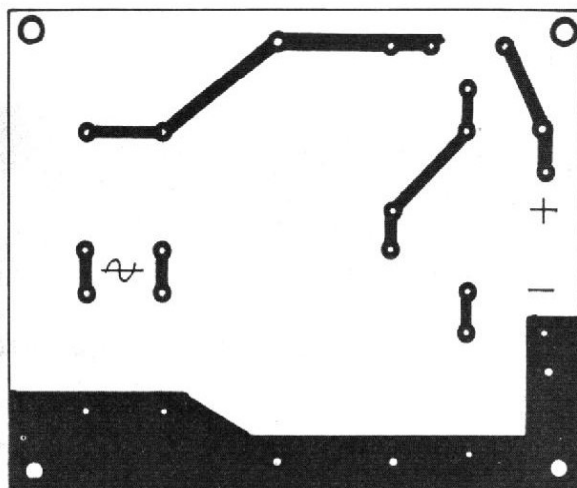


Fig. 82. - C.I. 2.

cette fois en Scotchcal de 3 M (plaques 8005). Le résultat est excellent, la réalisation facile, mais l'investissement initial est lourd. Bien entendu, la méthode du papier noir conserve son attrait pour ses très bons résultats et son prix de revient ultra économique.

Circuits imprimés (voir fig. 81 et 82):

On utilisera de l'époxy simple face de 15/10.

Liste des composants

- 8 2N 3414 (voir NB)
- 4 IN 4148
- 4 1N 4002
- 1 Z 9,1 V
- 1 Z 4,7 V
- 1 C.MOS MM74C00 de NS (voir NB)
- 3 120 Ω 1/4 W 5%
- 1 560 Ω 1/4 W
- 1 1200 Ω 1/4 W
- 1 2200 Ω 1/4 W
- 1 2700 Ω 1/4 W
- 3 3900 Ω 1/4 W
- 5 4700 Ω 1/4 W
- 2 8200 Ω 1/4 W
- 4 22 k Ω 1/4 W
- 1 33 k Ω 1/4 W
- 1 47 k Ω 1/4 W
- 2 270 k Ω 1/4 W
- 2 470 k Ω 1/4 W
- 2 820 k Ω 1/4 W
- 4 1 M Ω 1/4 W
- 1 6,8 pF céramique
- 2 15 pF styroflex de préférence
- 1 200 pF styroflex de préférence
- 2 0,1 μ F MKM ou MHH de Siemens
- 2 0,47 μ F MKM ou MHH de Siemens
- 1 4 μ F 25 V chimique
- 1 16 μ F chimique
- 2 100 μ F chimique
- 1 500 μ F 20 V chimique
- 6 3/20 pF EA20 de RTC
- 4 6/60 pF EA60 de RTC
- 1 Potentiomètre P20 de 10 k Ω linéaire (voir NB)
- 1 Potentiomètre P20 de 220 k Ω linéaire
- 2 BNC de châssis UG 625
- 1 prise BNC
- 2 fiches bananes de 2 mm
- 2 encliquetages Jeanrenaud type ESK
- 2 galettes pour ESK 2c/5 pos ou 2c/6 pos (voir NB)

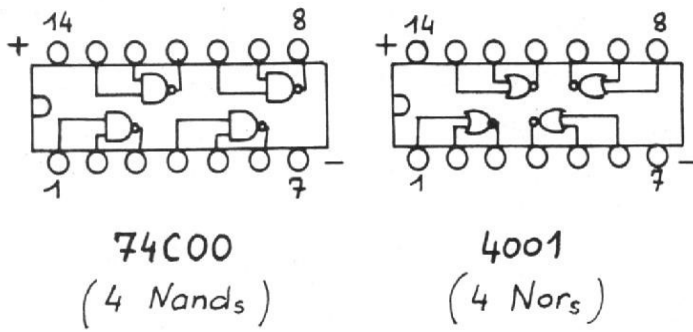


Fig. 83. - Brochages comparés du 74C00 et du 4001.

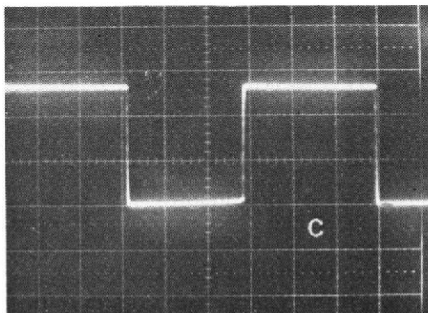
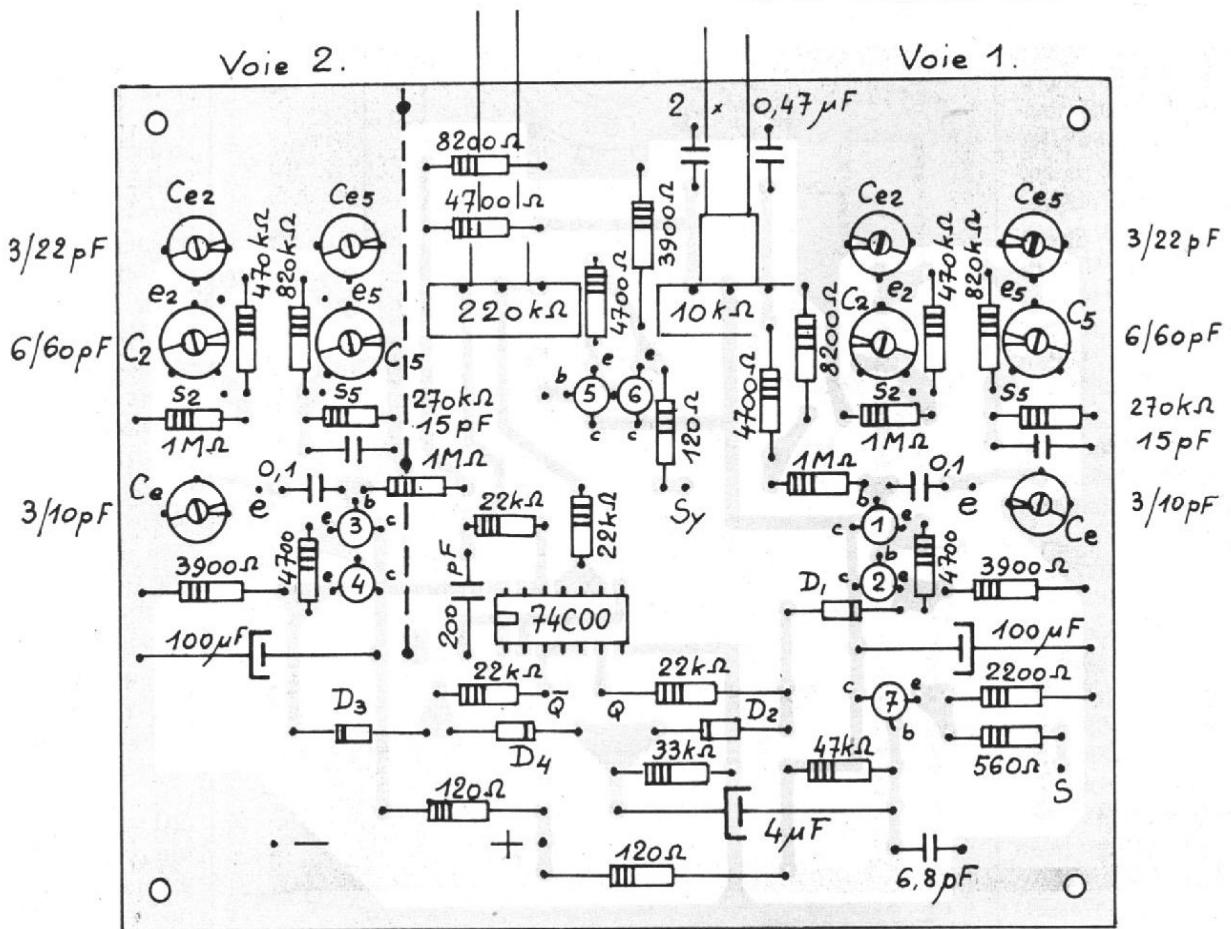
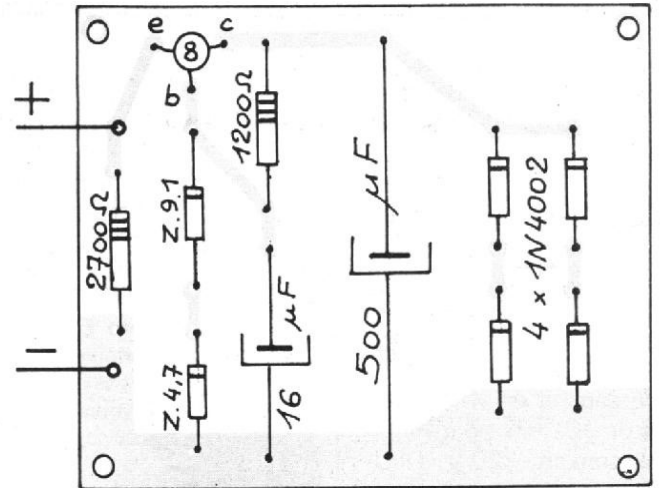


Photo C. - Signal rectangulaire de découpage en sorties Q ou \bar{Q} du 74C00. 5 V/div. 5 μ s/div.

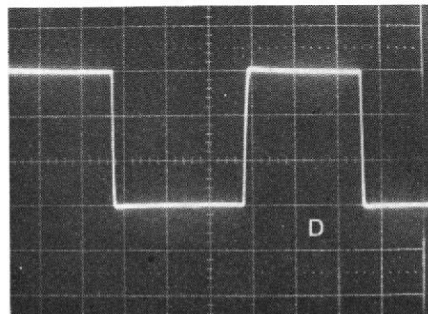


Photo D. - Signal rectangulaire en S du commutateur, P₁ en butée droite ou gauche. Rien en E₁ et E₂. 1 V/div. 5 μ s/div.

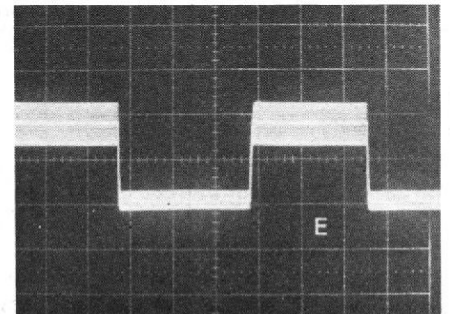


Photo E. - Signal en S, mais cette fois avec un signal en E₁ et un autre en E₂. L'oscilloscope est synchronisé sur la fréquence de découpage, en mode interne.

1 inverseur double type 5 1M de Jeanrenaud
 1 transfo d'alimentation, sur circuit de 45 / 36 mm 220 V / 15 V.

Prendre par exemple un transfo de haut-parleur AUDAX, 7000 Ω sur circuit de 45 x 36 mm. Détôler le transfo. Supprimer le secondaire. Le primaire existant peut déjà servir pour le 110 V. Ajouter au-dessus, dans le MÊME sens et en vrac, 1800 spires de 10/100 pour terminer le primaire 220 V. Quelques tours de papier isolant puis le secondaire 15 V, avec 280 spires de 20/100. Si l'on fait le bobinage complet de ce transformateur on tournera 4200 spires de 10/100 pour le 220 V et 280 spires de 20/100 pour le 15 V. Il est assez navrant de voir beaucoup d'amateurs embarrassés par ce problème de transfo (que l'on ne trouve pas chez le revendeur du coin !, et qui est vraiment une de ces choses que l'on fait très facilement soi-même ! Il suffit un jour de se mettre à récupérer de vieux transfos pour les tôles et d'acheter un assortiment de fils émaillés pour être paré pour de longues années.

NB.

- Nous avons utilisé des transistors 2N 3414 parce que nous en disposons et qu'ils ont l'avantage d'avoir un brochage en ligne permettant une implantation sans problème dans toutes les configurations. Cependant ce transistor peut être remplacé par un type NPN silicium de gain moyen assez quelconque : 2N 2926 or, BC 172 B, BC 108, BC 238 B...

- Le MM 74C00 est fabriqué par National Semiconductor. C'est l'équivalent C.MOS, broche pour broche du 7400 de la série TTL. On peut parfaitement utiliser un 4001 peut-être plus courant en montant aussi les portes en inverseurs. Se reporter à la figure 83, montrant la différence de brochage et partant, la petite modification du circuit imprimé à apporter.

Nous n'avons pas utilisé de résistances à 1 % pour les atténuateurs d'entrées. Toute mesure d'amplitude précise se fera sur le TFOX 1 direct.

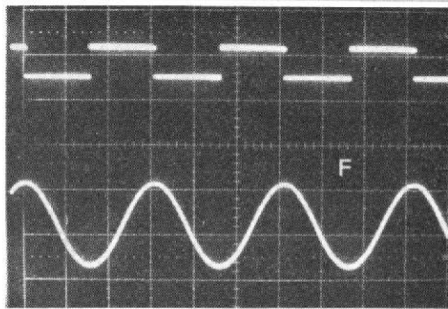


Photo F. - Une rectangulaire en E_1 , une sinusoïdale en E_2 , mais cette fois l'oscilloscope est synchronisé, en mode externe, sur les voies observées.

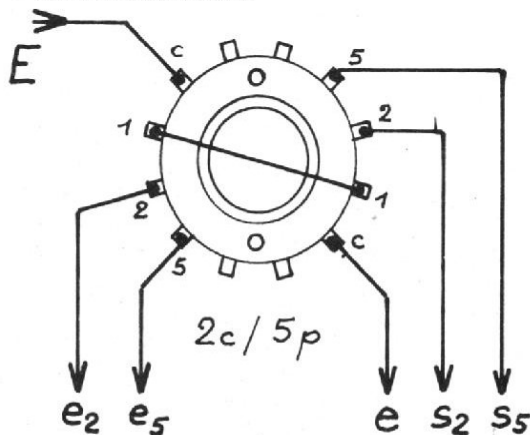


Fig. 86. - Câblage de K1 ou K2.

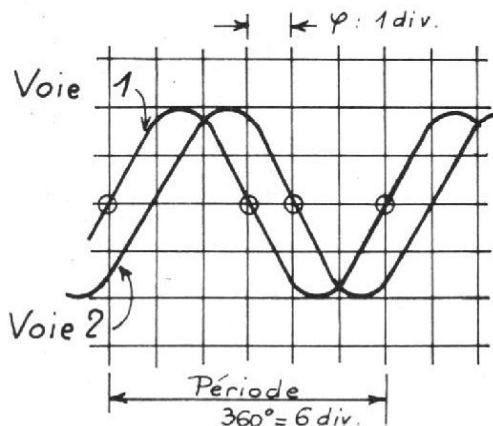


Fig. 87. - Mesure d'un déphasage.

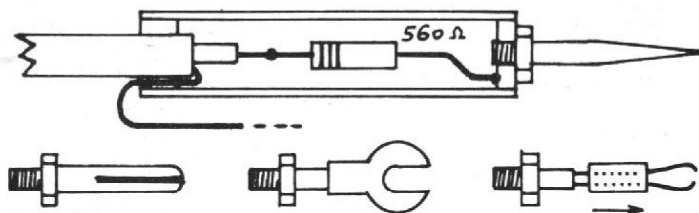


Fig. 88. - Pointe de touche simple mais pratique.

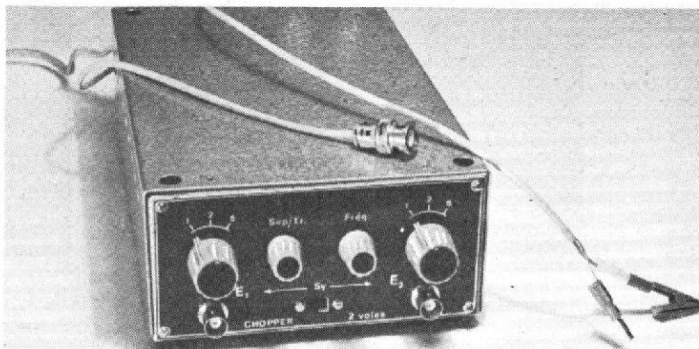


Photo G. - Le commutateur terminé. Noter les trous dans le couvercle et dans lesquels se logent les pieds du TFOX 1.

- L'atténuateur ne possédant pas de cellules en cascade n'exige qu'une galette et de ce fait permet l'emploi de modèles économiques en bakélite découpée.

- Prendre de préférence des P20 à picots pour circuits imprimés. N'en ayant pas trouvé pour la maquette, la transformation s'est faite avec une petite cisaille.

- Tout le matériel, y compris transfo et CI non percés, se trouvera chez RD Électronique, 4, rue Paul Vidal, 31 Toulouse.

Pose des composants

Se reporter à la figure 84 pour le circuit principal CI₁, et à la figure 85 pour le circuit d'alimentation CI₂. Rien de très spécial à indiquer. Attention au brochage des transistors, la disposition étant inversée dans les voies une et deux. Débrancher le fer pour souder le C.MOS. Photos I et J.

Les galettes des commutateurs sont à 20 mm de l'encliquetage. Tailler une entretoise de cette longueur dans du tube laiton de modélisme ou faire un empilement avec les entretoises fournies. L'encliquetage est réglé à trois positions.

Souder les deux fois cinq liaisons sur le C.I. principal. $L \approx 5$ cm.

Monter les encliquetages sur le panneau avant et CI₁ à sa place dans le boîtier, (voir fig. 79) sur des entretoises de 20 mm, amenant les axes des deux potentiomètres à la bonne hauteur. Souder maintenant les liaisons sur les galettes des commutateurs en se référant à la figure 86. Ne laisser que la longueur juste nécessaire en évitant de masquer avec les fils, les axes des petits CV de réglage. Voir Photo K. Les liaisons soudées ; on peut très bien déposer le tout, les fils maintenant les contacteurs.

Un blindage doit être disposé entre A₂ et le circuit du découpeur où les transitoires de commutation risquent d'être captées par l'entrée à haute impédance. On confectionnera ce blindage avec du fer blanc, ou avec de la fine tôle de laiton (voir articles pour modélisme, tôle de

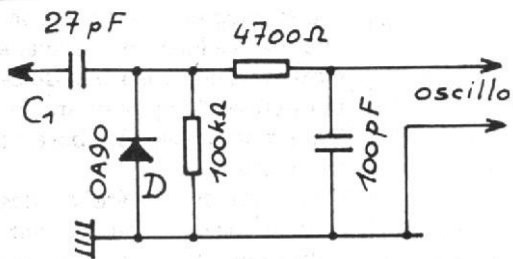


Fig. 89. - Schéma d'une sonde démodulatrice.

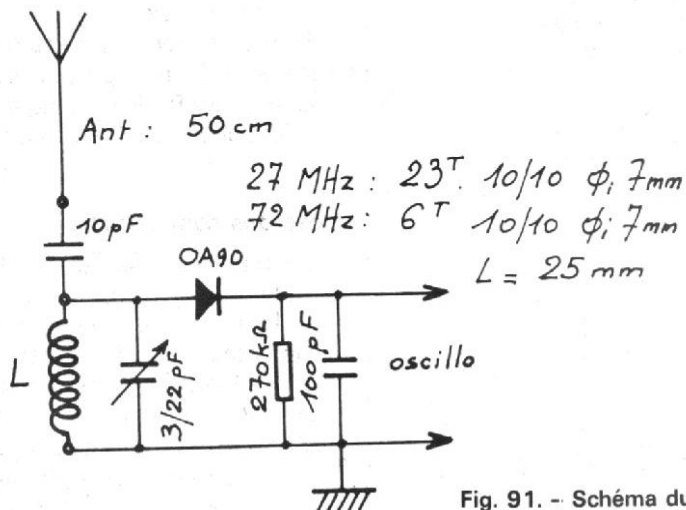


Fig. 91. - Schéma du détecteur de champ.

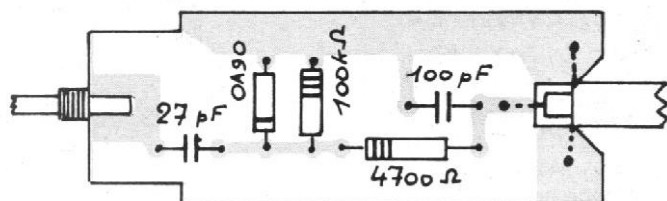
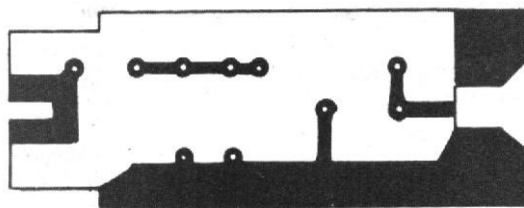


Fig. 90. - Réalisation de la sonde démodulatrice.

2/10). Un petit repli au sommet donne de la rigidité au rectangle de 72 x 37 mm restant. Les plus adroits tailleront trois petits picots, à la base, pour souder sur C_1 . Les autres se contenteront de 3 morceaux de fils. Une encoche doit être aussi pratiquée à la base, à l'aide d'une lime ronde, pour le passage de la 1 M Ω de T_3 . Réunir les masses des potentiomètres par un fil nu et souder ce fil sur le blindage. Voir photos K et L.

Les fils de liaison entre C_1 et D_3 se font au plus direct sous la platine. Les BNC d'entrées sont reliées à K_3 ou K_2 . Les câbles blindés sont soudés sous la platine, ils sortent par l'arrière du boîtier et ont juste assez de longueur pour rejoindre les points de connexion sur la face avant du TFOX1, le commutateur normalement en place. Voir photos I, G et H.

Mise en service

- D'abord l'alimentation seule. Mettre sous tension et vérifier l'existence de la tension de sortie de + 13 V.

- Relier maintenant les deux CI (nous supposons qu'une vérification minutieuse de C_1 a été faite). Atténuateurs en position « 5 ». Rien aux

entrées. Connecter l'oscilloscope de contrôle à Q, puis \bar{Q} et vérifier l'existence des créneaux rectangulaires de découpage : Amplitude 12Vcc environ, fréquence variable par P_2 de 10 à 90 kHz environ (soit une période de 100 à 11 μ s). Le rapport cyclique doit être voisin de 1. Voir photo C.

- Brancher maintenant l'oscilloscope en sortie normale du

commutateur : S. Mode Synchro interne. K_7 sur « alternatif ». Constaté l'existence d'un signal rectangulaire de même fréquence que le précédent et d'amplitude réglable par P_1 . Cette amplitude atteint un maximum de 3Vcc environ avec P_1 en butée droite ou gauche et s'annule avec P_1 à mi-course. Voir photo D.

Si ces essais sont positifs, le

commutateur est en ordre de marche. On peut donc passer à l'utilisation normale.

- Mettre le TFOX.1 sur 200 mV/div. de préférence, K_7 sur alternatif, Mode « Synchro EXT » la sortie « Sy » du commutateur reliée à l'entrée « Sy Ext. » de l'oscillo. La sortie S reliée à E_V . Connecter les entrées E_1 et E_2 aux signaux à observer en synchronisant au choix sur l'une des voies. En adaptant la vitesse de balayage à celle des signaux observés on doit faire apparaître les deux courbes dont l'écartement sur l'écran est déterminé par P_1 . Si le pointillé de découpage est visible, agir sur P_2 pour le faire disparaître. La photo F montre un exemple du parfait résultat obtenu. NB. A toutes fins utiles, pour ceux qui ne l'auraient pas compris, nous rappelons que l'on ne peut observer simultanément avec le commutateur décrit que deux signaux dont les fréquences sont liées l'une à l'autre par un facteur arithmétique simple : ou bien l'égalité (cas de la photo) ou la moitié, le tiers... le dixième, etc. Il n'est pas question de visualiser en même temps et de manière stable, par exemple les deux sorties de deux oscillateurs



Photo H. - La conception mécanique retenue permet de former avec le TFOX1 un bloc compact occupant un minimum de place.

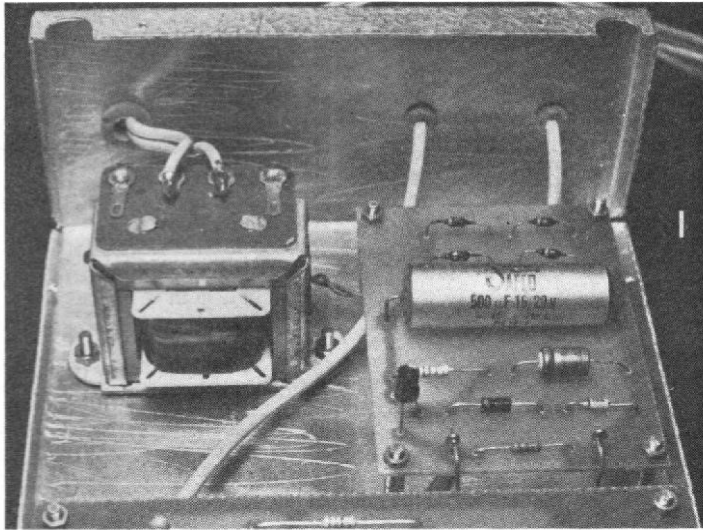


Photo I. - Montage de l'alimentation du commutateur. Remarquer le passage des câbles blindés S et Sy.

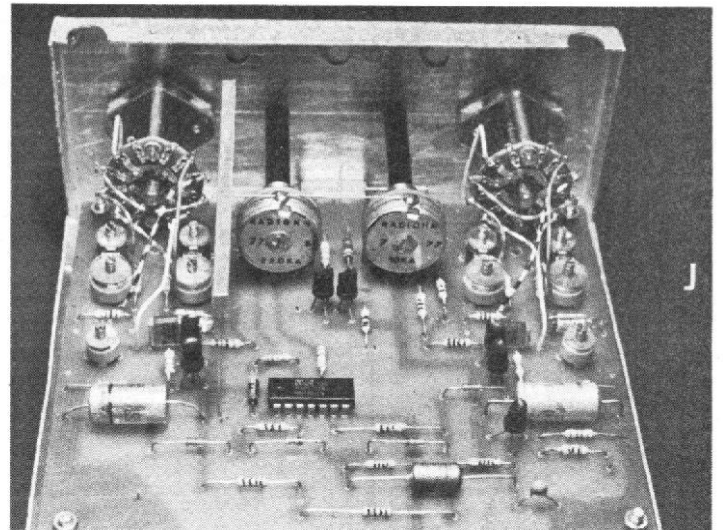


Photo J. - Un coup d'œil du côté de Cl₁ et des commandes.

INDÉPENDANTS, donc non synchrones. Dans un tel cas, si la synchro se fait sur un signal, l'oscillogramme de l'autre défilera. A noter cependant que le procédé est parfaitement utilisable pour amener le second oscillateur en relation de fréquence avec le premier. C'est une méthode bien meilleure que celle des figures de Lissajous.

Réglages des atténuateurs

La sonde atténuatrice décrite dans les numéros précédents et qui a déjà servi à régler le TFOX 1 est encore indispensable.

- On commencera d'ailleurs par la rebrancher sur l'oscilloscope de manière à figurer son

réglage de correction, par exemple avec le circuit de référence interne.

- Reprendre maintenant le générateur d'étalonnage décrit le mois dernier et l'utiliser en 1000 Hz, 10 Vcc. Revenir en branchement 2 voies. P₁ à mi-course. Nous allons décrire le processus à suivre pour régler la voie 1. Il suffira de le reproduire pour la voie 2 (se reporter à la fig. 84 pour la position des réglages).

- Connecter la sonde en E₁. Atténuateur voie 1 sur « 1 ». TFOX1 sur 500 mV/div. Régler C_e pour une forme corrigée des 2 divisions du signal 1000 Hz, 10 Vcc.

- Enlever la sonde. Passer en « 2 » attaquer directement

E₁. TFOX1 sur 5 V/div. Régler C₂ pour une forme correcte des créneaux (amplitude: 1 division).

- Passer en « 5 » et régler C₅, TFOX 1 sur 2 V/div. (amplitude: 1 division).

- Rebrancher la sonde. Revenir en « 2 ». TFOX1 sur 500 mV/div. Régler C_{e2} (amplitude: 1 division).

- Passer en « 5 » et régler C_{e5}, avec le TFOX1 sur 200 mV/div. (amplitude: 1 div)

Régler de même la voie 2. Ce travail bien fait, l'ensemble oscillo/commutateur est corrigé à toutes les fréquences, pour tous les pas d'atténuation, la sonde pouvant être utilisée indifféremment en E_y ou

en E₁/E₂ sans retouche de correction.

Utilisation du commutateur

Nous allons indiquer trois exemples.

a) Se servir du générateur d'étalonnage à diviseurs.

Connecter E₁ sur une des sorties E/... ou E'/... et connecter E₂ sur la sortie qui suit celle choisie pour E₁.

Synchroniser l'oscillo sur le signal le plus lent, donc sur la voie 2.

Régler la vitesse de balayage pour observer au moins une période de ce signal lent. Il est maintenant facile de vérifier par comptage sur l'écran le bon fonctionnement du diviseur par 10. On constatera

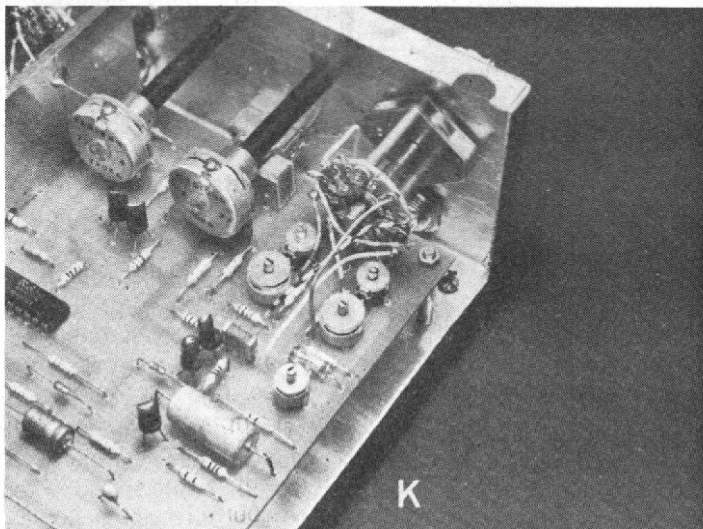


Photo K. - Gros plan sur le câblage d'un atténuateur d'entrée. Remarquer aussi le fil de masse des boîtiers de potentiomètres.

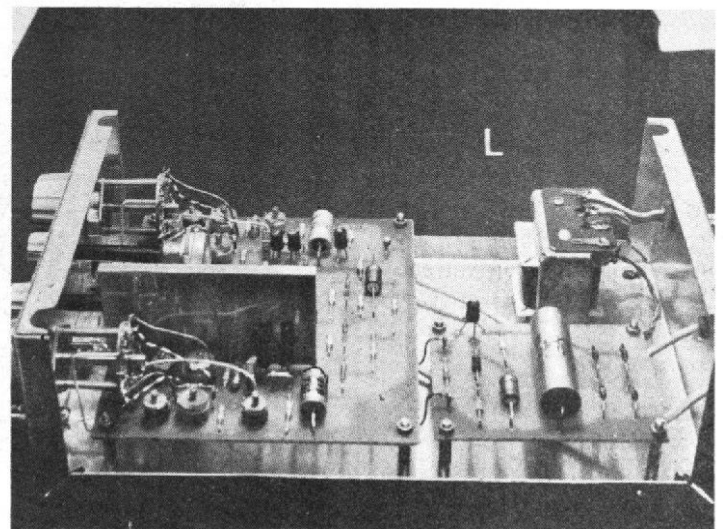


Photo L. - L'intérieur du commutateur terminé.

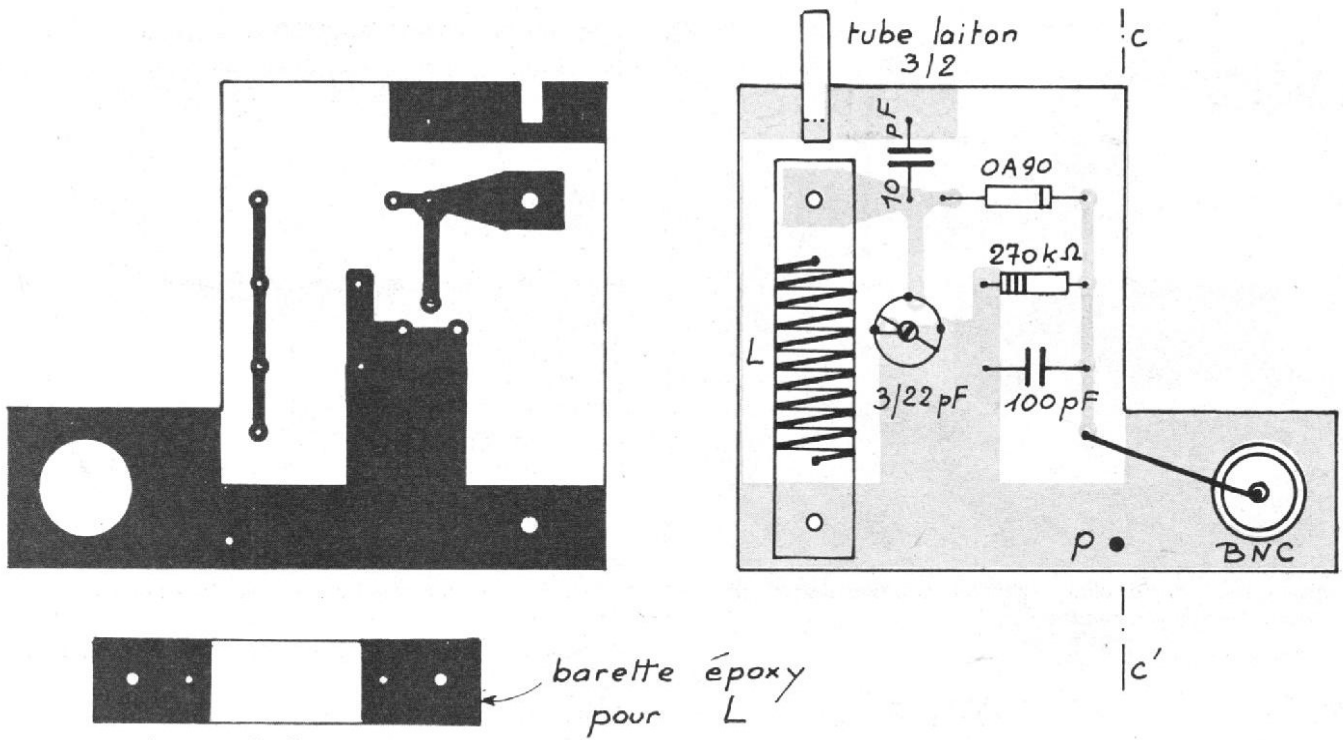


Fig. 92. - Détecteur de champ.

l'intérêt de la commande de séparation des traces permettant aussi... de les rapprocher pour vérifier plus aisément les correspondances entre les deux signaux.

b) Dans un décodeur d'ensemble digital RC :

- Connecter E_1 à l'arrivée du signal S_{RX} . Synchroniser sur ce signal. Mode X. var.

- Connecter maintenant E_2 sur les différents points du montage. Vérifier ainsi la progression du signal et ses transformations jusqu'aux sorties décodées, avec position de chaque créneau par rapport au signal complet, fixant son numéro d'ordre.

c) Mesure d'un déphasage. Voir figure 87.

La voie une est attaquée par un signal et la voie deux par l'autre, en retard de phase. La période entière, comptant donc pour 360° , occupe 6 divisions. Le décalage horizontal, matérialisant le déphasage est de une division :

$$d'où \varphi = \frac{360^\circ \times 1}{6} = 60^\circ$$

9. Quelques accessoires utiles

a) Pointe de touche directe

Pour l'utilisation directe de l'oscillo sans la sonde atténuatrice, il est bon de faire la liai-

son par câble blindé terminé par la pointe de touche dont la figure 88 donne les détails de réalisation. Le tube est isolant et provient par exemple d'un vieux stylo. A l'avant, un bouchon métallique forcé est percé et taraudé à 3 mm. Le coaxial de liaison maintenu à l'arrière y est relié par une

résistance de 560Ω évitant certaines suroscillations avec les fronts trop raides. La masse du câble est sortie et sera toujours reliée à une bonne terre du montage. Il faut toujours éviter de relier l'oscillo par un fil de masse distinct, cette méthode apportant souvent de grosses perturbations. Enfin,

on constate que l'embout de touche est interchangeable facilement et... adapté aux circonstances : pointe simple, broche fendue et qui s'accroche aux fils, aux cosses..., cosse ouverte à serrer sous une borne, grip-fil évitant les dangers d'un cordon qui s'égaré dans les entrailles du montage. (pour ce grip-fil, utiliser deux fils en corde à piano étamée - voir modélisme - et un tube de serrage isolant)

b) Sonde HF démodulatrice

Le TFOX1 transmet correctement sans guère les atténuer les signaux jusqu'à 6 MHz. Au delà, le gain de l'ampli chute très vite et n'est plus exploitable. Nous signalons cependant qu'en couplant E_v par une boucle de 2 ou 3 spires, aux circuits LC d'un émetteur 27 MHz, il est tout de même possible d'observer directement la HF. Mais il s'agit dans ce cas de signaux forts ! Pour l'observation de signaux faibles, comme il en existe par exemple dans les étages FI d'un téléviseur (fréquences allant de 28 à 39 MHz) il faut recourir à l'artifice de la sonde démodulatrice 3 Ce n'est plus la HF modulée qui est observée mais sa modulation. S'il y a signal démodulé, c'est qu'il y

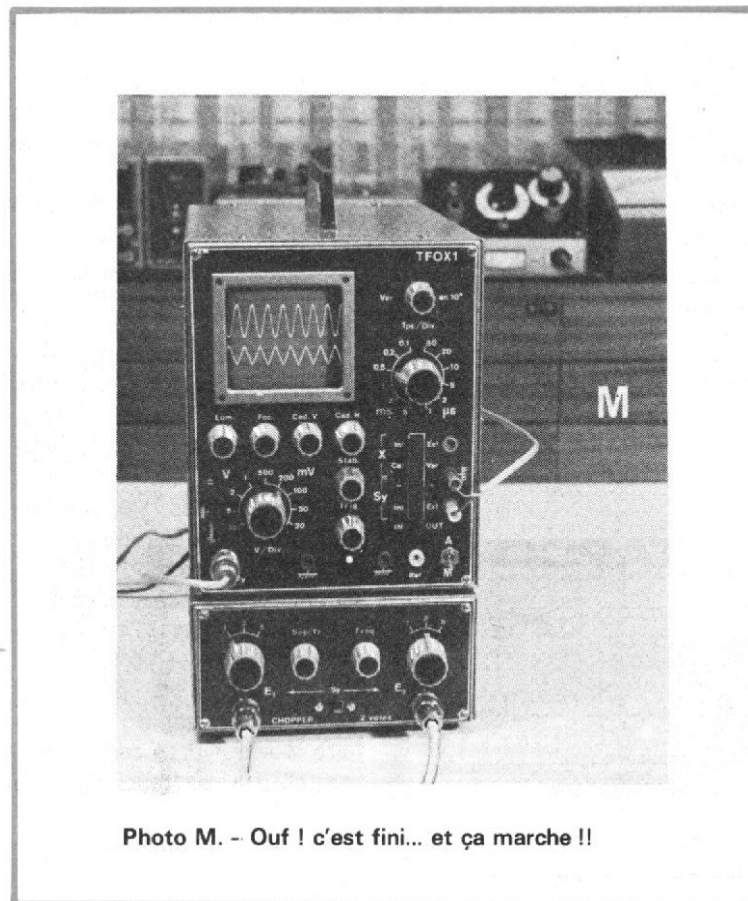


Photo M. - Ouf ! c'est fini... et ça marche !!

AKG acoustics



Des Tables de Mélange pour tous les Usages.

AKG spécialisée depuis près de 30 ans, dans la fabrication des matériels de très haute qualité en électro-acoustique, microphones, casques, cellules, chambres d'écho, vient de développer une nouvelle gamme de produits: des consoles de mélange. La recherche d'une excellente qualité, tout en conservant un prix de marché, a amené AKG à certains compromis, comme par exemple l'utilisation des potentiomètres rotatifs dont la qualité et la fiabilité sont bien supérieures à celles des potentiomètres linéaires. Les prises équipant ces produits sont des prises professionnelles américaines dont la qualité des contacts et la durée de vie sont très nettement meilleures que celles des fiches Din ou jacks, etc. . .

- **6 100 RA**
mélangeur 6 entrées, 1 sortie.
entrées microphones
asymétriques.
- **6 100 RB**
identique au type 6 100 RA

mais entrées microphones symétriques.

- **6 100 EA**
prémélangeur, 8 entrées
asymétriques. Prévu pour
attaquer le type 6 100 RA et
permettant d'augmenter sa
capacité à 14 entrées.
- **6 100 EB**
identique au type 6 100 EA
mais entrées symétriques.
- **6 200 EA**
mélangeur, 6 entrées
asymétriques, 2 sorties. .
- **6 200 EB**
identique au type 6 200 EA
mais entrées symétriques.
- **6 100 CF**
mélangeur, 6 entrées
asymétriques, 1 sortie.
- **Modèle 100 K**
mélangeur, 6 entrées,
1 sortie.
- **Modèle 2 200**
égaliseur stéréo 2 fois
10 fréquences entre 20 Hz
et 20 KHz.
- **Modèle 4 400**
unité de réverbération stéréo,
niveau entrée réglable,
égaliseur à 4 fréquences.



designed and manufactured by **TAPCO**
TECHNICAL AUDIO PRODUCTS CORPORATION

Pour toute information concernant ces produits, écrivez à REDITEC, Z.I. des Chanoux, 62 à 66, rue Louis Ampère - 93330 NEUILLY-S/MARNE

NOM: _____

ADRESSE: _____

Je suis intéressé(e) par: Microphones Casques
 Consoles de mélange Cellules

ADV 235/F

a HF. Une réserve: en FM, ça ne marche pas! A moins de se contenter de la composante continue résultant de la démodulation AM!

Le schéma retenu est classique (voir fig. 89).

Un condensateur de faible valeur (aussi faible que possible) prélève la HF et la transmet au circuit détecteur. Une diode au germanium est choisie pour sa meilleure sensibilité en petits signaux. La BF détectée est transmise après filtrage à l'entrée E_y de l'oscillo.

La réalisation est illustrée en figure 90. Le circuit imprimé est taillé pour se loger dans un tube UPSA. (voir la sonde: 10) Prévoir une sortie directe pour la masse. La pointe de touche est une fiche de 2 mm, mais on peut s'inspirer de celles du paragraphe précédent.

Attention la diode claquera si vous utilisez cette sonde dans des étages sortant trop de puissance: Emetteurs par exemple. Dans ce cas, la OA 90 pourrait être remplacée par un modèle silicium plus robuste.

c) Détecteur de champ

C'est l'accessoire indispensable à tous ceux qui pratiquent une forme quelconque de l'émission: amateurs de radio-commande, radio-amateurs...

Le schéma est donné en figure 91. Une petite antenne fouet capte le rayonnement et le transmet au circuit accordé sur la fréquence reçue. Une diode assure la détection AM et la BF est transmise à l'oscillo.

Ce dernier donne ainsi une image très fidèle de la qualité de modulation, aucun étage HF ne risquant de déformer le sigal, ce qui n'est pas le cas dans un récepteur: Ici, si la BF détectée est déformée, c'est que le modulateur de l'émetteur ne remplit pas bien sa mission. D'autre part, l'amplitude du signal BF observé est directement liée à la puissance d'émission. Il est possible de faire des mesures comparatives entre émetteurs, ou de régler les circuits d'un montage jusqu'au meilleur rendement.

La réalisation proposée est

indicative. Elle permet de connecter directement le système à l'entrée E_y , sans gêne aucune pour les diverses commandes. La bobine L est interchangeable pour utilisation sur diverses fréquences. Circuit imprimé et barrette pour L sont en époxy 15/10. Cette dernière est munie de fiches pour la connexion. Le circuit possède les douilles correspondantes. L'antenne peut être simplement en tubes laiton de modélistes. Un petit ajustable EA 20 règle la fréquence d'accord. On pourrait sans doute utiliser un modèle plus sérieux. La fiche BNC débarassée de son capuchon arrière est soudée à la masse du CI. Un picot robuste «p» est assez long pour prendre appui sur le côté du boîtier du TFOX1 et évite le basculement du montage par rotation sur la BNC. Notons qu'il est possible aussi de relier la sortie détectée à l'oscillo par un petit câble blindé. On couperait alors le CI suivant cc' et le montage pourrait se placer, par exemple, au sommet du TFOX1, ce qui permettrait un meilleur dégagement de l'antenne. Une mise à la masse du CI y étant nécessaire.

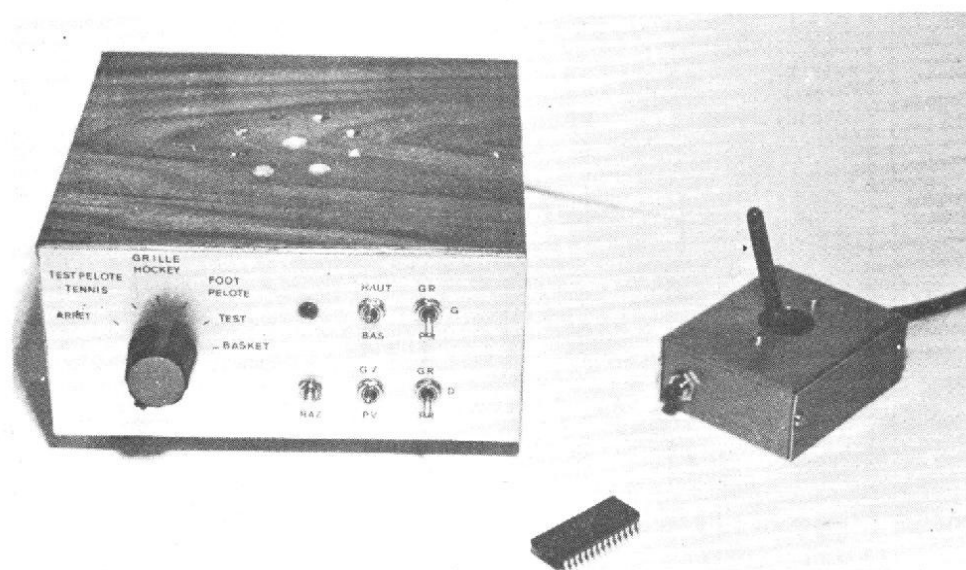
Le réglage se limite au réglage du CV au maximum d'amplitude observée. On constatera d'ailleurs que cet accord est assez pointu.

Et c'est avec la description de ces quelques accessoires utiles que se termine la description du TFOX1. Nous espérons que cet article vous a intéressé et que beaucoup de TFOX1 verront le jour bientôt. N'hésitez pas à nous écrire pour tout renseignement complémentaire, ou en cas de difficulté, mais n'oubliez pas non plus que si vous êtes satisfait des résultats obtenus, nous serions particulièrement heureux de le savoir!! A l'avance merci.

Francis THOBOIS

ERRATA: figure 47, page 258 du n° 1627. Les résistances de liaison aux bases de T_7 et T_8 ne mesurent pas 1000 Ω comme indiqué, mais bien 100 Ω comme dans le schéma de principe.

UN NOUVEAU CIRCUIT :



UN NOUVEAU JEU T.V.

FIDÈLES au programme annoncé dans le premier article de cette série nous étudions aujourd'hui le troisième type de jeu réalisable par l'amateur au moyen d'un circuit LSI qui a fait récemment son apparition en France : l'AY-3-8600 de General Instrument.

Ce nouveau jeu présente de nombreux avantages par rapport aux deux précédemment décrits équipés respectivement d'un AY-3-8500 et AY-3-8550 ; voici quelles sont ses caractéristiques résumées :

- 8 jeux différents (voir plus loin pour les règlements et l'aspect du « terrain »)
- déplacement des joueurs dans toutes les directions
- score clignotant en fin de partie
- score de la même couleur que les joueurs
- taille des raquettes pouvant être sélectionnée individuellement pour chaque joueur permettant la réalisation de handicap
- augmentation automatique de la vitesse de la balle après sept échanges sans modification du score

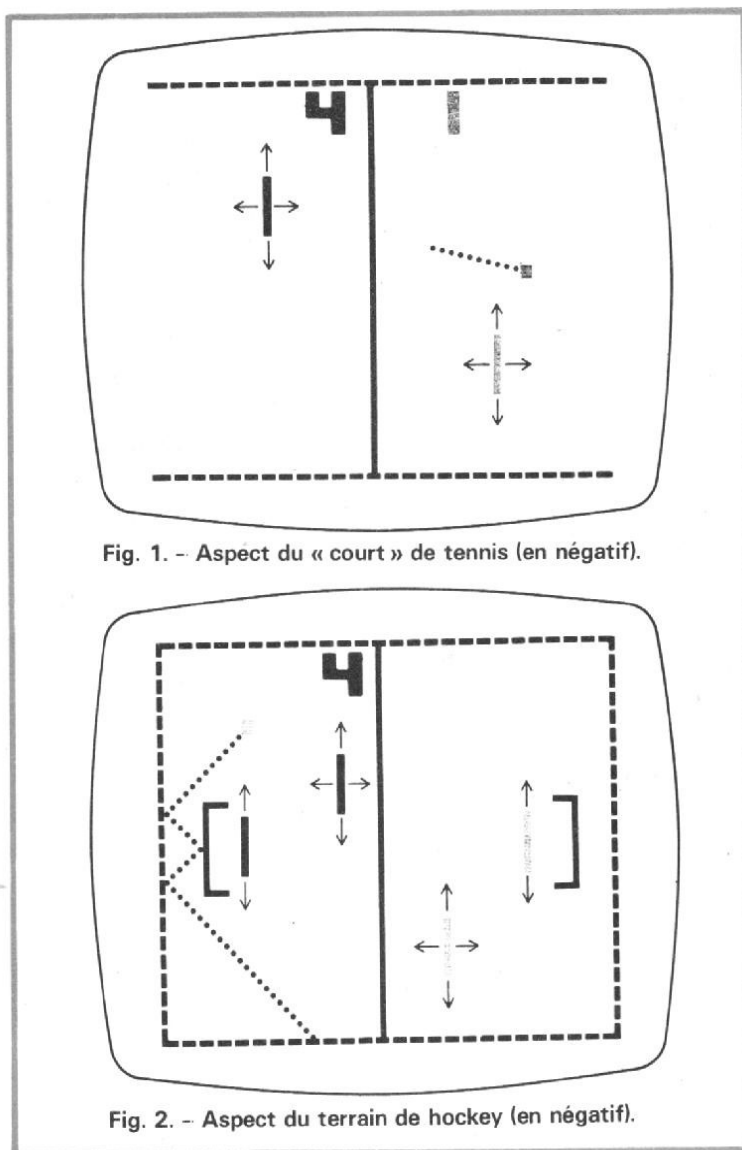


Fig. 1. - Aspect du « court » de tennis (en négatif).

Fig. 2. - Aspect du terrain de hockey (en négatif).

- choix possible entre deux vitesses de balle

- cinq angles de rebond différents sont possibles lorsque la balle touche la raquette permettant ainsi de « donner de l'effet » à celle-ci.

- chaque joueur dispose d'un bouton de service individuel permettant ainsi de jouer à la vitesse désirée

- nombre de composants nécessaires très réduit.

Avant d'entreprendre la description de cette réalisation et pour satisfaire à la demande de nombreux lecteurs ; nous allons indiquer brièvement comment se présentent les différents terrains de jeu et quelles sont les particularités de règles de chacun de ces derniers compte tenu de la conception de l'AY-3-8600.

- Le tennis

L'aspect du court de tennis est visible (en négatif pour des raisons de commodité de dessin) figure 1 ; chaque joueur peut se déplacer de chaque côté du filet ; le service change automatiquement de côté tous les cinq points ; l'angle lors d'un service est aléatoire mais la balle va toujours vers le filet.

- Le hockey

Le terrain a l'aspect visible figure 2 ; les avants ont la possibilité de se déplacer dans toutes les directions et dans tout le terrain tandis que les goals sont assujettis à rester sur une ligne verticale devant les buts. La balle peut passer derrière les buts comme cela est schématisé sur la figure 2. Le jeu commence quand les deux joueurs pressent leurs boutons de service.

- Le football (ou Soccer sur certaines publicités anglo-saxonnes)

Le terrain est visible figure 3 ; les mouvements des joueurs sont analogues à ceux cités pour le hockey ; par contre chaque engagement a lieu quand le joueur ayant eu un but de marqué actionne son bouton de service ; de plus, la balle est introduite en jeu avec un angle aléatoire mais toujours en direction du joueur ayant marqué le but précédent.

- La pelote basque (ou squash)

Chaque joueur peut se déplacer sur tout le terrain de la figure 4 ; le jeu commence quand le joueur à qui est le service, actionne son bouton. La balle est codée de la couleur du joueur qui doit la récupérer ; la couleur de la balle change donc chaque fois qu'un joueur la touche ; cependant si un joueur heurte la balle alors que ce n'était pas à son tour de jouer il est pénalisé (au niveau des tours de service).

- Exercice

Le jeu est analogue au précédent mais un seul joueur est présent sur l'écran comme le montre la figure 5.

- Grillage ou labyrinthe (Gridball)

Le terrain a l'aspect visible figure 6 ; chaque joueur commande simultanément un ensemble de trois barrières verticales munies de trous ; le but du jeu est d'empêcher la balle d'atteindre le bord gauche (ou droit selon le joueur concerné) de l'écran. Le jeu

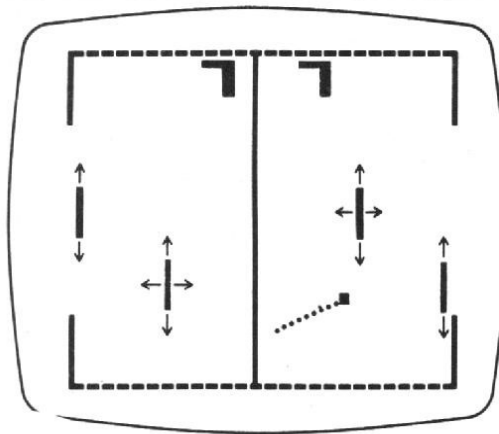


Fig. 3. - Aspect du terrain de football.

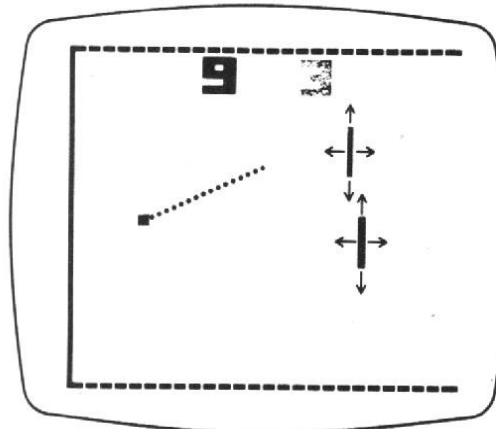


Fig. 4. - Aspect du terrain de pelote basque (ou squash).

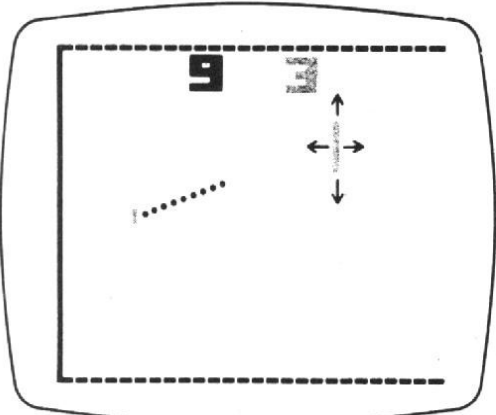


Fig. 5. - Aspect du jeu d'entraînement à la pelote.

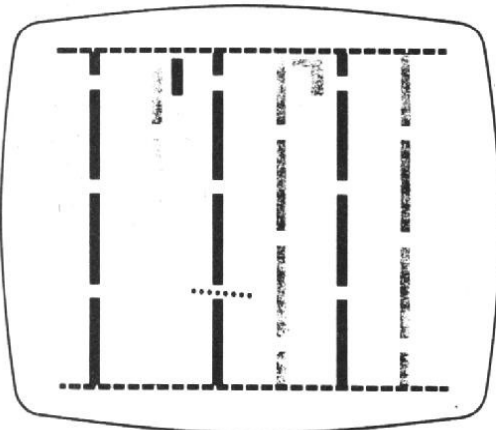


Fig. 6. - Aspect du jeu de grillage (gridball).

commence quand les deux joueurs actionnent leurs boutons de service.

- Basket

L'analogie du dessin produit sur l'écran avec un terrain de basket est assez bonne comme le montre la figure 7. Chaque joueur peut se déplacer sur tout l'écran et le but du jeu consiste à faire entrer la balle dans l'ouverture du panier adverse. Le jeu commence quand les deux joueurs actionnent leurs boutons de service.

- Entraînement au basket

Le jeu est analogue au précédent mais un seul joueur est présent comme le montre la figure 8. Le jeu commence quand le bouton de service du joueur droit est actionné.

Cet examen rapide des possibilités de jeu étant terminé nous allons étudier la réalisation pratique du système. Il est bien évident que compte tenu des similitudes avec les deux jeux déjà décrits dans cette série, nous ferons appel aux articles des trois mois précédents pour certaines parties de la réalisation pratique afin de ne pas lasser nos fidèles lecteurs par des redites.

- A - Le cœur du jeu

Comme le montre la figure 9, les composants sont assez peu nombreux autour du AY-3-8600. Nous allons étudier ce schéma en examinant successivement les fonctions de quelques pattes importantes du CI :

- vitesse, cette patte permet l'annulation de l'augmentation automatique de vitesse citée précédemment

- RAZ assure la remise à zéro du jeu

- TR₁ et TR₂ permettant le choix de la taille des raquettes pour chaque joueur séparément ; la mise à la masse de TR₁ ou TR₂ sélectionne la petite raquette

- S₁ et S₂ sont les entrées de service individuel pour chaque joueur ; leur rôle a été cité précédemment. Les pressoirs cor-

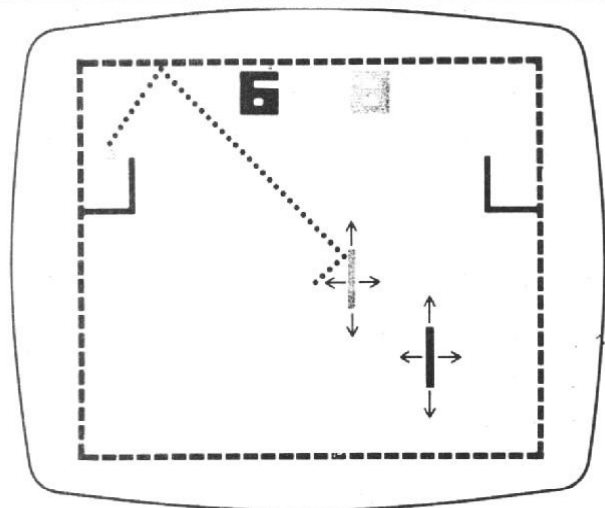


Fig. 7. - Allure du terrain de basket-ball.

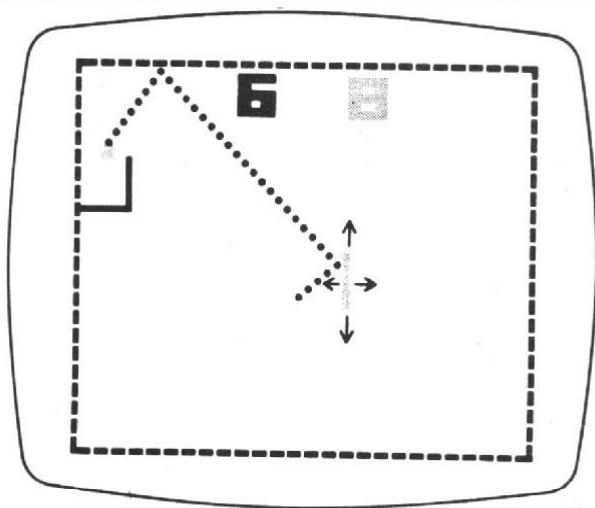


Fig. 8. - Terrain d'entraînement au basket.

respondants sont montés sur chaque boîte de « raquette » comme le montrent les photographies

- horloge est bien sur l'entrée du signal carré à 3,579 MHz - H_1 , V_1 et H_2 , V_2 sont les entrées verticales et horizontales de position de la raquette sur l'écran; cette position est déterminée par la constante de temps RC présente sur la patte concernée. Les condensateurs relatifs à l'entrée horizontale sont les 820 pF; comme cette valeur est assez rare nous les avons réalisés (voir dessin du circuit imprimé) en associant en parallèle un 470 pF et un 330 pF (cela donne 800 pF mais l'approximation est largement satisfaisante)

- BF est la sortie HP, par rapport aux jeux déjà étudiés; l'AY-3-8600 peut attaquer directement un haut parleur de 100 Ω d'impédance; la puissance étant beaucoup trop importante, nous utilisons un HP d'impédance comprise entre 8 et 100 Ω (selon disponibilité des fonds de tiroirs) en série avec une résistance de 100 Ω (celle marquée d'une * sur la figure 9) que l'on peut retoucher au besoin pour ajuster la puissance fournie à la bonne valeur; l'ensemble 100 Ω , 100 μ F réalise un découplage vis-à-vis de l'alimentation stabilisée V_2 .

- SE_1 , SE_2 , SE_3 , E_1 , E_2 , E_3 sont les entrées de sélection de jeux; à un instant donné, pour choisir un jeu, une seule entrée E_1 , E_2 ou E_3 doit être reliée à une seule des sorties SE_1 , SE_2 ou SE_3 selon les combinaisons

ci-après: E_1 - SE_1 Tennis; E_1 - SE_2 Hockey; E_1 - SE_3 pelote basque; E_2 - SE_1 pelote à un joueur; E_2 - SE_2 grillage; E_2 - SE_3 football; E_3 - SE_1 basket-ball; E_3 - SE_2 basket un joueur.

Pour économiser un commutateur rotatif à 12 positions et pour pouvoir réutiliser le boî-

tier et les composants du jeu précédent nous avons réalisé la sélection des jeux grâce à un commutateur rotatif à quatre circuits et six positions (trois circuits seulement sont utilisés) couplé à un interrupteur à bascule baptisé Haut-Bas; en effet comme le montrent les

photos de la face avant pour certaines positions du commutateur rotatif nous avons deux jeux indiqués; l'inversion Haut-Bas réalise la sélection entre ces deux jeux. Pour avoir des indications correctes il faut réaliser le câblage de la figure 9 et les mêmes inscrip-

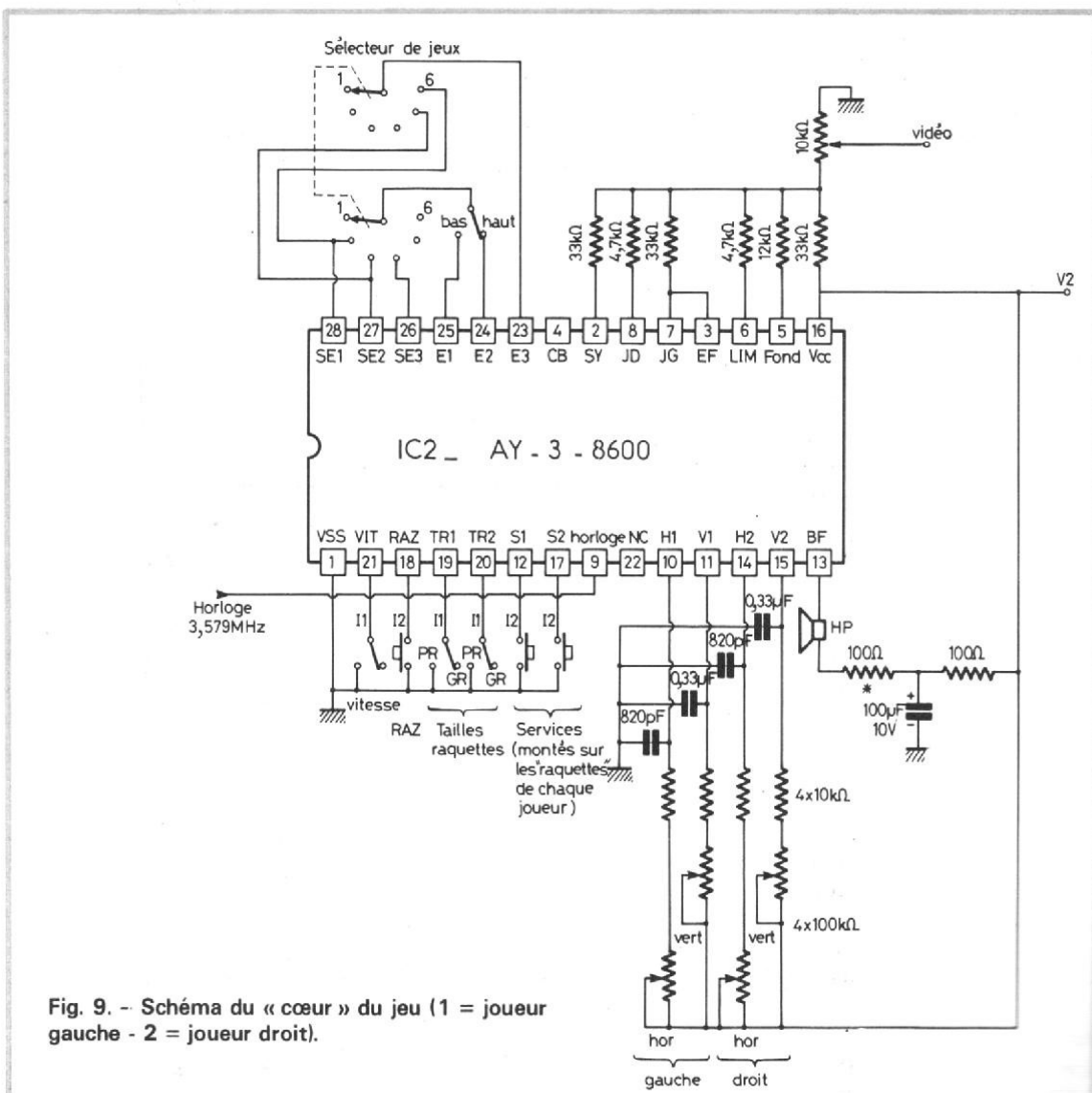


Fig. 9. - Schéma du « cœur » du jeu (1 = joueur gauche - 2 = joueur droit).

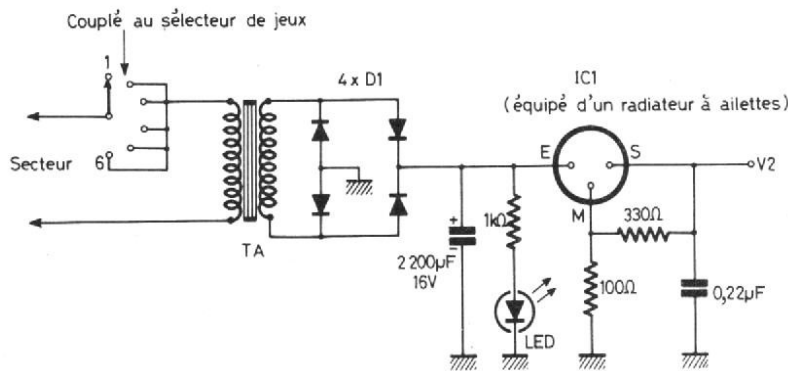


Fig. 10. - Alimentation stabilisée à circuit intégré.

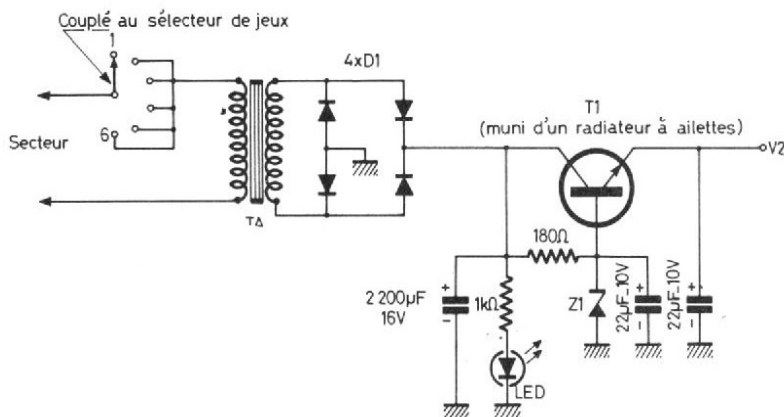


Fig. 11. - Alimentation stabilisée à transistor.

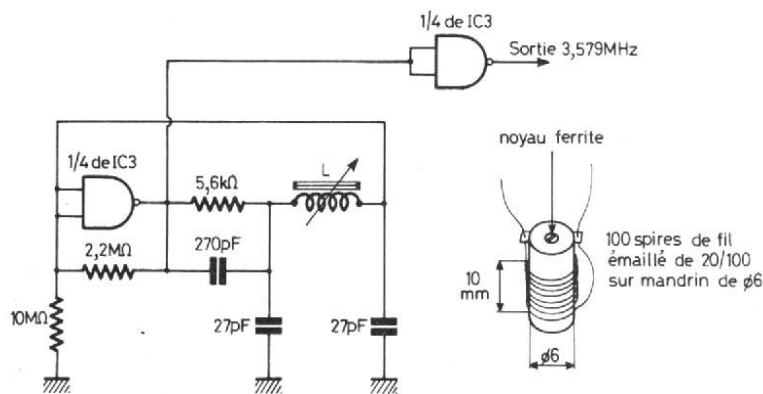


Fig. 12. - Schéma de l'horloge à self et réalisation de la self.

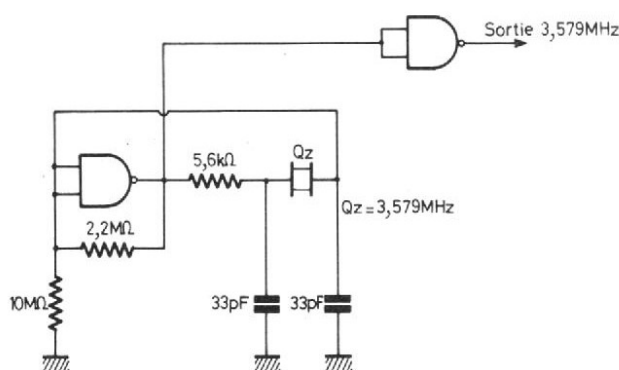


Fig. 13. - Schéma de l'horloge à quartz.

tions que nous; cependant vous pouvez faire votre propre disposition en utilisant les relations entre les SE et les E, indiquées ci-avant.

- SY est la sortie des signaux de synchronisation (voir premier article de la série pour la définition complète d'un signal vidéo TV).

- JD et JG sont les sorties vidéo des joueurs droit et gauche et des scores.

- EF est la sortie du niveau du noir; comme elle est reliée à JG, le joueur gauche sera noir (et le droit blanc ou gris clair)

- LIM est le signal vidéo des limites des terrains et des filets, buts etc.

- FOND est la sortie fixant la teinte du fond (grise dans le cas présent puisque un joueur est noir). Les valeurs des résistances reliant ces sorties au potentiomètre de réglage de niveau vidéo fixent les teintes relatives des différents objets apparaissant sur l'écran et fixent aussi le niveau de synchro à 30% de l'amplitude totale de sortie (normes TV). Si les teintes ne vous satisfont pas il vous faut retoucher légèrement ces valeurs entre elles par bonds de $\pm 20\%$ sans plus, sinon le niveau de synchro ne sera plus valable.

- V_{CC} et V_{SS} sont les alimentations et masses du circuit; nous alimentons celui-ci par V_2 qui est une tension stabilisée de 7 V environ (la valeur exacte importe peu; 6,5 V à 8 V conviennent; seule la stabilité compte)

- B - Les alimentations

Fidèle à notre habitude nous donnons deux schémas d'alimentation pouvant convenir :

- celui de la figure 10 utilise un régulateur 5 V intégré monté de façon à délivrer 7 V; selon les dispersions des caractéristiques de IC_1 on peut être amené à retoucher la valeur de la $100\ \Omega$ entre M et masse pour obtenir la valeur voulue pour V_2 . Le $0,22\ \mu F$ empêche l'oscillation de JC_1 tandis qu'une LED sert de témoin de fonctionnement.

- celui de la figure 11 est plus

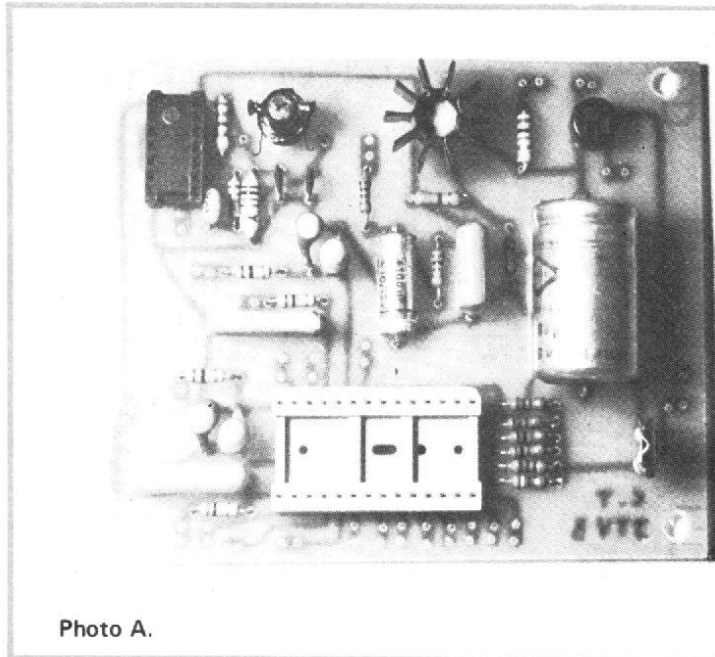


Photo A.

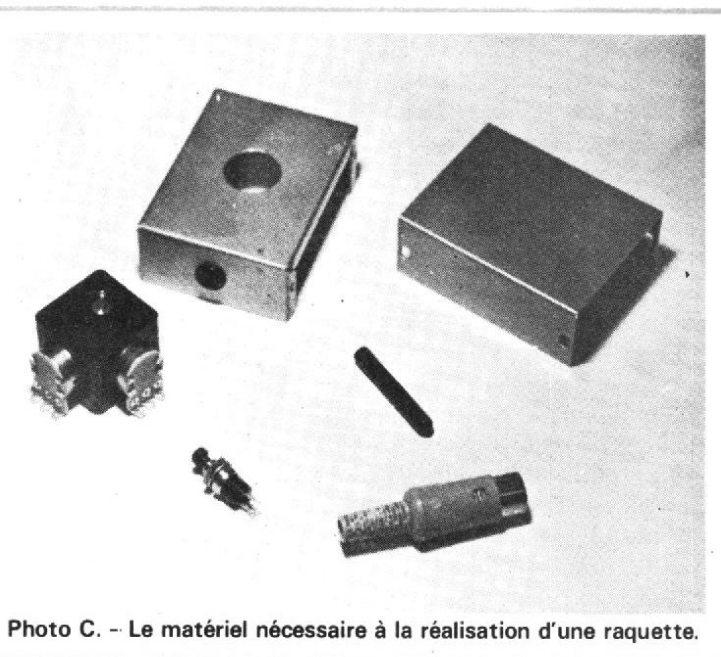


Photo C. -- Le matériel nécessaire à la réalisation d'une raquette.

classique et un peu moins coûteuse ; il faut cependant redessiner la partie « alimentation » du circuit imprimé car pour des raisons d'élégance et de place nous l'avons prévu pour le schéma de la figure 10.

Dans les deux cas le transfo délivre au secondaire 9 V efficaces sous 200 mA environ ; il peut être commercial ou de réalisation personnelle (la méthode pour cela a été indiquée dans notre article du mois précédent).

L'interrupteur M/A est réalisé par le 3^e circuit du commutateur rotatif de sélection de jeux.

- C - Les horloges

Nous indiquons ici encore deux schémas possibles ; un à self et l'autre à quartz. La stabilité de l'horloge à self est cependant suffisante, après quelques secondes de chauffe, pour assurer un fonctionnement parfait du jeu et nous n'avons indiqué l'horloge à quartz que pour deux raisons :

- le quartz est une valeur standard (quartz pour TV couleur aux USA)
- certains lecteurs sont allergiques aux selfs !

La première porte NAND est utilisée en amplificateur rebouclé sur le circuit résonnant (bobine + capas ou quartz) tandis que la deuxième porte assure la mise en forme des signaux et le découplage du cir-

cuit oscillateur vis-à-vis de la charge extérieure.

La réalisation de la self est clairement explicitée sur la figure 12 et grâce au noyau le réglage sur la fréquence voulue ne doit pas poser de problème ; nous verrons cela lors de la mise sous tension ; nous vous déconseillons (à moins d'avoir l'habitude de ce genre de choses et de posséder un fréquencemètre) de changer le diamètre du fil utilisé au-delà de $\pm 20\%$ de la valeur indiquée ainsi que le diamètre du mandrin car il faudrait dans ce cas changer le nombre de spires.

- D - Réalisation pratique

Nous commençons par la partie électronique qui est entièrement câblée sur un seul circuit imprimé visible figure 14 à l'échelle 1 ; nous vous conseillons l'emploi d'époxy car les fréquences mises en jeu au niveau horloge et vidéo sont assez élevées et la bakélite risquerait de vous poser des problèmes. La figure 9 laissait prévoir un nombre de liaisons extérieures important comme nous pouvons le constater ici.

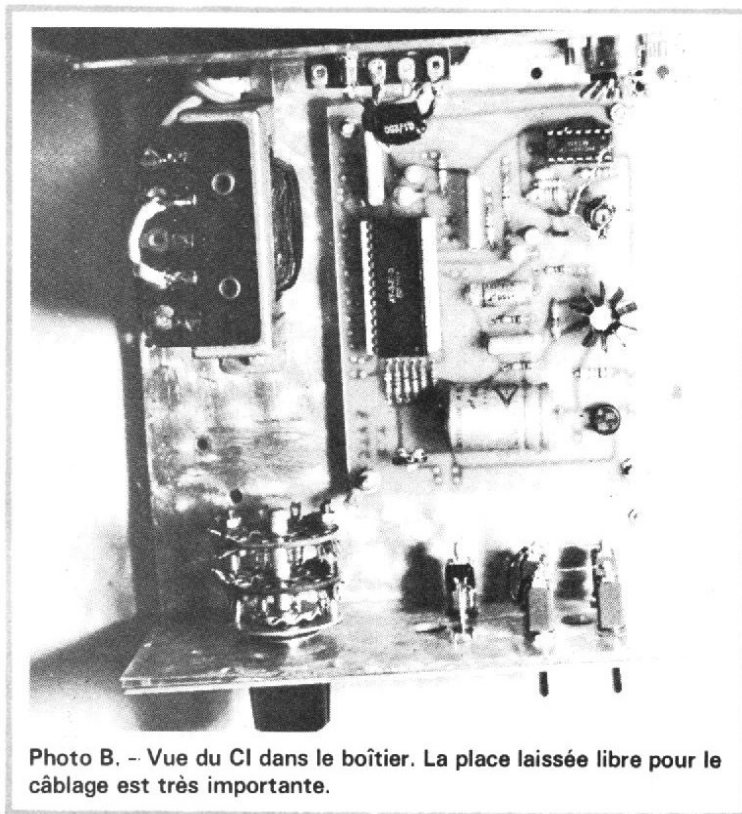


Photo B. -- Vue du CI dans le boîtier. La place laissée libre pour le câblage est très importante.

Les entrées inutilisées des deux autres portes NAND contenues dans IC₃ sont réunies à la masse par mesure de sécurité (IC₃ est un circuit C/MOS !). Une fois le circuit réalisé vous pourrez procéder à l'implantation des composants en suivant la figure 15 et le schéma théorique. L'emploi de support pour IC₂ est impératif et est fortement conseillé pour IC₃. Le dessin d'implantation est prévu pour l'horloge à self ; le passage au quartz se fait simplement en branchant celui-ci à la place de la self, en enlevant le 270 pF en parallèle sur la 5,6 k Ω et en augmentant à 33 pF les 27 pF (voir figures 12 et 13).

La sortie de l'horloge est reliée à IC₂ par un grand strap en fil isolé. Les 820 pF sont la mise en parallèle de 470 pF et 330 pF ; enfin le dessin est prévu pour un pont de diodes moulé et pour pouvoir mettre un radiateur à ailettes sur IC₁.

Les dénominations portées sur les sorties correspondent à celles de la figure 9. Enfin pour permettre à chacun de vérifier le tracé du circuit imprimé, les brochages de IC₁, IC₂ et IC₃ sont indiqués figure 16.

Afin de faire la mise en service comme indiqué par la suite, on ne mettra pas en place IC₂ et IC₃ pour l'instant.

E - Le boîtier

Compte tenu de ce que nous avons exposé dans nos articles précédents ; le modu-

lateur UHF est extérieur au boîtier puisqu'il est commun à tous les jeux. Le lecteur prenant ces articles en cours est prié de se reporter au n° 1627 (décembre 1977), pour obtenir les schémas et plans de boîtier du modulateur.

Le boîtier du jeu proprement dit est donc constitué d'un U en alu ou dural de 10/10° (fig. 17) constituant les faces avant et arrière et le fond; tandis que le dessus et les côtés sont réalisés sous forme d'un U en bois (contreplaqué de 10 mm ou moins) visible en plan figure 18. Il est conseillé de réaliser complètement ces deux parties avant de monter quoi que ce soit dans le U en alu afin de pouvoir ajuster parfaitement les deux parties.

Pour des raisons d'esthétique, le dessus et les côtés (donc le bois) sont recouverts d'un adhésif plastique. Le haut-parleur est monté sur ce capot en bois; le son s'échappant par quelques trous visibles sur les photos de la maquette.

La face arrière est percée de 4 trous; 2 pour les passe-fils secteur et vidéo et 2 pour les prises DIN femelles 5 broches des raquettes.

La face avant peut être réalisée selon diverses méthodes que nous indiquons ci-dessous pour mémoire:

- papier à dessin noir mat et encre de chine blanche (voir les articles de monsieur Thobois dans la revue).
- utilisation de la méthode Scotchcal (voir un distributeur officiel Scotch)
- utilisation d'une plaque d'aluminium « anodisée » et de lettres transfert (voir notre article du numéro de janvier 1978 qui décrit complètement cette méthode).

Quoi qu'il en soit, nous vous avons indiqué figure 19 le plan de perçage de notre face avant; libre à vous de laisser courir votre pensée créatrice pour disposer tout cela autrement.

Lorsque le boîtier et la face avant seront terminés, vous pourrez alors monter le circuit imprimé et le transformateur d'alimentation et réaliser le câblage conformément à la figure 9.

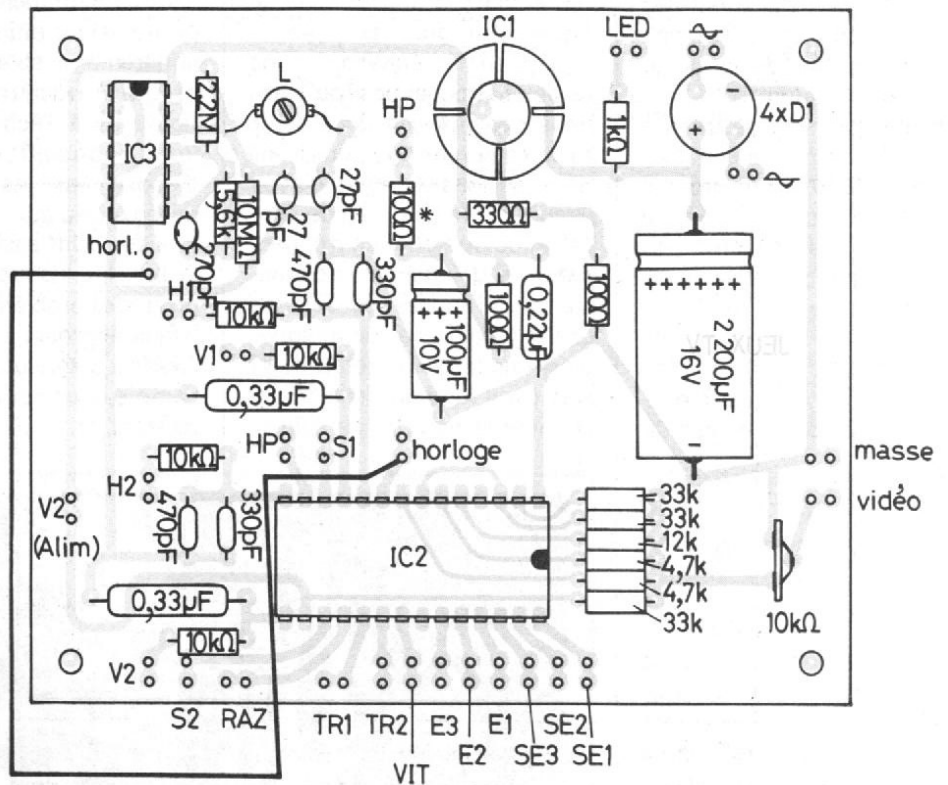
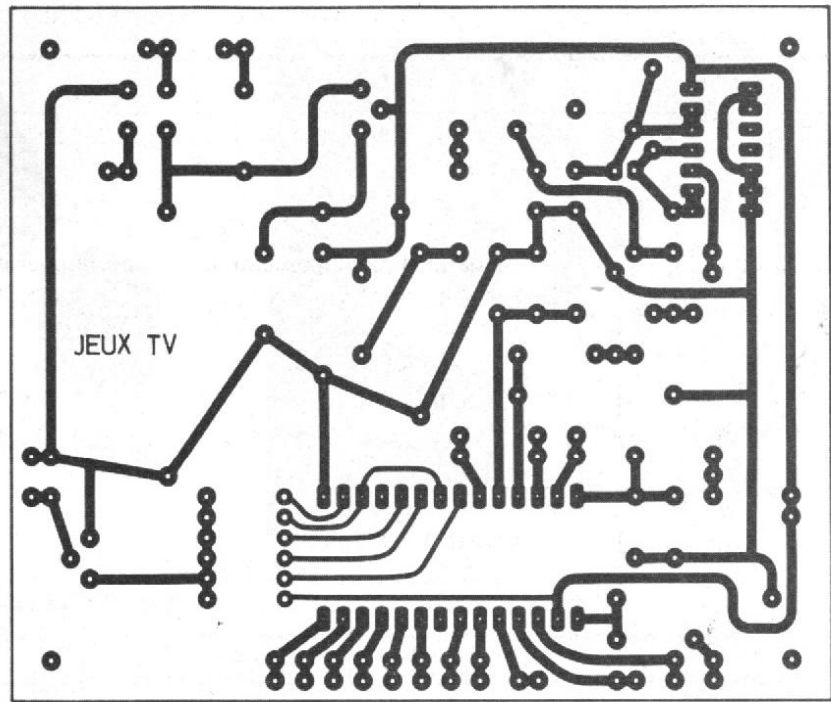


Fig. 15. - Implantation des composants.

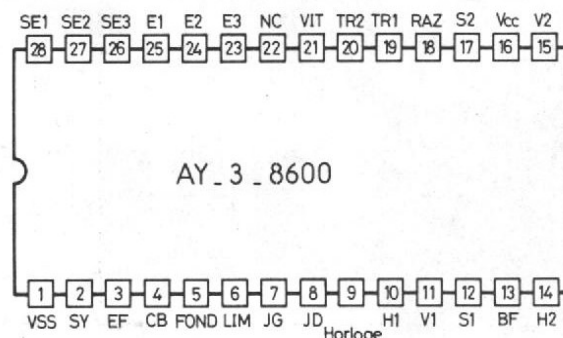


Fig. 16. - Brochage des circuits utilisés.

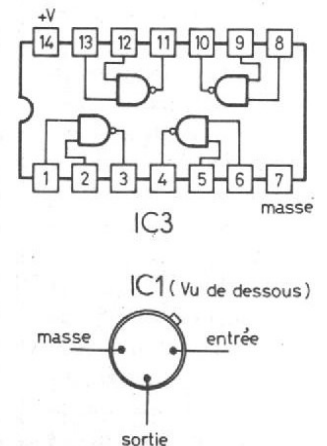


Tableau 1 : liste des composants

Repère	Type	Remarques
TA fig. 10 et 11	Transfo - Primaire 110 ou 220 V - Secondaire 9 V efficaces 200 mA minimum	Commerce ou réalisation personnelle
4 x D ₁ fig. 10 et 11	4 diodes 50 V 1 A mini ou pont moulé 50 V 1 A - 1N 4001 à 4007 ; pont B 80 C 1000 etc.	CI prévu pour un pont
LED fig. 10 et 11	Diode Electroluminescente de n'importe quel type	
IC ₁ fig. 10	LM309, SFC2309, MLM309, μ A309, SN 72309	Le boîtier TO3 convient mais + cher et + gros
T ₁ fig. 11	Régulateur 5 V 0,2 A en boîtier TO5	NPN moy. puissance
Z ₁ fig. 11	2N 2219A, 2N 3053	
IC ₃ fig. 12 et 13	Zener 8,2 V 0,4 W - BZY88C 8V2, BZ x 46C8V2 etc.	4011 C/MOS
L fig. 12	CD4011, MC14011, SFF24011, MM5611 etc.	
Q _z fig. 13	100 spires de fil émaillé du 20/100 sur mandrin LIPA de \varnothing 6 mm à noyau	
IC ₂ fig. 9	Quartz 3,579 MHz	Pas d'équivalent
HP fig. 9	AY-3-8600 General Instrument	Voir texte et 100 Ω
SJ fig. 9 et 10	N'importe quel HP d'impédance entre 8 Ω et 150 Ω	
I ₁ fig. 9	Commutateur rotatif 3 circuits 6 positions	
I ₂ fig. 9	Interrupteur 1 circuit 2 positions (stables)	
100 k Ω fig. 9	Poussoir 1 circuit - Contact en appuyant	
Résistances	Manches de radiocommande proportionnelle équipés de 2 potentiomètres de 100 k Ω	1 manche par raquette
Condensateurs	1/2 ou 1/4 W 5 % ou 10 % valeurs sur schémas	
Divers	Céramique, polyester ou chimique selon valeur	
	1 support 28 pattes pour IC ₂	
	1 support 14 pattes pour IC ₃	

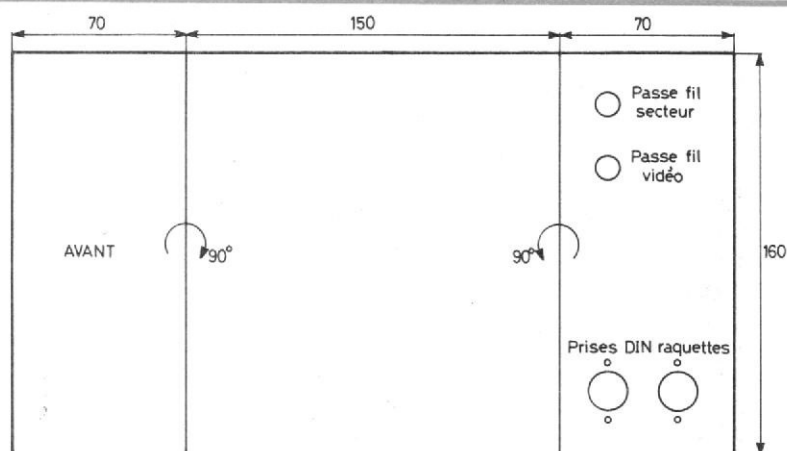


Fig. 17. - Plan du U en aluminium (ou dural).

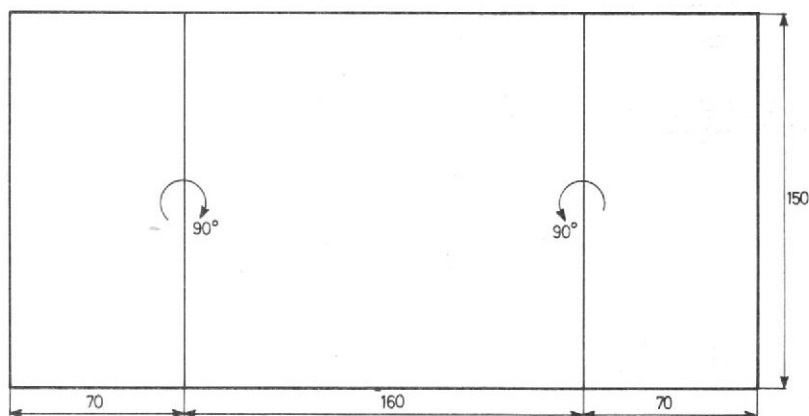


Fig. 18. - Plan du capot en bois vu en plan.

- F - Les raquettes

Chaque raquette est composée par deux potentiomètres de 100 k Ω , dont l'un se déplace « horizontalement » et l'autre « verticalement » ; la meilleure façon de procéder consiste à utiliser un manche pour radiocommande dite proportionnelle équipé de potentiomètres de valeur adéquate. Chaque manche est monté dans un petit boîtier métallique de taille suffisante (les nôtres sont entrés dans un boîtier TEK0 type 2/A comme on peut le voir sur les photographies). De plus un commutateur à poussoir (contact en appuyant) doit également être monté sur ce boîtier ; c'est le bouton de service individuel (S₁ ou S₂ de la figure 9). Un passe fil de taille suffisante pour laisser le passage à 5 fils isolés souples et à leur gaine complète le tout. Le câblage que nous avons adopté est indiqué figure 20.

Il faut faire attention lors de la réalisation des connexions à deux points importants :

- le potentiomètre qui doit

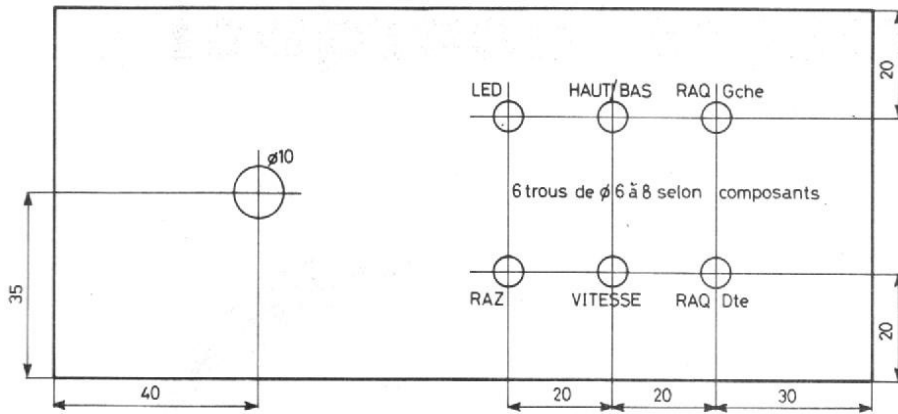


Fig. 19. - Plan de perçage de la face avant.

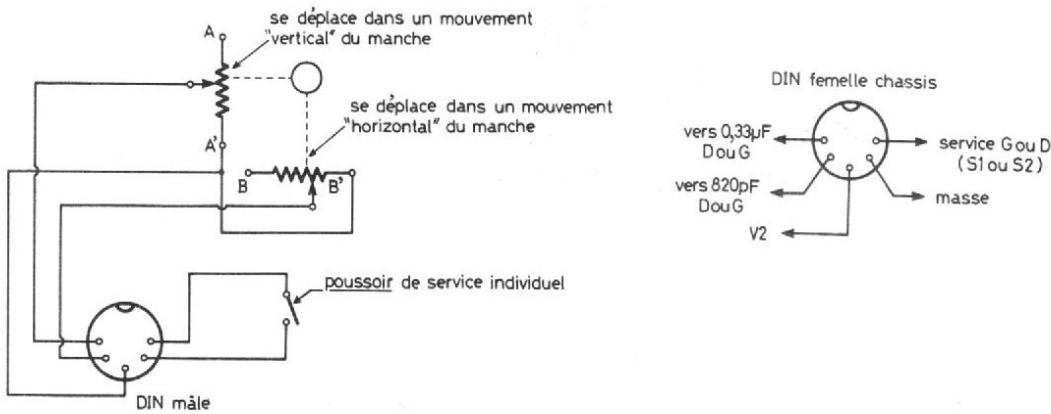


Fig. 20. - Plan de câblage d'une raquette et brochage de la prise DIN.

correspondre au mouvement horizontal doit aboutir sur le 820 pF (et le vertical sur le 0,33 µF évidemment).

- Pour que le mouvement du manche corresponde au mouvement de la raquette sur l'écran, il se peut qu'il soit nécessaire d'échanger A avec A' et (ou) B avec B' sur la figure 20; seule l'expérience peut déterminer le branchement correct puisque le déplacement du manche (et donc des potentiomètres) relativement au joueur dépend de la manière dont vous avez monté le manche dans sa boîte.

- G - Mise en service

IC₂ et IC₃ n'étant pas mis en place, mettre sous tension et s'assurer qu'il y a environ 12 V avant l'alimentation stabilisée, c'est-à-dire aux bornes du 2 200 µF et environ 7 V après IC₁ (7,5 V dans le cas de l'alimentation à transistor). Retou-

chez éventuellement légèrement la 100 Ω de IC₁, en tenant compte du fait que :

- si la 100 Ω augmente la tension de sortie augmente,
- si elle diminue la tension de sortie diminue.

Nous vous rappelons à ce stade que si l'alimentation à circuit intégré est protégée contre les courts-circuits, ce

n'est pas le cas de celle à transistor; attention aux pinces crocodiles mal fixées !!

Après avoir coupé l'alimentation, mettez en place IC₂ et IC₃; branchez les raquettes, le modulateur et le récepteur T.V. accordé sur le canal adéquat. Mettez sous tension et pressez le poussoir RAZ; une image doit être perceptible; éven-

- H - Conclusion et remarques

Avec l'AY-3-8600 nous avons terminé la série des « jeux de balle » simples et il n'existe pas, à l'heure où nous écrivons ces lignes, de circuit offrant plus de possibilités de jeux en un seul boîtier. Comme nous vous l'avons annoncé dans l'introduction à cette série; nous allons étudier le mois prochain la réalisation d'une bataille de tanks, qui n'utilise qu'un seul circuit LSI et dont les possibilités sont très importantes avant de nous lancer dans la série des jeux programmables qui seront, hélas! un tout petit peu plus complexes et coûteux mais qui offriront une diversité de jeux considérable. En attendant... bon amusement!

...à suivre...

C. TAVERNIER

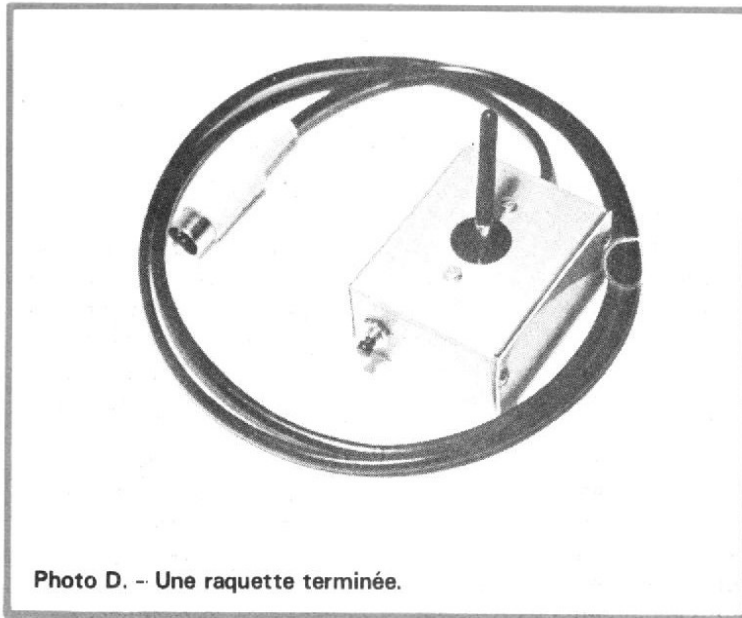
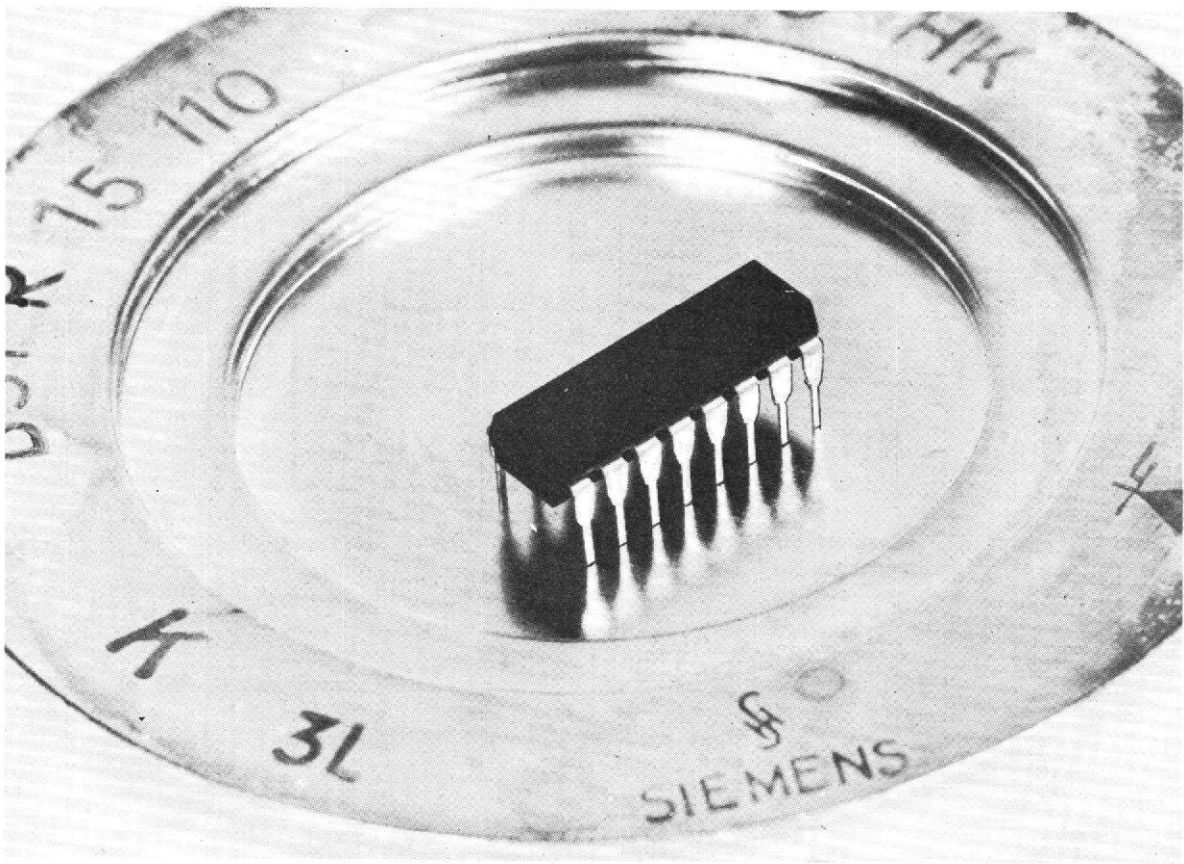


Photo D. - Une raquette terminée.

Le circuit intégré, pourquoi pas ?



UN GRADATEUR D'INTENSITE

LES circuits intégrés de commande de triacs existent depuis quelque temps déjà. L'un des derniers sortis, celui dont nous allons vous entretenir vient d'outre rhin et est commercialisé par Siemens. Nous vous proposons la réalisation d'un système de gradation d'intensité, ou si vous mettez une lampe en sortie, de lumière. La particularité de ce montage est sa commande par tension, cette formule permettant de placer n'importe quel montage générateur de tension au niveau du circuit de commande. Nous nous limiterons à la grada-

tion vous pourrez alors utiliser le montage de base à votre gré.

Commande de triacs en phase

Le triac est un interrupteur électronique. Il a la particularité de s'amorcer à partir d'une impulsion de brève durée. Cet amorçage, par sa brièveté n'exige qu'une énergie relativement faible. Le triac une fois amorcé conduit, il faut une inversion de tension pour stopper le passage du courant. Cette inversion de tension se produit à chaque demi-alternance du secteur.

Le dispositif de commande prend comme référence de temps le moment où la tension

secteur passe à zéro. Il retarde l'impulsion de commande du triac et permet ainsi de doser la quantité d'énergie qui sera délivrée par le triac.

Le circuit intégré en question

Ce circuit intégré a été prévu pour satisfaire de multiples fonctions. La commande de triacs exige une alternance par demi-période secteur, celle d'un thyristor, une alternance par période, celle d'un transistor (couplé à un redresseur), une impulsion par demi-période, mais comme le transistor ne s'amorce pas, l'impulsion de commande doit durer le temps de la conduction.

Le TCA 780 sait faire tout ça. En outre, plusieurs d'entre eux peuvent être accouplés et disposer de la même référence de tension interne, cette unicité de référence permet d'assurer un parfait synchronisme des commandes. En fait de synchronisme, il s'agit d'assurer, dans le cas d'un redressement triphasé et commandé, le même angle de conduction pour toutes les phases.

Synoptique du circuit et mode de fonctionnement

Ce synoptique, figure 1, est simplifié. Nous avons un détecteur de passage à zéro

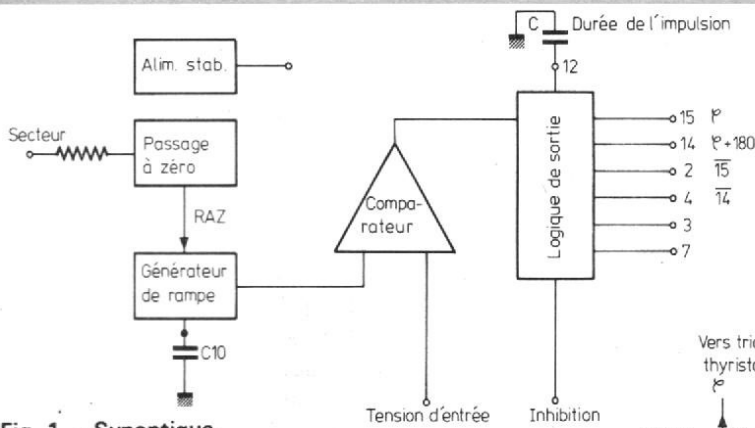


Fig. 1. - Synoptique.

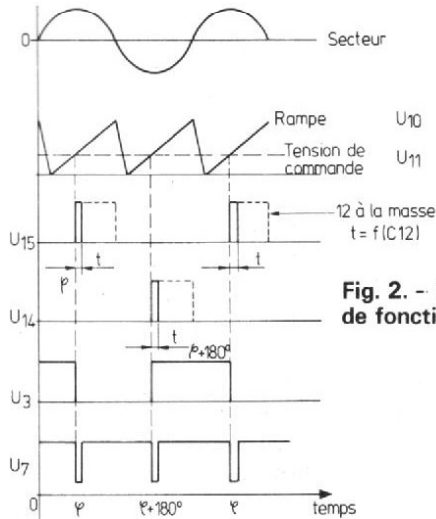


Fig. 2. - Diagramme de fonctionnement.

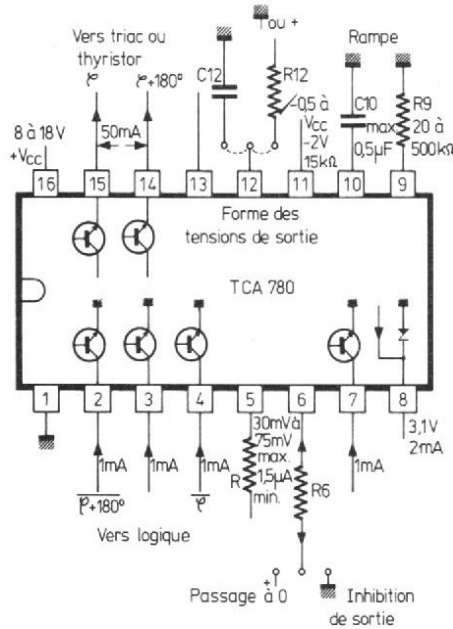


Fig. 3. - Disposition interne des entrées et sorties et leur limitation.

peut être mise directement à la masse au moment de l'inhibition, une résistance de 15 000 ohms, (elle aurait pu être intégrée au circuit pour réduire les exigences en composants périphériques) doit réunir cette borne au pôle + de l'alimentation.

Deux éléments servent à ajuster la valeur de la tension de commande. Nous avons représenté sur notre figure 2, la tension de rampe et celle de commande. Si le condensateur est d'une capacité plus importante, il se chargera moins vite, une tension de commande moins élevée sera nécessaire pour assurer le même déphasage. La résistance commande le générateur de courant, il y a là un moyen d'intervenir sur la tension de commande.

La tension de la borne 10 (dent de scie est donnée par la formule :

$$U_{10} = U_{ref} \cdot t / R_9 \cdot C_{10}$$

U ref

est la tension de la borne 9, c'est-à-dire environ 3,1 V. La valeur maximale de C 10 est de 0,5 µF, cette limite est fixée par le dimensionnement du transistor de décharge. Si ce condensateur est trop important, la durée de remise à zéro augmentera.

La borne 11 est une entrée de commande, la résistance d'entrée est de 15 000 ohms, on devra en tenir compte pour une commande par potentiomètre de forte valeur ohmique.

La borne 12 commande la durée des impulsions de sortie des bornes 14 et 15. La durée étant la même pour les deux bornes. Avec un condensateur, on augmente la durée de l'impulsion; avec une résistance, on aura soit la durée minimale : 10 µs, soit, pour la mise à la masse une impulsion durant jusqu'à la fin de la demi-alternance.

Pour la borne 13, nous avons une commande des sorties 2 et 4.

Impulsions brèves ou de longue durée, commande par état logique haut ou bas.

Les deux sorties 14 et 15 sont les sorties de puissance, nous avons des émetteurs de transistors NPN, donc des sorties en collecteur commun. Le courant maximal débité par

qui est alimenté par la tension secteur au travers d'une résistance de forte valeur. Ce détecteur de passage à zéro commande la remise à zéro du générateur de rampe, autrement dit, il décharge le condensateur C 10. La tension de rampe est envoyée sur un comparateur qui reçoit sur son autre entrée une tension de commande.

La sortie du comparateur est une tension logique dont la polarité dépend de celle, relative, des bornes d'entrée. A la sortie, nous avons un circuit dit de logique qui délivre une collection de signaux.

La figure 2 montre comment on assure le déphasage. A chaque demi-alternance, nous avons une rampe linéaire (charge d'un condensateur à courant constant). Lorsque la tension de la rampe arrive au niveau de la tension d'entrée, il y a sortie d'un signal de commande. Le circuit logique donne les signaux représentés au-dessous, nous avons des impulsions séparées et déphasées de 180° pour chaque période, ces impulsions peu-

vent aussi être prolongées (représentation en pointillé lorsque la logique a été « programmée » pour ce rôle. Deux autres sorties délivrent des impulsions de phase opposée, pour ces sorties, nous avons une prolongation indépendante de celle des sorties positives, toujours par un système de « programmation ». Cette programmation est en fait une borne que l'on met à la masse. Les deux dernières sorties U3 et U7 délivrent des signaux que nous avons représentés ici.

Les sorties principales, 14 et 15 délivrent un signal d'intensité importante, par contre, pour les autres sorties, nous avons affaire à des circuits destinés à alimenter des circuits logiques.

La figure 3 représente les exigences et les possibilités de ce circuit intégré.

La borne 1 est une borne de masse, une référence est indispensable. L'alimentation se fait par la borne symétrique; la 16, cette borne demande une tension variant de 8 à 18 V avec une intensité moyenne de l'ordre de 10 à 20 mA. Une

consommation plus importante peut être notée, l'énergie nécessaire à la commande des gachettes des triacs et thyristors passe par cette borne.

Comme cette tension est susceptible de varier, nous avons une alimentation interne. La tension régulée est disponible sur la borne 8, la tension est de 3,1 V et on peut tirer un courant de 2 mA. Cette tension de référence peut être utilisée pour alimenter les potentiomètres de contrôle.

Les sorties 2, 3, 4, 7 se font sur des collecteurs de transistors, NPN, émetteur à la masse, ce sont de petits transistors dont le courant maxi de collecteur est de 1 mA.

L'entrée 5 est l'entrée de passage à zéro, le secteur ou la tension alternative à traiter y sera envoyée. L'intensité maximale est de 200 µA, celle minimale de 1,5 µA. La tension d'offset est de 30 à 75 mV. Le fabricant du circuit intégré propose de placer deux diodes tête-bêche en parallèle sur l'entrée pour assurer la protection. L'entrée 6 sert à l'inhibition des sorties. Cette entrée

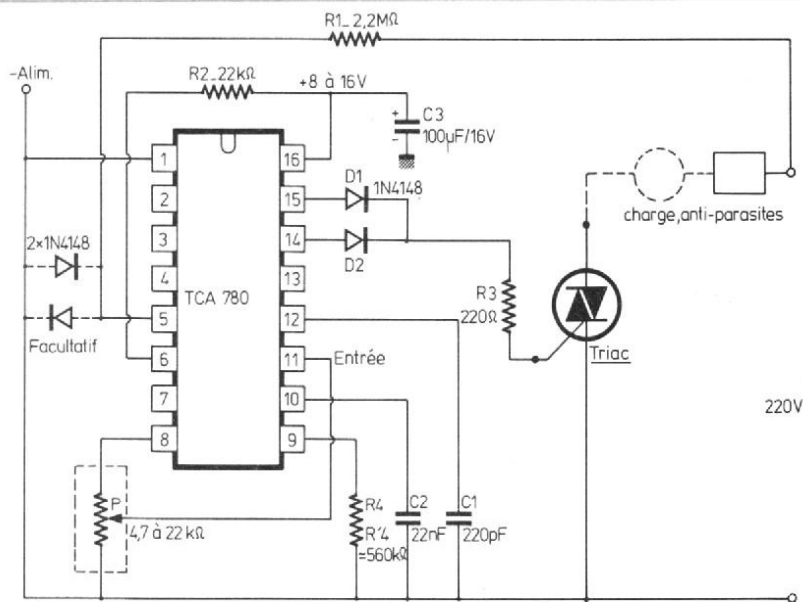


Fig. 4. - Schéma du gradateur.

La résistance R4 a une valeur de 560 kΩ, nous sommes à la limite supérieure tolérée par le fabricant du circuit. On pourra, si on le désire, changer à la fois la valeur du condensateur et de la résistance, à condition que le produit RC reste constant.

La résistance R4 est constituée de deux résistances montées en série. Suivant l'amplitude de la tension en dent de scie, nous aurons une tension de commande qui devra varier dans les mêmes proportions. En ajustant la constante de temps R9 C4, on fera varier la fourchette de commande. Ce qui permet, dans notre cas d'utiliser toute la course du potentiomètre de commande.

Pour une tension d'entrée nulle, nous avons l'intensité maximale, l'angle de passage le plus grand (angle d'ouverture très petit). Lorsque la tension d'entrée augmente, l'intensité de sortie diminue. Une constatation que l'on peut d'ailleurs faire sur la figure 2. L'ajustement de R4, ici, nous avons une résistance de 10 kΩ en série avec une de 560 kΩ, est assez pointu. La valeur de R4 peut être réglée pour qu'avec le potentiomètre commandant le minimum, l'angle de passage

ces sorties est de 55 mA, 50 en utilisation normale.

Les deux sorties devront être associées à une porte OU pour la commande de triacs, elles se feront directement pour des thyristors (attention toutefois aux références dans le cas de montages anti-parallèles).

Ce problème de masse devra être une préoccupation constante lors de la conception d'un montage de ce type. Nous avons en effet une possibilité de commande directe du triac par résistance interposée. Or ce triac est au potentiel du secteur, le circuit TCA 780 sera lui aussi à ce potentiel. Il faudra donc prendre les précautions nécessaires pour assurer la sécurité de la manœuvre. Un transformateur d'entrée, une commande de gachette par transformateur d'impulsions sont des dispositions pouvant être appliquées. Dans le cas où une commande par potentiomètre est envisagée, les modèles à axe plastique assureront une sécurité suffisante, il ne restera qu'à bien isoler le circuit du châssis.

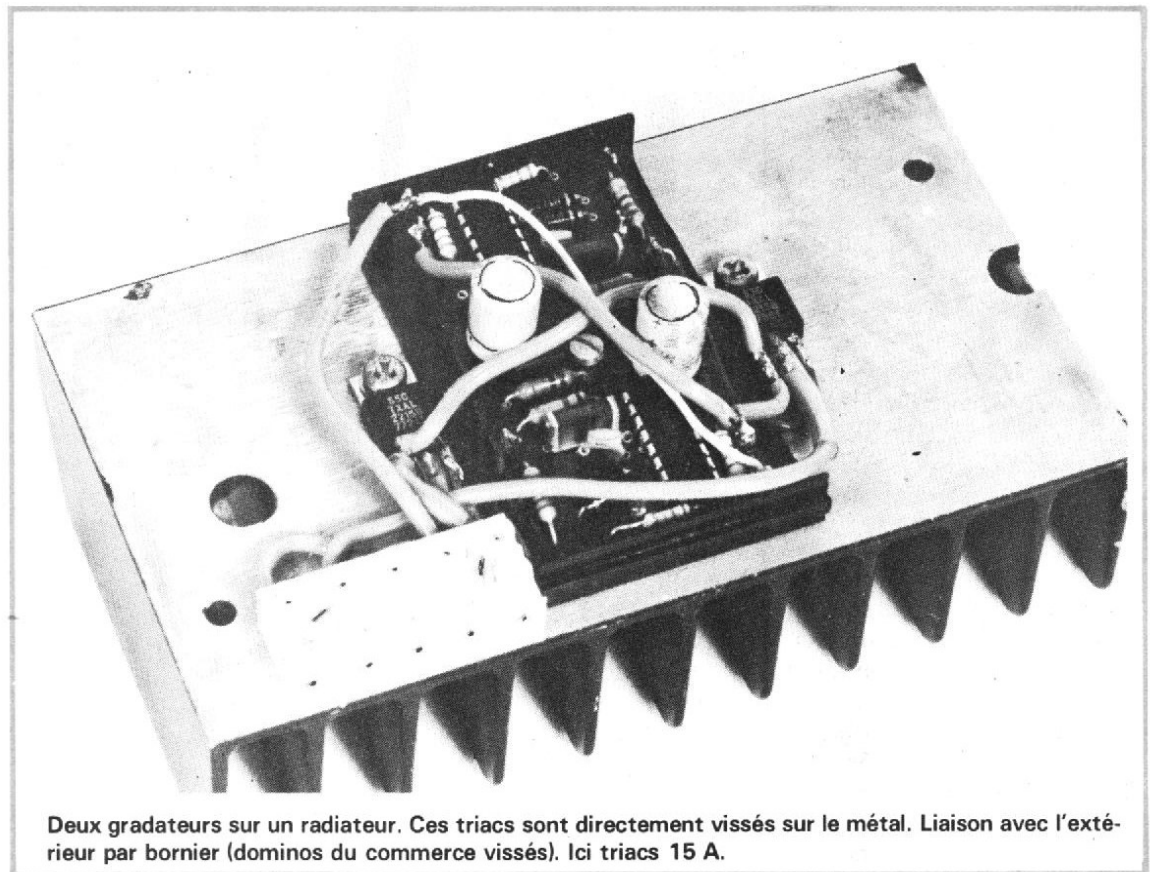
de sortie. Ce potentiomètre peut être supprimé et la tension envoyée directement sur la borne 11. Un découplage par condensateur peut être nécessaire dans le cas où des parasites perturberaient le fonctionnement du montage. Nous avons ajouté en pointillés deux diodes facultatives qui n'ont pas été jugées nécessaires au moment de la réalisation. L'entrée 13 qui n'est pas utilisée est laissée en l'air, comme les sorties qu'elle commande ne sont pas utilisées, c'est sans importance. Si vous

êtes consciencieux, vous pourrez toujours la mettre à la masse.

Les deux diodes D1 et D2 constituent une porte OU. Le triac est commandé par des impulsions positives, on aura intérêt à envoyer le maximum de courant possible dans la gachette, si la sensibilité du triac est bonne lorsque tensions de commande et à commuter sont de même signe, il n'en va pas de même pour une commande par tension positive et tension à commuter de polarité inverse.

Montage en gradateur commandé en tension

Le schéma du gradateur est représenté sur la figure 4. Nous avons mis un potentiomètre pour ajustement de la tension



Deux gradateurs sur un radiateur. Ces triacs sont directement vissés sur le métal. Liaison avec l'extérieur par bornier (dominos du commerce vissés). Ici triacs 15 A.

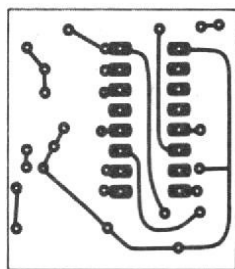


Fig. 5. - Circuit imprimé (échelle 1).

Liste des composants

Circuit intégré TCA 780 Siemens

R₁ résistance 2,2 MΩ 1/4 W

R₂ résistance 2,2 kΩ 1/4 W

R₃ résistance 220 Ω 1/4 W

R₄ résistance 560 kΩ 1/4 W à ajuster

C₁ condensateur céramique 220 pF 16 V mini.

C₂ condensateur Mylar 22 nF 100 V

C₃ condensateur chimique 100 nF 16 V

D₁, D₂ diodes silicium 50 mA (1 N 4148 914)

Triac: TXAL 2215 B Silec pour 15 A ou autre.

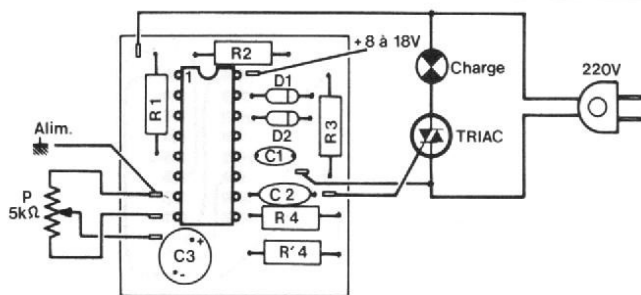


Fig. 6. - Plan de câblage.

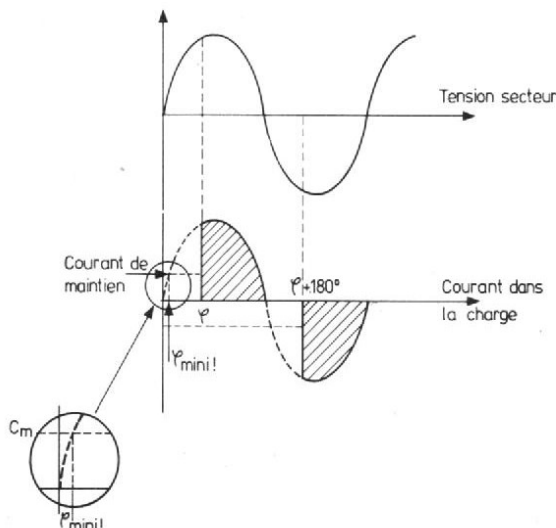


Fig. 7. - Comment la réduction de ϕ entraîne une baisse de courant dans la charge.

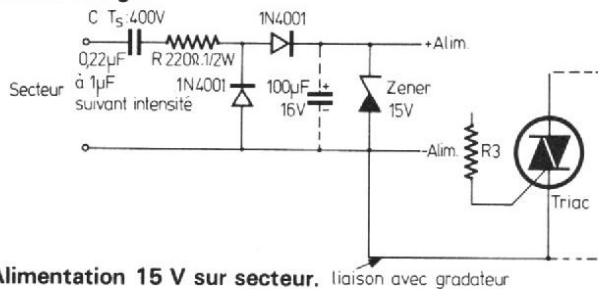


Fig. 8. - Alimentation 15 V sur secteur. liaison avec gradateur

ne soit pas nul. Dans ce cas, nous aurons une possibilité de préchauffage pour lampe à incandescence.

Réalisation

Sur les figures 5 et 6, nous avons la réalisation, circuit imprimé et câblage. Le triac est monté à côté, il exige, pour les fortes puissances un dissipateur thermique. Nous avons utilisé des triacs Silec TXAL 2215 qui ont la particularité d'avoir leur ailette isolée par rapport au semi-conducteur. Cette disposition élimine la nécessité d'installation d'un isolant entre le boîtier et le radiateur.

La réalisation du circuit imprimé est laissée à votre convenance, nous utilisons une

méthode de gravure mécanique du circuit, une méthode qui n'exige pas de travaux chimiques plus ou moins salissants. Deux gradateurs ont été montés sur un même radiateur, un radiateur provenant d'un amplificateur de puissance, ce qui peut expliquer sa forme peu courante. Tous les radiateurs sont utilisables, leur taille sera fonction de l'intensité devant traverser le semi-conducteur.

Lorsque nous commandions la pleine conduction, l'intensité baissait au lieu d'augmenter une fois un certain niveau lumineux (charge par lampe) atteint.

Ce phénomène est dû à un mauvais amorçage du triac pour un angle d'ouverture réduit.

Si on commande un triac par une courte impulsion, le triac

se met à conduire. Si le courant qui le traverse n'est pas suffisant, il ne s'amorce pas. Une solution s'impose; on augmente la durée de l'impulsion. C'est une solution peu intéressante si la source d'alimentation du TCA 780 n'est pas très généreuse.

Ce type d'incident se produit lorsque la charge est trop faible. Nous avons utilisé pour les essais une lampe de 40 W. Cette lampe consomme relativement peu d'énergie. Sa résistance interne est trop importante. Si l'angle d'ouverture est faible (figure 7), on demande au triac de conduire avec une faible tension. Comme la tension est faible, le courant l'est également. Si ce courant est inférieur au courant de maintien le triac se désamorce, c'est ce qui se produit pour les charges trop faibles.

Avec une lampe de 100 W, tout revient dans l'ordre.

En augmentant la valeur de C₁, on peut augmenter la durée de l'impulsion.

Le fabricant donne une largeur d'impulsion de 430 µs par nF. Sans condensateur, l'impulsion dure 30 µs.

Alimentation

Les alimentations classiques à transformateur sont utilisables. La tension devra être de 8 à 16 V (16 volts pour le condensateur chimique 100 µF 16 V). Il est inutile de pousser plus loin la tension d'alimentation.

Comme la consommation est faible et que le montage possède un point au potentiel du secteur, il est intéressant d'utiliser une alimentation prenant directement son énergie du secteur. Sur la figure 8 nous avons représenté une alimentation de ce type. Elle délivre une tension régulée de 15 V. Pour une valeur de condensateur de 0,22 µF, la tension reste constante entre 0 et 10 mA, au-dessus, elle chute progressivement. Avec 0,47 µF, il est possible de tirer 15 mA, pour 1 µF, l'intensité est un peu inférieure à 30 mA. Si on n'est pas trop exigeant sur la qualité de la régulation, on pourra sans problème tirer sur l'alimentation.

La résistance de 220 Ω est là pour limiter l'intensité de crête dans la diode. Nous avons un redressement à doubleur, le condensateur relié au secteur offre l'avantage par rapport à une résistance de ne pas dissiper d'énergie.

Un montage à résistance devrait faire appel à une résistance chutrice de 5 W, une résistance qui ferait profiter les environs de sa chaleur.

Cette alimentation sera réalisée sur une barette à cosses ou sur circuit imprimé. Comme le triac, elle possède un point commun avec le secteur, ce type d'alimentation doit donc être utilisé avec circonspection.

LES PARAMETRES DES TRANSISTORS

JADIS, à l'époque des tubes, on utilisait des lettres simples, telles que s (pente), k (coefficient d'amplification) pour désigner les caractéristiques.

Aujourd'hui, il semble qu'on ne puisse se retrouver, dans le comportement du transistor, qu'à grand renfort de γ_{22b} et de h_{12e} .

Certes, on peut reprocher aux paramètres exprimés par une seule lettre, le fait qu'ils peuvent donner lieu à des phrases curieuses : « Le coefficient a augmenté » - « L'admittance y est contenue » - « La pente apparente s'est » (faut-il lire « s'est » ou « s prime est » ?). On peut dire aussi qu'une indication aussi détaillée que h_{21c} ne risque pas d'être confondue avec un angle de rotation, et qu'elle est de plus, bien commode pour le calcul matriciel, où elle permet d'éviter tout effort de réflexion.

Cependant, le technicien aime simplifier, et, pour le gain en courant d'un transistor, par exemple, il utilise plus volontiers l'inofficiel « β » que l'officiel « h_{21e} ».

Quant à la signification pratique des paramètres, il faut distinguer entre applications HF et BF. Pour les premières, les paramètres y sont souvent utiles, mais leur nature complexe fait qu'ils ne sont pas d'une application aisée et qu'ils

restent quelque peu réservés à des spécialistes.

À l'époque des transistors au germanium, les paramètres h étaient effectivement utiles pour le calcul des amplificateurs de basse fréquence. Ce notamment du fait que la grandeur h_{12e} est réelle dans le cas du germanium, alors qu'elle est basée sur un effet purement capacitif dès qu'il s'agit d'un transistor au silicium. Cependant, cela n'apparaît pas tant qu'on reste au calcul abstrait ou scolaire.

En pratique, on effectue le plus souvent des calculs basés uniquement sur le gain en courant, grandeur toujours indiquée par le fabricant, et sur la transconductance (pente) qu'on prend égale à 30 ou 40 fois l'intensité de collecteur I_C . Eventuellement, on se sert aussi de la résistance interne de sortie qu'on évalue par $100/I_C$. Certes, ce mode de

calcul n'est pas très précis, mais puisqu'on travaille toujours avec une forte contre-réaction en matière d'amplificateurs BF, celle-ci corrige, entre autres, les imprécisions de calcul.

Cependant, les fabricants continuent à indiquer les paramètres h pour un certain nombre de produits, ne serait-ce que pour des raisons de prestige. Or, les paramètres h_{12e} et h_{22e} dépendent de capacités. Non seulement des capacités internes du transistor, mais aussi de celles de l'installation de mesure. Et comme les divers fabricants travaillent avec des circuits de mesure différents, chacun annonce autre chose.

En voulez-vous une preuve « officielle » ? Alors prenez les catalogues de diverses firmes qui fabriquent un même transistor, le BC 108, par exemple, et vous y trouverez :

Ces firmes fournissent donc le même type de transistor avec des différences de caractéristiques qui dépassent 700 % ?

Non, mais ils utilisent des appareils différents pour les mesurer. Pour vous en convaincre, achetez-en une dizaine chez chaque fabricant, mesurez-les, faites les moyennes par firme, et comparez : les différences resteront très faibles.

Conclusions : Méfiez-vous des paramètres h , ainsi que des études de « niveau élevé » qui en font un usage abondant.

Si vous trouvez un procédé de calcul qui n'est pas uniquement basé sur ces paramètres, utilisez-le de préférence. En effet, si on expérimente, on s'aperçoit que le procédé de calcul le plus élégant n'est pas nécessairement le plus pratique.

H. SCHREIBER

Fabricant	h_{12e}	h_{22e}
Texas-Instruments	10×10^{-4}	$15 \mu A/V$
RTC	$2,5 \times 10^{-4}$	$22 \mu A/V$
Siemens.....	2×10^{-4}	$30 \mu A/V$
AEG-Telefunken.....	$1,3 \times 10^{-4}$	$50 \mu A/V$

COMPTE-TOURS ELECTRONIQUE A AFFICHAGE DIGITAL

DE nos jours les voitures de haut de gamme sont équipées d'origine d'un compte-tours. Mais, bien souvent celui-ci fait partie des nombreuses options ! L'électronique a permis de passer du compte tours mécanique au compte tours électronique à galvanomètre permettant ainsi de supprimer le flexible reliant la sortie de la boîte de vitesse au tableau de bord.

Le compte tours à affichage digital permet d'obtenir une précision encore plus grande.

Pourquoi un compte-tours ?

Le compte-tours permet à l'automobiliste de connaître en permanence la vitesse de rotation du moteur d'une façon beaucoup plus précise qu'à l'oreille car celle-ci est un ins-

trument de mesure dont le résultat est très relatif d'un individu à l'autre.

La connaissance parfaite du régime du moteur permet de tirer un rendement maximum de son véhicule pour une consommation moindre.

Principe de fonctionnement (fig. 1)

Le fonctionnement du compte tours digital est basé sur le comptage des impul-

sions électriques fournies par le circuit d'allumage d'une automobile. Le nombre de ces impulsions est proportionnel au nombre d'allumages des bougies donc à la vitesse de rotation du moteur.

Les lecteurs connaissant le principe de mesure des fréquences avec un fréquence-mètre numérique constateront une analogie avec le compte-tours digital.

Pour effectuer un comptage correct, il faut compter les impulsions en provenance du rupteur sur un temps donné, arrêter le comptage, transférer le nombre d'impulsions reçues aux afficheurs, effectuer une remise à zéro des compteurs puis recommencer le cycle (fig. 2).

Des essais ont montré que le temps de comptage doit être de 300 ms ce qui permet d'effectuer trois mesures par seconde, les 33 ms restant à

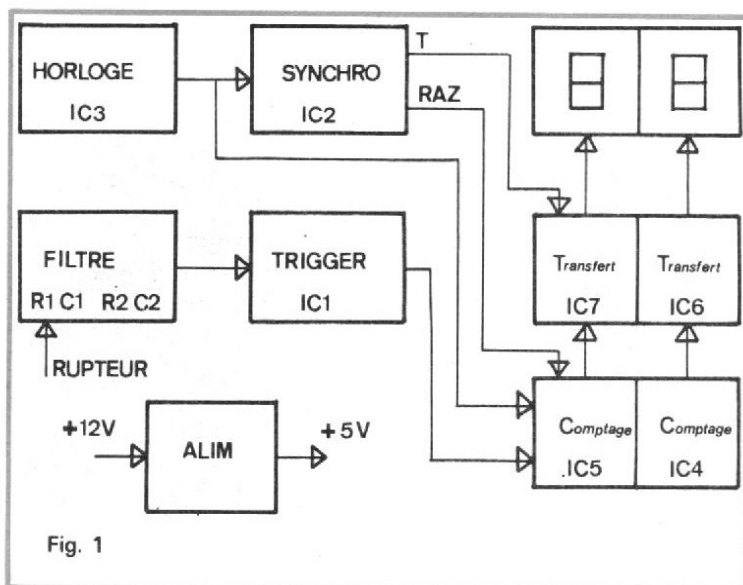


Fig. 1

chaque période permettant d'assurer les fonctions de transfert et de remise à zéro. L'œil humain s'accommode très bien de cette cadence de comptage.

Schéma de principe (fig. 3)

L'information en provenance du rupteur est filtrée par R_2 , C_2 , R_3 , C_3 , mise en forme par D_2 et le trigger de Schmitt réalisé à partir de deux portes NAND de IC_1 .

Le circuit intégré IC_3 , qui est un NE 555, nous permet encore une fois de réaliser très facilement un oscillateur astable de 300 ms pour le temps de comptage et de 33 ms de temps mort. Cet astable ouvre une porte qui laisse passer les impulsions du rupteur pendant 300 ms qui sont dirigées vers IC_4 et IC_5 pour être comptées, lorsque les 300 ms sont terminées, IC_2 produit une impulsion de 10 ms qui est appliquée sur les bornes 4 et 13 des circuits intégrés IC_6 et IC_7 pour effectuer un transfert vers IC_8 et IC_9 qui sont des décodeurs pour afficheurs 7 segments, le front de descente de cette impulsion génère une impulsion de 10 ms qui est appliquée aux bornes 2 et 3 des circuits IC_4 et IC_5 pour effectuer une remise à zéro du compteur puis le cycle recommence.

L'alimentation est prise directement aux bornes de la batterie, un régulateur intégré LM 309 abaisse cette tension à + 5 V.

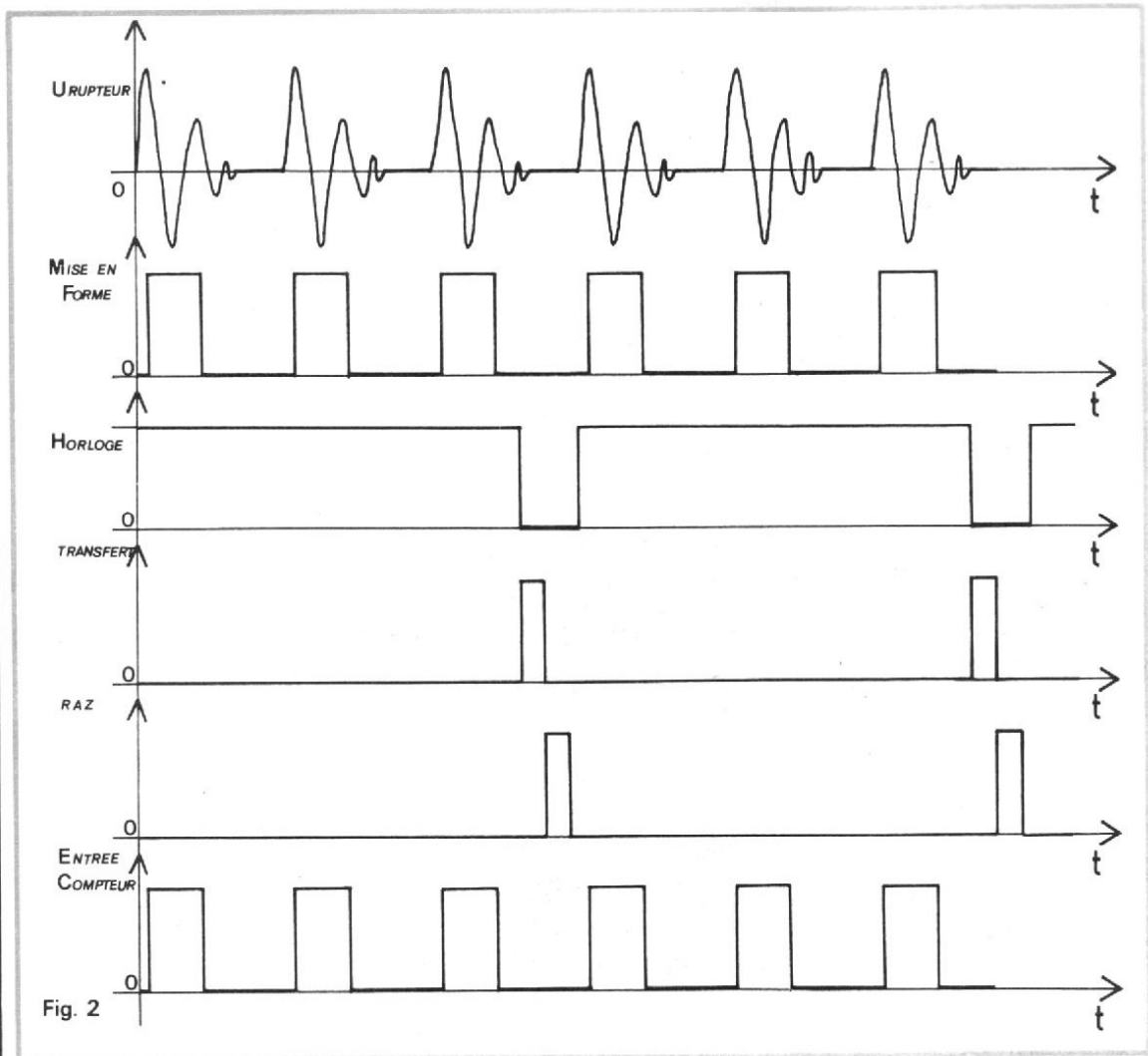


Fig. 2

Le montage consomme environ 400 mA pour le cas le plus défavorable soit 8 800 tours/mn (ce qui est très peu fréquent et pendant des temps très courts).

Dans le cas où il y aurait des parasites un filtre LC est très efficace (fig. 4). La bobine est constituée de 10 spires de fil émaillé 10/10 bobinées sur un bâtonnet de ferrite $\varnothing 8$.

La résistance R_1 est à utiliser

si vous prenez un boîtier en plastique pour équiper ce compte-tours. Notre boîtier en aluminium est un très bon refroidisseur pour le régulateur.

Etalonnage

La résistance ajustable R_{10} est le seul élément à ajuster.

Plusieurs solutions sont pos-

sibles, la plus évidente étant la comparaison avec un autre compte-tours, mais ce n'est pas souvent possible et sûrement pas très précis car le compte-tours digital a une précision de $2\% \pm 1$ digit.

Un générateur basse fréquence peut être utilisé à condition d'avoir un niveau de sortie important (≈ 20 V).

Dans le cas d'un moteur 4 cylindres et 4 temps ce qui

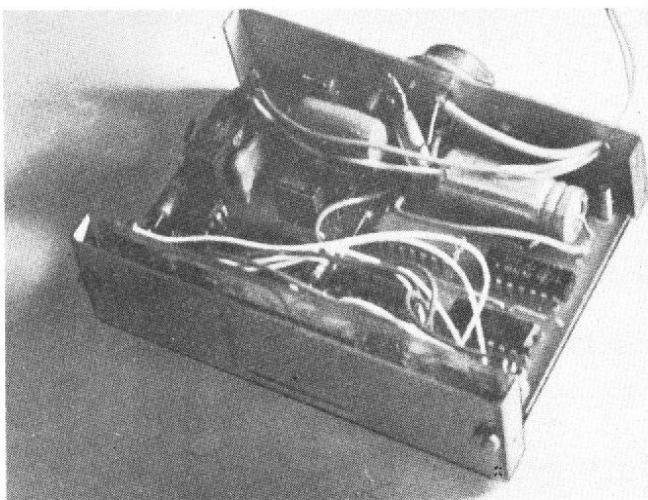


Photo A

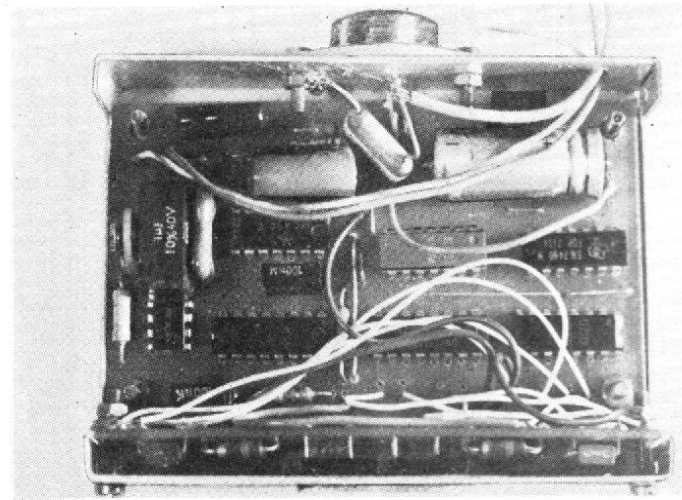


Photo B

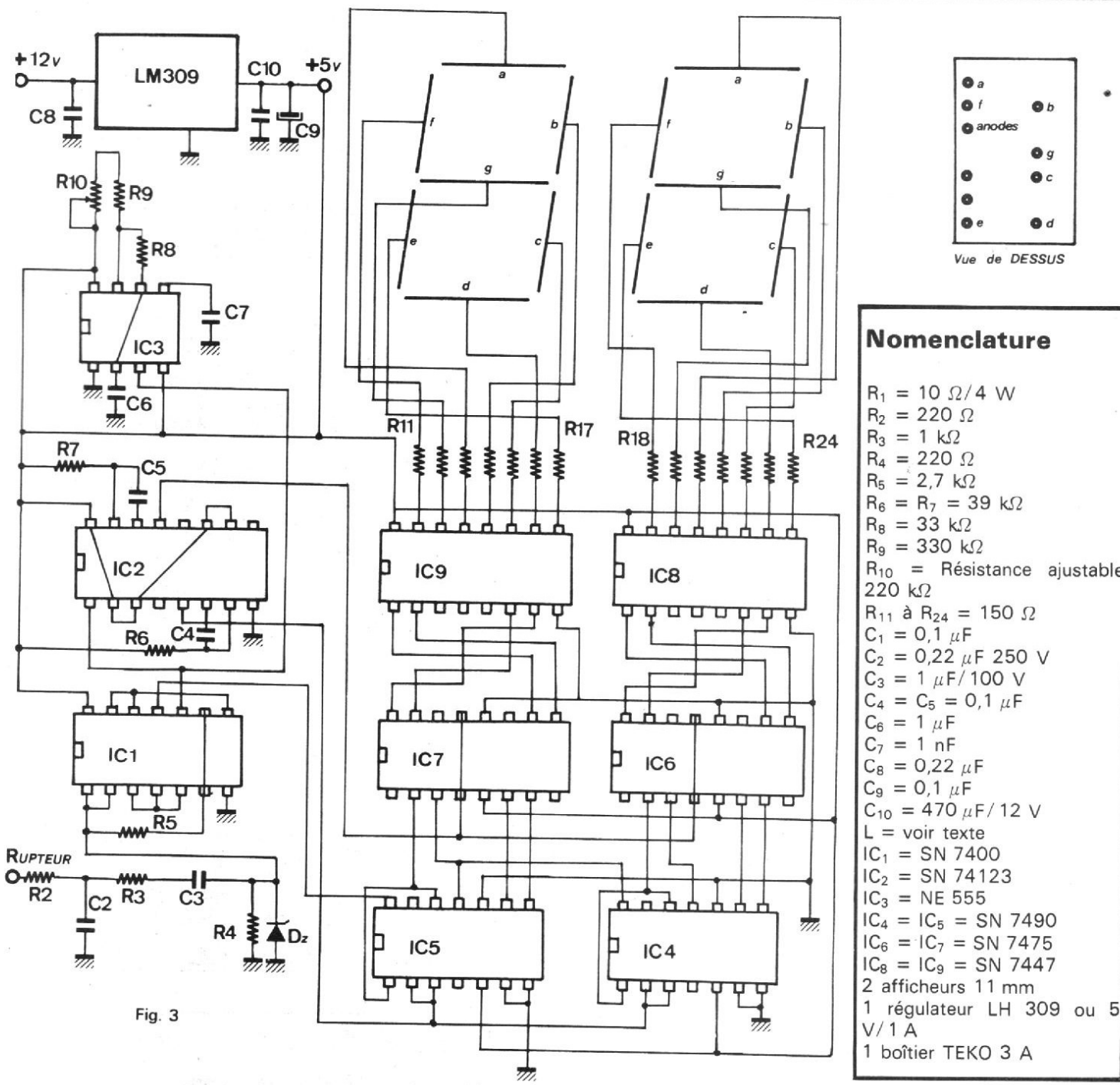


Fig. 3

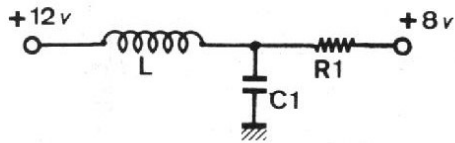


Fig. 4

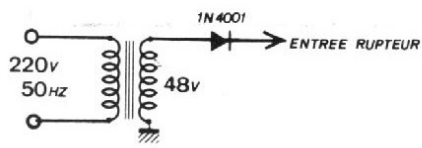


Fig. 6

	4 TEMPS			2 TEMPS		
	4	6	8	4	6	8
Nombre de Cylindres	4	6	8	4	6	8
Nbre étincelles par tour	2	3	4	4	6	8

Fig. 5

correspond à la majorité des moteurs la relation entre le nombre d'impulsions par seconde et la vitesse de rotation du moteur en tours/mn est :

$$N \text{ impulsions/ seconde} = \frac{\text{Nbre de Cylindre}}{\text{Nbre impulsions/ tour}} \times \frac{\text{Nbre tours/ mn}}{60}$$

soit pour 1500 tours/ mm

$$N \text{ impulsions/ seconde} = \frac{4}{2} \cdot \frac{1500}{60} = 50$$

et pour 3000 tours/ mm

$$N \text{ impulsions/ seconde} = \frac{4}{2} \cdot \frac{3000}{60} = 100$$

La figure 5, nous donne la relation entre le nombre de cylindres et le nombre d'impulsions/seconde pour des moteurs 2 et 4 temps.

Donc il suffit d'injecter par exemple 50 Hz à l'entrée rupteur du compte-tours et régler R₁₀ pour obtenir 1500 tours.

Le 50 Hz du secteur peut éventuellement venir à votre secours (fig. 6).

Vous pouvez même, à l'aide d'un redressement double alternance vérifier la linéarité du montage et obtenir 3 000 tours (pour 100 Hz).

Réalisation pratique

L'utilisation d'un boîtier standard évite la fastidieuse besogne du pliage et du découpage. Dans la gamme TEKO il existe un boîtier ref 3 A en aluminium qui convient très bien, il suffit d'ouvrir une fenêtre dans la face avant pour les afficheurs (fig. 10).

Le montage est câblé sur deux circuits imprimés dont un est réservé aux décodeurs et aux afficheurs.

Ces circuits imprimés sont en verre époxy 16/ 10 simple face (fig. 7).

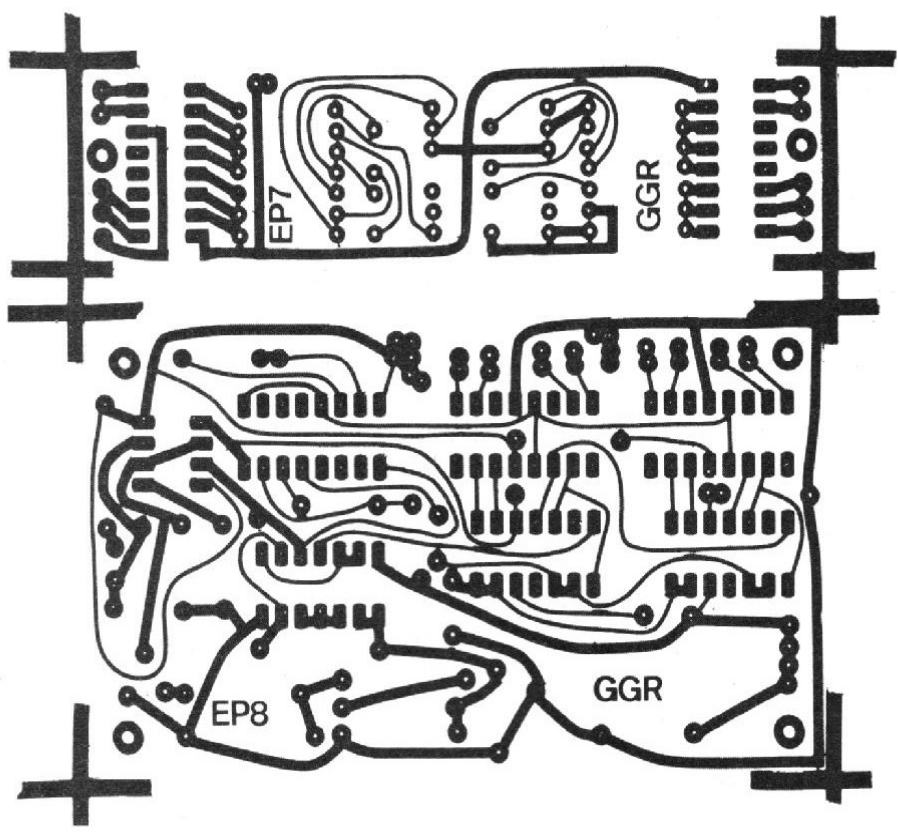


Fig. 7

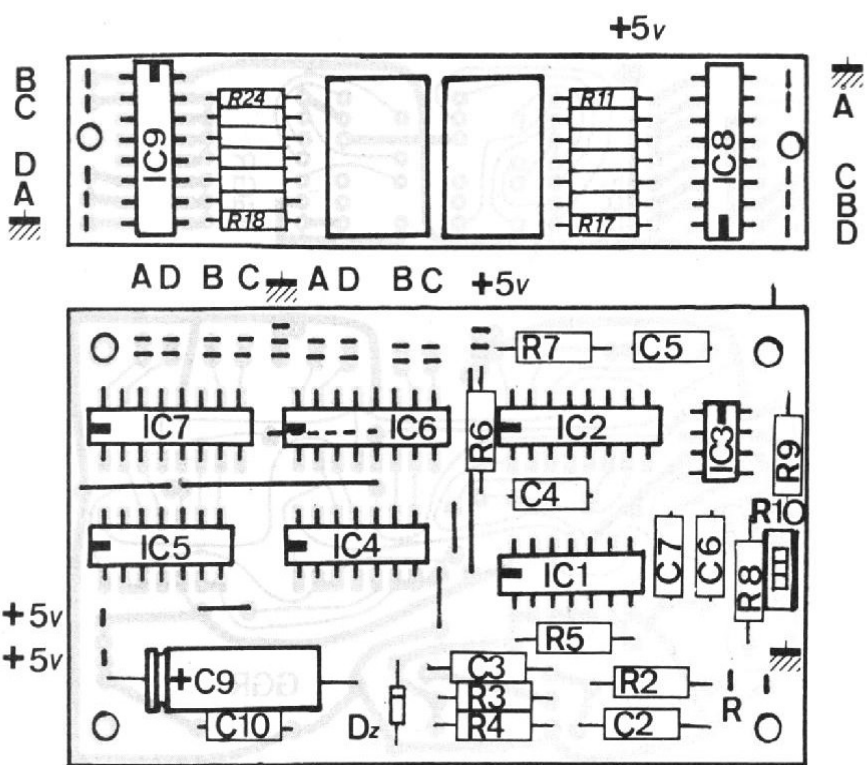


Fig. 8

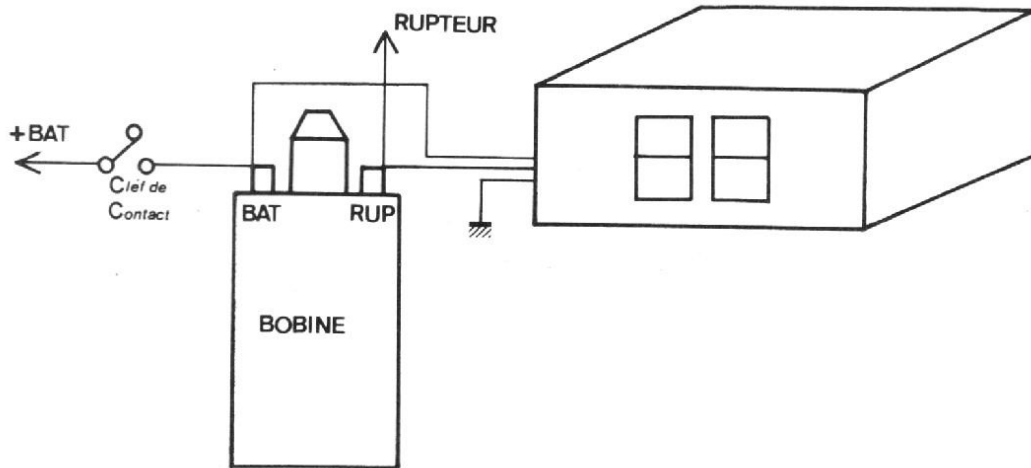


Fig. 9

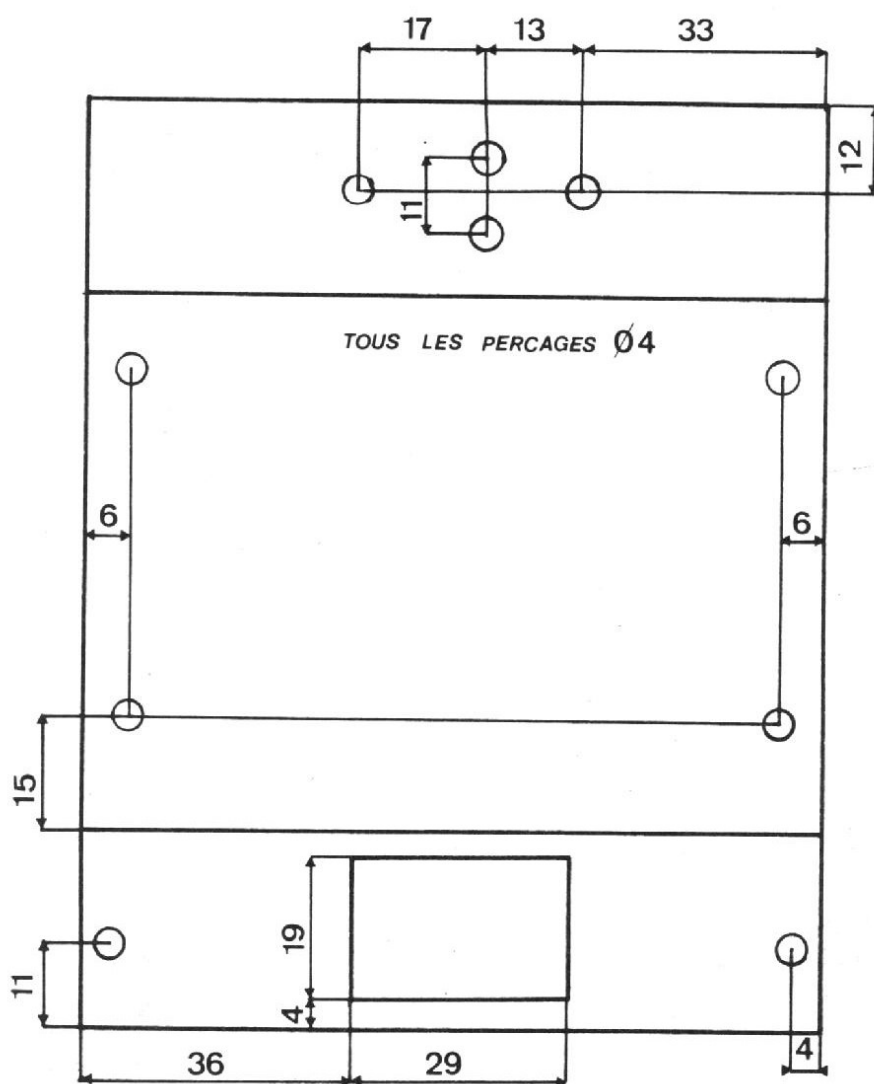


Fig. 10

Il est conseillé de commencer à câbler les straps en faisant attention de ne pas oublier celui qui est placé sous IC₆ (fig. 8).

Attention au repérage des circuits intégrés et de D₂, les afficheurs ne peuvent être inversés.

Les sorties A, B, C, D de IC₆ et IC₇ sont doublées dans le but de pouvoir brancher un indicateur de dépassement de vitesse qui sera décrit ultérieurement.

Le condensateur C₈ n'est pas sur le circuit imprimé, il est monté directement aux bornes du régulateur (entrée et masse).

Montage à bord du véhicule (fig. 9)

Une fois la mise en boîte et l'étalonnage terminés, il faut effectuer le branchement à bord du véhicule, raccordement très simple car il n'y a que trois fils à brancher.

- la masse
- le + 12 V que l'on peut prendre sur la cosse « + BATT » de la bobine d'allumage.
- le rupteur

Conclusion

Ce montage va vous permettre de rajeunir un peu le tableau de bord de votre automobile et vous donner ces indications si précieuses pour la sauvegarde et le maintien en bonne forme de votre moteur. D'autre part sa précision est très bonne pour un prix de revient inférieur à celui d'un compte-tours électronique à galvanomètre du commerce dont le prix est souvent voisin de 250 F.

Il serait possible de réaliser un compte-tours à aiguille lumineuse (pour remplacer un galvanomètre) mais, pour obtenir une bonne résolution (100 tours), il faut environ 80 diodes LED ce qui pose des problèmes d'encombrement et de prix de revient. Alors... vive le digital.

Gérard GROS

Application des lasers :

LASERS

SPECTACLES

LES performances du laser étudiées depuis 1958 sont très supérieures à celles de toutes les sources de lumière que l'on avait réalisées; l'apparition de ce nouvel instrument électro-optique a ouvert la voie à une multitude d'applications et d'études inimaginables auparavant.

Le laser n'est plus seulement un appareil de laboratoire, qui sert à des études de physique, de chimie, ou même de mécanique. Ses applications pratiques et industrielles sont extrêmement nombreuses dans les techniques, dans l'industrie, et même dans la médecine et la chirurgie; ses propriétés optiques, en particulier, sont utilisables d'une façon surprenante en photographie et en cinématographie, pour la réalisation des hologrammes.

Sous une forme plus directe, on peut utiliser la lumière du laser pour réaliser des spectacles complets, visuels et sonores, pour la télévision et pour le cinéma. Le laser est alors utilisé comme un projecteur de lumière très particulier, assurant des effets originaux et surprenants. Grâce à lui, on réalise ainsi de véritables spec-

tacles, et l'on a établi, d'ailleurs, des salles de spectacle particulières, dites laseriums, destinées à présenter au public des programmes audiovisuels complets imaginés grâce à lui.

Les propriétés lumineuses du laser

Le laser est, en principe, un amplificateur de lumière émettant un étroit pinceau de rayons lumineux visibles colorés ou infrarouges dans une direction bien définie, et transportant en un temps très court une grande quantité d'énergie concentrée.

La lumière se distingue de celle produite par les autres sources par trois propriétés principales: son intensité, qui peut être très forte, sa cohérence spatiale utilisée chaque fois que l'on veut concentrer fortement le faisceau sur une surface de petites dimensions, en utilisant le parallélisme obtenu et, enfin, sa cohérence temporelle c'est-à-dire les ondulations en phase qui se produisent lorsqu'on veut utiliser les propriétés ondulatoires de la lumière.

infra

tournez la page

infra

infra
vous
informe

infra

infra

La cohérence très particulière est due à ce qu'elle est composée de vibrations lumineuses simultanées ayant toutes même fréquence et en phase; elle est donc comparable au rayonnement hertzien, contrairement à la lumière naturelle qui en diffère par son incohérence. La monochromaticité du laser ne peut cependant être absolue; il se produit seulement une émission dans un intervalle de longueurs d'onde bien plus étroit que pour les sources de lumière ordinaire.

Les rayons sont parfaitement parallèles, la lumière est beaucoup moins diffractée lorsqu'elle traverse un orifice qu'un faisceau de lumière naturelle; on peut ainsi obtenir des faisceaux très peu divergents de très faibles sections, de 10 à 20 μm de diamètre.

La puissance du faisceau laser varie suivant les modèles; elle se mesure en joules par centimètre carré ou watts par mètre carré; elle est supérieure à celle de toute autre source lumineuse connue. Elle correspond à l'énergie trans-

mise par unité de surface de faisceau par seconde.

Non seulement l'énergie peut être concentrée sur une surface extrêmement réduite, mais souvent les rayons sont émis par impulsions de très courte durée de millièmes de seconde et même moins.

Dans les applications, on considère aussi le rendement rapport entre l'énergie émise sous forme lumineuse et l'énergie employée pour l'excitation; ce rendement est souvent très faible, de l'ordre de quelques pour mille avec le laser solide, de quelques pour cent pour le laser à fluide. L'énergie qui n'est pas employée pour fournir la lumière se manifeste sous forme de chaleur, qui élève la température, et doit ultérieurement être évacuée, d'où souvent la nécessité de systèmes de refroidissement énergiques.

Pour les lasers à impulsions on considère également la durée des impulsions. Plus elle est courte, plus pour l'énergie donnée la puissance instantanée est grande; il y a, enfin, à considérer la couleur de la

lumière émise, en correspondance avec la longueur d'onde des radiations.

Un laser ne peut avoir toutes les qualités à la fois; suivant l'application envisagée on détermine donc ses qualités essentielles. Lorsqu'il s'agit d'utiliser directement la lumière du laser pour produire des effets lumineux dans les spectacles, il faut surtout étudier la couleur, l'intensité lumineuse la concentration du faisceau, la régularité de l'émission et la facilité d'utilisation.

Les caractéristiques des projecteurs à lasers

Pour faire un laser il suffit, en principe, de disposer entre deux miroirs une substance contenant un grand nombre d'atomes ou de molécules dans un état d'excitation, c'est-à-dire auxquels on a communiqué une certaine énergie supplémentaire, et qui peuvent restituer cette énergie sous forme de lumière.

Les différents lasers se distinguent par la nature des corps excités et le niveau d'énergie mis en jeu et, d'autre part, par les procédés utilisés pour l'excitation. On peut également considérer la façon dont la lumière sort de l'appareil, brusquement et à intervalles soit d'une manière continue.

On peut distinguer ainsi trois types de lasers. Dans les lasers solides, les atomes à exciter sont emprisonnés dans un solide; on emploie surtout le rubis, le verre ou néodyme et le grenat d'yttrium aluminium, ou YAG (Yttrium Aluminium Garnet).

Dans les lasers à fluide, les atomes ou molécules à exciter sont à l'état gazeux, ou en solution dans un liquide. Les lasers à semi-conducteurs, enfin, utilisent généralement les propriétés semi-conductrices et l'arséniure de gallium (fig. 1).

Les procédés utilisés pour l'excitation sont également de trois types. On peut éclairer violemment les corps solides par un flash pour les amener à

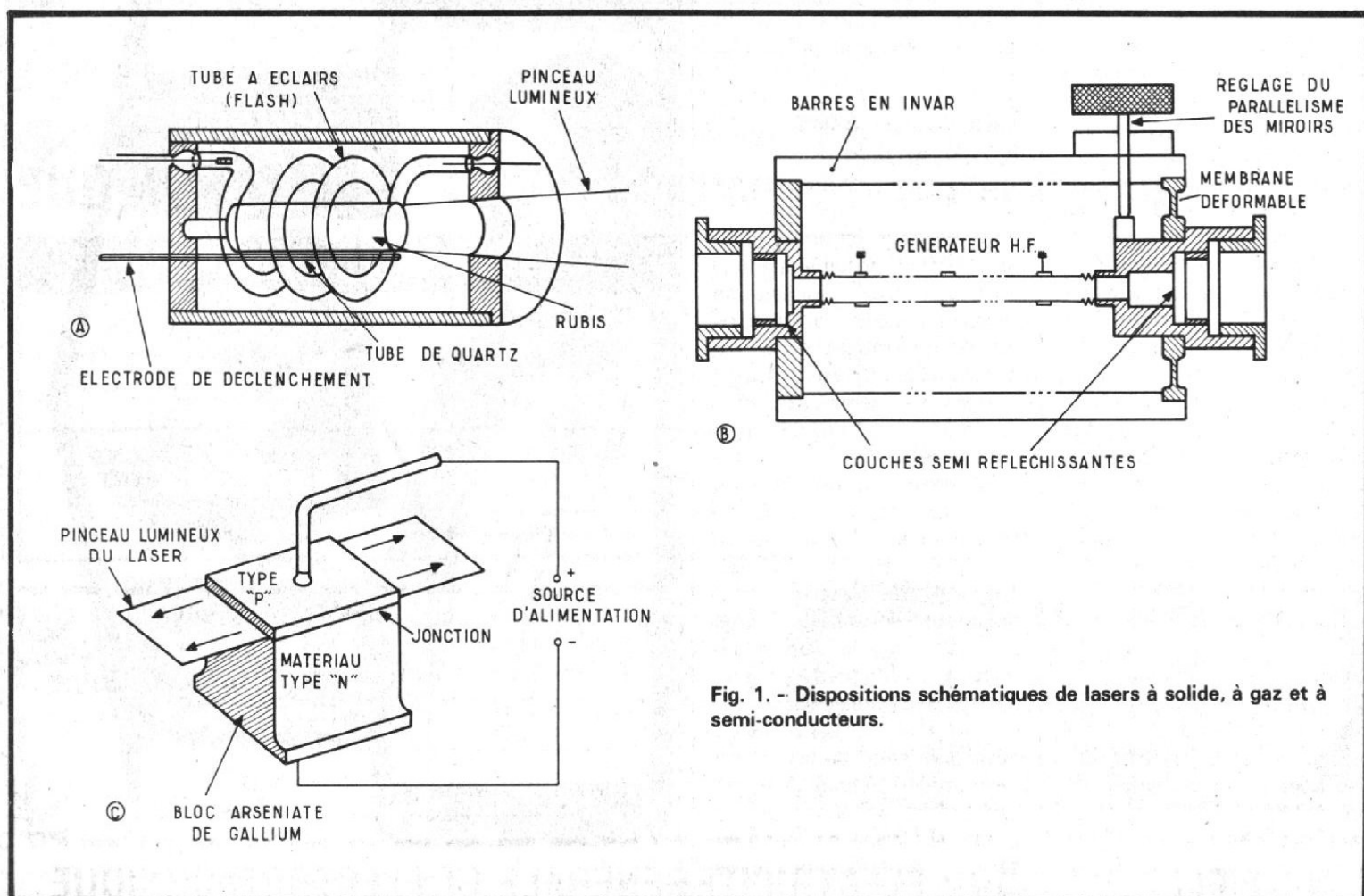


Fig. 1. - Dispositions schématiques de lasers à solide, à gaz et à semi-conducteurs.

un état excité; on peut également faire passer une décharge dans un fluide, ou même se contenter de faire traverser une jonction entre deux semi-conducteurs par un courant électrique (fig. 2).

Avec une source de lumière courante, on ne parvient jamais à focaliser les rayons en un point, car ils se répandent en tous sens, et ne sont pas parallèles. On obtient dans le plan focal une tache de lumière très différente d'un point géométrique. La lumière d'une source classique est, en effet, constituée d'un grand nombre de composantes de diverses longueurs d'onde et l'on ne parvient à concentrer que la radiation d'une seule longueur d'onde (fig. 2).

L'émission rectiligne du laser produite en principe sur une seule longueur d'onde constante peut, si on le désire, être concentrée en un point d'un diamètre proche de la longueur d'onde. Le diamètre de la tache lumineuse dépend de la distance focale de la lentille et de la divergence angulaire du pinceau.

Les projecteurs pratiques

Les projecteurs à laser utilisés dans les spectacles sont destinés généralement à produire des faisceaux de lumière continue et non par impulsions. On utilise ainsi des lasers à gaz et à vapeurs métalliques jouant le rôle de matières actives et permettant d'obtenir un fonctionnement plus stable.

Le laser à gaz classique comporte essentiellement un tube

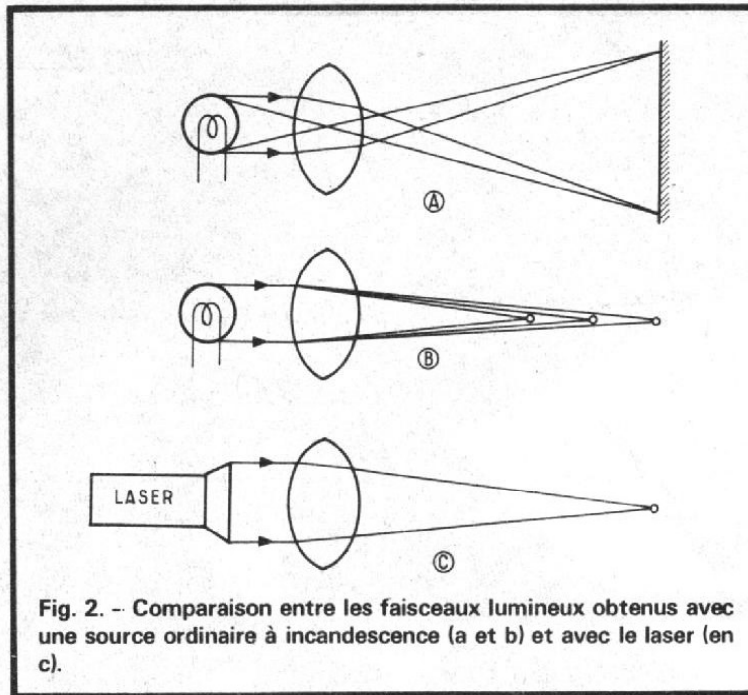


Fig. 2. - Comparaison entre les faisceaux lumineux obtenus avec une source ordinaire à incandescence (a et b) et avec le laser (en c).

de quartz d'environ 1,5 cm de diamètre et 80 cm de longueur rempli d'un mélange de néon sous faible pression de mercure et d'hélium; le tube est terminé par une chambre métallique renfermant des miroirs plans (fig. 3).

On utilise également des lasers fonctionnant au moyen d'un seul gaz, inerte : hélium, néon, argon, azote, ou xénon, krypton (tableau 1). L'argon permet d'obtenir une lumière bleue ou verte, le néon une lumière orangée, le krypton une lumière rouge. Des dispositifs optiques sont utilisés pour obtenir les lumières intenses monochromes à partir d'une décharge optique dans le mélange gazeux.

Pour les spectacles, il ne s'agit pas d'obtenir des faisceaux lumineux très concentrés produisant des effets thermiques, chimiques, ou même mécaniques, mais seulement

des plages lumineuses fixes ou mobiles et généralement colorées. L'utilisation de faisceaux très concentrés à proximité des spectateurs pourrait même offrir certains dangers; lorsque les faisceaux atteignent les surfaces à éclairer leur concentration est ainsi plus ou moins réduite.

La puissance lumineuse d'un laser de projection est généralement de l'ordre de quelques watts; la sortie est complétée par une optique d'agrandissement du faisceau, lorsque celui-ci ne doit pas avoir un diamètre inférieur à quelques millimètres pendant sa trajectoire. Le diamètre initial est de l'ordre de 1,25 à 1,60 mm.

Le tube récent à oxyde de béryllium présente une conductivité thermique élevée, une grande résistance aux fortes températures et une faible absorption des gaz.

L'équilibre thermique est

obtenu en moins de 60 secondes, ce qui représente une rapidité accrue de l'ordre de 5 à 15 fois par rapport aux modèles ordinaires. Le tube est refroidi par conduction et la puissance de sortie est très stable; les réglages fréquents des miroirs optiques deviennent inutiles.

La fréquence des radiations est également très stable, et la durée de service est élevée, de l'ordre de 5 000 heures; le tube est léger et compact facile à entretenir.

Modulation et commande du faisceau

Les spectacles de lumière de laser exigent des déviations fixes ou variables des faisceaux, leur fractionnement, et souvent leur modulation. Celle-ci s'effectue souvent en synchronisme avec des effets musicaux, qui en augmentent l'intérêt et l'efficacité.

Le modulateur le plus simple peut être constitué par un disque animé d'un mouvement de rotation, et comportant des fentes sur son pourtour. En l'intercalant dans le faisceau du laser sa rotation produit une interruption périodique.

La fréquence du rayonnement n'a aucune influence, et la modulation est de 100%; la fréquence de modulation dépend du nombre de fentes et de la vitesse de rotation; le système peut servir d'atténuateur optique.

Une modulation plus complète peut être obtenue à l'aide d'un miroir rotatif octogonal

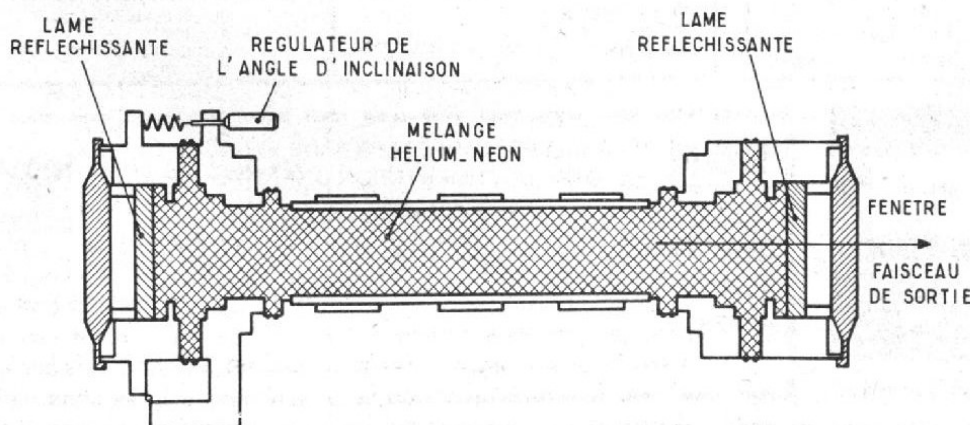


Fig. 3. - Constitution d'un laser à gaz pratique.

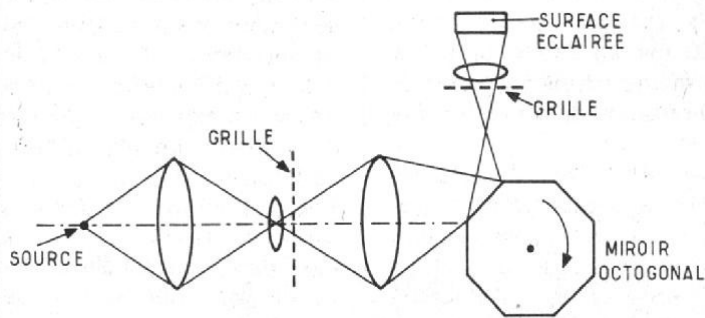


Fig. 4. - Modulation par miroir tournant.

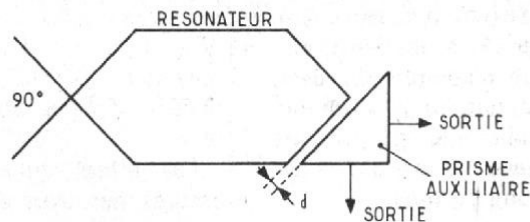


Fig. 5. - Modulation par prismes.

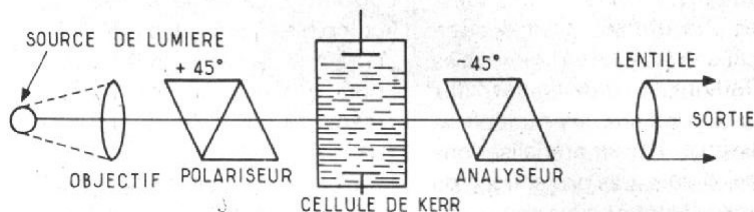


Fig. 6. - Dispositif modulateur à cellules de Kerr.

produisant la dissection de la lumière. On utilise deux grilles, dont les images se superposent; la vitesse de déplacement de l'image d'une grille par rapport à la surface de la seconde dépend de la vitesse de rotation du miroir, de la distance entre les grilles, et de celle qui les sépare du miroir (fig. 4).

Un autre procédé de modulation est basé sur le changement de transparence d'un prisme lorsqu'on rapproche un second prisme auxiliaire de sa surface réfléchissante. On se sert comme prisme auxiliaire de cristaux piézoélectriques ou à effets de magnétostriction. On modifie l'intensité de l'émission en faisant varier l'intervalle d'entre les deux prismes (fig. 5).

La modulation peut également, être réalisée par un changement du facteur de qualité du résonateur du laser, en disposant l'élément modulateur entre la surface du corps excité et la surface du réflecteur ce qui augmente ainsi la zone active. L'élément modulateur est constitué par un cristal à effet électro-optique; en appliquant sur ce cristal une certaine différence de potentiel, on peut changer la longueur optique du résonateur, et l'intensité du signal de sortie.

Le procédé de modulation le plus efficace semble cependant être basé sur les change-

ments de polarisation, la faisant traverser une cellule de Kerr par le faisceau de laser polarisé. Le procédé peut être utilisé aussi bien pour les spectres visibles qu'infrarouges.

Le système comporte un polariseur disposé devant l'objectif de la source de lumière, la cellule de Kerr, et un analyseur à la sortie de la cellule. L'analyseur a un axe optique formant un angle de 90° avec le premier polariseur; le dispositif a l'avantage de ne présenter aucune inertie (fig. 6).

On utilise aussi l'effet de Pockels, avec des cristaux à propriétés piézoélectriques, tels que des cristaux de dihydrophosphate d'ammonium et dihydrophosphate de potassium. La disposition est analogue à celle adoptée pour la cellule de Kerr avec un polariseur et un analyseur.

Il existe encore un autre type de modulateur basé sur l'effet de Faraday, consistant dans la rotation du plan de polarisation de la lumière sous l'action d'un champ magnétique d'un certain milieu optiquement actif. La rotation du plan de polarisation dépend du trajet dans la substance active, de l'intensité du champ magnétique, et d'une certaine constante de la substance. Il en est ainsi pour certains solides, tels que le quartz et le verre, et certains liquides, tels que le bisulfure de carbone, l'essence, et l'eau.

Le schéma d'un modulateur basé sur l'effet de Faraday est représenté sur la figure 6 avec remplacement de la cellule par le système de Faraday. Le changement de la tension appliquée sur la substance active d'une valeur positive à une valeur négative entraîne une modification de la direction du champ magnétique d'un solénoïde, qui détermine à son tour la rotation du plan de polarisation du faisceau. A la sortie du système, on obtient une modification du flux lumineux.

Les faisceaux ne sont pas toujours modulés; ils sont, en tout cas, dirigés par des dispositifs à miroirs oscillants pour obtenir des figures variées dans l'espace, par exemple, des cônes lumineux. Le faisceau peut être animé également de façon à former une sorte d'ondulation, des tracés en forme d'ellipses variant suivant l'amplitude et le rythme des paroles ou de la musique.

Les dispositifs électro-optiques composés de filtres et de prismes placés avec une grande précision devant le faisceau du laser permettent de démultiplier les réseaux à plusieurs faisceaux de couleurs, de les élargir suivant des plans de grande surface, de les matérialiser sur des écrans, et de faire apparaître dans l'espace des figures géométriques ou graphiques.

Le projecteur à laser est devenu un appareil pratique et d'usage courant; il est facile à utiliser et son entretien est très réduit. Mais, étant donné ses caractéristiques et la puissance formidable de ses rayons concentrés, on peut se demander si son utilisation ne présente pas de risques. Les lasers de projection ont une faible puissance et les faisceaux ne produisent pas d'effets très concentrés. Les opérateurs doivent cependant prendre quelques précautions à proximité immédiate du projecteur, car le faisceau de sortie risque, tout au moins, d'endommager les vêtements. Les spectateurs ne courent aucun danger, puisqu'ils ne sont pas frappés directement par les faisceaux et que ceux-ci généralement mobiles balayent seulement les murs ou le plafond de la salle de spectacle.

Les spectacles de laser et les lasériums

Les spectacles son et lumière sont très en vogue; ils permettent par leurs combinaisons de lumière et de sons de placer les spectateurs dans une ambiance où les sons varient en synchronisme avec l'effet dynamique des rayons lumi-

neux variables en direction, en intensité, et en couleur. Ces spectacles sont encore transformés par l'emploi du laser, qui apporte une nouvelle dimension aux projections lumineuses, grâce à la multiplicité de leurs effets.

La lumière du laser peut créer dans l'espace des volumes denses ou vaporeux, des sortes de nuages incandescents, structurer l'espace en lignes horizontales verticales lumineuses établissant des plans, produire des multiplications et des matérialisations lumineuses. Les projections de lasers assurent ainsi des intermèdes remarquables dans les salles de bals et de music-halls.

Des graphismes peuvent apparaître sur des écrans de tissu plastique argenté; le faisceau initial avec deux jeux de prismes peut être décomposé en plusieurs faisceaux indépendants permettant des effets de surimpression, d'intensités et de couleurs différentes.

Ces effets du laser ne sont pas étudiés seulement au point de vue technique, mais évidemment au point de vue artistique, en liaison avec la musique. C'est ainsi que le compositeur Xénakis les a employés comme soutiens graphiques de la musique dans son appareil Lolytope.

Le Diatope du Centre Pom-

pidou, permet d'organiser des spectacles dans une salle de 25 x 35 mètres, d'une hauteur maximale de 17 mètres et devant contenir 250 spectateurs.

Les effets du laser sont assurés par trois éléments à l'argon et un au krypton, d'une puissance lumineuse respective de 8 watts, 4 watts, et 500 mW. La sortie du laser est complétée par une optique d'agrandissement du faisceau, pour que celui-ci n'ait pas un diamètre inférieur à 15 mm pendant sa trajectoire.

La déviation du faisceau est obtenue dans seize positions avec une fréquence d'utilisation de 25 à la seconde. La précision de l'orientation est de ± 2 cm à 120 mètres. Chaque faisceau laser est dévié sur seize trajectoires différentes par l'intermédiaire d'un déviateur composé d'un moteur pas à pas asservi positionnant un miroir d'adressage sur seize miroirs de renvoi. Pour obtenir des effets de scintillement, les faisceaux sont coupés par un disque métallique percé d'un trou à vitesse de rotation variable de 0 à 12 tours/seconde.

Un miroir oscillant à deux directions permet d'obtenir dans l'espace des cônes lumineux d'un angle de 60 degrés au sommet. Le spectacle se déroule dans l'obscurité; des effets lumineux sont assurés

par des éclairs provenant de 1680 flashes électroniques télécommandés; les trajectoires lumineuses proviennent des quatre lasers avec 400 miroirs de renvoi. Il y a, en même temps, 12 voies de sonorisation de 60 watts chacune.

Aux Etats-Unis, il existe des salles de spectacles ou « lasériums », dans lesquels des synthétiseurs envoient dans l'espace des rayons lumineux guidés par la musique. En France, le laser est utilisé constamment comme apport et soutien visuel de spectacles de variétés, comme ceux de Johnny Hallyday.

On a pu voir en 1977 les spectacles du musicien Pierre Henry, dans la cathédrale gothique de Lille. Les lasers graphiés se sont fait connaître l'an passé par leurs concerts organisés avec projections de lasers à l'église Saint-Eustache. Dans plusieurs dancings des environs de Paris, des rayons lasers accompagnent les airs à la mode.

Le Planétarium de Londres a présenté avec un grand succès un spectacle de lasérium durant environ 1 heure, et le lasérium américain a été présenté pour la première fois en Europe Continentale le 23 novembre à Paris, au Planétarium du Palais de la Découverte.

Le spectacle américain avait attiré dès août 1977 plus de quatre millions et demi de personnes; les premières représentations avaient déjà eu lieu en novembre 1973 à l'Observatoire Griffith de Los Angeles. Il s'est installé depuis dans plus d'une dizaine de villes d'Amérique du Nord et au Japon à Tokyo. Le public ne fait pas défaut, et souvent les spectateurs sont des habitués.

Le lasérium de Los Angeles, installé à Paris permet d'offrir une sorte de nouveau monde visuel avec une matière constituée par la lumière. Les faisceaux se courbent forment des pelotes, des écheveaux de lumière, des effets saisissants.

Les spectateurs sont installés sur des chaises inclinées et la tête appuyée; ils ne voient pas les personnes qui sont devant eux et conservent la tête face au ciel, comme s'ils regardaient les étoiles. Ils observent, en effet, les étoiles lumineuses lancées par l'énorme machine à laser qui se trouve au centre de la salle.

La musique commence; elle est, d'ailleurs, enregistrée. On voit un minuscule nuage une sorte de brume, une voie lactée, une légère boule bleue, un cercle vert, qui grandit, et danse avec la petite boule bleue. L'anneau et la boule se rencontrent, se séparent retournent, se transforment, se désintègrent et deviennent des figures géométriques, au fur et à mesure de la musique, « Boléro », « Danube Bleu » et « Adagios ».

Le laser est manipulé par un seul homme placé derrière une énorme console garnie de commande de boutons; il dessine des figures toujours différentes, souvent improvisées inspirées de motifs orientaux ou énigmatiques, rouges, bleues, vertes, blanches ou jaunes, comme des feux d'artifice.

Ce spectacle est remarquable, mais pour les amateurs exigeants, il n'a peut-être pas cependant la vraie qualité des spectacles français où le synchronisme du son et de la lumière sont constamment étudiés et assurés.

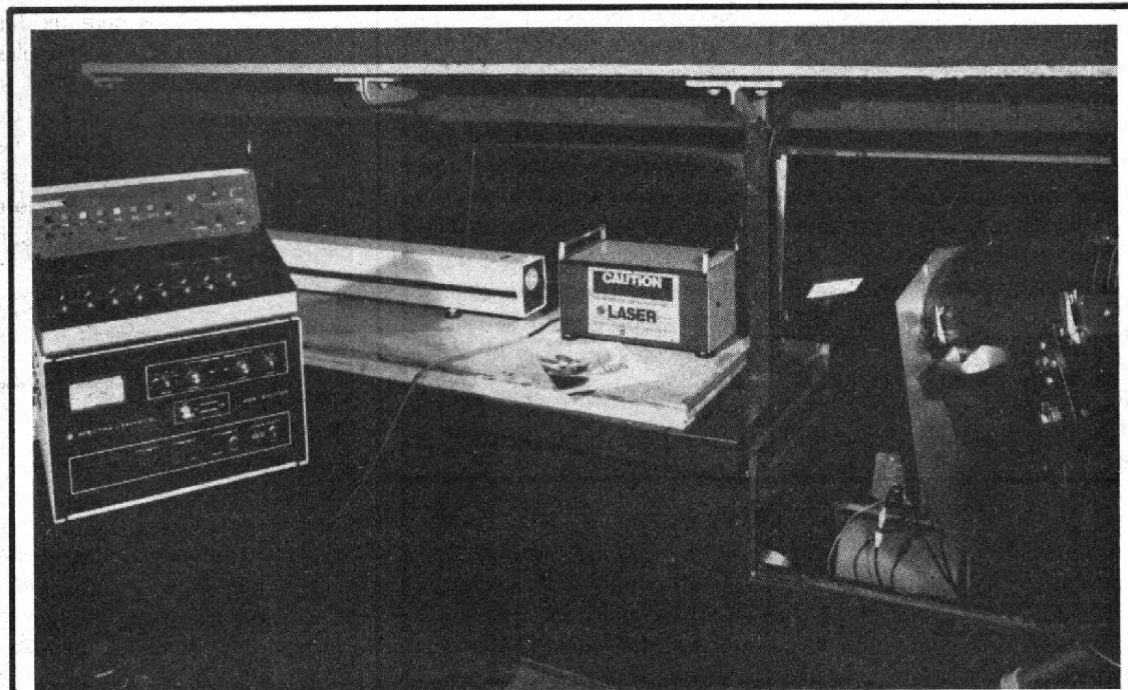


Fig. 7. - Cabine de commande du laser (à droite, un projecteur de poursuite - Lido - Cabaret Normandie). (Document Clémançon).

LA BASCULE DE SCHMITT

La bascule de Schmitt est un circuit de transformation des signaux électriques, comportant donc une entrée, et une sortie. Attaquée, sur la première, par des tensions de forme quelconque, elle délivre, sur la deuxième, des créneaux. Les niveaux des paliers inférieurs ou supérieurs ne dépendent que de la bascule elle-même, ainsi que les durées des transitions des uns aux autres.

Schéma et fonctionnement d'une bascule

La figure 1 montre le schéma d'une bascule de Schmitt, dans sa version la plus classique, et la plus dépouillée. Nous noterons :

- E , la tension d'alimentation, positive dans l'exemple choisi, puisque les transistors sont de type NPN.

- V_e , la tension variable qui commande l'entrée, c'est-à-dire la base de T_1 .
- V_s , la tension de sortie, prise sur le collecteur de T_2 .
- U_E , le potentiel commun aux deux émetteurs, qui débitent dans la résistance R_2 .
- U_B , le potentiel de la base de T_2 .

Précisons dès maintenant deux caractéristiques communes à toutes les bascules de Schmitt, et dont l'importance apparaîtra au cours de nos explications :

- les résistances de collecteur sont inégales, R_1 étant plus grande que R_5 ,
- la somme des résistances R_3 et R_4 est très supérieure à R_1 .

Les transistors évoluent entre le blocage et la saturation

Imposant a priori ce type de fonctionnement, nous en rechercherons les conditions, en nous rappelant qu'un transistor saturé est à peu près assimilable à un interrupteur fermé, et un transistor bloqué, à un interrupteur ouvert.

Supposons alors T_1 saturé, et remplaçons-le donc par un interrupteur fermé : le schéma de la figure 1 devient équivalent à celui de la figure 2. En négligeant le courant qui traverse l'ensemble R_3, R_4 , ainsi que la base de T_2 , on peut écrire que U_E est imposée par le pont diviseur R_1, R_2 :

$$U_{E1} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Cette tension est aussi celle de l'émetteur de T_2 , dont la base ne reçoit qu'une fraction U_B de U_{E1} , déterminée par R_3 et R_4 , et inférieure à U_{E1} . Puisque le potentiel de base de T_2 est inférieur à son potentiel d'émetteur, T_2 est bloqué.

Supposons maintenant T_1 bloqué : le schéma de la bascule équivaut à celui de la figure 3. Puisqu'on veut que T_2 soit saturé, on peut le remplacer par un interrupteur fermé, et calculer la nouvelle valeur de U_E , soit U_{E2} :

$$U_{E2} = E \frac{R_2}{R_5 + R_2}$$

Elle est supérieure à la précédente, car nous avons choisi R_5 inférieure à R_1 .

La condition « T_2 saturé » implique que son potentiel de

base, U_B , soit supérieur à la valeur U_{E2} que nous venons de calculer. Or, puisqu'aucun courant ne traverse T_1 , le diviseur R_1, R_3, R_4 , donne :

$$U_B = \frac{R_4}{R_1 + R_3 + R_4} E$$

R_1 , très inférieure à R_3 et R_4 , peut d'ailleurs être négligée :

$$U_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} E$$

La condition « U_B supérieure à U_{E2} », impose le rapport entre les résistances R_3 et R_4 .

Les niveaux des créneaux de sortie

Chemin faisant, nous venons de déterminer les niveaux des paliers des créneaux recueillis au collecteur de T_2 . En effet, si T_2 est bloqué, le potentiel de sortie vaut E , car il n'y a pas de courant dans R_5 . Si T_2 est saturé, V_s égale la dernière valeur calculée pour U_E , soit U_{E2} :

$$V_s = \frac{R_2}{R_5 + R_2} E$$

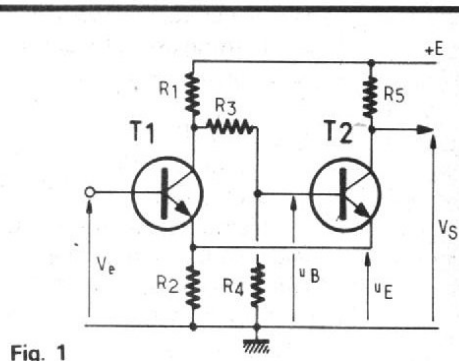


Fig. 1

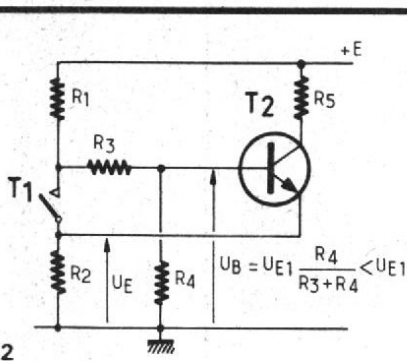


Fig. 2

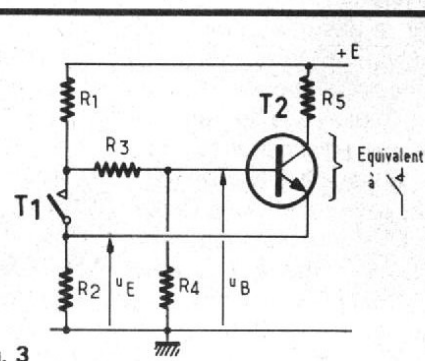


Fig. 3

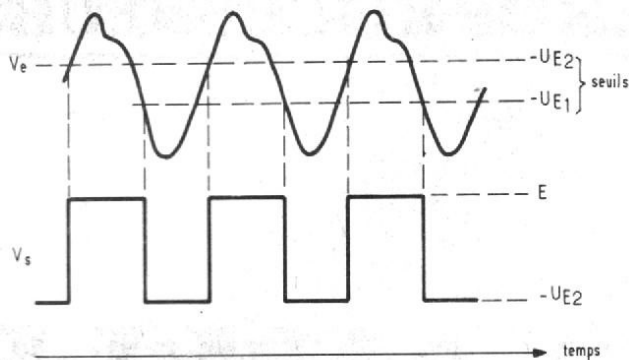


Fig. 4

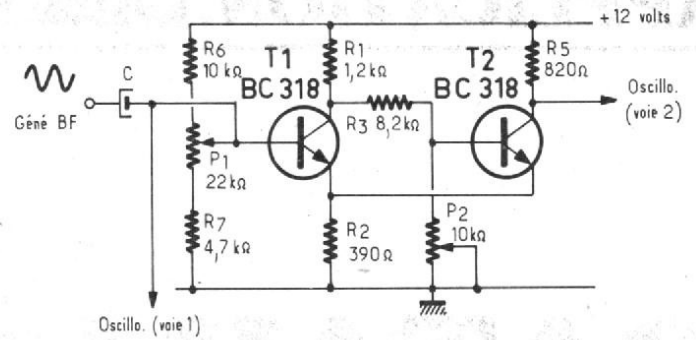


Fig. 5

Seuils de basculement

La transition, de l'un vers l'autre des deux états possibles, ne dépend que de la tension V_e appliquée sur la base de T_1 . Baptisons 1 l'état où T_1 est saturé, et 2 celui où il est bloqué.

Lorsque T_1 est saturé, le potentiel V_e de sa base excède U_{E1} d'au moins 0,6 V. T_1 se bloque quand V_e descend en dessous de U_{E1} , qui constitue donc le seuil inférieur de basculement.

Si, au contraire, T_1 est bloqué, il se sature quand le potentiel d'entrée, V_e , franchit, en montant, la valeur U_{E2} , qui constitue donc le seuil supérieur de basculement. Finalement, V_e variant selon une loi quelconque, la correspondance entre cette tension de commande, et la tension de sortie V_s , est illustrée par la figure 4.

Calcul d'une bascule de Schmitt

L'électronique s'accommode volontiers de calculs très approximatifs, et comportant une forte part d'arbitraire. Ce dernier point dérouta toujours le débutant. L'honnêteté nous oblige à dire que le remède réside dans l'expérience, que nous pouvons essayer de guider, mais non remplacer. On se trouvera donc bien d'expérimenter les montages que nous proposons.

Une bascule de Schmitt est rarement conçue seule, mais s'intègre dans un montage plus

complexe : on connaît donc en général la tension d'alimentation E . Il est raisonnable aussi de s'imposer la consommation maximale, qui correspond à l'état où T_2 est saturé (le courant est alors fixé par la somme $R_2 + R_5$). Inversement, les temps de montée, et de descente, des créneaux seront d'autant plus faibles que le sont R_1 et surtout R_5 , ce qui minimise l'influence des capacités parasites. Enfin, le calcul de U_{E2} , et la figure 4, montrent que l'amplitude des créneaux croît quand R_2 décroît.

Quelques ordres de grandeur

Pour une première approche, on pourra retenir les quelques règles qui suivent :

- un courant maximal de l'ordre de 10 mA est une bonne moyenne
- on prendra R_5 voisine des $2/3$ de R_1
- R_2 peut être comprise entre $1/5$ et $1/3$ de R_1 , soit $3/10$ à $1/2$ de R_5 .

Un exemple numérique

Appliquons ces règles à une bascule fonctionnant sous une tension d'alimentation $E = 12$ V. Pour une consommation de 10 mA, on aura alors :

$$R_2 + R_5 = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

Avec $R_2 = 1/2 R_5$, cela donne $R_2 = 400 \Omega$ et $R_5 = 800 \Omega$. Les valeurs nor-

malisées les plus proches conduisent à :

$$R_2 = 390 \Omega \quad R_5 = 820 \Omega$$

On en déduit la valeur de R_1 , soit 1,2 k Ω .

Lorsque T_2 est saturé, son courant de base traverse R_3 , où il ne doit provoquer qu'une chute de tension faible par rapport à E , soit au maximum $E/10$, ou 1,2 V dans notre exemple. Avec, pour T_2 , un gain de 100 (valeur très courante), un courant de collecteur de 10 mA implique un courant de base de 0,1 mA : R_3 ne devra pas dépasser 12 k Ω , et nous prendrons tout simplement $R_3 + R_4 = 12 \text{ k}\Omega$.

Toujours dans notre exemple, on a :

$$\begin{aligned} U_{E2} &= E \frac{R_2}{R_5 + R_2} \\ &= 12 \frac{390}{820 + 390} \\ &= 4 \text{ V environ} \end{aligned}$$

On choisira donc $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 3,9 \text{ k}\Omega$, pour tomber dans des valeurs normalisées.

Mise au point expérimentale

Toutes nos valeurs sont déterminées, mais grossièrement : sur un montage d'essai (boîte de câblage, plaquette Veroboard, etc.), nous réaliserons donc le circuit de la figure 5. A moins de chercher des performances hors du commun (commutation très rapide), les transistors seront des modèles universels, de petite puissance.

L'entrée est attaquée par un générateur BF, dont le potentiel moyen de sortie, générale-

ment, est celui de la masse. Pour ramener ce potentiel moyen à un niveau compris entre les deux seuils, on polarise la base de T_2 à l'aide des résistances R_6 et R_7 , et du potentiomètre P_1 . Le potentiomètre P_2 remplace provisoirement R_4 . Un oscilloscope bicourbe constitue l'idéal, pour examiner simultanément les tensions d'entrée U_e , et de sortie V_s .

On examinera le rôle de P_1 , qui règle le niveau moyen de V_e , donc la symétrie des créneaux de sortie ; celui de P_2 , qui joue aussi sur la symétrie, et conditionne la saturation de T_2 . Une mesure à l'ohmmètre, après la mise au point, permettra de remplacer :

- P_2 , par la valeur définitive de R_4
- éventuellement, l'ensemble R_6, R_7 et P_1 , par deux résistances de polarisation.

Pour nous résumer

1) Une bascule de Schmitt transforme des signaux de forme quelconque, en créneaux rectangulaires.

2) Le calcul des éléments, très approximatif, doit être complété par une mise au point expérimentale.

3) En basse fréquence, tous les transistors de type « universel » conviennent. En haute fréquence, on choisira des transistors pour commutation rapide, et de faibles valeurs de résistances.

BATAILLE NAVALE

CE jeu s'inspire d'un programme de Gérard Péron, du club de microprocesseurs Pentasonic. Il met en œuvre un microprocesseur-calculateur qui, non seulement compare les coups à la position du bateau, mais aussi il le déplace en l'esquivant quand ils tombent trop près de lui.

Pour pouvoir jouer il faut disposer soit d'un système universel de mise au point, soit d'une structure « hardware » comportant un clavier à 18 touches, un affichage à cinq digits, l'unité centrale, un boîtier de coupleur parallèle pour la gestion du clavier et de l'affichage, une mémoire de programme d'environ 350 mots de huit bits et quelques mots de mémoire vive.

Le spécialiste du microprocesseur pourra fabriquer sa mémoire et le jeu sous forme autonome, sans trop de problèmes. Le débutant aura cependant intérêt à se procurer un mini système de mise au point sur lequel on utilise pour jouer l'affichage et le clavier existants. C'est à ce dernier que nous nous adressons.

Règle du jeu

Sur une grille de 16 x 16 se trouve le bateau, positionné préalablement par l'inscription de ses coordonnées x et y dans deux mémoires.

À l'initialisation le microprocesseur répond « FEU ». Les coordonnées de feu sont introduites par le clavier sous forme de deux chiffres consécutifs; le premier concernant la coordonnée x et le second la coordonnée y de l'« obus » envoyé.

Le microprocesseur compare le coup reçu à la position du bateau et peut répondre : « 4 » :

Le coup est tombé à plus de six nœuds.

« 3 » :

Le coup est tombé entre quatre et six nœuds du bateau « 2 » :

Le coup est tombé entre deux et trois nœuds.

« A HH... »

Le coup est tombé à un nœud du bateau. Attention, ce « A HH... » signifie aussi « on met les voiles »...

En effet, le programme pré-

voit le lancement d'un « rideau de fumée » dans le cas où le tir a frôlé le bateau et pendant les cinq coups consécutifs, il y a **déplacement** du bateau dans la direction opposée au coup porté à un nœud. Le système de repérage du tir est abandonné et le calculateur affiche « PLOF » pendant ces cinq coups.

« PAF » : coup au but et fin de partie.

Ce jeu peut se jouer à deux joueurs, dont l'un fixe les coordonnées du bateau et l'autre essaie de le couler avec un

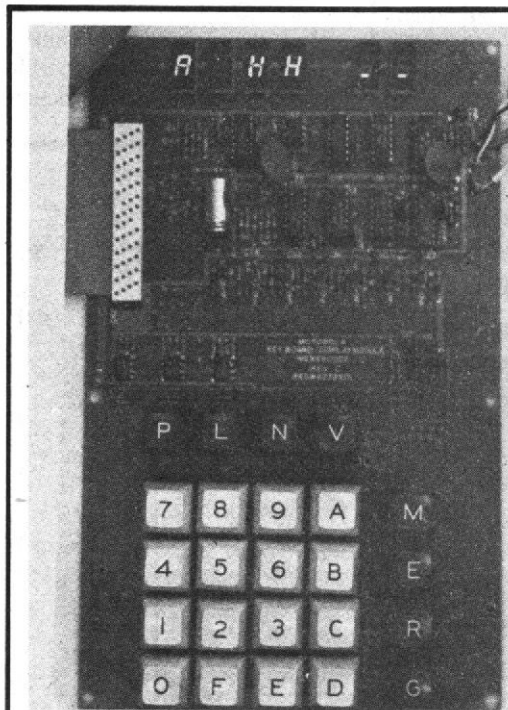


Photo 1. - Vue de l'appareil terminé.

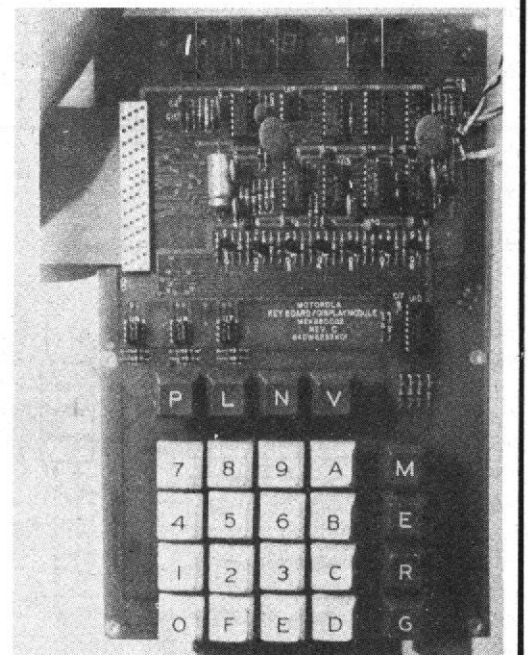


Photo 2. - Coup à 1 nœud du bateau. Le microprocesseur calcule la distance obus-bateau et lance actuellement un « AHH ».

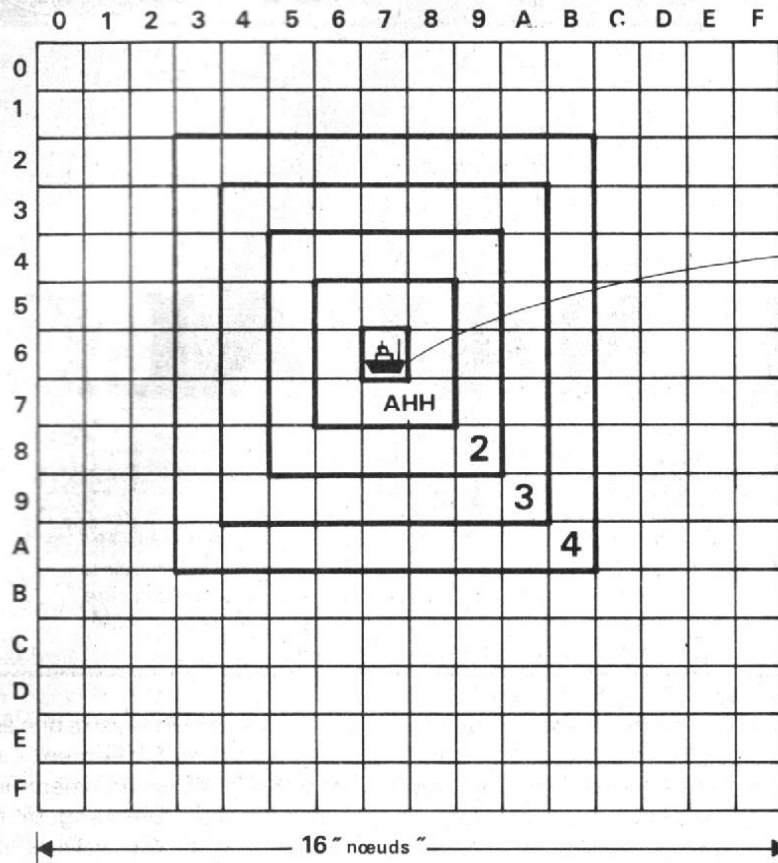


Fig. 1. - Sur une grille 16 x 16, le bateau est placé initialement en un point quelconque. Les coups du joueur reçoivent une réponse : « AHHH » si le coup est tombé à un nœud du bateau « 2 », « 3 »... si le coup tombe à 2, 3 nœuds du bateau, « PAF » si le bateau est touché ou « PLOF » s'il se sauve.

Bateau en (6.7)

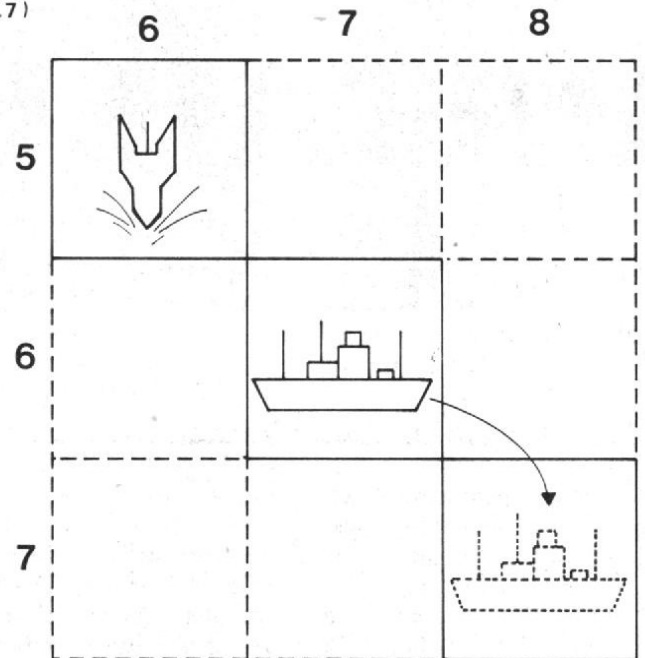


Fig. 2. - Un coup porté par le joueur à un nœud du bateau le fait fuir d'une case dans la direction diamétralement opposée.

minimum de coups, issus d'une stratégie adéquate, mais aussi à un seul joueur. Le programme qui pourrait tirer au hasard une coordonnée x et y parmi 16, pour un positionnement automatique et aléatoire du bateau par la machine elle-même, n'est pas difficile à écrire. Mais,

en pratique, on constate que le jeu peut se jouer à un joueur, qui fixe lui-même les coordonnées de départ du bateau et lui envoie un boulet à un nœud de distance. S'il est un peu « distrait » pendant les premiers coups, il pourrait laisser filer le bateau derrière des « PLOF ».

Le retrouver, par la suite, n'est pas une sinécure. Certains mauvais joueurs regardent les mémoires de position du bateau au bout de dix minutes de recherches, pour lui envoyer sournoisement le coup fatal...

La figure 1 donne un aperçu des réponses du microproces-

seur pour un bateau situé en (6,7). Les seize cases reçoivent tout naturellement la notation hexadécimale. Le déplacement du bateau, quand il se met en fuite, n'est pas dépourvu d'intérêt : si en cours de déplacement, après le premier coup à un nœud et le « PLOF », un

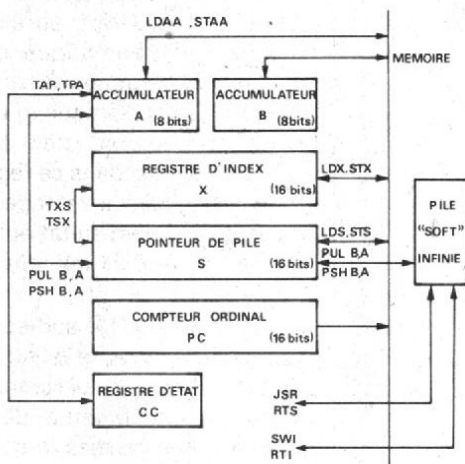


Fig. 3. - Aperçu des transferts possibles dans l'unité centrale 6800.

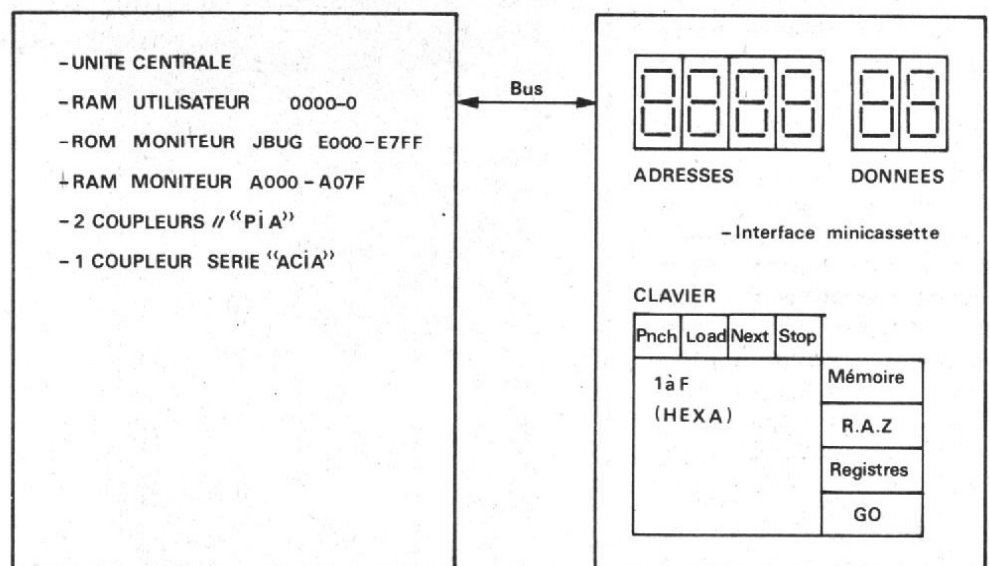


Fig. 4. - Structure du kit de mise au point MK2.

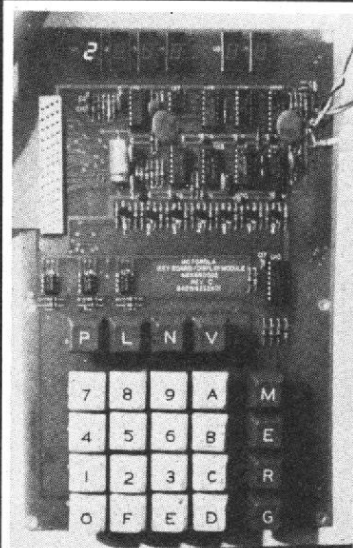


Photo 3. - Coup à 2 nœuds du bateau, même réponse pour 3 et 4 nœuds.

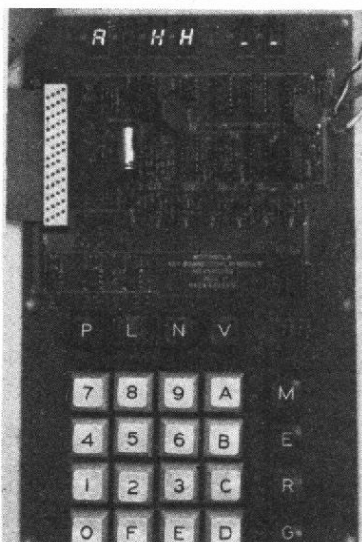
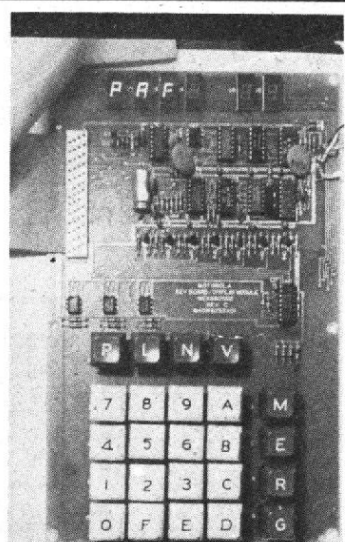
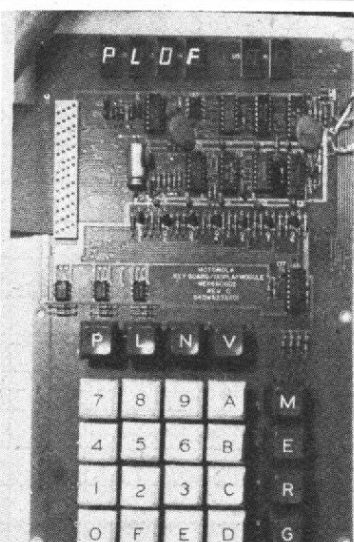


Photo 4-5-6. - Commentaire du coup porté : un coup à un nœud a frôlé le bâtiment. « AHH... » ! Le bateau prend la fuite et sans rendre des comptes sur le tir, se cache derrière un rideau de fumée. « PLOF »... pendant cinq coups. « PAF » : droit dessus ! Bateau coulé. Cela peut arriver à n'importe quel moment, même pendant sa fuite.



autre coup s'approche à un nœud du bateau, il s'ensuit une nouvelle direction de fuite. Si le bateau est « coincé » par les bords de la grille, il rebondit de façon élastique, similaire aux mouvements de balle des jeux de télévision, sur les mêmes principes. Le déplacement à l'opposé du coup reçu est explicité par la figure 2.

Fonctionnement micro-informatique

Le matériel

Le programme a été « implanté » dans un système de mise au point Motorola (le Kit MK2-6800). Le microprocesseur gère un affichage sur cinq pavés à sept segments ordinaires, sur lesquels on fait de l'hexadécimal en trafiquant un peu les « B » et « D », et scrute un clavier à vingt-quatre touches (seize servent aux chiffres hexadécimaux à entrer et les huit autres représentent des commandes). Le jeu fait appel à dix-huit touches seulement et s'accommode des cinq afficheurs pour écrire les coordonnées des coups et les commentaires.

Sans vouloir entrer complètement dans les détails, fournis largement par le constructeur lui-même, lors de l'achat de tel

ou tel système microprocesseur, il serait bon de rappeler brièvement les caractéristiques du microprocesseur utilisé. La figure 3 montre qu'il possède deux accumulateurs de huit bits, symétriques pour

la majorité des opérations arithmétiques en logiques qui les font intervenir. Un registre d'index I de 16 bits est très utile au balayage des tableaux en mode indexé ou autoindexé, aux temporisations, etc.

Le registre S de seize bits est réservé habituellement au pointage dans la mémoire d'une zone de rangement automatique des valeurs de tous les registres en cas d'interruption ou la sauvegarde des adresses de retour au départ vers les sous-programmes. Le mécanisme de stockage automatique fonctionne dans une zone quelconque de la mémoire. Le paquet de mots ainsi constitué représente une « pile programmée » (soft). Atout principal du 6800 pour le temps réel, cette pile est illimitée, pouvant s'étendre sur autant de mots-mémoire qu'on veut.

Un compteur P.C. présent dans tous les microprocesseurs est l'outil des sauts.

Un registre d'état C.C. est un deuxième point fort, après la sauvegarde automatique des contextes. A chaque opération arithmétique ou logique, ou en cas d'interruption, des bits sont positionnés dans ce registre : un bit pour la retenue, le dépassement, le résultat nul, le résultat négatif d'une opération, interruption, etc.

Le Kit 6800-MK2 sur lequel nous avons implanté le jeu, se présente, quant à lui, comme indiqué sur le schéma de la figure 4. Deux parties le composent : l'unité centrale, entourée du nécessaire de fonctionnement des programmes d'un côté et, au bout d'un méplat à

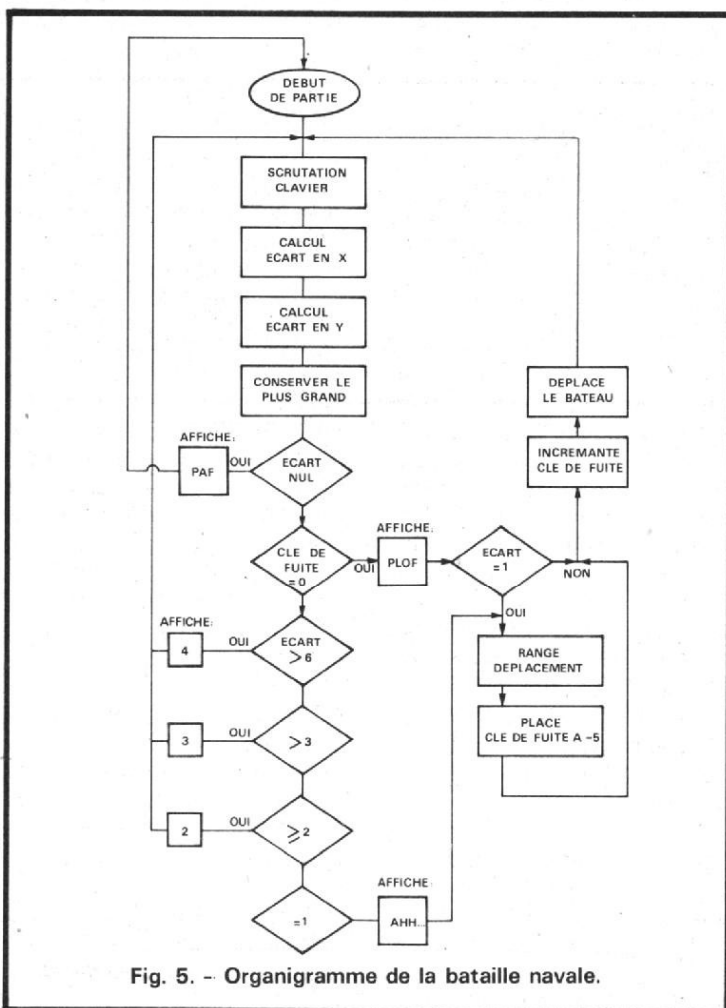


Fig. 5. - Organigramme de la bataille navale.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0																
1																
2																
3																
4																
5																
6																
7																
8																
9																
A																
B																
C																
D																
E																
F																

Fig. 6. - Cette grille découpée vous aidera à mieux suivre la bataille et d'y porter vos coups.

quarante fils, un module d'affichage et réception des ordres par un clavier. Le clavier et l'affichage seront détournés de leurs missions ordinaires par le programme de la bataille navale.

Le programme

Nous avons porté sur la figure 5 l'organigramme qui nous a permis l'écriture du programme. Inutile de préciser qu'à ce stade tous les microprocesseurs sont bons. Il suffira de respecter le même enchaînement d'ordres en les écrivant différemment.

L'allocation des mémoires de travail est la suivante : 0000 à 0137 : mémoire de programme

A00C : coup porté en x
A00D : coup porté en y
A033 : position du bateau en x
A034 : position du bateau en y
A035 : valeur du déplacement en x
A036 : valeur du déplacement en y
A037 : écart en x (avec son signe)
A038 : écart en y (avec son signe)
A039 : prévue pour mémoriser le premier coup porté au bateau

A03A : mémoires de travail du sousprogramme d'affichage
A03B : Mémoires de travail du sousprogramme d'affichage

Après avoir entré le programme dans les 137 premiers mots (en hexadécimal), on place le bateau en écrivant, par exemple, (0,6) en A033 et (0,7) en A034, pour les coordonnées (6,7) du bateau de la figure 1. On lance le programme à l'adresse « 0 » : 0000-G. Si tout va bien, on voit s'afficher « FEU ». On entre par la suite les coups sous la forme $x_1 y_1$ -G, sans aucune autre formalité quant à l'utilisation normale des touches du clavier. Après chaque affichage de résultats, on continue à entrer le coup suivant, etc. Après un « PAF » on pourrait même passer la main sans changer la position du bateau, car il se déplacera de lui-même dans la plupart des cas. Le jeu continue le plus naturellement du monde.

Les commentaires qui accompagnent le programme trouvé en annexe renseignent sur diverses techniques de programmation utilisées. En particulier, la façon de détourner l'affichage et la scrutation

du clavier de leurs missions habituelles est digne du plus grand intérêt, car elle pourra servir à toutes autres applications.

L'affichage du Kit lui-même n'utilise aucun décodeur, sept segments ou circuits intégrés spéciaux.

Rien que les pavés-afficheurs, alimentés par l'intermédiaire de transistors amplificateurs. La table de conversion se trouve normalement dans la ROM-J-BUG. Elle concerne uniquement le positionnement des segments nécessaires à l'affichage de chiffres hexadécimaux. Pour faire dire « PAF » ou « PLOF » ou « A HH... » au microprocesseur, chaque pavé a dû être programmé dans une table spéciale, commençant à l'adresse 10C₍₁₆₎. Par exemple, avec la convention a, b, c... g des afficheurs, sept segments correspondant à $b_0, b_1 \dots b_6$, les bits d'un mot de huit bits dont b_0 serait le moins significatif, on voit que l'écriture d'un « P » correspond à 00001100. Les afficheurs voient leurs segments s'allumer pour un bit à zéro en sortie de la pIA.

Conclusion

Sans entrer dans les détails hardware de ce microprocesseur et sans même s'attarder sur son langage machine, nous nous sommes proposés de vous faire jouer à un jeu distrayant tout en manipulant le dernier cri de la technique en matière de système microprocesseur pour les amateurs.

André DORIS

Note

Par suite de l'abondance des matières et aussi à cause de la longueur du programme que nous n'avons pas pu publier par manque de place, nous informons nos lecteurs intéressés par cette bataille navale que nous tenons à leur disposition le « listing » complet contre une enveloppe timbrée représentant les frais d'envoi.

VISUALISATION DE TEXTES SUR TUBE CATHODIQUE



A PRES une longue attente nécessitée par le souci d'être à jour et de ne rien laisser dans l'ombre, voici enfin comment se passer du support papier pour véhiculer des textes. Une forêt coupée met des années à se refaire, qu'elle soit dans les Landes, en Afrique ou en Amazonie ; l'électricité, nerf moteur de l'électronique, n'est pas obligée de faire appel à un combustible aussi précieux que le bois pour être générée : une chute d'eau, du charbon ou même la force du vent peuvent faire l'affaire. Et en définitive elle pourra animer un support sur lequel on écrira et réécrira à longueur d'années, un support présent dans tous les foyers ou presque, à savoir un tube cathodique de téléviseur (ou, moins courant, d'oscillographe).

Ce n'est pas

d'aujourd'hui que les textes sont transmis et visualisés sur cathoscope. L'intérêt actuel du grand public qui découvre cette technique est justifié par le fait qu'elle est à sa portée : les composants sont d'un prix abordable, de plus en plus accessibles de par leur diffusion multiple. En conséquence, tout un chacun, sans attendre les journaux télévisés sophistiqués que certains organismes conservent en attente d'un avenir très proche, dans leurs tiroirs, peut dès à présent afficher ou recevoir des textes sur son écran d'oscilloscope ou sur son téléviseur.

La série ci-après permettra aux amateurs de s'initier à la visualisation sur cathoscope, que ce soit à partir de circuits TTL ou de systèmes plus élaborés, à partir de microprocesseurs par exemple.

Introduction

Les textes auront besoin de consoles spéciales de visualisation. Avant d'arriver au stockage sur mini-cassette des informations, nous commencerons par décrire la philosophie d'un enregistrement de texte. Il y a deux aspects, techniquement différents, selon que l'on veut aboutir sur un oscilloscope ou sur un téléviseur du commerce. Peu nombreux sont les utilisateurs d'oscilloscopes, comparés à ceux qui possèdent un téléviseur. Le nombre de lignes consacrées à l'un ou l'autre des systèmes sera, en conséquence, différent, à l'avantage des derniers. Une première série d'articles, parue en 1977 (n° 1579) a eu le mérite de décortiquer la circuiterie nécessaire au bon fonctionnement d'un affichage de texte, contenu dans une mémoire-RAM, avec ses problèmes de synchronisation 625 lignes et de rafraîchissement de l'écran par accès double à la mémoire d'écran, venant d'un adressage interne et externe. La taille des

circuits était telle qu'il aurait fallu une quadruple page pour pouvoir contenir un schéma d'ensemble de toutes les parties. Nous ne nous occuperons point des composants, ni des problèmes de synchronisme. Malgré une réalisation en logique TTL, digne d'intérêt en tant qu'« usine à gaz », force nous a été de constater que des circuits complexes, parus depuis, réalisent mieux, plus proprement du point de vue du câblage et pour moins d'argent, ces fonctions. Ces circuits, tels le SMC 5027 de Tekelec ou le boîtier en un seul « chip » MK 3870 de Mostek ou le MC 6845, à venir, chez Motorola et d'autres boîtiers LSI, à l'étude chez tous les fabricants de semi-conducteurs, sont en plus programmables et l'on peut changer le standard par quelques commandes concernant le nombre souhaité de lignes ou de caractères par ligne, ou la façon de balayer le générateur de caractères, etc.

Ces « synchroniseur-balayeurs de mémoire d'écran » balayent aussi tout

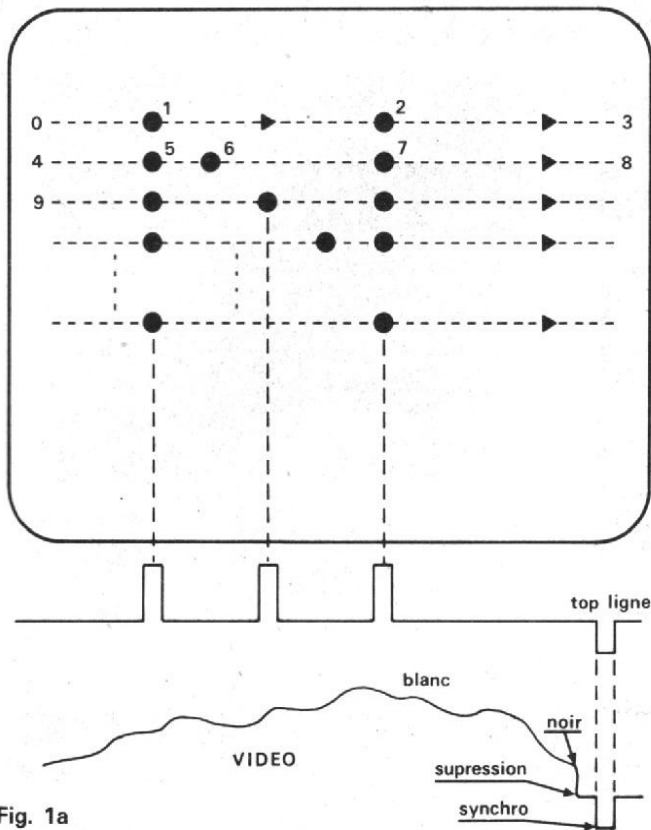


Fig. 1a

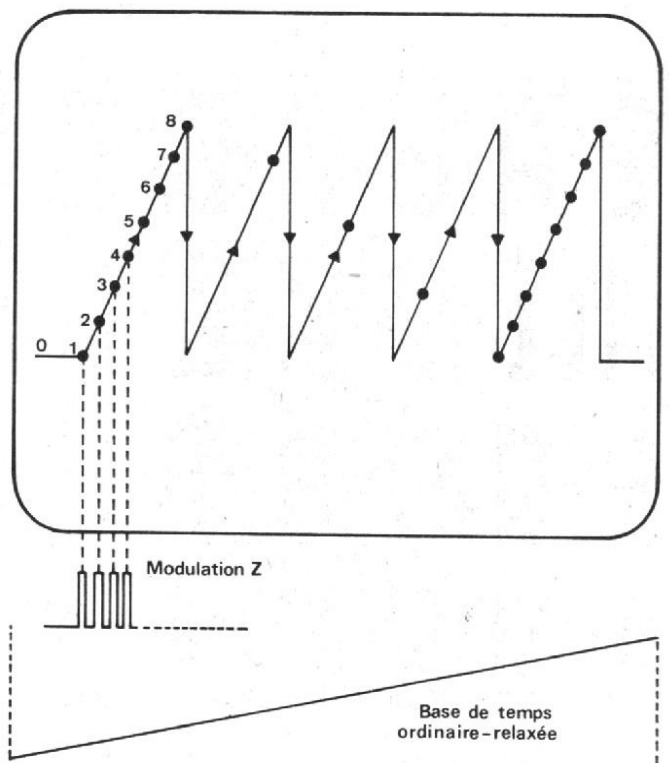


Fig. 1b

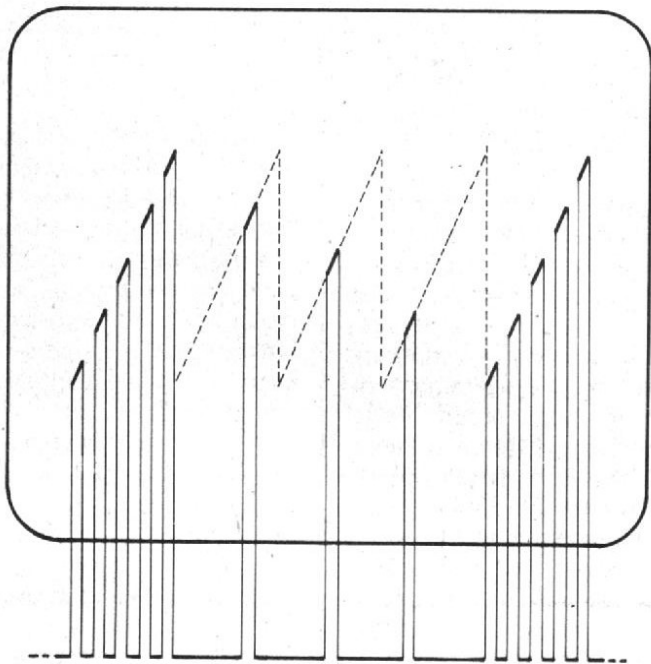
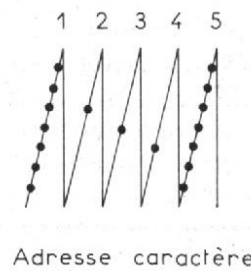


Fig. 2

	0	1	2	3	4	5
0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	1
2	0	1	0	0	0	1
3	0	1	1	0	0	1
4	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	0	1	1
6	0	1	0	0	0	1
7	0	1	0	0	0	1

Fig. 3 matrice 6x8



N = 001110

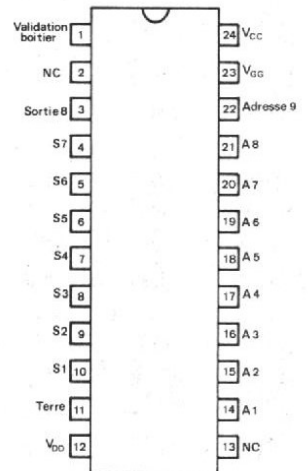


Fig. 4 A

travail en TTL discrète. Il est épouvantable de passer des mois à résoudre un problème, pour constater, qu'en fin de compte, WYZ sort un circuit intégré qui fait tout, mieux et moins cher. Ne reste plus que le plaisir d'utiliser la réalisation car pour ce qui est de celui de la faire, on n'a plus le temps de le déguster, le montage se faisant, comme on dit, en deux temps et trois mouvements...

Première partie affichage de texte sur oscilloscope

Par rapport au balayage-télévision, qui est à prendre tel quel ou à laisser, quand on veut se servir d'un poste de télévision ordinaire, le balayage d'un écran d'oscilloscope reste entièrement au libre choix de

l'utilisateur. C'est pourquoi la majorité de ceux qui veulent afficher un texte sur un écran d'oscilloscope procèdent, en quelque sorte, à l'inverse du balayage-télévision : au lieu d'un balayage horizontal, faisant intervenir, pour chaque ligne de caractères, un point par-ci - par-là, on préfère, pour des raisons de simplicité de la mémoire d'écran, balayer les caractères un à un, colonne par

colonne, se débarrasser d'un caractère après l'affichage complet de toutes ses colonnes et passer au balayage complet du caractère suivant ; la gestion de la mémoire d'écran se trouve simplifiée et cette mémoire pourra même être remplacée par un simple registre à décalage, d'une capacité suffisante, pouvant contenir toutes les lignes de caractères de l'écran.

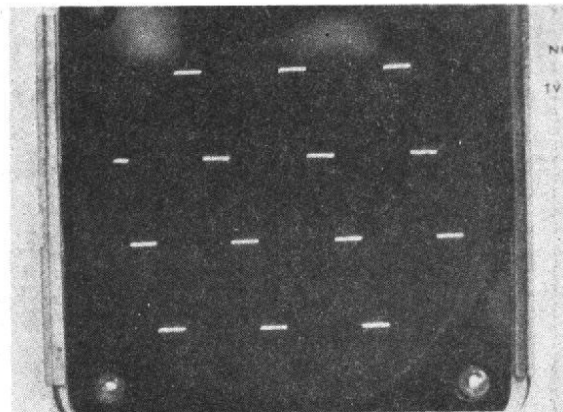
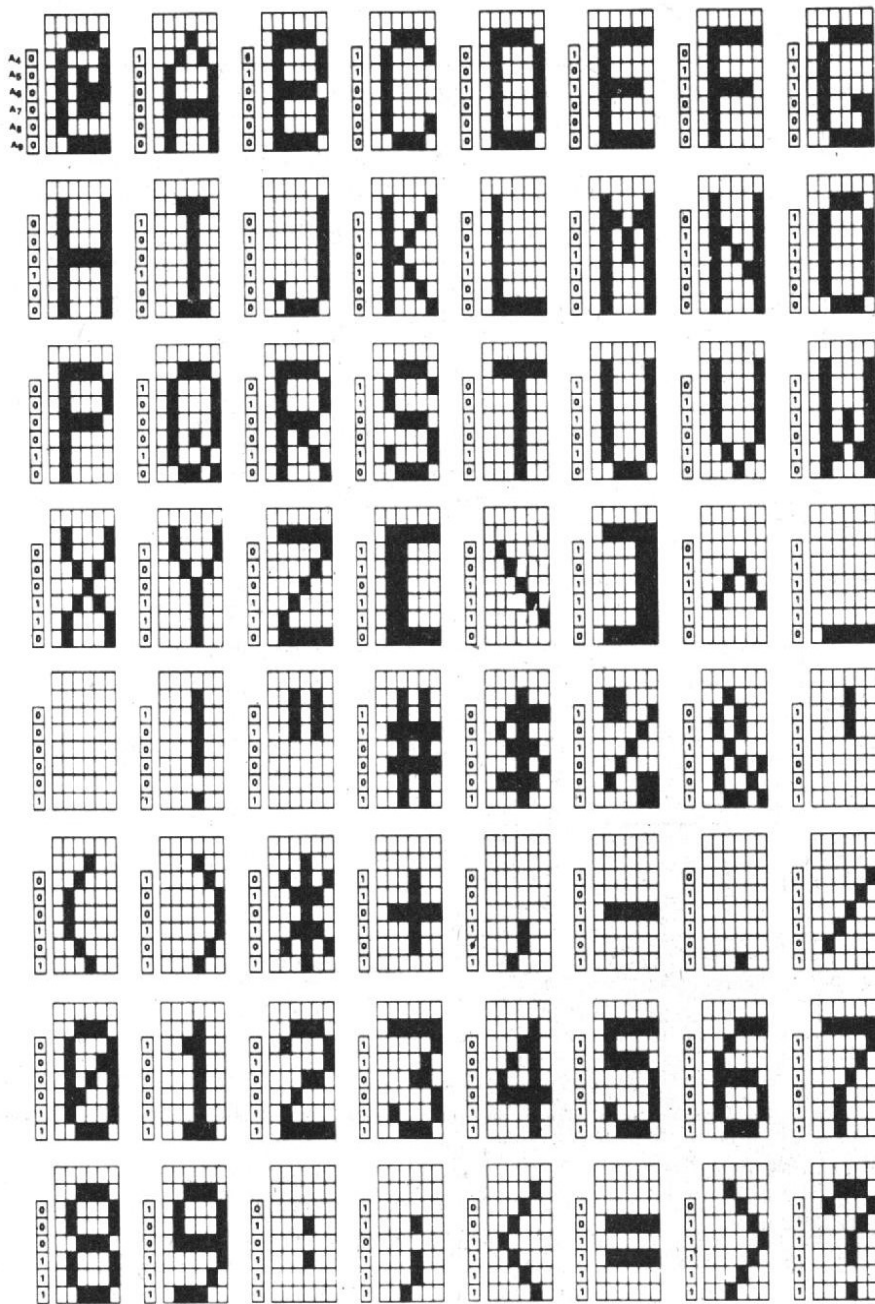


Photo 1. - Signal à la sortie du convertisseur digital. Analogique de création des 4 lignes.

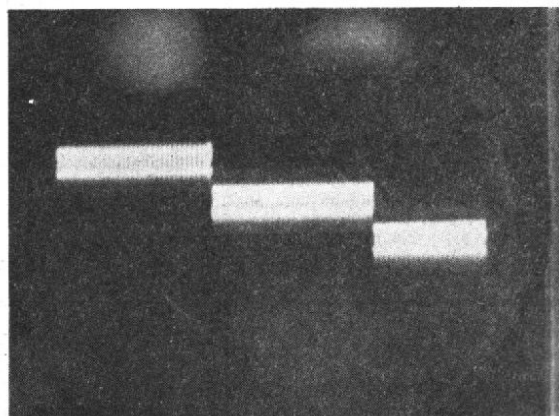


Photo 2. - Zoom sur un texte simple. Balayage lent. La structure en escalier apparaît.

Principe

La figure 1 explique la méthode de balayage optimale pour obtenir un « N » sur l'écran d'un oscillo. A gauche, (fig. 1a) on constate que le même travail, sur l'écran d'un téléviseur, demande l'insertion de tops de blanc aux endroits marqués par un point, durant le parcours de chaque ligne. A la fin de la partie vidéo, il faut reconstituer la « cuisine » : noir, suppression et impulsion de synchronisation ligne, rigoureusement identique à celle de

la télévision habituelle. A la ligne suivante, certains points resteront, d'autres disparaîtront, pour créer un « N » à la fin des 7-8 balayages nécessaires à la reconstitution de la matrice d'un N. Par bonheur, au niveau amateur, on peut jouer sur les réglages d'un poste de télévision et ignorer, en fin de compte, des notions d'entrelacement, de durées standard de lignes ou de roulement de trames, etc. Nous y reviendrons. Par rapport au machiavélisme de ces règles, un balayage d'oscilloscope,

pour la création du même caractère « N », paraît beaucoup plus libre, sinon plus simple. Si votre oscilloscope possède une entrée de modulation de l'intensité du spot, Z, la figure 1b indique la marche à suivre : un générateur de dents de scie attaque l'entrée de déviation verticale Y de l'oscilloscope. La base de temps, en dents de scie est la même qu'en fonctionnement normal, tout au plus synchronisée par des « tops » en fin de lignes de caractères. L'entrée Z de l'oscillo reçoit, quant à elle, des

impulsions de brillance qui allument le spot durant son excursion verticale en dents de scie. Ces impulsions attaquent la grille du tube cathodique, située, très souvent, à -1 000 ou -3 000 V par rapport au châssis. Comme le découplage se fait par des condensateurs de valeur assez importante, la modulation Z, représentant un signal de fréquence élevée, passe inaltérée.

Comme pour le balayage TV, le circuit qui indique les moments d'allumage du spot est un générateur de caractè-

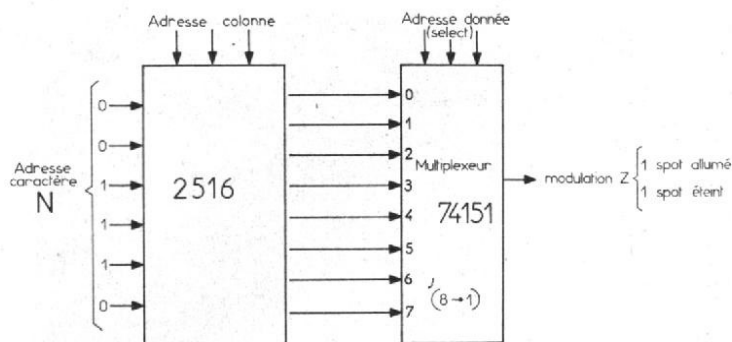


Fig. 5

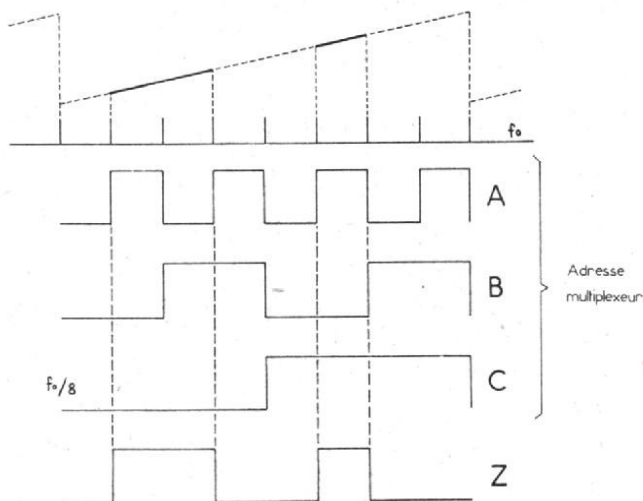


Fig. 7

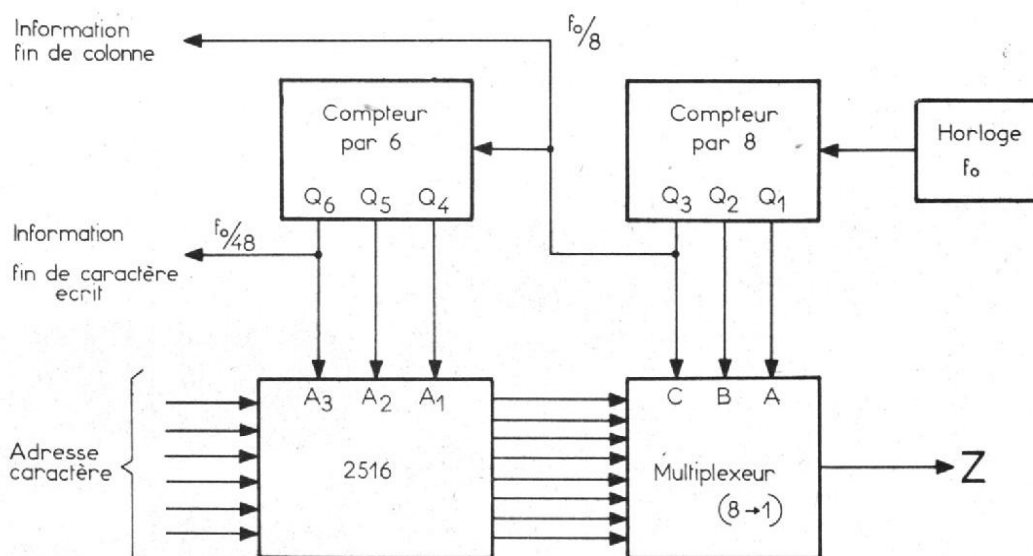


Fig. 6

res. Nous rappellerons, très brièvement, le principe de fonctionnement de ce circuit, déjà décrit (H.P. 1587 et 1583), mais, auparavant, compte tenu du fait que certains vieux oscilloscopes n'ont pas la possibilité de modulation du spot, nous décrivons, dans la figure 2, une méthode, dérivée de celle de la figure 1b, de balayage sans modulation Z: au lieu d'allumer le spot, le générateur de caractères actionne ici un commutateur analogique genre « 4016 », pour les circuits CMOS de la série 4 000, qui envoie le spot hors-écran pendant les moments d'extinction. Par une action sur le positionnement vertical de la trace, on élimine de l'écran la ligne lumineuse parasite ainsi créée, qui peut se situer en bas ou en haut de l'image du caractère, selon que le commutateur envoie le spot

vers le « - » ou vers le « + » de l'alimentation.

Les deux types de balayages sont équivalents et l'on peut passer très facilement de l'un à l'autre. Restons pour l'instant sur la méthode à modulation Z, pour une meilleure compréhension du fonctionnement.

Le générateur de caractères

Le générateur de caractères que nous utilisons est du type à matrice 6 x 8. La figure 3 montre la disposition du « N » dans la portion de mémoire morte afférente: les six colonnes, numérotées de 0 à 5, sont adressées par les trois bits de plus faible poids parmi les 9 fils d'adressage. Les six autres fils restants, portant les numéros A₄ - A₉ sur la figure 4, servent

au choix du caractère. Pour obtenir un « N », par balayage des colonnes (fils d'adresses A₁ à A₃), il faut appliquer une combinaison-adresse:

A₉ A₈ A₇ A₆ A₅ A₄
0 0 1 1 1 0

Cette combinaison doit rester inchangée six fois de suite, pour une sortie complète du caractère, colonne par colonne.

Rien ne différencie le fonctionnement de ce boîtier, de celui d'une mémoire morte-ROM, organisée en mots de 8 bits pour les données et possédant 9 fils d'adressage. Certains utilisateurs programment leurs propres signes de caractères dans des mémoires mortes similaires, dans le cas d'une écriture non standard, par exemple, et les appellent tout simplement - « ROM ».

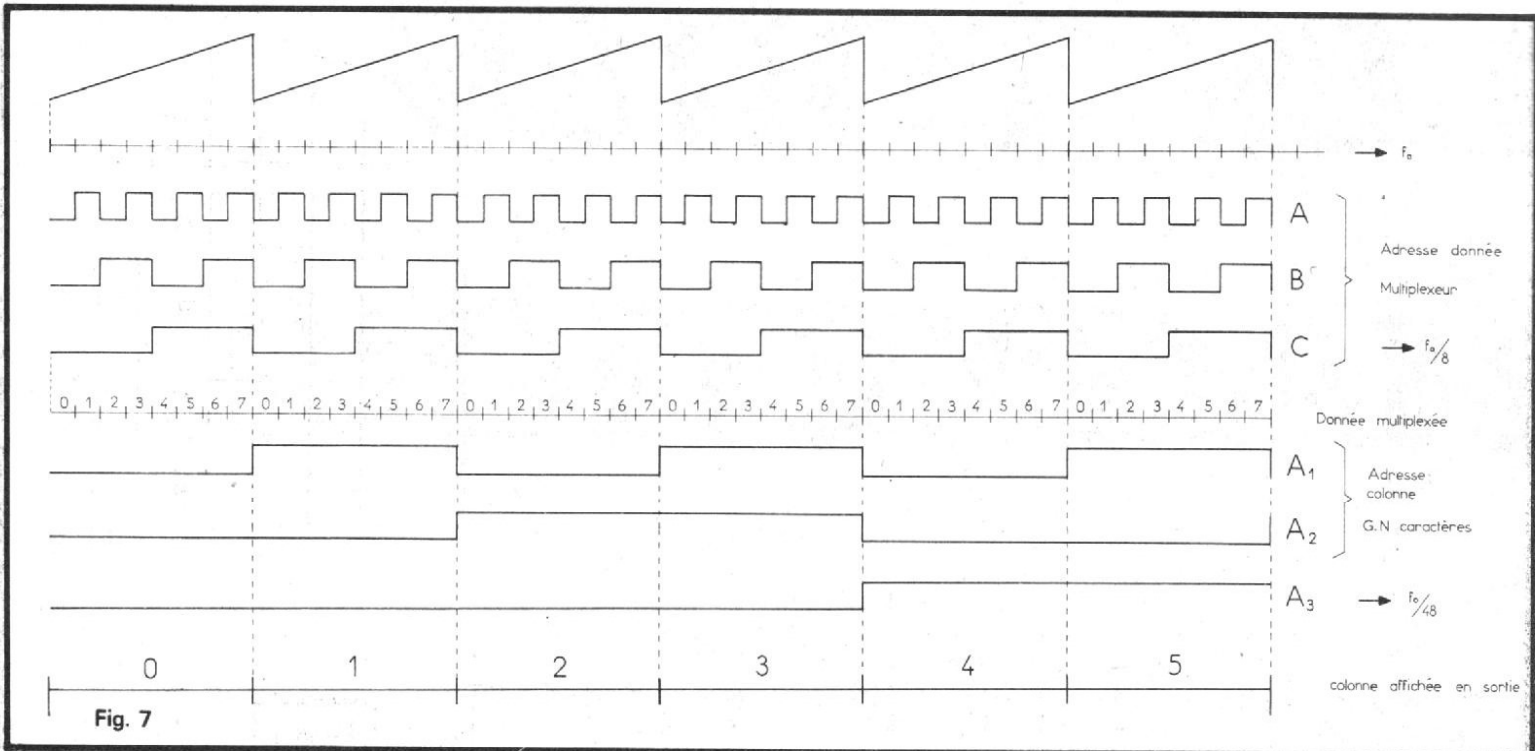
Il y a donc une sortie-parallèle en 8 bits à chaque adres-

sage et validation. Ceci doit correspondre à 8 points lumineux ou pas, situés sur le flanc d'une dent de scie, parmi les six qui seront nécessaires à la visualisation complète d'un caractère.

Le sérialiseur

Les huit points concernant l'information-colonne de caractères sont « installés » sur la dent de scie, à l'aide du multiplexeur de la figure 5. Ce circuit sélectionne une voie, parmi 8, grâce à une combinaison binaire que nous avons appelée « adresse donnée ».

Les adresses « Donnée » du multiplexeur seront déterminées par un compteur binaire par 8. Les adresses « colonne » du générateur de caractères seront déterminées par un



compteur binaire par 6, piloté à son tour par la sortie du compteur par 8 précédent.

Visualisation d'un caractère

Dans cette présentation (par ordre de difficulté croissante) du fonctionnement, nous arrivons maintenant au point clé : si l'on sait visualiser un caractère, la mise en série de plusieurs caractères pour former une ligne et le relancement du balayage d'oscillo pour former un texte de plusieurs lignes, n'est qu'un jeu.

Pour cela nous partons, comme l'indique la figure 6, d'un caractère sélectionné par la combinaison ASCII sur les fils $A_4 - A_9$ et d'une horloge « f_0 ». Cette horloge attaque l'entrée de comptage d'un compteur par huit, pour huit lignes dans la matrice du caractère, qui sélectionne à travers un multiplexeur, une ligne parmi les huit de la colonne de données, donc un point situé au croisement ligne à balayer - colonnes du générateur de caractères. Les six colonnes de ce générateur sont balayées à leur tour par un compteur modulo-6. Nous disposons également d'une information de fin de colonne et d'une autre de fin de caractère affiché sur l'écran.

Ces informations serviront à

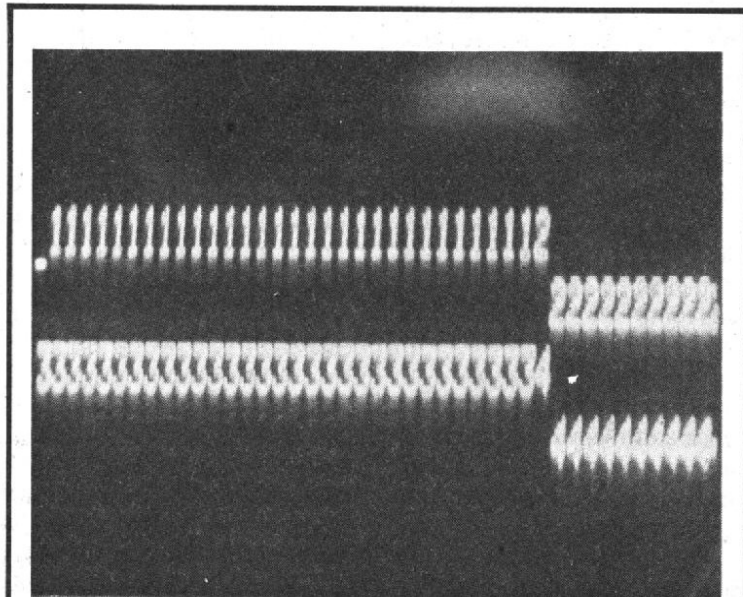


Photo 3. - Zoom sur texte simple : un mauvais synchronisme de la base de temps fera apparaître les « marches de l'escalier » dans le désordre.

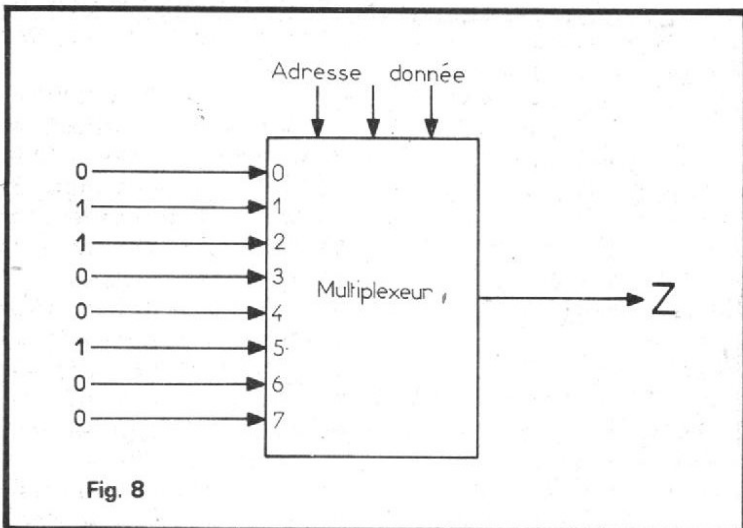


Fig. 8

la synchronisation des générateurs de dent de scie et du balayage de caractères.

La sortie Q_3 du compteur par 8 donne l'information qu'une colonne a été multiplexée, donc une information de remise à zéro de la dent de scie.

La sortie Q_6 du compteur par 6 donne l'information qu'un caractère a été écrit. C'est le signal qui autorisera une nouvelle adresse de caractère.

Prenons un exemple d'affichage d'une colonne : les figures 7 et 8 montrent qu'en supposant le spot allumé pour Z C_1 , l'affichage ne se fait pas par points, mais par segments, de longueur correspondant à la période de l'horloge f_0 .

Prenons l'exemple de l'affichage complet d'un caractère : nous avons porté sur la figure 9 le cycle complet qui comporte les six affichages de colonne à 8 points ou segments chacune. Le passage de 1 à 0 de C ($f_0/8$) indique la R.A.Z. de la dent de scie.

Le passage de 1 à 0 de A_3 ($f_0/48$) indique la fin de caractère écrit.

Remarquons aussi que pour la colonne 0, il n'y a aucune inscription. Cette colonne, vide, dans le générateur de caractères, sert à l'espacement entre les caractères.

(à suivre)

A. DORIS

LES TORES MAGNETIQUES

LES tores magnétiques sont des composants de plus en plus employés qui, comme le nom l'indique, se présentent sous la forme d'anneaux, de couronnes ou de manchons en matériau magnétique de qualités diverses répondant aux besoins d'utilisations très variées, allant de la basse fréquence aux très hautes fréquences :

- les tores en ferrite à cycle d'hystérésis rectangulaire conçus en vue d'utilisations en informatique, commutation, etc.

- les tores en ferrite doux, permettant d'obtenir des inductances élevées, sous un volume réduit. Le circuit magnétique fermé minimise les fuites, présente à la fois de faibles pertes, une forte perméabilité, et une grande résistance électrique. Ils sont utilisés essentiellement pour les transformateurs d'impulsions, les transformateurs à large bande, les symétriseurs et adaptateurs d'impédances, les lignes à retard, les systèmes d'antiparasitage, etc. La valeur de la perméabilité est variable, ce qui permet d'équilibrer les pertes en fonction de la fréquence et du circuit d'utilisation.

- les tores en ferrite dur : c'est une ferrite aimantée créée pour des utilisations très particulières telles que moteurs, aimants de haut-parleurs, etc.
- les tores à grains orientés (fer-silicium, Imphysil), pour des utilisations en transforma-

teurs saturables, amplificateurs magnétiques, etc.

- les tores en poudre magnétique tels que le permalloy et l'hypermalloy qui malgré une assez faible perméabilité permettent d'obtenir des inductions de saturations très élevées.

- les tores en poudre de fer, enfin, et surtout en poudre de nickel-zinc, présentant des perméabilités relativement faibles pour les hautes et très hautes fréquences.

Fondamentalement, il convient de souligner la différence entre ferrite et poudre de fer, qui correspondent à des utilisations particulières, au regard de la perméabilité, du flux de saturation, de la fréquence d'emploi, du coefficient de température, entre autres. Il y a donc, au départ un choix à effectuer.

Les ferrites sont composées de poudre de manganèse, de

zinc, de nickel de magnésium, de fer et d'autres oxydes en proportions très diverses suivant les propriétés recherchées. Celles que l'on rencontre sous forme de bâtons, de perles et de certains tores présentent le facteur de perméabilité le plus élevé (jusqu'à 2500 et 5000), ce qui offre l'avantage d'un bobinage réduit, même pour une inductance élevée (transformateur de déflexion de TV, transformateurs BF, antenne des postes portatifs, etc.).

On pourrait se demander pourquoi la ferrite n'est pas le seul matériau utilisé. La raison en est que chaque application est un compromis entre la haute perméabilité et la stabilité. D'une manière générale plus la première est élevée, plus la seconde est faible et par conséquent plus le matériau est contre-indiqué dans les applications HF.

La poudre de fer offre ce compromis, avec des facteurs de perméabilité compris entre 3,5 et 90, et permet de réaliser des circuits à Q élevé et de très grande stabilité pour une plage de flux très étendue avec une bonne tenue en courant continu comme en température.

Les noyaux ou tores en poudre de fer sont fabriqués à partir de particules pulvérulentes très fines, isolées les unes des autres à l'intérieur d'une pâte liante, pressée en forme de tores bien connue et cuite à très haute température ce qui assure une répartition régulière des grains dans toute la masse d'où découle une perméabilité relativement constante. Les différentes variétés présentant des caractéristiques diverses résultent de la composition, des dimensions et de la densité des grains. Plus les particules sont fines, plus leur répartition

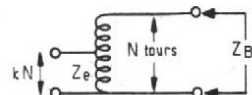


Fig. 1

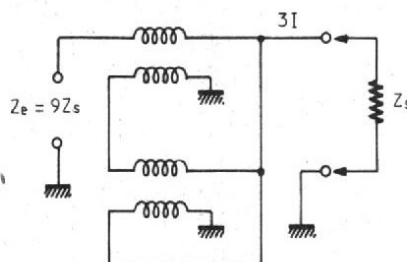


Fig. 2a

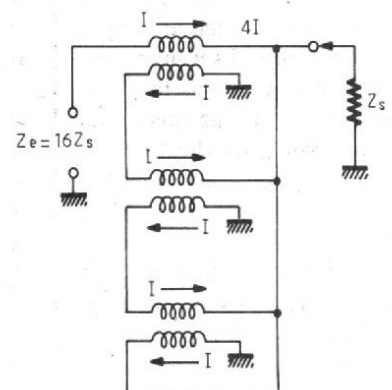


Fig. 2b

dans la masse est régulière, plus le matériau est adapté à l'utilisation sur des fréquences très élevées.

La poudre de fer, en noyau ou en tore, est difficile à saturer ; c'est ce qui exclut son utilisation dans les circuits à courant continu, les convertisseurs continu-continu, les amplificateurs magnétiques, les circuits à mémoire qui par contre sont traités à partir de ferrite.

Tous les bobinages toriques présentent, par nature, un très faible rayonnement et la nécessité des blindages est beaucoup moins systématique. En effet, les lignes de force sont confinées dans le matériau qui constitue une boucle fermée.

Pour toutes ces raisons, comme l'industrie, le monde des radio-amateurs s'intéresse de plus en plus à l'utilisation de ces matériaux modernes que sont les tores magnétiques.

On trouve également sous la marque déposée « FERRINOX » des ferrites magnétiques doux, à perméabilité élevée et à faibles pertes pour la réalisation de bobines d'inductances à forte surtension et de transformateurs divers. Une gamme étendue de « FERRINOX » permet de trouver une solution à chaque application dans le domaine des fréquences aussi basses que quelques centaines de hertz et aussi élevées que 200 MHz et plus.

De nombreuses firmes produisent une très grande variété de tores (R.T.C., L.C.C., L.T.T., Telefunkon, Siemens, Amidon, Indiana G.E.C. etc.) dont les dimensions sont souvent très voisines mais pour lesquels il n'est pas possible d'établir comme on le ferait pour des tubes ou des transistors, des tableaux d'équivalence. Force est donc pour utiliser un noyau torique de se reporter aux planches de caractéristiques fournies par le producteur.

Les auto-transformateurs HF à larges bandes en tores

L'emploi de transformateurs de ligne, réalisés sur un tore magnétique, est de pratique

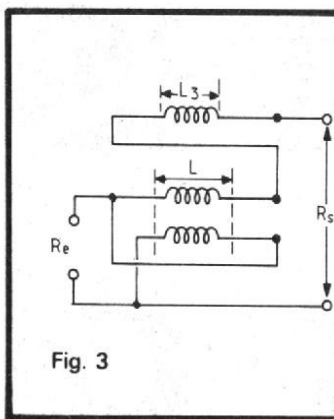


Fig. 3

courante depuis quelques années. Leur destination est très variée mais l'utilisation la plus courante et la plus répandue est celle qui aboutit aux systèmes de passage de symétrique en dissymétrique et vice-versa, à large bande passante, dits « baluns » dont la proposition initiale remonte à quelques années. La firme Brown Boveri semble avoir droit à la paternité d'un système qui ne résout pas tout, en particulier en ce qui concerne le rapport de transformation où l'auto-transformateur permet une application plus large. Dans un transformateur, la partie filaire comporte deux enroulements distincts, parcourus par des courants identiques mais de sens opposé, comme dans une ligne convenablement équilibrée. L'induction (en ampères-tours) est donc nulle, dans le noyau. De ce fait, naît une différence considérable dans le processus de transformation de l'énergie selon qu'il s'agit d'un transformateur ou d'un autotransformateur.

L'inductance d'un conducteur est directement proportionnelle à la perméabilité relative du milieu dans lequel il se trouve. Lorsqu'un matériau à haute perméabilité est placé au voisinage d'une ligne de transmission, le champ environnant est modifié, l'inductance accrue et la fréquence de coupure est considérablement diminuée. Par contre, on ne constate aucune influence sur le champ interne non plus que sur l'impédance caractéristique. La puissance qui transite du circuit d'entrée vers le circuit de sortie n'emprunte pas la masse de ferrite mais le diélectrique du transformateur et c'est une notion importante à

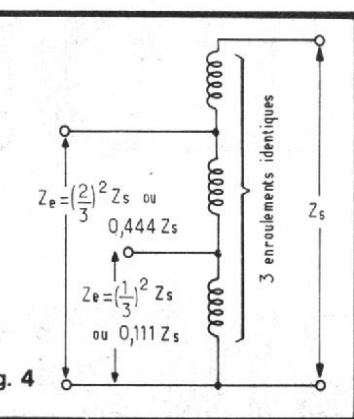


Fig. 4

connaître. Et c'est ainsi que des tores de ferrite, malgré une section très minime, peuvent admettre, avant d'atteindre la saturation, des puissances notables.

Dans la solution de l'auto-transformateur, la perméabilité du matériau ainsi que le nombre de tours déterminent la limite de la bande passante, du côté des fréquences basses, tandis que la limite supérieure en fréquence dépend d'un couplage - capacitif et magnétique - très serré, entre les enroulements lequel ne peut être obtenu que par torsade.

Les auto-transformateurs

La figure 1 propose une représentation théorique d'un tel système. Lorsqu'il sert d'adaptateur d'impédance entre Z_e et Z_s , la relation entre ces deux données est :

$$Z_e = k^2 Z_s$$

dans laquelle « k » est le rapport entre le nombre de tours correspondant à l'impédance d'entrée, Z_e et celui correspondant à l'impédance Z_s . C'est ainsi que lorsque la prise du primaire s'effectue exactement au milieu, $k = 1/2$ et $Z_e = Z_s/4$, autrement dit la transformation d'impédances s'effectue dans le rapport de 1 à 4.

Ligne symétrique à charge asymétrique

C'est l'exemple fourni par les figures 2 A (rapport 1/9 avec deux bobines) et 2 B (rapport

1/16 avec trois bobines). Chaque tore porte deux enroulement distincts. En raison de la nécessité impérieuse de courants égaux et de sens opposé dans les enroulements, les transformateurs sont limités à des rapports de 4, 9, 16, 25 etc. cas, d'une manière générale, on part de la formule :

$$\frac{Z_s}{Z_e} = (N_t + 1)^2$$

dans laquelle N_t est le nombre de tores utilisés.

- Mais des rapports de transformations, éloignés du carré des premiers nombres, sont souvent nécessaires. C'est ainsi qu'un transformateur de rapport 1/4 peut être porté à 1/6 par adjonction d'un troisième circuit, conformément à la figure 3, dont la longueur est fournie par la formule :

$$L_3 = L \sqrt{\frac{R_s}{R_e} - 2}$$

dans laquelle L_3 est la longueur du troisième circuit

R_s la résistance de charge de sortie

L la longueur de l'enroulement bifilaire d'origine

R_e la résistance de la source d'entrée.

Si un rapport de transformation plus grand que six est nécessaire, une réduction de la bande passante peut en résulter, mais on notera que l'addition de ce troisième enroulement change le circuit de transformateur en autotransformateur, puisque le bobinage tertiaire, L_3 , est monofilaire et la notion de courants égaux et de signe contraire disparaît. Il convient toutefois de veiller, de ce fait, à éviter toute saturation du tore résultant du déséquilibre en courant.

Les caractéristiques des transformateurs de ligne apparaissent clairement en figure 2. Le courant circulant doit être égal et de sens opposé dans les deux conducteurs à la manière des conducteurs d'une ligne à fils parallèles, rigoureusement équilibrée. Un certain nombre de dispositions se réclamant de la notion de transformateurs sont, strictement parlant, des autotransformateurs à large bande et nous en trouverons des exemples plus loin.

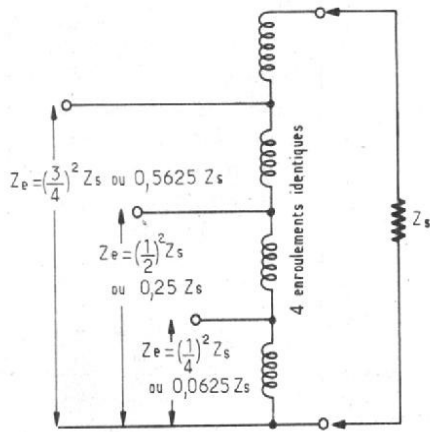


Fig. 5

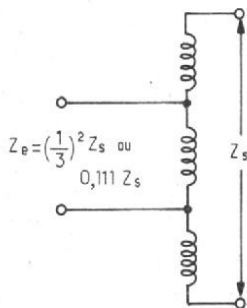


Fig. 6

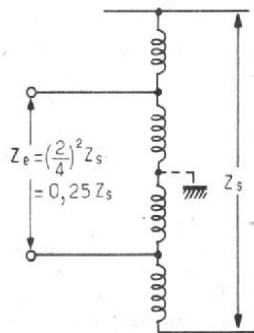


Fig. 7

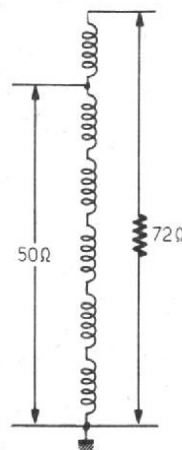


Fig. 8

Il est possible d'obtenir des rapports de transformation autres que 1/4 avec un auto-transformateur, ce qui présente l'avantage essentiel de ne comporter qu'un seul tore. C'est ainsi qu'en torsadant trois fils que l'on réunit en série après les avoir bobinés sur un tore unique, on obtient la disposition de la figure 4 qui rend possible deux rapports d'impédances : 1/9 et 1/2,25 selon la prise utilisée. Il s'agit bien d'un autotransformateur puisque la valeur et le sens du courant ne sont pas identiques, dans chacun des enroulements.

En poussant plus loin les investigations, on peut réaliser le même dispositif avec quatre fils torsadés, connectés en série et reproduisant, un schéma théorique, la figure 5. Les rapports de transformation deviennent respectivement 1/16, 1/4, 9/16, ce qui peut déjà mieux répondre aux exigences de l'expérimentateur. Mais cette multiplication des fils a des limites pratiques et la bande passante diminue en même temps que le nombre des circuits augmente. Mais cette méthode d'enroulements fractionnés a le mérite de la précision. On pourrait, certes, réaliser un enroulement unique mais le positionnement et, pour tout dire, la réalisation pratique des prises serait très délicate.

Le nombre total de tours de l'ensemble de l'enroulement dépend de l'impédance désirée. Un dernier intérêt c'est que le rapport de transformation d'impédances correspond

au carré d'une fraction et non d'un nombre entier comme c'est le cas dans un transformateur à deux enroulements distincts.

Cas des charges symétriques

Nous nous sommes limité ci-dessus à la notion de couplage entre circuits non équilibrés. Lorsque, comme le montrent les figures 6 et 7, le transformateur comporte trois enroulements distincts ou davantage, on peut imaginer un couplage rationnel de deux charges symétriques. La figure 6 propose un rapport d'impédances de 1/9 et la figure 7 de 1/4, avec pour cette dernière disposition, du fait que l'on a un nombre pair d'enroulements, la possibilité de mettre le point milieu à la masse.

Il est nécessaire de préciser si l'impédance recherchée peut être obtenue à partir d'un enroulement multifilaire ou par un bobinage unique à prise intermédiaire. Prenons un exemple : soit à adapter un câble d'impédance 50 Ω à une charge de 72 Ω . Le résultat, très rapidement, pourrait être fourni par une règle algorithmique mais le calcul peut se faire aisément. Le rapport du nombre de tours est égal à

$$\sqrt{\frac{72}{50}} = 1,2 \text{ soit } 6/5$$

Autrement dit, on partira d'un enroulement hexafilaire dont on ne prendra que cinq fils pour l'entrée en 50 Ω (fig. 8).

Le noyau

Un des paramètres les plus importants qui conditionne la réussite d'un transformateur HF à large bande est la forme du noyau magnétique et il n'est pas certain que la forme torique, bien qu'employée par tradition, soit le choix le meilleur. Ce que l'on en sait par expérience, c'est que le circuit fermé permet d'atteindre à une inductance élevée pour un faible volume en tirant le meilleur profit de la perméabilité du noyau. Le champ magnétique, du fait même de la forme, ne rayonnant pas à l'extérieur du matériau, les couplages indésirables sont minimisés, ce qui permet de réaliser des montages plus compacts, ainsi que le veulent les pratiques modernes. Les facteurs limitant la réponse en fréquence d'un transformateur sont essentiellement les fuites d'inductance et les capacités intermédiaires, ce qui postule pour un bobinage à nombre de tours aussi faible que possible.

Par ailleurs, la réponse vers les fréquences basses est limitée par la valeur de l'inductance, ce qui suppose un enroulement important.

Réalisations pratiques

Après avoir passé en revue le principe de la réalisation des transformateurs à large bande, nous passerons au plan prati-

que qui envisage la solution d'un problème fréquemment posé, l'alimentation d'un dipôle symétrique par un câble coaxial de même impédance et d'adaptation de la sortie dissymétrique d'un émetteur à une ligne symétrique rejoignant le brin rayonnant d'une antenne à impédance moyenne (300 Ω), symétrique par construction (rapport 1 : 4).

Le premier s'appliquant au cas le plus simple et en particulier à l'adaptation d'un dipôle filaire qui est l'antenne la plus répandue, au moins sur 7 et 3,5 MHz sera traité d'abord.

Il conviendra en premier lieu de faire choix du tore adéquat, tant par la qualité que par les dimensions. Supposons que nous prenions pour base le matériel L.C.C. et pour référence une puissance de 200 W sur 3,5 MHz. La fréquence de travail conditionne la qualité de la ferrite : nous choisissons le matériau B 42, qui « monte » jusqu'à 5 MHz (pour 7 MHz, il peut encore convenir mais le H 20 est, sans doute, mieux approprié). En ce qui concerne les dimensions, il faut préciser que la tenue en puissance est fonction du volume du matériau magnétique. Il existe des abaques permettant de déduire la masse du circuit torique à partir de la puissance appliquée à une fréquence donnée. Quant à la formule, permettant de déterminer avec précision la puissance maximum admissible elle est passablement complexe du fait de la multiplicité des facteurs qui entrent en compte. C'est pour-

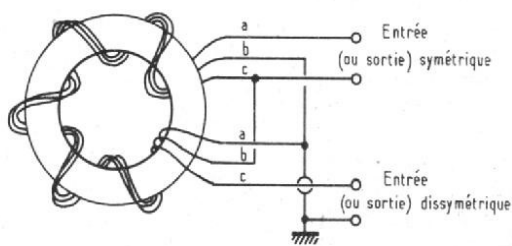


Fig. 9

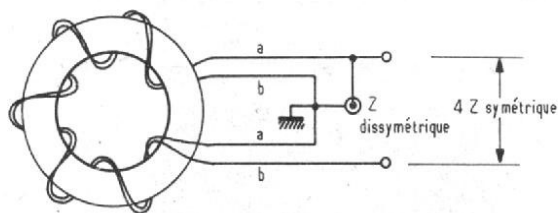


Fig. 10

quoi nous nous contenterons d'un choix empirique très simple, s'appuyant sur le fait qu'un tore du type FT 50 (L.C.C.) ou T 200 (Amidon) peut admettre une puissance de plus de 100 W dans un circuit accordé et jusqu'à 1000 W dans un système tel que celui que nous envisageons. Comme ce tore a pour dimensions: diamètre extérieur = 50 mm, diamètre intérieur = 15 mm, épaisseur = 10 mm, c'est-à-dire qu'il est, d'une part, peu encombrant et léger (85 g), d'autre part, adapté aux puissances autori-

sées en France nous l'adoptons sans chercher plus loin.

On notera au passage que la puissance admissible diminue avec le diamètre extérieur. C'est ainsi qu'un tore de 26 mm, soit moitié plus petit, ne supporterait qu'une puissance quatre fois moindre, soit 25 W, dans un circuit LC et tout de même encore 250 W dans l'utilisation qui nous préoccupe (T 106 Amidon ou FT 25 LCC).

Pour réaliser le balun symétriseur, premier nommé, on bobinera ensemble dix tours

de fil émaillé de 15/10 mm, de manière à occuper la plus grande partie de la couronne de ferrite. Après quoi, les extrémités libres, préalablement repérées, seront réunies et soudées comme le montre la figure 9. On obtient effectivement une symétrisation du secondaire avec un rapport égal à l'unité.

Le second transformateur proposé présente un rapport de 4/1. Il ne comporte que deux enroulements, également bobinés ensemble, sur dix tours de fils de 15/10 mm,

émaillé. La figure 10 suggère la disposition et fait apparaître le sens des connexions.

Ces deux transformateurs sont à très large bande passante (1,8 à 90 MHz et 3,5 à 30 MHz respectivement).

Il ne reste plus qu'à les enfermer dans une boîte étanche avant de les insérer au centre de l'antenne pour obtenir enfin une liaison convenable entre l'émetteur et l'antenne.

Robert PIAT
(F3XY)

ESF

COLLECTION SCIENTIFIQUE CONTEMPORAINE

UN VOLUME
EXCLUSIF EN FRANCE
L'ELECTRO-
LUMINESCENCE
APPLIQUÉE

TRADUIT DU RUSSE
PAR Mme OLGA HAQUET



PRIX
100 F

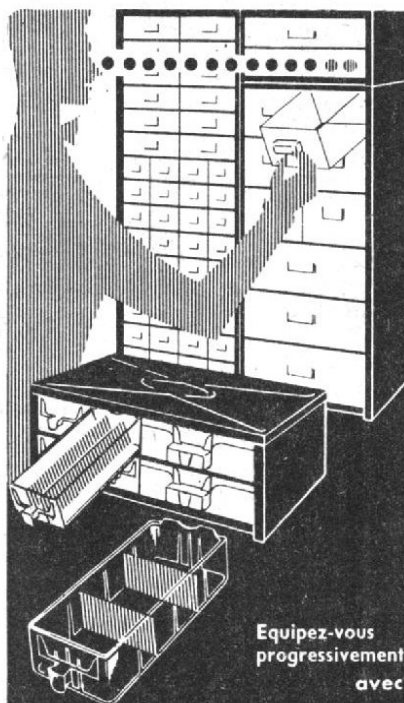
Cet important ouvrage fait pénétrer le lecteur dans un monde scientifique peu connu: la fabrication de lumière à partir de l'énergie électrique sans passer par les phénomènes calorifiques ou les rayonnements quantiques.

Des applications pratiques sont déjà connues du grand public, mais les L.E.D., pour précieuses qu'elles soient, ne constituent qu'un aspect du vaste champ offert aux chercheurs. Les auteurs — cette encyclopédie de la question est une œuvre collective — ont le mérite d'expliquer clairement non seulement les phénomènes prometteurs mais également les raisons des échecs. Les démonstrations mathématiques destinées aux spécialistes peuvent être négligées par les lecteurs peu habitués à ces calculs.

Ces techniques, peu connues en France, où, pourtant, elles furent étudiées depuis longtemps, doivent conduire un jour (proche ou lointain) à l'écran de télévision plat et travaillant à basse tension. Un ouvrage de 360 pages, format 15 x 21, 164 schémas, couverture couleur.

En vente: chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

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



L'ORDRE
TRANSPARENT!

POUR TOUS
VOS PETITS OBJETS
DANS CES TIROIRS
TRANSPARENTS
DIVISIBLES

70 MODÈLES
de CLASSEURS

Equipez-vous
progressivement
avec

CONTROLEC

CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC

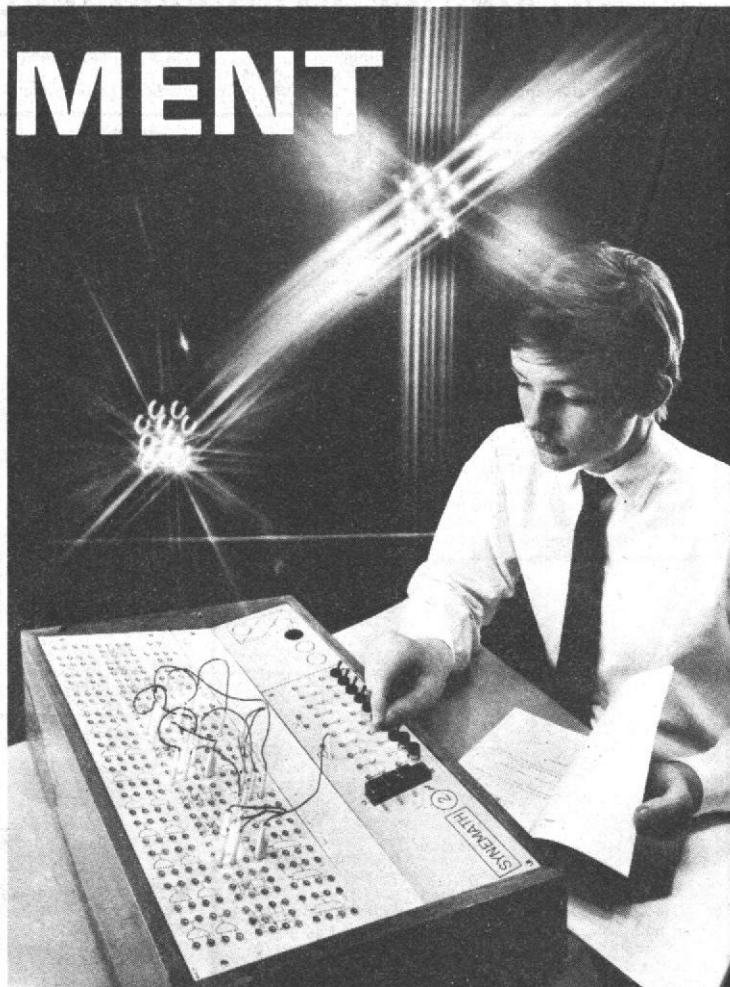
7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 597.09.50

NOUVEAU! TIROIRS opaques
super-solides

L'ENSEIGNEMENT

Audio et télévisuel

(Suite voir N° 1627)



(Cliché Synelec / Yan)

DES CALCULATEURS POUR ENSEIGNER

DOIT-ON autoriser les enfants à se servir d'une calculatrice électronique de poche pour leur travail de classe et leurs devoirs de maison ?

Certes, quel intérêt y-a-t-il à savoir extraire une racine carrée ou à prendre un logarithme dans une table de calcul numérique, alors que l'une ou l'autre de ces opérations est si aisément exécutée par une pression sur une touche du clavier des calculettes ?

Mais il y a un revers à toute médaille. Le calcul électronique, s'il est rapide, est trop rapide pour les facultés humaines. L'habitude du calcul mental permet d'évaluer l'ordre de grandeur du résultat d'une

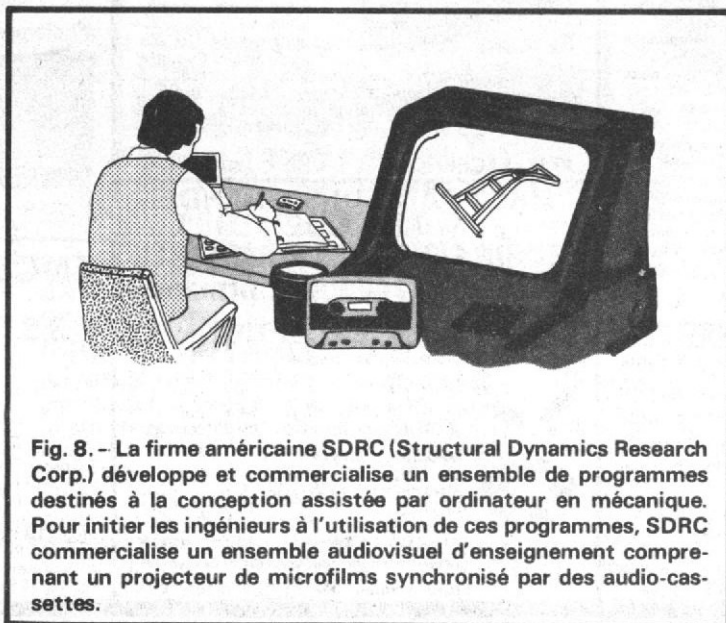


Fig. 8. - La firme américaine SDRC (Structural Dynamics Research Corp.) développe et commercialise un ensemble de programmes destinés à la conception assistée par ordinateur en mécanique. Pour initier les ingénieurs à l'utilisation de ces programmes, SDRC commercialise un ensemble audiovisuel d'enseignement comprenant un projecteur de microfilms synchronisé par des audio-cassettes.

opération mathématique ; l'utilisation des calculettes fait perdre toute notion d'ordre de grandeur, de sorte qu'après avoir réalisé une série de multiplications et de divisions, vous voyez apparaître, sur l'écran luminescent ou à cristaux liquides, votre résultat, prenez-vous la peine d'en vérifier la validité ? Etes-vous certain de ne pas avoir appuyé une fois de trop sur une touche du clavier, ou de ne pas avoir omis un chiffre lors d'une opération ?

Les calculettes ne doivent pas devenir un substitut de la connaissance des mathématiques, mais au contraire permettre de mieux comprendre les mathématiques et d'appro-



Photo 9. - Les calculettes : peuvent-elles être mises entre toutes les mains ?



Photo 10. - L'enseignement de l'informatique : en time-sharing. (document IBM)

fondir les techniques de calcul usuelles. Par exemple, un cours de calcul numérique doit nécessairement traiter des algorithmes et quoi de plus naturel que d'en expliquer le B.A.B.A. au moyen de calculettes électroniques !

De même un cours d'informatique est difficilement assimilable sans l'usage des ordinateurs.

L'ordinateur pédagogique

Dans les universités américaines, l'enseignement aidé par ordinateur (ou CAI, pour « Computer-Assisted Instruction ») est apparu vers la fin des années soixante. Grâce à l'importance de sa mémoire et aux techniques du temps partagé, l'ordinateur possède la faculté de s'adresser à un très grand nombre d'élèves à la fois, et les élèves peuvent être dispersés géographiquement.

En outre, grâce aux raffinements des terminaux, l'ordinateur (s'il est bien programmé) est capable de simuler le professeur, de l'imiter dans son comportement, de tenir compte simultanément, pour fournir son enseignement et

interroger les élèves, des réponses à des questions posées auparavant, du délai requis pour la réponse à ces questions, et d'autres données initiales (résultats à des tests de connaissance préalable).

L'élève peut également prendre l'initiative, poser des questions à l'ordinateur et lui demander de revoir le cours sur les compilateurs, par exemple. C'est là l'amorce d'un véritable dialogue.

Le système Plato (Programmed Logic for Automatic Teaching Operations) développé à l'Université d'Illinois est probablement la réalisation la plus ancienne et la plus importante de CAI. Une logique de l'enseignement, comprenant les règles qui déterminent le processus d'apprentissage, fait partie de Plato.

Delphi est un programme de CAI destiné à l'enseignement de la programmation. Il est implanté au Massachusetts Institute of Technology sur un système informatique travaillant en temps partagé, centré autour d'un PDR-11/45 avec 104 kmots de mémoire principale et un mémoire de masse à disques dont la capacité atteint 5 mégabytes (*). Quatre vingt dix terminaux lui sont connectés. Les services offerts

sont multiples, depuis les langages de programmation (ALGOL, LISP, BCPL, BASIC) et les assembleurs, jusqu'aux programmes utilitaires d'édition de textes. Les instructions de commande du système sont basées sur quelques mots-clés simples; à chaque étudiant est réservé un « répertoire » dans lequel il peut conserver des fichiers de données ou de programmes.

En France, plusieurs universités et centres techniques utilisent l'ordinateur pour l'enseignement des langages de programmation et des mathématiques. Citons en particulier les recherches dans ce sens réalisées à la Faculté de Toulouse, le projet d'enseignement du Fortran à Lannion, l'enseignement des mathématiques appliquées à la physique au Centre Universitaire de Valenciennes, ou encore le système « Sapiens » de la société Omnium Pédagogique. Sapiens est un système d'écriture de cours, associé à un système d'enseignement personnalisé (il fournit à l'étudiant la composition du cours en fonction des connaissances de l'étudiant, de l'intérêt qu'il porte à telle ou telle question et de ses antécédents), et à un système de contrôle des

connaissances avec « thérapeutique »; il met à jour pour chaque étudiant, un fichier individuel de travail, permettant de vérifier sa progression; enfin un fichier par enseignement permet de juger de l'adéquation du cours à ses objectifs.

L'enseignement assisté par ordinateur s'est étendu aux domaines les plus divers, enseignement de l'électricité à la Faculté des Sciences de Paris, expérience d'enseignement de biologie à Paris, l'enseignement de la médecine à l'Université Paris V. En 1966, la Chaire de Clinique des Maladies du Sang décida d'examiner de quelle façon et dans quelles limites elle pourrait confier à un calculateur la tâche de prodiguer à des étudiants le certificat de spécialité dont elle a la charge à la Faculté de Médecine de Paris; les recherches, commencées officiellement en 1967 ont abouti à deux types d'enseignement par ordinateur en hématologie: l'enseignement de la cytologie et l'enseignement du raisonnement-diagnostic. Le premier d'entre eux a pour but de former des techniciens de laboratoire et des médecins et pharmaciens responsables du diagnostic

hématologique : un but essentiel est l'enseignement de la reconnaissance d'images ; l'enseignement assisté est fait à l'aide de diapositives ; la stratégie pédagogique repose sur l'analyse par l'étudiant des documents présentés sur diapositives, l'expression sur le clavier des conclusions de cette analyse, et la correction des erreurs toujours à l'aide de diapositives.

L'enseignement du raisonnement-diagnostic a pour but de placer les étudiants du certificat d'hématologie en situation de simulation de diagnostic réel avec observation médicale suivie de demandes d'informations complémentaires jusqu'à explicitation du diagnostic, ici encore, les diapositives sont largement utilisées pour la présentation de documents illustrant le cas du patient, la présentation du schéma de l'étape diagnostique dès que l'une de ces étapes est franchie, présentation

de commentaires spécialisés pour certaines erreurs.

Les objectifs pédagogiques ont imposé de laisser l'étudiant en médecine s'exprimer en langage libre et naturel. Le respect de ce principe a nécessité la mise au point d'un programme d'analyse de réponses par « mots-clés ». En cas d'ambiguïté dans la réponse de l'étudiant, la liste des réponses entre lesquelles l'ordinateur hésite est présentée à l'étudiant pour qu'il choisisse la réponse qu'il préfère.

Il faut bien adapter le Hardware

S'il n'est pas accompagné d'aides audio-visuelles, l'enseignement assisté par ordinateur risque de devenir rapidement monotone. L'industrie informatique dispose de terminaux les plus divers, susceptibles

d'être utilisés dans l'enseignement : ce sont des sorties sonores, ou sur diapositives, ou sur écrans cathodiques qui permettent une très grande variété de graphismes, évoluant même avec le temps.

A Austin, dans le Texas, l'enseignement de la mécanique est assisté par un système informatique graphique dénommé Image (Interactive Mechanism Analysis through Graphic Exchange). Au cours de la réalisation d'un projet de mécanique, chaque étudiant a la possibilité d'introduire graphiquement la solution technologique qu'il préconise, d'en faire une analyse statique et dynamique par un ensemble de programmes disponibles en bibliothèque, et de recevoir sous forme graphique, sur l'écran cathodique, la réponse à cette analyse.

A New York, c'est un système à communication verbale qui est introduit en classe. L'ordinateur fournit, oralement, des instructions et des appréciations à ses élèves ; et comme ceux-ci sont de jeunes enfants, c'est sous la forme d'un robot androïde (de couleur rouge, pour éviter tout problème d'ordre racial !), à la voix sans genre bien défini (afin de ne pas pouvoir l'identifier à l'un ou l'autre des deux sexes) que le système a été mis en place dans une classe d'école élémentaire. C'est un robot articulé (les bras, les jambes, la tête sont mobiles), et qui répond au nom de Leachim (anagramme du prénom de son inventeur, Michael J. Freeman, du Bernard Baruch Collège de New York).

Connecté à Leachim, un miniordinateur stocke et gère des phrases, des mots et des phonèmes pré-enregistrés. Leachim peut travailler simultanément avec six élèves, chacun d'entre eux recevant individuellement des instructions. Chaque élève possède sa propre cassette magnétique sur laquelle Leachim lit les résultats antérieurs et inscrit des « annotations » sur les réponses aux questions qu'il pose. Quant aux réponses, elles sont faites par l'intermédiaire d'un clavier numérique connecté au

mini-ordinateur. Voilà une façon bien originale d'introduire l'informatique dans les écoles élémentaires !

Marc FERRETTI

Quelques références bibliographiques à consulter

- « Calculators count more in class », par J. Curtis. Electronics, 14 Avril 1977.
- « L'enseignement programmé », par M. De Montmollin. Collection « Que sais-je ? » N° 1171.
- « Système d'enseignement intégré », par E.J. Divzet. Conférence prononcée à Caracas (Nov. 1972) lors d'un colloque sur les moyens et méthodes modernes applicables dans l'enseignement et la formation professionnelle.
- « Interactive computer graphics in engineering design education », par W.S. Reed. Communication lors de « 10th IEEE Computer Society International Conference ».
- « HP/CAI » par W. G. Ansley et S.D. Edwards, Hewlett-Packard Journal (Feb. 1971).
- « Delphi : demystifying the pedagogical computer », par S.A. Ward. Engineering Education (Avril 1977).
- « Concept teaching », par J.A. Self. Artificial Intelligence, Vol. 9, N° 2 (Octobre 1977).
- « Enseignement assisté par ordinateur en médecine : expérience en hématologie », par F.N. Blondel, J.F. Boyer, G. Flandrin, G. Latge, J.P. Levy, I. N'Gosso, N. Salame, Ph. Sartory et B. Varet. Computers in Education (North Holland Publishing Co. 1975).
- « Verbal communication system enhances computer/student interaction », par M.J. Freeman et G.P. Mul-kowsky. Computer Design, Janvier 1976.

* En informatique, on désigne par byte un ensemble de positions binaires : ainsi parle-t-on d'un byte de 8 bits (ou octet) ou de 4 bits (ou quartet).



Photo 11. - Le MU/11V03 est un système informatique conçu directement pour les salles de classe. Il est petit : ses dimensions sont inférieures au pupitre du chargé de cours. Il est même portable : le processeur, la mémoire à disques et tout le matériel annexe tiennent dans une seule armoire. Le système d'exploitation permet au système de fonctionner en temps réel interactif, avec un vaste choix de programmes (Basic, Fortran IV, APL).

ETRANGERE

Synthétiseur de signaux sinusoïdaux

ON peut obtenir des signaux sinusoïdaux d'une manière très simple en utilisant deux compteurs et un réseau de résistances à l'aide du montage proposé par Timothy D. Jordan de l'Université de Texas, dans *Electronics* du 18 août 1977. Ce montage est représenté à la figure 1.

On y trouve deux compteurs du type 4018, un élément de 4001 NOR, douze résistances. Ce montage est commandé par une horloge, à connecter aux points 14 réunis des deux compteurs.

L'emploi d'une technique numérique permet d'éliminer certains composants. On peut atteindre avec ce montage une fréquence de 250 kHz, valeur relativement élevée, parfois difficile à obtenir avec des amplificateurs opérationnels dans d'autres montages.

Deux sorties sont prévues, l'une donnant le signal sinusoïdal et l'autre, le signal cosinusoidal, c'est-à-dire décalé de $\pi/2$ du premier. Ces deux signaux sont égaux en amplitude et en fréquence, en raison de la suppression de tout circuit différenciateur ou intégrateur.

Les deux 4018, des CI CMOS, sont montés en cascade et constituent un compteur en anneau unique, commandé par une horloge.

Le CI 4018 divise par 12 la fréquence du signal d'entrée, appliquée aux points 14. Chaque fois que l'horloge passe au niveau haut, le compteur en anneau avance d'une unité et chaque sortie passe du niveau haut au niveau bas, séquentiellement. Le courant résultant passant par les résistances du réseau connecté aux sorties du compteur, reproduit en douze étapes une approximation de signal sinusoïdal.

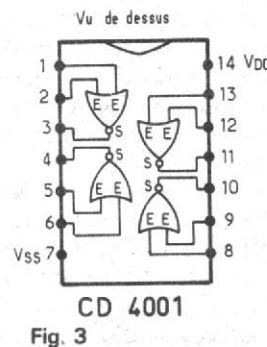
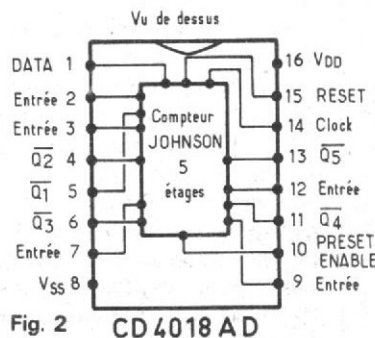
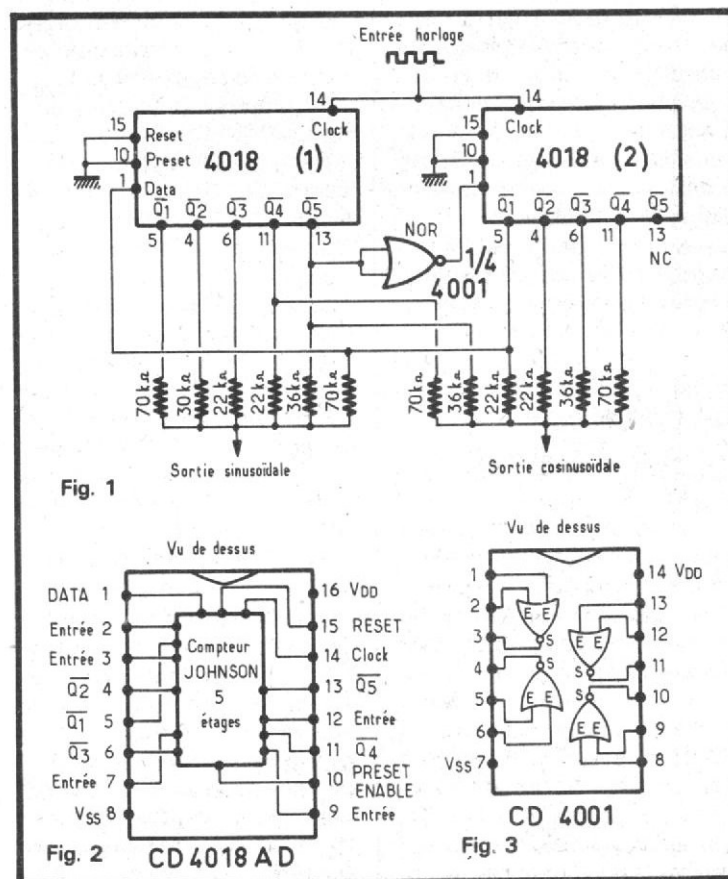
De même on obtient du second 4018 un signal retardé

de 3/4 de période, ce qui correspond à 1/4 de cycle par rapport au premier compteur. Les premiers harmoniques appréciables apparaissant aux sorties sont les 11^e et les 13^e. Ils peuvent être filtrés par des réseaux à résistances et capacités. Il faut que l'on dispose à chaque sortie des filtres identiques introduisant le même déphasage. On pourra ainsi atteindre la fréquence de 3 MHz. Au-dessous de 1 MHz, aucun filtre n'est nécessaire et le montage reste aussi simple

que celui représenté par le schéma proposé. C'est là un avantage en BF par exemple. Le 4018 est un compteur CMOS que l'on trouve chez la plupart des fabricants, par exemple à la RCA sous la dénomination de COS/MOS CD4018. Ce CI peut diviser par 2 à 10 et plus. On donne à la figure 2 le brochage de ce CI dans la version AD. Le boîtier est à 16 broches vu de dessus. A noter que le CD 4018 existe dans d'autres présentations de boîtiers.

On branche l'alimentation unique aux points V_{SS} (8) et V_{DD} (16). Le positif est au point 16 et le négatif au point 8. La tension d'alimentation est de 3 à 15 V, par exemple 5 V. Le CI 4001 est un CMOS, quadruple NOR dont on n'utilise qu'un seul élément. Son brochage est indiqué à la figure 3.

Chaque élément possède deux entrées et une sortie S. On pourra utiliser, par exemple, dans le montage proposé, l'élément NOR dont les deux entrées sont aux points 1 et 2 et la sortie au point 3. Le 4001 s'alimente par les points 7 et 16.



Générateur d'impulsions à 555, à très basse fréquence

Dans *Radio Electronics* de septembre 1977, on propose un générateur d'impulsions à

circuit intégré 555 permettant d'obtenir des signaux aux fréquences fixes 0,1, 1, 10 et 100 Hz. L'auteur de ce montage est **Earl R Savage**.

Le CI est monté en multivibrateur. La fréquence du signal, proche de la forme rectangulaire, est déterminée par la valeur de la capacité reliant les points 2 et 6 réunis à la masse et celle des résistances R_1 et R_2 (voir fig. 4).

La valeur de f est donnée par la relation,

$$f = \frac{1,4}{(R_1 + 2 R_2) C}$$

dans laquelle C est une des capacités C_1 à C_4 .

On a $R_1 + 2 R_2 = 6,6 \text{ M}\Omega$ car R_1 est négligeable devant $2 R_2$.

Si $C = 1 \mu\text{F}$ par exemple, on trouve :

$$f = \frac{1,4}{6,6 \cdot 1} = 0,21 \text{ Hz}$$

Pour obtenir 0,1 Hz par exemple, on remplacera R_2 par une résistance fixe de $1 \text{ M}\Omega$ en série avec un potentiomètre de $2 \text{ M}\Omega$ qui sera réglé de manière à obtenir 0,1 Hz avec $1 \mu\text{F}$.

Dès lors, si les capacités sont exactes, on aura les valeurs indiquées, 1, 10 et 100 Hz, des fréquences. Il est également possible de faire varier le rapport cyclique en faisant varier R_A . Ce rapport D est égal à,

$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2 R_2}$$

Dans notre exemple, $D = 0,5$ environ, tant que $R_1 \ll 2 R_2$.

Si R_1 est plus grande, par exemple $1 \text{ M}\Omega$, le rapport cyclique sera,

$$D = \frac{1}{1 + 6,6} = 0,13$$

mais la fréquence variera aussi.

L'emploi de la LED, rouge par exemple, servira d'indicateur visuel de la fréquence d'oscillation.

Ce générateur peut servir dans de nombreuses applications : vérification des circuits BF et TBF, trémolo, vibrato, horloge pour la commande de circuits logiques numériques, commande de générateurs d'instruments musicaux (avec C de valeurs plus faibles, par exemple 100 pF et R_2 plus fai-

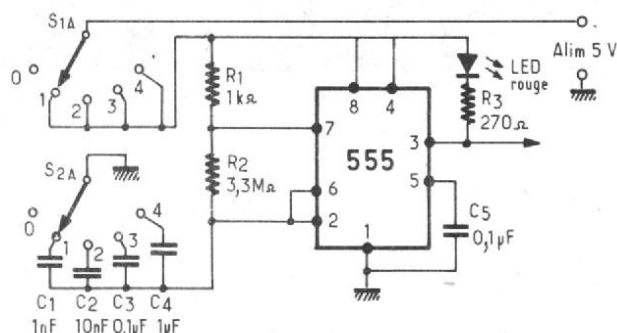


Fig. 4

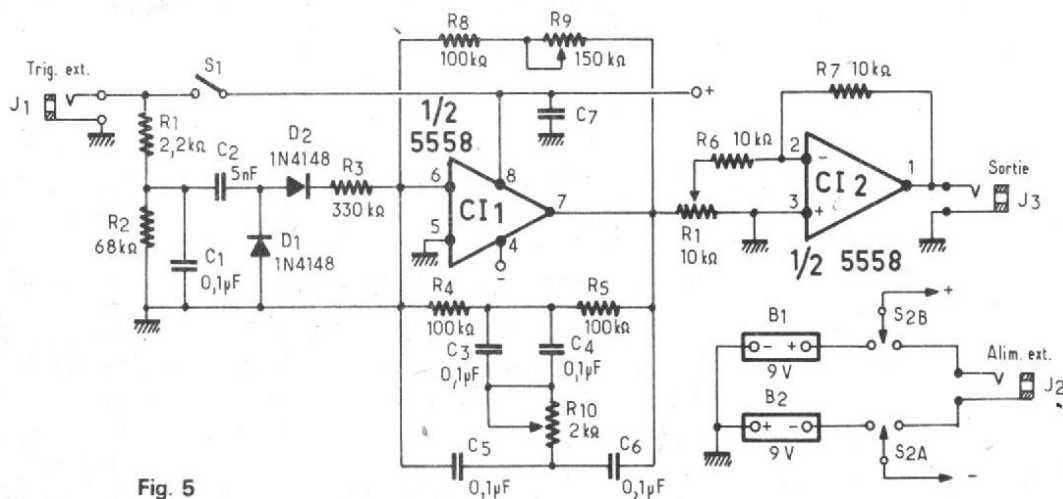


Fig. 5

ble également par exemple $200 \text{ k}\Omega$). Ce montage simple se prête à de nombreuses variantes, en modifiant R_1 , R_2 , C . A noter que S est à deux sections, l'une commute les capacités et l'autre le + alimentation. En position O l'alimentation est coupée. Il est possible de modifier S , en adoptant un commutateur simple et en utilisant pour S_{1A} , un simple interrupteur, indépendant du commutateur. Toutes les résistances sont de $0,25 \text{ W}$.

Synthétiseur de percussions

L'appareil musical dont nous allons donner ici une analyse rapide et simplifiée a été proposé par **James Barbarello** dans **Popular Electronics** d'août 1977.

Ce générateur, nommé Cabonga par son auteur, se manipule avec les doigts des deux mains. Normalement le Cabonga engendre des sons (ou bruits) sinusoïdaux amortis comme les bongos et les divers

tambours. Ensuite, le signal peut être « traité » par divers modules qui le modifient permettant d'obtenir toutes sortes de sonorités imitant divers instruments existants ou créés par des réglages et combinaisons appropriées. Cette analyse ne donne que les détails essentiels de l'appareil de J. Barbarello. Dans le cadre des articles documentaires concernant la Presse étrangère, nous donnons tous les renseignements en notre possession. Ces analyses n'étant pas des « réalisations » de notre revue, nous n'avons pas d'autres détails sur les montages décrits.

Le schéma

On trouvera à la figure 5 le schéma de la partie principale du Cabonga, c'est-à-dire le générateur de signaux sinusoïdaux amortis. L'interrupteur S_1 est ouvert au repos. Lorsque les doigts, agissant sur le « trombone » ferment S_1 , une impulsion positive est appliquée à C_1 et R_2 . Elle passe par R_3 , C_2 et D_2 au générateur de signaux.

Lorsque S_1 est ouvert, C_1 se décharge. Il se produit alors des impulsions négatives qui sont dérivées par D_1 vers la masse. Le générateur est réalisé avec un pont en double T, constituant un filtre actif avec $CI-1B$, R_4 , R_5 , R_{10} et $C_3 - C_6$.

Une deuxième boucle de contre-réaction est constituée par R_8 et R_9 .

Il se produit dans ces conditions, grâce aux impulsions de commande manuelle, des signaux sinusoïdaux amortis. La fréquence des signaux est réglable avec R_{10} tandis que R_8 et R_9 déterminent le temps de chute de l'amortissement. L'amplitude du signal de sortie est réglable avec R_{11} . Il est amplifié par $CI-1A$. Finalement le signal à trains d'ondes amorties est disponible au jack de sortie J_3 pour être utilisé après divers « traitements » ou tel quel. Plusieurs autres jacks sont utilisés dans cet appareil. J_1 permet le branchement d'une commande extérieure, J_2 permet le branchement d'une alimentation extérieure aux points (+), masse et (-) de l'appareil. Celui-ci peut être également alimenté par deux

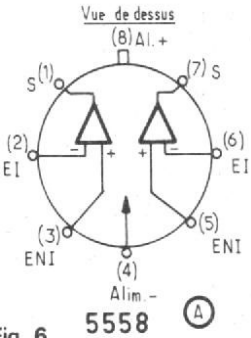
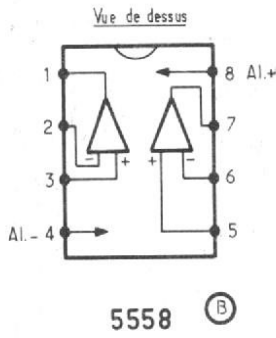


Fig. 6 5558 (A)



5558 (B)

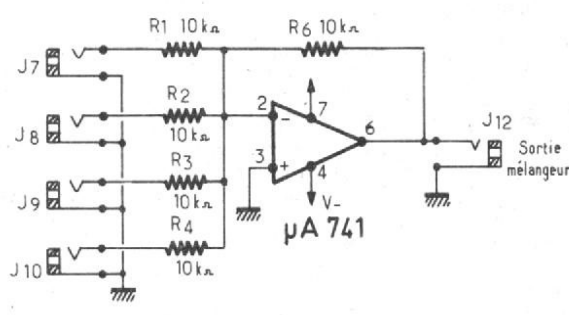


Fig. 10

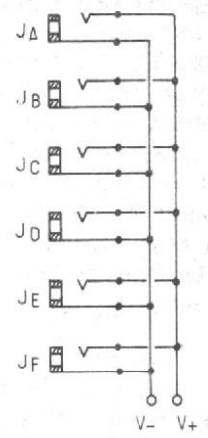


Fig. 9

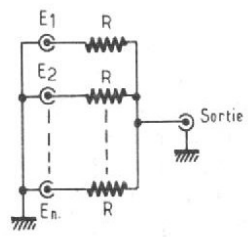


Fig. 7

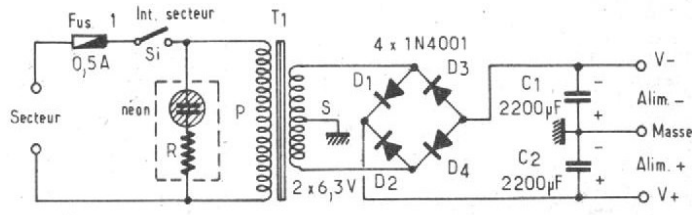


Fig. 8

pires type « appareil à transistors » de 9 V, B₁ et B₂.

On peut choisir le mode d'alimentation, à l'aide du commutateur S_{2A} - S_{2B} à deux pôles et deux positions.

Dans cet appareil, on utilise deux diodes, D₁ et D₂ du type 1N4148 et un circuit intégré CI-1A - CI-1B, du type 5558. Ce circuit est monté dans un boîtier à huit contacts, ce qui peut être déduit du schéma.

Le 5558 existe dans les catalogues RTC-Signetics et sous le nom de MC 1558 - MC 1458, chez Motorola.

Voici à la figure 6 le brochage du 5558 Signetics. On constatera que les numéros des broches et ceux des fils coïncident. On a à effectuer les branchements suivants : élément 2 : sortie 1, entrée - au 2, entrée + au 3, élément 1, sortie au 7, entrée - au 6, entrée + au 5, alimentation + au 8, alimentation - au 4.

Les deux éléments 1 et 2 sont interchangeable. A noter les deux alimentations de 9 V en série avec le point commun déterminant la « masse ».

Ce CI peut être alimenté jusqu'à ± 15 V mais dans le montage proposé, la tension des batteries doit être de 9 V seulement. Bien entendu, les entrées - sont les entrées inverseuses, et les entrées + sont les entrées non inverseuses.

Dans l'article original on indi-

que le mode de construction du « tambour » qui est circulaire, de 13,5 cm environ de diamètre. Il est établi de manière à ce que le tapotement des doigts sur la membrane ait pour effet la fermeture de l'interrupteur S₁. Celui-ci doit être muni d'un système élastique de renvoi de faible force.

Le montage de la figure 5 peut s'effectuer sur une platine imprimée de faibles dimensions. Les composants réglables tels que S₁, R₈, R₉, R₁₀, R₁₁, seront disposés sur le panneau de commande, près de la membrane, à commander manuellement avec les doigts.

Sur ce même panneau, distinct de la platine imprimée, seront montés les jacks J₁, J₂ et J₃.

Il doit être possible de monter tout l'appareil, avec ses deux batteries dans un coffret de petites dimensions. L'appareil peut être réalisé en plusieurs exemplaires, chacun étant confié à un exécutant différent. L'ensemble des signaux engendrés par chaque cabonga peut être appliqué à un mélangeur de manière à ce que l'amplificateur soit unique et tous les sons soient reproduits par un seul haut-parleur.

D'autres solutions plus onéreuses sont possibles avec des amplificateurs et des haut-parleurs distincts.

A la figure 7, on donne le

schéma d'un mélangeur très simple. La valeur de R est de 10 kΩ, 0,25 W.

Le cabonga peut être complété par des circuits à effets spéciaux qui suivront chaque générateur et précéderont l'amplificateur commun. Une description de ces modules a été donnée dans la même revue, de septembre 77 par le même auteur, évidemment.

Voici un résumé de ce deuxième article concernant le cabonga.

Un premier module proposé par James Barbarelli dans Popular Electronics est celui d'alimentation et du mélangeur. En ce qui concerne l'alimentation son schéma est donné à la figure 8.

On y trouve la prise de courant à connecter au secteur, le fusible de 0,5 A pour 110 à 130 V ou de 0,25 A pour 200 à 250 V, la lampe témoin au néon ou toute autre, l'interrupteur secteur si, le tout connecté au primaire du transformateur T₁, adapté à la tension du secteur dont on dispose.

Le secondaire S est de 6,3 + 6,3 V, c'est-à-dire 12,6 V à prise médiane à mettre à la masse.

Ce secondaire doit être prévu pour un courant de 1,2 A ou plus. On notera que le système redresseur, à pont de 4 diodes 1N 4001, donne les deux alimentations identiques

de 9 V, l'une positive avec le - à la masse et l'autre négative avec le + à la masse.

A cette masse seront réunis les condensateurs de filtrage C₁ et C₂ de 2 200 µF 16 V. Cette source pourra alimenter aussi bien le cabonga proprement dit (voir la fig. 5) par le jack J₂ que les divers modules qui seront décrits plus loin. A cet effet, voici le dispositif de branchement de l'alimentation à l'aide de jacks que nous désignerons par J_A, J_B, J_C, J_D, J_E, J_F. Bien entendu, les fiches des jacks seront du côté des appareils à alimenter (voir fig. 9).

A la figure 10 on donne le schéma du mélangeur mentionné plus haut, mais suivi d'un étage amplificateur à CI µA 741 CV. Le µA 741 est monté en boîtier à huit points, cylindrique ou rectangulaire. A noter qu'il nécessite deux alimentations de 9 V et pourra être connecté sur piles ou sur l'alimentation décrite plus haut ou sur celle de l'amplificateur de puissance.

On remarquera la nomenclature des composants R₁, R₂ etc., qui est distincte de celles des autres appareils de l'ensemble. On a prévu quatre entrées du mélangeur, accessibles par les jacks J₇ à J₁₀ qui recevront les fiches de jacks de sortie des cabonga, par exemple celles de J₂ de la figure 5, ou aux jacks de sortie des

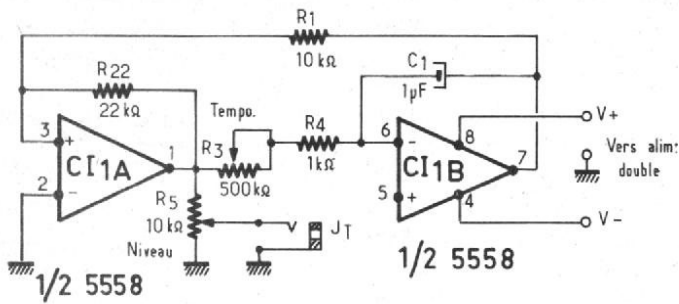


Fig. 12

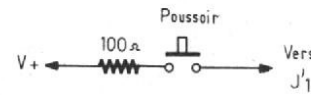


Fig. 14

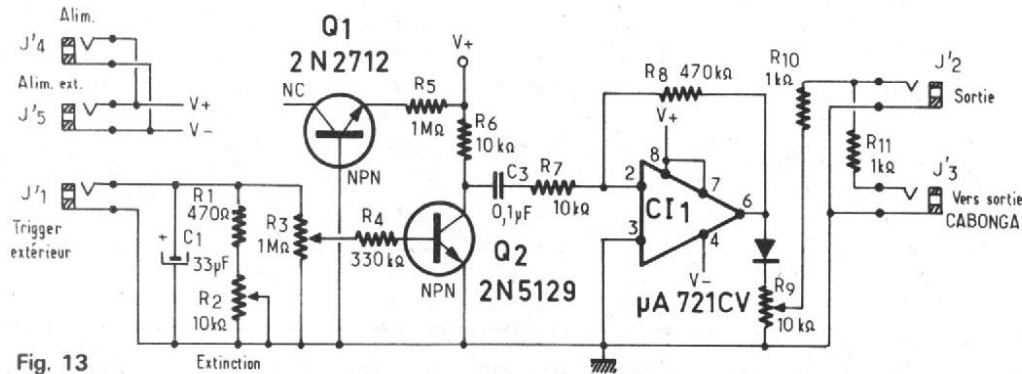


Fig. 13

modules de traitement des signaux de chaque cabonga.

La sortie J_{12} du mélangeur sera connectée à l'amplificateur de puissance. Ce dernier n'est pas spécifié car tout bon amplificateur de 10 W ou plus, peut convenir. La puissance dépend de l'emploi de cet ensemble. Si ce dernier doit être utilisé en appartement, la puissance dépend de l'endurance des voisins car ce genre d'instrument de musique n'est pas particulièrement silencieux.

Voici maintenant le module dit « modificateur », dont le schéma est on ne peut plus simple.

Il s'agit en réalité d'un potentiomètre dont la totalité est connectée à la sortie du cabonga sur le jack J_N dont l'entrée réglable est au jack J_M . Le potentiomètre est de 100 Ω, linéaire. Le modificateur se branchera à la suite d'un cabonga (J_3 de la figure 5) et sa sortie sera reliée au module qui suivra le générateur. Ce modificateur a pour mission d'amortir les pointes du signal produit par le cabonga, en produisant un son moins percutant, plus proche d'un tambour ou autre tomtom (ou tam-tam).

Passons maintenant au module plus important, l'auto-

trigger, dont le schéma est donné à la figure 12.

Ce module peut se connecter à l'entrée J_1 du cabonga (voir la figure 5) et remplacera l'action manuelle s'exerçant sur l'interrupteur S_1 monté sur le tambour de commande.

Comme cet interrupteur est coupé au repos, c'est l'action de l'auto-trigger qui produira automatiquement les impulsions qui donneront naissance aux signaux sinusoïdaux amortis. Le jack J_T de l'auto-trigger se connectera à l'entrée J_1 du cabonga.

Ce module, de rythme automatique est réalisable avec un circuit intégré CI-1A-CI-1B unique du type 5558 qui est à deux sections, comme on l'a dit plus haut lors de l'analyse de l'appareil principal à commande manuelle.

Dans l'auto-trigger l'élément A est celui dont les points de branchement sont 1, 2, 3 et l'élément B, celui qui se branche par les points 5, 6, 7, l'alimentation de ± 9 V étant aux points 4 et 8 et la masse au point commun des deux batteries.

L'élément A est monté en comparateur et l'élément B en intégrateur. L'ensemble constitue un générateur de signaux rectangulaires dont la fréquence peut être réglée entre

0,5 Hz et 400 Hz. Ce réglage s'effectue avec R_3 de 500 kΩ, désignée sous le nom de tempo, pour les virtuoses qui manipuleront ce potentiomètre.

Le fonctionnement de ce module est le suivant. Le comparateur peut avoir à sa sortie deux états. L'orsqu'il y a un changement d'état, une impulsion est générée. Elle est transmise à l'intégrateur B qui la transforme en un signal en dent de scie (ramp) dont la pente dépend du courant fourni par l'intégrateur.

Lorsque le signal de sortie de B atteint une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation, le comparateur change d'état. Ce processus se poursuit automatiquement. On voit aisément, que la fréquence, qui dépend de R_3 , R_4 et C_1 peut être modifiée par R_3 . La limite supérieure du signal dépend de R_4 .

On utilise le signal rectangulaire qui apparaît à la sortie de l'élément A sur R_5 . La sortie est sur J_T et R_5 sert de réglage de volume.

L'alimentation peut être obtenue en branchant les points V+, masse et V-, à un jack qui sera connecté au module alimentation de la figure 9. A noter que les mas-

ses de tous les modules doivent être réunies.

Un autre module qui peut être mis à la disposition des exécutants est l'adaptateur snare drum que nous désignons par SD en abrégé. Le schéma du SD est donné à la figure 13. Indiquons d'abord que le signal sonore à produire est complexe et se compose de trois signaux distincts dont l'un est celui à sinusoïde amortie fourni par le cabonga et les deux autres sont créés par le SD, commandé par le cabonga. Le deuxième signal est une impulsion de haut niveau et de courte durée. Le troisième est un signal de bruit filtré. Le SD utilise deux transistors, un circuit intégré et une diode.

Le transistor Q_1 est du type 2N 2712 dont le collecteur est laissé en l'air (non connecté). Il produit le bruit continu de souffle proche du bruit « blanc ». Ce signal est transmis par C_2 à la base de Q_2 .

Lorsque le signal de commande, à pointes, produit par un trigger extérieur, est appliqué au jack J_1 , C_1 se charge. Ce signal à pointes peut être pris à la sortie du cabonga. Il correspond au moment où l'interrupteur de commande se ferme. Selon les valeurs de R_1 et R_2 , la tension aux bornes de R_3 s'éteint exponentiellement avec une constante de temps dont la valeur est le produit $C_1 (R_1 + R_2)$. Le maximum de $R_1 + R_2$ est 10 470 Ω et le minimum 470 Ω. De ce fait, la constante de temps peut être réglée entre :

$$C_1 (R_1 + R_2) = 33. 0,01047 \text{ seconde} = 0,345 \text{ s}$$

$$\text{et } C_1 (R_1 + R_2) = 33. 0,00047 \text{ seconde} = 0,0155 \text{ s}$$

c'est-à-dire entre 345 ms et 15,5 ms. La plus longue durée est donc 1/3 de seconde environ.

Une partie de cette tension-enveloppe, déterminée par le réglage de R_3 est transmise à la base de Q_2 , par R_4 . Cette tension rend Q_2 conducteur et, de ce fait, le signal de bruit est transmis vers la suite.

Le signal de sortie de Q_2 est filtré et parvient à l'entrée inverseuse (-) point 2, du CI μA 741 CV, en passant par C_3 et

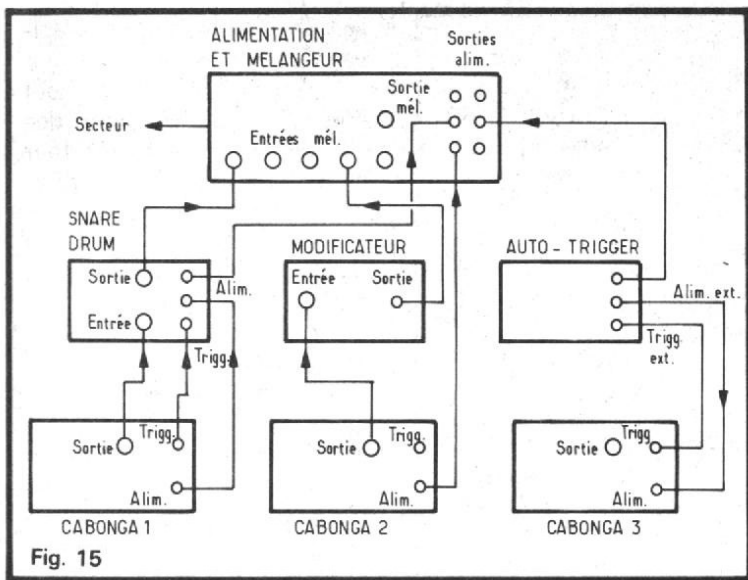


Fig. 15

R₇. On constatera que la forme de ce signal est une pointe de haut niveau et un signal de bruit à faible niveau.

Le signal de bruit est amplifié 47 fois (rapport R₈/R₇) par le Cl. La pointe qui atteint à l'entrée la tension d'alimentation n'est pas amplifiée par le Cl. Certains signaux parasites indésirables sont éliminés par la diode D₁ du type 1N914. Cette diode ne laisse pas passer les signaux moindres que

0,7 V.

Avec les résistances R₁₀ et R₁₁, on réalise la combinaison des signaux du SD et du cabonga. Le signal résultant est obtenu sur le jack J₂ et le niveau est réglable avec R₉.

Le montage de la figure 14 permet de commander manuellement le snare drum, en obtenant un son de cymbale (approximativement).

A cet effet, une extrémité de ce circuit est reliée au V+ (le +

de la batterie ou de l'alimentation de 9 V positive) et l'autre à l'entrée J₁ du snare drum. Ce dernier peut être commandé automatiquement par l'auto-trigger (voir fig. 12) en connectant la sortie J_T de ce module à l'entrée J₁ du SD. Nombreuses sonorités peuvent être créées par les choix des divers réglages de l'ensemble. Par exemple, un son d'avion peut être obtenu par des réglages convenables de l'auto-trigger.

A la figure 15 on donne un schéma de branchement entre les divers dispositifs analysés. Ces dispositions sont un exemple entre quantité d'autres. D'une manière générale l'utilisateur devra avant tout connecter ensemble les alimentations et ne pas oublier de relier entre elles les masses.

Dans le montage proposé, on trouve trois cabonga utilisés chacun d'une manière différente pour obtenir les effets de trois instruments à percussion distincts. L'interconnexion des cabonga est nécessaire car si chaque exécutant jouait sa propre composition, le résultat serait de la « musique contem-

poraine » qui toutefois, pourrait faire les délices des sourds démunis d'appareils de prothèse auditive. Cette interconnexion est réalisée par les liaisons triggers externes.

Le cabonga 1 commande le snare drum et ce dernier transmet le signal résultant à une entrée de mélangeur.

Le cabonga 2 sert de tomtom. L'exécutant de cette partie devra jouer en rythme avec les autres. Dans cette voie, le signal du cabonga 2 est modifiable avec le modificateur (le bien nommé) qui permettra de créer le son tom tom, ou autre.

Le cabonga 3 servira de bass-drum, autrement dit une sortie de grosse caisse à son grave, fonctionnant automatiquement étant commandée par l'auto-trigger.

On pourra régler à volonté les hauteurs des sons avec les dispositifs appropriés mentionnés. D'autres suggestions sont données dans l'article original.

A noter qu'il est possible de faire fonctionner le tout à l'aide d'un seul musicien.

F.J.

BLOUDEX ELECTRONIC'S

104, rue Saint-Maur, 75011 PARIS
Tél. : 357.15.09 - Métro Parmentier

UNE EXPEDITION CONTRE
REMBOURSEMENT. Règlement à la
commande par chèque ou mandat

AKAI 2 x 20 watts

AMPLI AM 2200
Platine ICPI ou SL22
2 enceintes 30 watts
3 voies B 40

2.155 F frais d'envoi
tarif SNCF.

AKAI 2 x 40 W eff

AMPLI AM 2400
Platine ICPI ou SL22
2 enceintes SR 1040
3 voies

3.240 F frais d'envoi
tarif SNCF.

TECHNICS 2 x 35 watts

AMPLI SU 7100
Platine ICPI ou SL22
2 enceintes 36 watts
SB 90

2.839 F frais d'envoi
tarif SNCF.

TECHNICS 2 x 20 watts

AMPLI SU 7200
Platine ICPI ou SL22
2 enceintes 30 watts
3 voies

2.329 F frais d'envoi
tarif SNCF.

EN STOCK TOUTE LA GAMME AKAI TECHNICS

Pour documentation
joindre 2 F en timbres

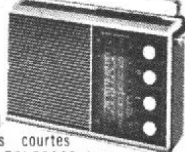
MODULE AMPLI BF

5 watts circuits intégrés
ou transistorisés.
Entrée PU-PIEZO. Contrôle
de volume/Tonalité. Fiches
d'enregistrement direct. Alimentation 18 V

59 F frais d'envoi 12 F.

RECEPTEUR ELECTRONIC

6 gammes
PO GO FM
2 OC BM
Piles
secteur.



Bouton de sélection
Fin spécial
pour ondes courtes
ANTENNE TELESCOPIQUE

Prix : 295 F Frais port 20 F

NOUVEAU !

ARRIVAGE DE
MATERIEL NEUF
en emball. d'origine

**A DES PRIX
FANTASTIQUES**

MODULE AMPLI

STEREO 2 x 10 W
4 Potentiomètres. Entrée
PU - MAGNETO. Fiche
d'enregistrement direct.
Alimentation : 110-220 V
fournie.

169 F frais d'envoi 15 F.

MAGNETOPHONE A CASSETTE

Piles-secteur 110-220 V
Neuf en emballage
d'origine. COMPLET
avec ses accessoires

195 F frais d'envoi 25 F.

BANDES PROFESSIONNELLES

Bandes magnétiques sur
bobine professionnelle
Diamètre 270 mm,
longueur 1.096 mètres,
suivant disponib. dans
les marques : Scotch,
Sundkraft. Matériel ayant très peu
servi en excel. état. La pièce 28 F
par 5 27 F, frais d'envoi 10 F,
par 10 : 26 F, frais d'envoi 20 F,
par 50 : 23 F, frais d'envoi 60 F,
par 100 : 20 F, frais d'env. 120 F.
Par quantité supérieure nous consulter
Pas d'expédition à l'unité.

ENCEINTE ACOUSTIQUE 30 WATTS EFF.

3 voies - Bande passante
30-18000 Hz

Dim. : h. 58, l. 30, p. 21
490 F
Frais d'envoi 45 F LA PAIRE

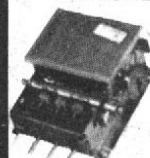
ALARME - ANTI-VOL DETECTEUR DE PASSAGE



COGEKIT X 007 transistorisé.
Comprend émetteur-récepteur. Fonctionne
en 110-220 V.

PRIX 140 F Frais env. 15 F

EXPLOREZ LES UHF



avec le convert.
410-875. Recept.
des 3 ch. télé
+ cert. émiss.
spéc. Se raccorde
à un récept.
FM class. Fonct.
en 12 V. 4 tou-
ches pré-réglées
et recherche ma-
nuelle.

Prix 195 F Frais env. 10 F

AMPLIFICATEUR D'ANTENNES

Large bande (40-860 MHz). Modèle
EV 100 212 P permet de brancher
deux TV à une seule antenne sans
aucune interférence entre les deux
TV. L'ampli EV 100 212 P peut éga-
lement être utilisé pour deux récep-
teurs FM. Gain VHF, 1re sortie 16
dB, 2e sortie 12 dB. Gain UHF 1re
sortie 18 dB, 2e sortie 14 dB.

Prix 159 F
Nous consulter pour d'autres
AMPLIFICATEURS D'ANTENNE

Nous composons VOTRE CHAINE en "SUR MESURE" et étudierons tous vos projets - Consultez-nous

REGULATEURS INTEGRES

10 AMPERES

La société Motorola a mis sur le marché des composants électroniques depuis plusieurs mois, deux régulateurs intégrés capables de fournir un courant maximum de 10 A, et ceci pour des tensions de sortie comprises entre 2 et 35 V, il s'agit des MPC 1000 et MPC 900. Le premier est un régulateur positif, le second un régulateur négatif, nous les avons essayés tous les deux et nos lecteurs trouveront ci-dessous des applications particulièrement intéressantes pour la réalisation d'alimentations de forte puissance.

Le MPC1000

Le courant maximum de 10 A que ce régulateur est capable de fournir est évidemment très attrayant mais il ne faudra pas oublier que la puissance maximale qu'il peut dissiper est de 100 W ce qui revient à dire qu'en aucun cas la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie régulée ne devra dépasser 10 V si l'on veut tirer 10 A.

Avant toute chose il faut consulter le tableau 1 qui donne les caractéristiques essentielles de ce régulateur.

Deux cas de fonctionnement peuvent se présenter suivant que la tension régulée est inférieure ou supérieure à la tension de référence du circuit ($7,15 \pm 0,35$ V).

Dans le premier cas, qui correspond à la figure 1, les éléments à déterminer en fonction de la tension et du courant de sortie peuvent l'être à l'aide des formules suivantes :

$$R_1 = \frac{R_2 (V_{ref} - V_s)}{V_s}$$

$$10 \text{ k}\Omega < R_1 + R_2 < 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{cc} = \frac{0,66}{I_{cc}}$$

La borne 6 et le boîtier sont réunis dans le cas où il n'existe pas de problème de dissipation, dans le cas contraire, on en comprend immédiatement l'intérêt quand on regarde les différentes caractéristiques.

Il est nécessaire, pour que la tension de référence soit bien fixe, que la tension V_{e2} soit supérieure de quelques volts à 7,5 V et l'on notera dans le tableau 1 que V_{e2} doit être au moins égal à 9,5 V mais que les caractéristiques sont don-

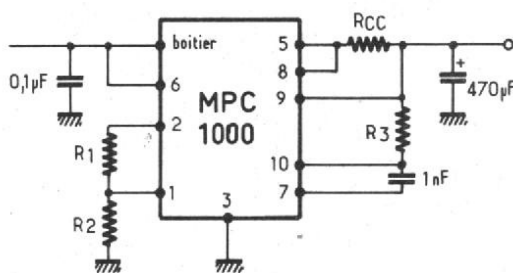


Fig. 1. - Montage du régulateur pour $V_s < V_{ref}$.

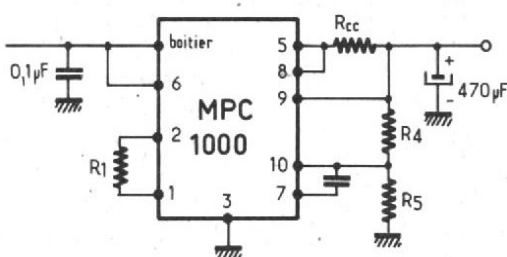


Fig. 2. - Montage du régulateur pour $V_s > V_{ref}$.

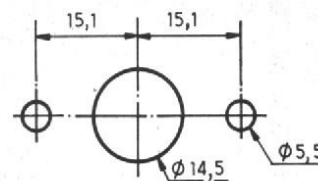


Fig. 3. - Perçage du radiateur pour l'implantation du régulateur.

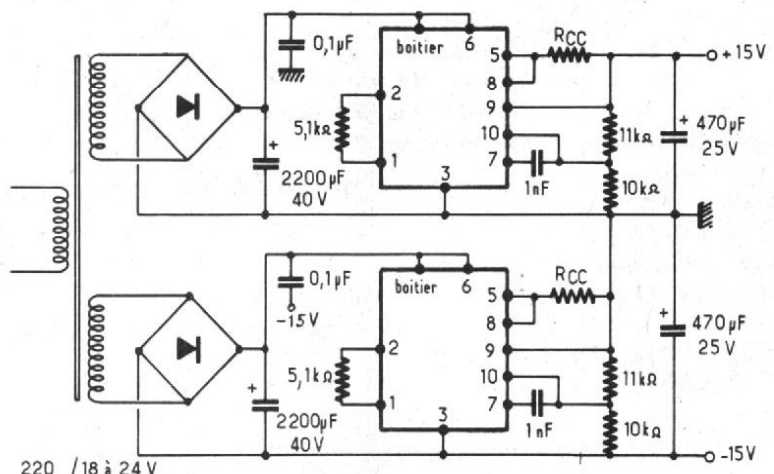


Fig. 4. - Alimentation double ± 15 V.

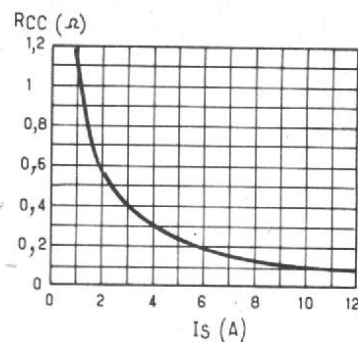
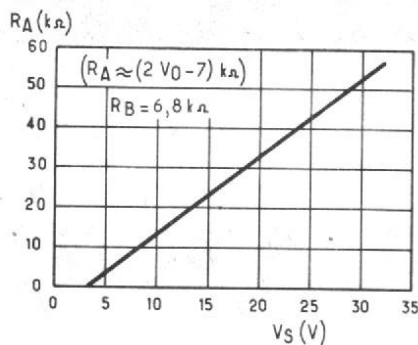
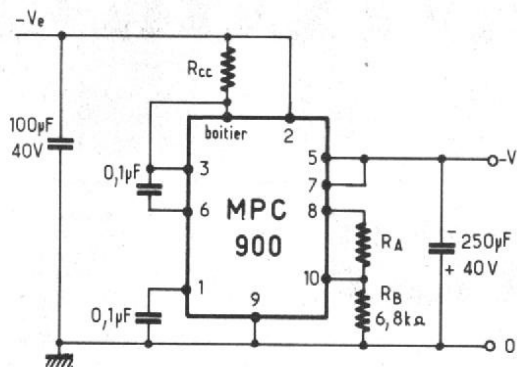


Fig. 5. - Schéma de principe d'un régulateur négatif équipé d'un MPC 900 et courbes permettant de déterminer les éléments variables.

nées pour $V_{e2} = 12$ V. Ainsi, dans le cas d'une alimentation 5 V - 10 A, si l'on souhaite maintenir V_{e2} à 12 V, et que le boîtier et la borne 6 sont reliés cela signifie que le MPC 1000 aura à dissiper $(12 - 5) \cdot 10 = 70$ W.

Par contre en alimentant la borne 6 sous 12 V et le boîtier sous 8 V, le régulateur doit dissiper $(8 - 5) \cdot 10 = 30$ W ce qui représente une diminution fort appréciable.

Dans le second cas, qui correspond à la figure 2, la détermination des éléments du circuit s'effectue à l'aide des formules suivantes :

$$R_1 = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}$$

$$R_4 = \frac{R_5 (V_s - V_{ref})}{V_{ref}}$$

$$10 \text{ k}\Omega < R_5 < 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{cc} = \frac{0,66}{I_{cc}}$$

Comme nous l'avons dit ci-dessus, certaines applications obligeront à disposer du courant maximum, il convient de séparer le boîtier et la borne 6, dans ces conditions, il sera nécessaire de découpler ces deux points à la masse avec un condensateur de 0,1 μ F, et afin de diminuer l'inductance des liaisons, les connexions seront effectuées aussi près que possible des points à relier.

Etant donné que ce régulateur ne se justifie pas pour des courants inférieurs à 1 A, la résistance R_{cc} sera comprise entre 0,66 et 0,066 Ω .

Ces valeurs existent commercialement ou bien il est possible de les obtenir en combinant plusieurs d'entre elles, ou alors en désespoir de cause il est possible d'utiliser du fil émaillé, dans ce cas sa section devra permettre le passage de l'intensité désirée sans échauffement exagéré (5 A/mm²), et de calculer la longueur nécessaire.

Il sera souhaitable de prévoir une longueur de fil, 30 à 50% supérieure à ce qui a été déterminé à l'aide de la formule

$R = \rho l / s$ et de couper en plusieurs fois si besoin, l'excédent de manière à ce que la limitation se produise à la valeur désirée.

Afin de tirer le maximum de puissance de ce régulateur il est bon de prévoir une dissipation importante par le radiateur sur lequel il sera monté et l'on effectuera dans ce but les perçages indiqués figure 3. Si nécessaire on intercalera pour l'isolement électrique une plaque de mica.

Dans le cas où l'on est obligé de prévoir deux tensions d'alimentation; par exemple pour les amplificateurs opérationnels, deux MPC 1000 alimentés par deux enroulements séparés d'un même transformateur, feront parfaitement l'affaire s'ils sont montés comme indiqué figure 4. Les valeurs indiquées sur le schéma correspondent à une alimentation + 15 V - 15 V, s'il est nécessaire de changer ces valeurs, on se reportera à ce qui précède.

Le MPC900

Parallèlement au MPC 1000, la firme Motorola a développé le MPC 900 qui est un régulateur pour tension négative permettant de fournir un courant maximum de 10 A.

Nous avons résumé dans le tableau 2 les caractéristiques essentielles de ce régulateur, et comme pour le précédent il conviendra de bien veiller à ce que les limites absolues d'utilisation ne soient dépassées en aucun cas.

Limites absolues d'utilisation (température du boîtier + 25 °C)

Tension max. entre V_{e2} et V_{EE}	40 V
Tension max. entre V_{e1} et V_s	60 V
Courant max	10 A
Consommation sur V_{ref}	15 mA
Dissipation	100 W
Température de la jonction	-55 à + 175 °C
Température du boîtier	-55 à + 150 °C

Caractéristiques électriques (température du boîtier 25 °C)

$V_{e1} = V_{e2} = 12$ V, $V_s = 5$ V, $I_s = 10$ mA

Gamme de tension d'entrée	$V_e = 9,5$ à 40 V.
Gamme de tension de sortie	$V_s = 2$ à 35 V
Tension différentielle entrée/sortie pour $I_s = 10$ mA	$V_{e1} - V_s = 60$ V max. $V_e - V_s = 38$ V max.
	$V_{e1} - V_s = 3$ V min $V_e - V_s = 5$ V min.
	6,8 à 7,5 V

pour $I_s = 4$ A

Tension de référence	5 mA max.
Courant de repos ($I_s = 0$, $V_{e1} = V_{e2} = 30$ V, $V_s = 5$ V)	0,1 % V_s
Régulation de ligne $V_{e1} = V_{e2} = 12$ à 15 V	0,5 % V_s
$V_{e1} = V_{e2} = 12$ à 40 V	
Régulation en charge $I_s = 100$ mA à 4 A	0,1 % V_s

TABLEAU 1 : caractéristiques du MPC 1000

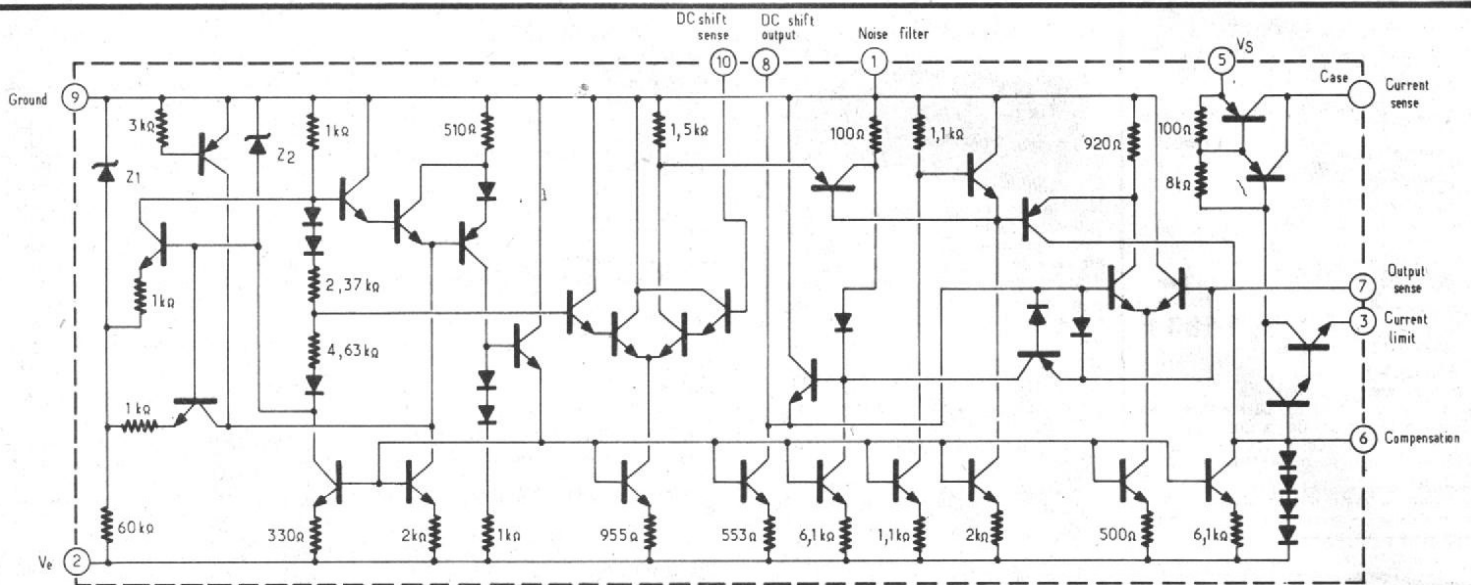


Fig. 8. - Schéma de principe du MPC 900.

Limites absolues d'utilisation

(température du boîtier 25 °C)

Tension d'entrée max.	- 35 V
Courant max.	10 A
Puissance max.	100 W
Température de jonction	- 55 à + 175 °C
Température du boîtier	- 55 à + 150 °C

Caractéristiques électriques

(température boîtier : 25 °C)

$V_e = 12 V, V_s = 5 V, I_s = 100 mA$

Gamme de tension d'entrée	- 9 à - 35 V
Gamme de tension de sortie	- 4 à - 30 V
Tension différentielle Entrée/sortie	
$I_s = 1 A$	2,5 à 30 V
$I_s = 5 A$	3,5 à 30 V
Tension de référence	- 3,2 à - 3,8 V
Courant de repos	20 mA maximum
$(I_s = 0, V_e = 30 V, V_s = - 5 V)$	
Régulation de ligne	
$V_e = - 12 à - 15 V$	0,1 % V_s
$V_e = 12 à - 35 V$	0,5 % V_s
Régulation en charge	0,1 % V_s
$I_s = 100 mA à 5 A (impulsions)$	

TABLEAU 2 : caractéristiques du MPC 900

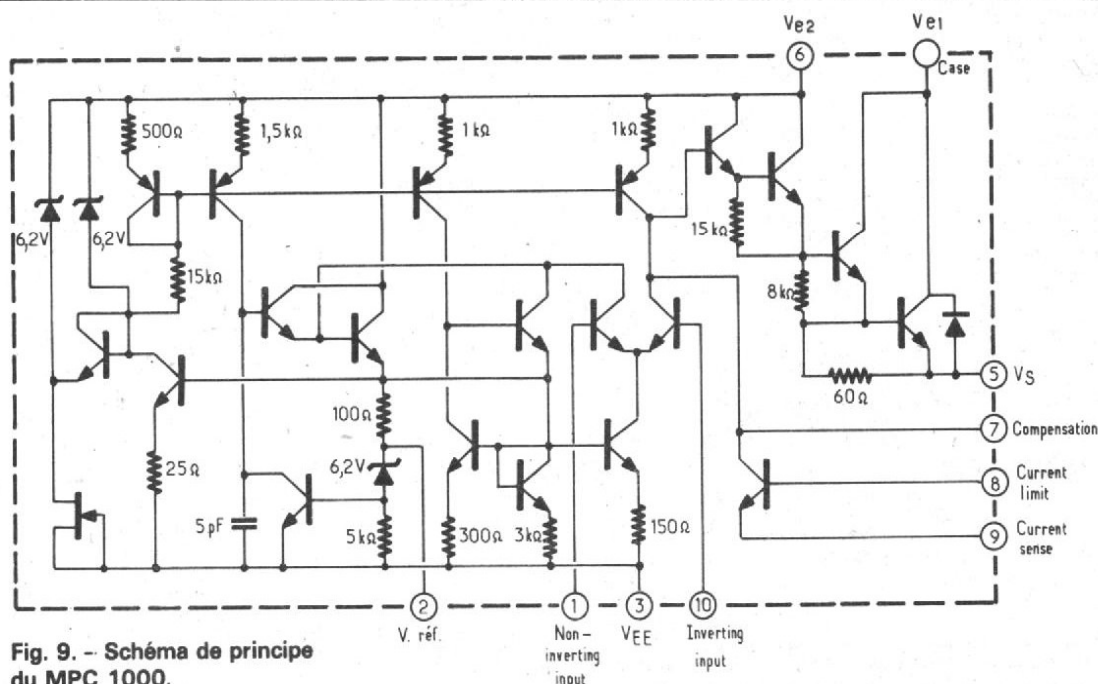


Fig. 9. - Schéma de principe du MPC 1000.

Le schéma type d'utilisation est celui de la figure 5, la détermination des éléments variables, à savoir la résistance d'ajustage de la tension de sortie et la résistance de limitation en courant s'effectue à l'aide des deux courbes représentées sur cette même figure.

Prenons l'exemple d'une alimentation - 15 V limitée à 6 A, la résistance R_{cc} devra être de $0,2 \Omega$, alors que la résistance R_A peut-être estimée à $22 k\Omega$ sur la courbe. Il sera toujours souhaitable de prévoir une résistance fixe en série avec un potentiomètre de quelques kilohms pour ajuster la tension à la valeur exacte.

Le montage mécanique est identique à celui du MPC 1000, mais attention le branchement n'est pas le même, comme l'on peut s'en rendre compte sur les figures 6 et 7.

Les essais que nous avons pu effectuer notamment sur le MPC1 000 ont en tout point satisfait nos espérances, et nous avons même réalisé une alimentation de laboratoire à tension de sortie variable de 3 à 24 V d'excellente qualité bien que, de par sa conception, ce régulateur se prête assez mal à ce genre de montage.

J.-C. PIAT - F2ES
Bibliographie : Ham Radio
9/76
Documentation Motorola

ABC de L'ELECTRONIQUE

LES DIODES SEMICONDUCTRICES

Introduction

La diode est plus simple que le transistor, ne possédant que deux électrodes.

Ces deux électrodes se nomment : la **cathode**, désignée généralement par K et l'**anode**, désignée généralement par A. Ces désignations ont été adoptées parce que les diodes à vide et celles à gaz possédaient deux électrodes ainsi nommées se comportant de la même manière.

Le fonctionnement des diodes semi-conductrices semble à première vue assez simple. En étudiant ces composants d'une manière plus approfondie, on constatera que les diodes possèdent de nombreuses propriétés intéressantes qui permettent de les utiliser dans des applications très diversifiées comme par exemple les suivantes : détection, redressement, commutation, capacité fixe ou capacité variable,

amplification, oscillation et bien d'autres.

Dans cet ABC, on indiquera le fonctionnement des diodes normales de petite puissance, dites aussi, diodes tous emplois. Elles sont utilisables dans la plupart des applications énumérées plus haut, mais pour chaque application on a étudié des diodes spéciales dont les caractéristiques ont été adaptées à l'emploi

particulier auquel elles sont destinées.

Comme dans le cas des transistors, il existe des diodes au germanium et des diodes au silicium.

Diodes au germanium

Leur construction est indiquée à la figure 1. La diode proprement dite est montée

dans un boîtier duquel sortent deux fils permettant l'accès aux deux électrodes, A et K. Un repère permet d'identifier l'une ou l'autre des électrodes.

La diode de la figure 1 est une pastille de germanium sur laquelle on a appliqué une pointe métallique ce qui constitue une **diode à pointe**.

A l'aide d'un ressort, réalisé par le fil de connexion, le contact est maintenu solide-

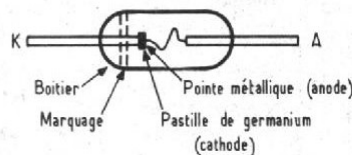


Fig. 1

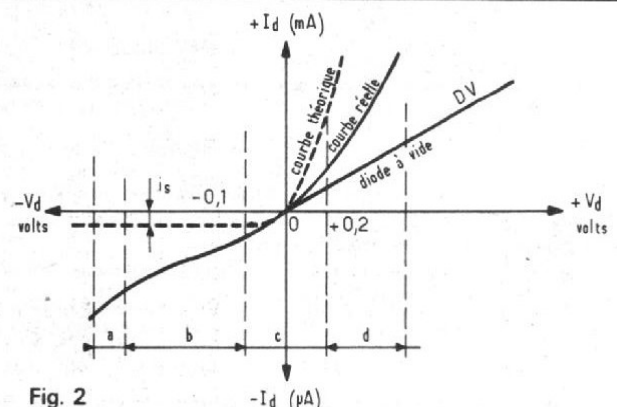


Fig. 2

ment. La cathode est du côté de la pastille de germanium. On peut déduire le fonctionnement général de la diode de sa propriété essentielle : si l'anode A est polarisée à une tension E_a supérieure à la tension de la cathode E_k , la diode est **conductrice**, autrement dit, si,

$$E_a > E_k$$

la résistance interne est très faible.

Si au contraire,

$$E_a < E_k$$

la résistance de la diode est extrêmement grande et on dit que la diode est polarisée à l'inverse et qu'elle est **bloquée**.

Cette propriété permet principalement les applications suivantes : redressement d'un courant alternatif, détection, commutation.

D'autre part, entre les deux électrodes existe une capacité C_{ak} qui peut d'ailleurs varier avec la polarisation inverse ($E_a < E_k$) appliquée à la diode, ce qui permet de l'utiliser comme une capacité. Si l'on fait varier E_a ou E_k , la capacité de la diode variera aussi.

Courbe caractéristique

Voici à la figure 2, l'allure des courbes caractéristiques des diodes. DV est la courbe d'une diode à vide. L'axe vertical représente le courant I_d de la diode et l'axe horizontal, la tension $V_d = E_a - E_k$.

La courbe théorique a la forme représentant l'équation,

$$I_d = I_s (e^x - 1) \quad (1)$$

dans laquelle,

$$x = qV/kT \quad (2)$$

et e = la base des logarithmes népériens, I_d = courant traversant la diode, I_s = courant de saturation lorsque la polarisation est inverse ; q et k sont des constantes et T est la température absolue.

Des mesures ont montré que l'allure des courbes réelles est légèrement différente de celle de la courbe théorique mais au voisinage de $V_d = 0$, la relation (1) est valable avec peu d'erreur.

Sur la figure, la courbe en trait plein correspond à une diode réelle et celle en pointillés à la formule (1).

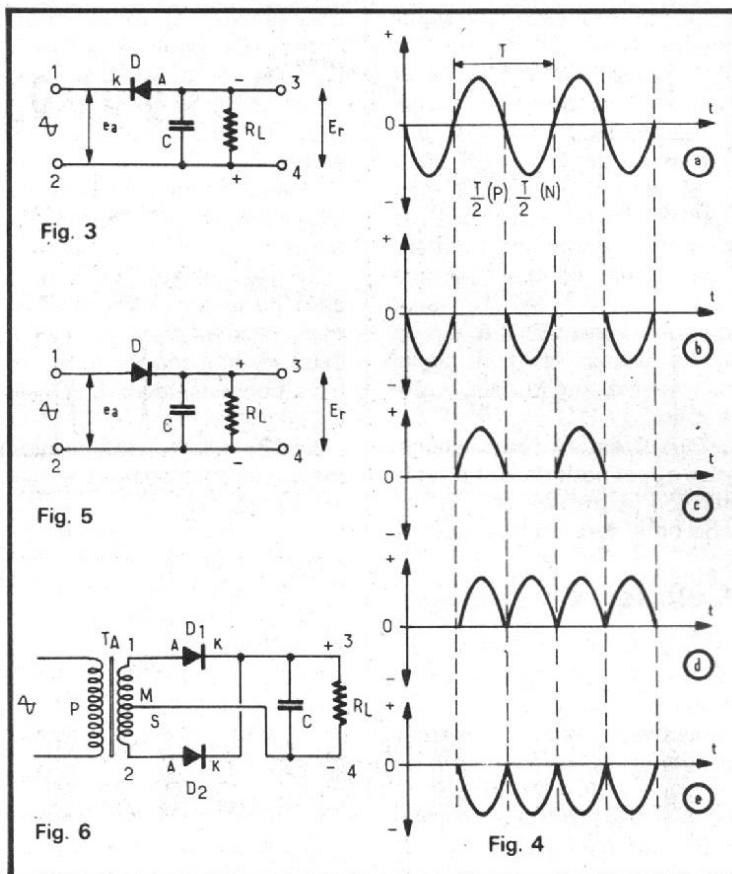


Fig. 3

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 4

On peut voir que le blocage n'est pas complet lorsque la polarisation est inverse. Les courants inverses sont toutefois très faibles. Pour les représenter, on les a évalués en microampères, et les courants directs ont été évalués en milliampères, tandis que les tensions, sur l'axe horizontal sont en volts.

Voici des valeurs numériques permettant de se rendre compte de l'ordre de grandeur des tensions et des courants des diodes au germanium.

$$V_d = +0,2 \text{ V,}$$

I_d = quelques milliampères,

$$V_d = -0,1 \text{ V,}$$

I_d = quelques microampères.

Régions de fonctionnement

Revenons à la figure 2. On a divisé le plan des coordonnées en quatre régions, a, b, c, d. La conduction correspond aux régions c et d et le blocage aux régions a, b, et c, cette dernière étant divisée en deux parties.

D'une manière plus détaillée on constatera que la conduction s'effectue dans d et la moitié de droite de c. Dans

toute la région c, la courbe est exponentielle. En b, la courbe théorique peut être parallèle à l'axe horizontal sur une certaine étendue de volts négatifs.

En a, la courbe réelle s'écarte de plus en plus de la valeur théorique, la concavité est vers le bas.

Diodes au silicium

Pour la plupart des applications, on utilise des diodes au silicium qui sont excellentes et souvent très bon marché. Elles existent en toutes puissances. Dans la région des valeurs positives de la tension V_d et du courant I_d la montée est plus rapide. Dans la région des tensions et courants inverses, les courants sont encore plus faibles, de l'ordre du nanoampère.

Applications en redressement

À la figure 3, on donne un schéma de montage de diode normale, comme redresseuse de signaux alternatifs. Le redressement dit à mono-

alternance se produit de la manière suivante : la tension alternative à redresser ayant la forme de la figure 4 a désignée par e_a est appliquée à l'entrée du montage. La diode D est montée entre l'entrée 1 et la sortie 3 avec la cathode vers 1 et l'anode vers 3.

À la sortie entre 3 et 4, on a monté un condensateur C et une résistance R_L . Aux bornes de R_L et C on obtiendra une tension négative ondulée, que nous nommerons tension redressée E_r . En l'absence de C cette tension a la forme (b) figure 4. Voici comment elle est obtenue.

Lorsque e_a est l'alternance positive, donc $V_d < 0$ c'est-à-dire $E_a < E_k$ (ou $E_k > E_a$) la diode est non conductrice et aucun courant appréciable ne passe par ce semi-conducteur. La tension E_r est donc nulle. Lorsque l'alternance est négative, la diode est conductrice car $E_a > E_k$. La tension E_r a la forme de l'alternance négative de la tension alternative.

Un montage analogue est celui de la figure 5. Il diffère du précédent par la diode montée en sens opposé, l'anode vers l'entrée et la cathode vers la sortie. Un raisonnement analogue à celui effectué plus haut permet de voir que la diode ne laissera passer le courant que pendant l'alternance positive. Le condensateur C étant omis, la forme de (c) figure 4. Voici maintenant à la figure 6, le redressement bialternance à deux diodes.

Ce montage permet d'obtenir à la sortie, le condensateur étant omis, les deux alternances du signal alternatif, l'une dans le même sens que celle du signal d'entrée, l'autre en sens opposé, ce qui donne le signal de la figure 4 d. Si les diodes sont inversées, cathodes vers l'entrée et anodes vers la sortie, le signal redressé sera négatif et aura la forme de la figure 4 e.

À noter qu'il est nécessaire de disposer d'un point médian de tension alternative. Cela s'obtient à l'aide d'un transformateur TA (voir figure 6).

La primaire de TA est connecté au secteur et prévu pour la tension disponible, par

exemple 220 V. Le secondaire est établi pour la tension à redresser qui peut être inférieure à celle du primaire par exemple $6 + 6 \text{ V} = 12 \text{ V}$.

A noter que si n_1 est le nombre des spires du primaire et n_2 celui du secondaire on a :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V_{pr}}{V_{sec}}$$

Dans notre exemple, $V_{pr} = 220 \text{ V}$ et $V_{sec} = 12 \text{ V}$ donc $n_1/n_2 = 220/12 = 18,33$.

Supposons qu'il y ait 4 spires par volt. Le primaire aura $n_1 = 220 \cdot 4 = 880$ spires et le secondaire $n_2 = 12 \cdot 4 = 48$ spires.

Le filtrage

Le condensateur C étant remis en place dans les montages des figures 3, 5 et 6, les ondulations de E_r deviennent plus faibles et la tension redressée prend une forme se rapprochant de celle d'une tension continue.

A la figure 7 A on montre la forme de E_r dans le cas du montage de la figure 5. Cette tension est « positive ». La même forme mais inversée, c'est-à-dire « négative » est obtenue avec le montage de la figure 3.

Enfin le montage bialternance donne des formes analogues mais à fréquence double comme indiqué à la figure 8. Par exemple, si $f = 50 \text{ Hz}$

pour la fréquence du signal alternatif, sa période est $T = 0,02 \text{ s}$, car $T = 1/f$. Dans ce cas, la période du signal redressé est $T/2 = 0,01 \text{ s}$ et la fréquence est $2f = 100 \text{ Hz}$.

La tension d'ondulation est égale e_o . On peut dire que E_r se compose approximativement d'un signal continu d'amplitude $E_r - 0,5 e_o$ que l'on peut confondre avec E_r si e_o est de faible valeur et d'un signal alternatif d'amplitude e_o crête à crête.

Plus C est de forte valeurs, plus e_o est petit devant E_r et la tension redressée se rapproche de la tension continue.

Cellules de filtrage

Pour réduire encore e_o , on peut constituer des cellules de filtrage comme dans le montage de la figure 9. Dans ce montage, le système redresseur est à titre d'exemple, du type monoalternance à tension redressée positive. En plus du condensateur C_1 on trouve L, une bobine de filtrage et C_2 , un condensateur disposé à la sortie 3-4, en shunt sur l'utilisation R_1 . Les condensateurs dérivent vers la ligne 2-4, les composantes d'ondulation e_o du signal redressé tandis que L, les empêche de passer tout en n'offrant pas d'obstacles au courant continu. Cette triple action, de C_1 , C_2 et L permet d'obtenir un meilleur filtrage,

c'est-à-dire e_o plus faible encore. On peut remplacer L par une résistance. La résistance toutefois, réduit également la tension continue de sortie.

Voici à la figure 10 quelques exemples de cellules de filtrage.

En (A) cellule RC comme celle de la figure précédente, mais plus efficace car il y a deux résistances R_1 et R_2 et trois condensateurs C, C_1 et C_2 .

En (B) même configuration mais avec des bobines L au lieu de résistances.

En (C) le condensateur de « tête » C est supprimé. Cela donne une certaine régulation de la tension de sortie.

En (D) éléments L (ou R) dans les fils 1-3 et 2-4 d'où filtrage encore plus efficace.

Diodes commutatrices

Les diodes peuvent être utilisées comme éléments d'interruption ou de rétablissement d'un circuit en raison de leur propriété fondamentale, la possibilité de rendre R_d , la résistance de la diode, presque nulle (conduction) ou très grande (blocage) assimilable à une coupure de circuit. Ces modifications de R_d dépendent du signe de la tension $V_D = E_a - E_k$. On peut donc en modifiant V_d , commander une

diode agissant comme élément de contact ou de coupure.

Cela est montré à la figure 11. Considérons deux parties d'appareil électronique quelconque (a) et (b). Il s'agit de transmettre un courant HF du point x de 8a), au point y de (b) et d'avoir la possibilité de couper la transmission à l'aide d'un dispositif **mécanique ou tout autre, placé à n'importe quelle distance** des points x et y qui, dans un appareil électronique sont en général très voisins, par exemple à quelques millimètres ou quelques centimètres l'un de l'autre.

Cette exigence se manifeste lorsqu'il est impossible ou peu pratique de monter un interrupteur mécanique entre x et y comme le montre la figure 12.

En effet, si l'endroit où la coupure doit être faite est inaccessible, il faudrait commander S_1 par un dispositif mécanique placé à distance, par exemple une tige ou un câble flexible avec ressort ou encore un relais. Grâce au montage de la figure 11, on pourra réaliser une commande électronique.

Le signal à transmettre de x à y étant à haute fréquence, de fréquence f, par exemple 2 MHz, les condensateurs C_1 et C_2 ne s'opposent pas au passage du courant entre x et y, à condition que C_1 et C_2 soient de capacité suffisamment

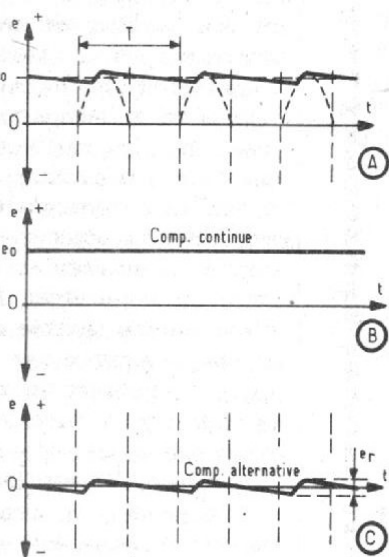


Fig. 7

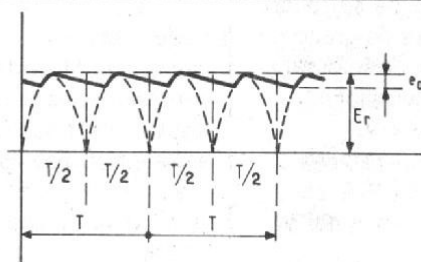


Fig. 8

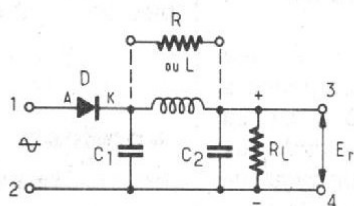


Fig. 9

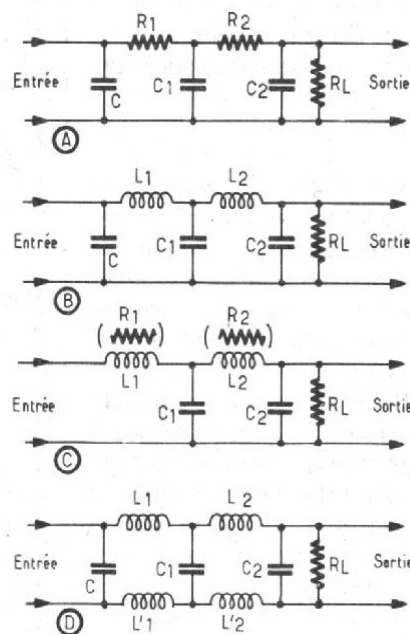


Fig. 10

grande. Autrement dit leur réactance

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

doit être petite, de quelques ohms, par exemple de 5Ω. Dans ce cas, la valeur de $C_1 = C_2 = C$ peut être calculée. On a en effet :

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

avec C en microfarads, $2 \pi = 6,28$, f en mégahertz = 2 MHz et $X_c = 5 \Omega$

On trouve $C = 0,0159 \mu F = 15,9 \text{ nF}$. Toute valeur supérieure conviendra encore mieux car X_c sera plus petite. Prenons $C = 20 \text{ nF}$ par exemple.

Entre les deux condensateurs, C_1 et C_2 , on a disposé une diode D dans une des deux orientations possibles, par exemple avec l'anode A vers C_1 et la cathode K vers C_2 . Reste à établir le dispositif de polarisation de la diode. A cet effet on a introduit dans le montage, deux résistances R_1 et R_2 .

Relions R_1 au point commun des batteries (ou toutes autres sources de tension) et R_2 au commutateur S_1 qui est à deux positions 1 et 2.

Plaçons S_1 en 2 comme indiqué sur le schéma. Dans ce cas, R_2 est reliée au - de BATT 2 et R_1 au + de cette même batterie. De ce fait, la cathode K est négative par rapport à l'anode A de la diode et on a $V_d > 0$ donc la diode est conductrice et le courant HF passera de x à y en trouvant un chemin à faible résistance et réactance par C_1 , D et C_2 . Plaçons maintenant S_1 en 1. On voit que la cathode K est positive par rapport à l'anode A, donc $V_d < 0$, la diode est bloquée et le courant à haute fréquence ne passera pas.

Les condensateurs C_3 et C_4 sont disposés très près des extrémités de R_1 et R_2 . Ce sont des condensateurs de **découplage**, dérivant vers l'alimentation de l'appareil (a), (b), tout signal HF.

Les valeurs de C_3 et C_4 doivent être du même ordre de grandeur que celles de C_1 et C_2 , ou plus grandes, par exemple 100 μF chacune. Leur réactance sera faible.

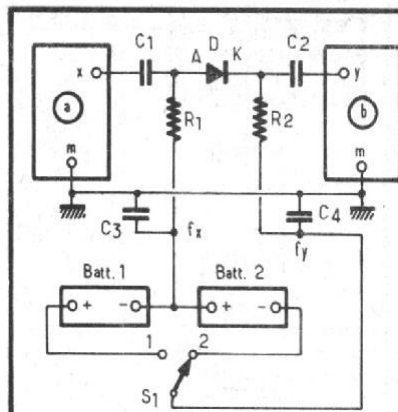


Fig. 11

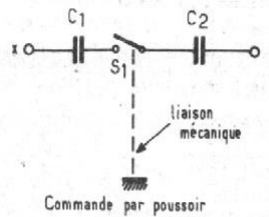


Fig. 12

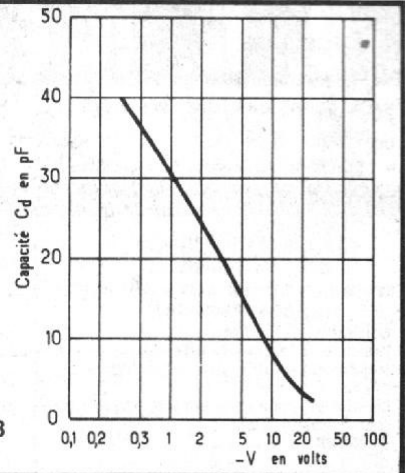


Fig. 13

Grâce au **découplage**, les fils f_x et f_y pourront avoir une longueur quelconque, par exemple 10 m ou plus s'il le faut.

Le montage de la figure 11 est relativement compliqué. Il a permis d'expliquer le fonctionnement d'une diode interruptrice. Dans la plupart des cas pratiques, il est possible de supprimer quelques-uns des composants R et C. Des montages pratiques seront proposés lors de l'étude des circuits de commutation.

Indiquons encore que la

capacité C_{ak} entre l'anode et la cathode de la diode D, doit être très faible afin que celle-ci, lorsqu'elle est à l'état bloqué (donc polarisée à l'inverse) ne transmette pas le signal de C_1 à C_2 . Il faut donc choisir une diode spéciale ayant principalement les propriétés suivantes :

- 1) faible capacité C_{ak} donc le contraire de ce que l'on recherche dans une diode à capacité variable ;
- 2) faible résistance R_d à l'état de conduction de la diode ;

- 3) très forte valeur de R_d à l'état de blocage ;
- 4) petites dimensions ;
- 5) faibles tensions de commutation.

Diodes à capacité variable

Ces diodes seront étudiées d'une manière détaillée dans un ABC spécial. Pour le moment, voici quelques notions générales sur ces diodes.

Dans les montages classiques, on se servait de capacités variables réalisées avec des dispositifs mécaniques, par exemple des condensateurs variables.

Ceux-ci sont toutefois encombrants, lourds et coûteux, ce qui explique la tendance qu'ont les électroniciens de les remplacer par des dispositifs électroniques, de capacité variable. Pour les mêmes raisons que celles invoquées au sujet des diodes de commutation, il est souvent impossible ou très peu pratique, de monter un condensateur variable dans un emplacement peu accessible d'un appareil électronique. La solution du problème est de se servir d'une diode à capacité variable, commandée à distance par une tension. Cette sorte de diode doit posséder certaines qualités différentes de celles de la diode de commutation. La plus importante est la capacité maximum pouvant être obtenue par une certaine polarisation.

Actuellement on réalise des diodes à capacité variable pouvant atteindre jusqu'à quel-

Pour y voir plus clair dans l'univers mouvant de :

- LA MUSIQUE ET DES INSTRUMENTS ELECTRONIQUES,
- DU MATERIEL DE SONORISATION, STUDIOS ET DISCOTHEQUES,
- LIGHT-SHOW,
- ETC., ETC.

AMATEURS et PROFESSIONNELS LISENT

SONO

- LA TECHNIQUE
- INITIATION ET PRATIQUE
- BANCS D'ESSAI
- INFORMATIONS ET NOUVEAUTES

Paraît le 5 de chaque mois.

Réclamez-le à votre marchand de journaux

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e
Tél. : TUR. 66-96 - C.C.P. 109-71 Paris
A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
DU LUNDI AU SAMEDI
de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE

VENTE PROMOTIONNELLE

MODELES SUPER AUTOMATIQUES

LEADER 34 PROGRAMMES

Utilisation simplifiée par 31 cames. ELLE brode à 2 aiguilles, effectue tous les travaux de couture sur tissus légers ou lourds.

LIVREE équipée avec accessoires et garantie. Valeur 2.200 F
VENDEUSE 1.250 F

SEMI-AUTOMATIQUE

MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque

EXECUTE : les points droits, zig-zag et surfilage.

Equipement électrique 220 V.

LIVREE avec accessoires et garantie

mécanique de 5 ans 715 F

SINGER portative en mallette modèle récent d'occasion garantie 450 F

EN AFFAIRE

Meuble neuf de marque SINGER

Equipé avec mécanisme pour tête escamotable

NET 590 F

MACHINE A COUDRE ZIG ZAG

à bras libre

Monté dans meuble

Matériel neuf vendu avec garantie au

PRIX SENSATIONNEL DE 1.500 F

MATERIEL DEBALLE

RETOUR D'EXPOSITION

Léger défaut d'aspect

FOUR A ENCASTRER A.E.G.

Valeur 1.460 F
VENDEUSE 800 F

FOUR A ETUVE à pyrolyse

Valeur 4.790 F
SOLDE 1.850 F

REFRIGERATEUR A ENCASTRER

145 litres. Valeur 1.760 F.
SOLDE 760 F

RADIATEUR

à accumulation 6 kW

Valeur 3.850 F.
VENDEUSE 1.950 F

CUISINIERE

4 plaques électriques

Four à pyrolyse. Valeur 3.990 F.
SOLDE 1.950 F

CHAUDIERE

POLYCOMBUSTIBLES

Bois - charbon-mazout 30.000 calories/heure avec ballon d'eau chaude 100 l.

PRIX EXCEPTIONNEL 3.450 F

HOTTE DE CUISINE

MODELE DE LUXE

façade inox, 2 vitesses de ventilation.

PRIX DE LANCEMENT 450 F

LOT DE 3 PIECES

POUR JEUNES MENAGES

1 MACHINE A LAVER

AUTOMATIQUE 15 PROGRAMMES

1 CUISINIERE 3 FEUX

modèle LUXE tous gaz

1 REFRIGERATEUR TABLE-TOP

130 LITRES

L'ENSEMBLE 2.250 F

MACHINE A LAVER SECHANTE

PRIX SUPER AUTOMATIQUE EXCEPTIONNEL

15 PROGRAMMES 2.300 F

GENERATEUR D'OZONE

pour assainissement VENDU 180 F

PERCEUSE ELECTRIQUE

Peugeot 4 vitesses valeur 680 F

VENDEUSE 390 F

BLOC MOTEUR PEUGEOT

Equipé adaptation scie circulaire valeur 600 F.

VENDEUSE 390 F

COMPRESSEUR D'AIR

220 V type portatif pression 2,8 kg complet avec pistolet à peinture. 580 F

Pression 8 à 10 kg débit 8 m³, poulie d'entraînement 200 mm.

VENDEUSE 490 F

20 MOTEURS MONOPHASES 220 V

NEUFS SOLDES au prix exceptionnel

de : 1 CV 388 F - 1,5 CV 400 F.

VENDEUSE 490 F

POSTE DE SOUDURE ELECTRIQUE

Poste soudure électrique portatif, très belle fabrication, soude avec électrodes de 1 à 3,2

selon réglage par positionneur.

Poids 20 kg net 590,00

POMPES "SAM"

POMPE immergée pour puits jusqu'à 40 m 220 V

Avec son équipement électrique. TTC 750 F

(50 m de câble)

GROUPE portatif 220 V avec crépine. S'installe partout, arrosage, cuisine, sanitaire, etc.

TTC 475 F

FLOTTANTE utilisation instantanée, retoulement

28 m³ 1800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour arbravoic, étable, arrosage, habitation, etc...

Avec 10 m de câble TTC890 F

GROUPE ELECTROGENE PORTATIF

1 000 WATTS Val d'or, moteur 4 temps

Prix 2.500 F

CHAUFFAGE CENTRAL

Dégazéificateur à purge automatique 30,00

Circulateur d'eau 320,00

Thermostat pour chauffe électrique, pouvoir de coupure 10 A 49,00

Modèle pour chaudière à gaz ou mazout 39,00

EN AFFAIRE

50 ROBINETS THERMOSTATIQUES

SOLDE 85 F

PIECE

EXCEPTIONNEL

100 RADIATEURS CONVECTEURS

fabrication française N.F.

500 à 1.000 watts 135,00 F

BRULEUR A PULVERISATION

ZAEGLD HELD

20.000-30.000 CALORIES PRIX : 1250 F

au prix de gros

MOTEURS ELECTRIQUES

Moteurs triph. 220/380 ventilés

NEUFS - Garantie 1 an

1 CV 3.000 T/m 200 F 1.500 T/m 210 F

1,5 " " 225 F " 240 F

2 " " 259 F " 285 F

3 " " 315 F " 355 F

4 " " 395 F " 435 F

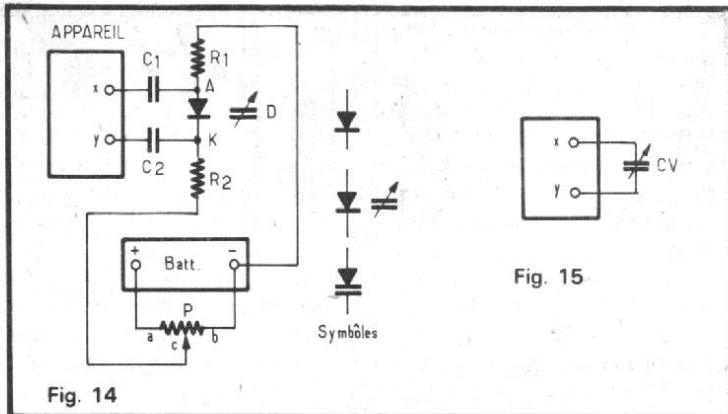
5,5 " " 480 F " 520 F

7,5 " " 619 F " 655 F

Avec inter. jusqu'à 4 CV + 85 F

Avec démarreur Et. triangle

au-dessus du 3 CV + 149 F



ques centaines de picofarads par exemple 200 pF.

Pour de fortes valeurs, on a la possibilité de monter plusieurs diodes de ce genre, en parallèle. A la figure 13, on montre la courbe de variation de la capacité C_d d'une diode à capacité variable, en fonction de la tension de polarisation $-V_d = E_k - E_a$

On voit immédiatement que :

1) si la polarisation inverse est au maximum de sa valeur absolue, la capacité C_d est à sa plus petite valeur ;

2) si la polarisation inverse est au minimum, la capacité est à sa plus forte valeur. Ainsi dans le cas de la diode dont la courbe est celle considérée plus haut, si $-V_d = 20$ V, donc $V_d = E_a - E_k = -20$ V, la capacité C_d est de 4 pF environ ;

Si $-V_d = 0,4$ V ou $V_d = -0,4$ V, la capacité C_d est égale à 40 pF environ avec cette diode. Voici à la figure 14 un exemple de montage de diode à capacité variable. Dans un appareil électronique quelconque, il est nécessaire de disposer entre deux points x et y, une capacité variable comme indiqué à la figure 15.

Pour des raisons analogues à celles données plus haut au sujet des diodes de commutation, le montage d'un condensateur variable mécanique (volume 100 à 300 centimètres cubes, par exemple). On monte à sa place une diode D qui a un volume de quelques dizaines de mm cubes. Sur la figure 14, on a indiqué plusieurs manières de représenter une diode de ce genre, et il y en a d'autres.

On a encore séparé en continu, la diode, des points x

et y pour des capacités C_1 et C_2 de réactance suffisante. Les valeurs de ces capacités doivent être, sauf motif plausible, très grandes par rapport à la valeur maximum de la diode, par exemple 5 nF, si C_d maximum = 100 pF.

Pour polariser la diode on a recours à des résistances R_1 et R_2 connectées l'une au - de la source de tension de polarisation de la diode, l'autre au curseur du potentiomètre P monté entre le + et le - de la source de tension « Batt ».

Il s'ensuit que le curseur c de P peut être porté à une tension intermédiaire entre celles des pôles de la batterie. Soit à titre d'exemple, 0 volt, la tension au pôle + de la source. La tension au pôle - est de -20 V si la source donne 20 V. Plaçons le curseur au point b, relié au - de la source de 20 V. L'anode de la diode sera à -20 V environ et la cathode à un potentiel proche de -20 V.

On voit sur la courbe que la polarisation inverse de la diode sera à sa plus faible valeur et que par conséquent, la capacité de la diode sera à sa plus forte valeur, 40 pF ou plus.

Réglons P en faisant glisser le curseur de b vers a. La polarisation inverse augmentera, la capacité de D diminuera. Lorsque le curseur c sera en a, la polarisation inverse sera de 20 V (ou $V_d = -20$ V). La courbe montre que la capacité sera de 4 pF environ.

Des capacités fixes peuvent être obtenues par des polarisations fixes.

Par exemple, si l'on demande $C_d = 20$ pF, il faudra, avec la diode prise comme exemple, la polariser à $V_d = -7$ V environ.

L'enregistrement d'impulsions sur bandes magnétiques

L'ENREGISTREMENT d'un message sonore est généralement considéré comme la seule application d'un magnétophone. Il est cependant aisé d'utiliser cet appareil pour la mise en mémoire de signaux dont la lecture n'est pas destinée à la reproduction sonore mais, par exemple, à la commande de la mise en marche d'un appareil.

Cette application, moins courante, est celle à laquelle on fait appel lorsqu'on synchronise une projection de film ou de diapositives avec des commentaires ou une ambiance musicale. On dispose alors de deux pistes dont l'une reçoit le commentaire ou la musique d'accompagnement et l'autre des tops de synchronisation.

Par extension, d'autres applications peuvent être trouvées : commande temporisée d'une lampe d'agrandisseur ou de tout

appareil utilisant une source de puissance, transmission automatique d'un message en code télégraphique, animation audio-visuelle etc.

Ce qui suit décrit les moyens à utiliser pour générer des signaux impulsionsnels qui seront enregistrés, lus et traités de façon à les rendre capables de commander des organes extérieurs.

Les caractéristiques du magnétophone ne sont pas précisées : même un appareil aux performances aussi modestes qu'un enregistreur lecteur de cassettes courant doit pouvoir convenir : les circuits que nous décrivons sont parfaitement capables de s'y adapter. Bien entendu les possesseurs d'engins sophistiqués, multipistes, aux performances impressionnantes y trouveront aussi des applications : qui peut le plus pouvant le moins...

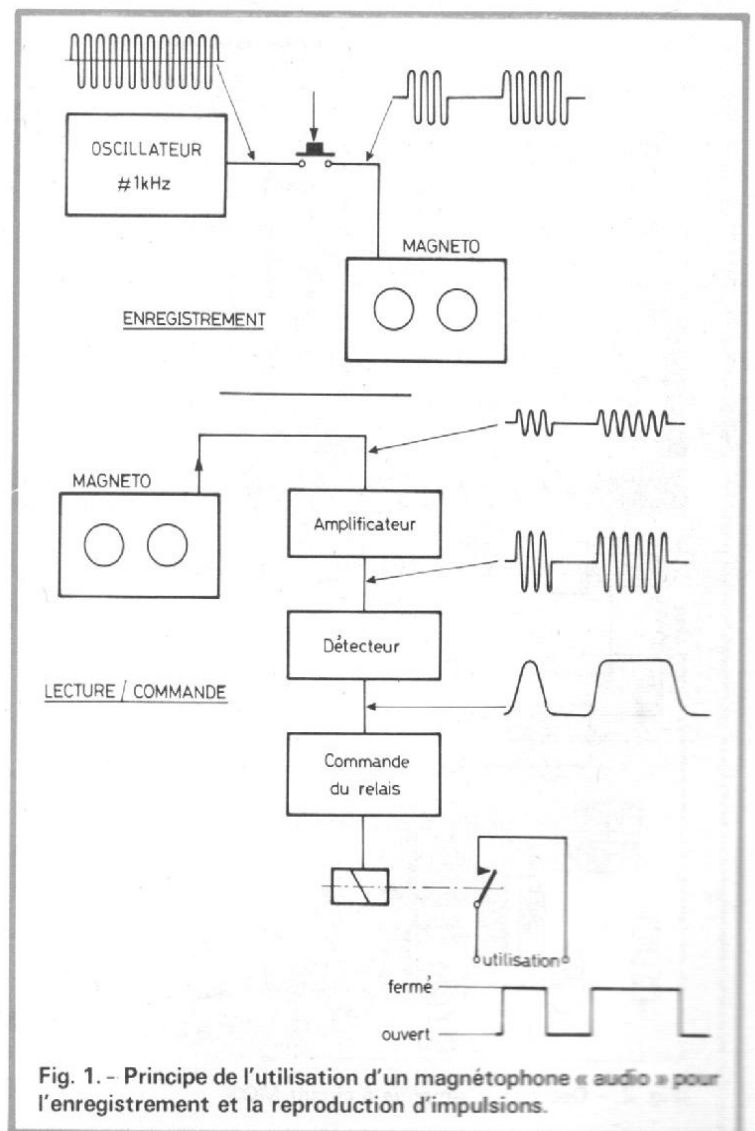


Fig. 1. - Principe de l'utilisation d'un magnétophone « audio » pour l'enregistrement et la reproduction d'impulsions.

Principe de fonctionnement (voir fig. 1)

Pour traiter correctement les impulsions ou les signaux logiques, il est, en principe, nécessaire de faire appel à une technique particulière. Il existe, en effet, dans le domaine de l'informatique des enregistreurs/lecteurs utilisant des cassettes dites « digitales » dont les normes de fonctionnement diffèrent sensiblement de celles qui sont appliquées sur les appareils audio qui nous intéressent. Naturellement les performances obtenues sont supérieures.

Pour rester dans le domaine de l'utilisation courante, on conviendra de n'utiliser que des principes simples à mettre en œuvre en ne faisant appel qu'à des cassettes courantes.

La figure 1 présente le dessin synoptique expliquant le principe de l'utilisation d'un magnétophone courant pour

l'enregistrement et la lecture d'impulsions dont la durée n'est pas inférieure à 10 ms.

A l'enregistrement, on utilise un oscillateur délivrant un signal périodique dont la fréquence se situe dans la bande passante utile de l'appareil. Un simple poussoir mettra en contact, chaque fois qu'il sera actionné, la sortie de l'oscillateur avec l'entrée du magnétophone. L'amplitude du signal et/ou le gain de l'amplificateur d'enregistrement seront réglés de façon à ne pas se trouver en régime de saturation. De cette façon, on peut envoyer sur la bande un créneau de durée plus ou moins grande ou un train d'impulsions courtes remplies par une fréquence audio (1 kHz par exemple).

La largeur des impulsions ne devra pas être trop étroite sous peine de ne pas être prise en compte par l'enregistrement, soit une durée d'au moins 10 millisecondes, ce qui est compatible avec la manœuvre d'un bouton poussoir.

L'utilisation d'une porteuse audiofréquence permet de maintenir, aussi longtemps que l'on désire, un signal sur la bande. Ceci conviendra aux longues temporisations auxquelles ce mode de fonctionnement est particulièrement bien adapté.

La lecture s'effectue sans modifier les caractéristiques du magnétophone. Si la sortie de lecture est à faible niveau ou à haute impédance, on disposera un amplificateur séparateur.

Lorsque les créneaux auront été convenablement amplifiés, ils seront envoyés sur un détecteur qui les débarrassera de leur porteuse audio. La sortie de ce détecteur est filtrée, ce qui ne permet pas de restituer des signaux d'allure très rectangulaire, mais ceci n'est pas très important puisqu'ils seront remis en forme par le circuit de commande.

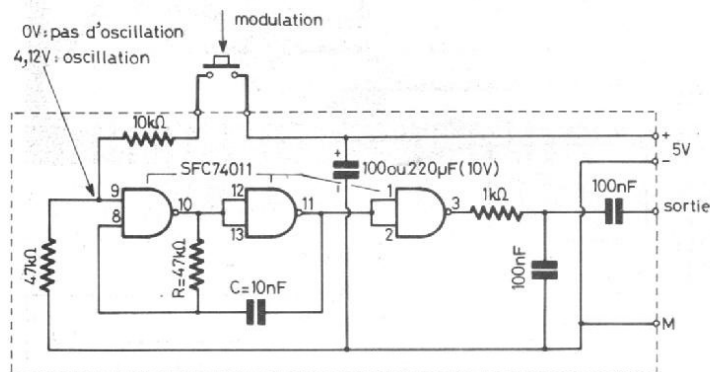
Ce dernier comporte un amplificateur à seuil qui se déclenche pour un niveau

déterminé (bascule). Si un relais est utilisé, un amplificateur particulier est nécessaire pour fournir le courant de collage. A partir des contacts commandés du relais, il sera alors possible d'actionner tout dispositif à faible ou forte puissance, au besoin en utilisant un second relais plus « musclé », en cascade avec le premier.

L'oscillateur

La porteuse à fréquence audible peut provenir de toute source extérieure à une fréquence comprise entre 50 et 5000 Hz environ, pour être certain qu'aucun affaiblissement notable n'interviendra à l'enregistrement lorsque l'appareil utilisé n'a pas de performances poussées.

Le secteur à 50 Hz peut éventuellement servir de source. Pour cela, il convient de disposer d'un petit transformateur de 220/6 V aux bor-



sortie 
F #1kHz

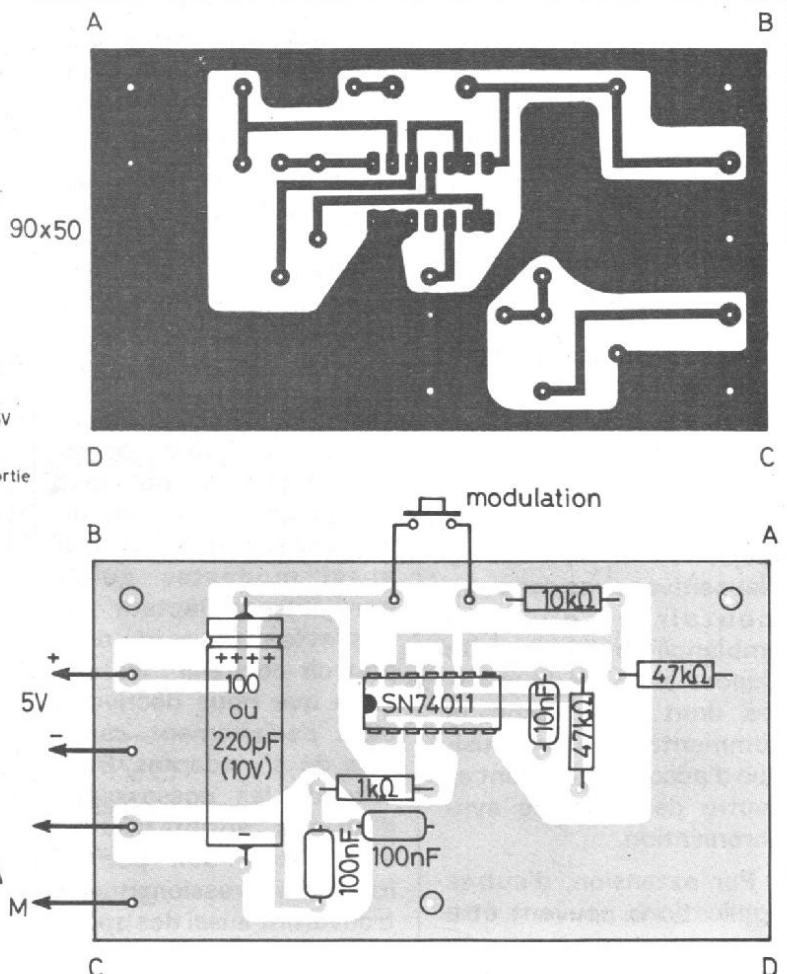


Fig. 2. - Oscillateur simplifié à circuit MOS.

nes duquel on branchera un pont de résistances au secondaire de $560/10\ \Omega$ de façon à abaisser le niveau à $100\ \text{mV eff}$. La touche modulation sera placée en série avec l'une des sorties du transformateur.

Cependant, il n'est pas toujours pratique ou possible de faire appel au secteur, notamment si l'on dispose d'un magnétophone alimenté sur piles. Il est alors nécessaire de réaliser un petit oscillateur tel que celui qui est décrit sur la figure 2. Il nécessite un circuit intégré MOS SN74011 comportant 4 portes NAND à 2 entrées. Trois de ces portes sont montées en série. Les deux premières assurent une oscillation par rétro-couplage à constante de temps RC, lorsque l'entrée neuf est portée à un potentiel positif, ce qui se produit chaque fois que l'on presse la touche modulation. Dans ce cas, en effet, on réunit l'entrée neuf au $+5\ \text{V}$ à travers une résistance de $10\ \text{k}\Omega$. La

fréquence, définie par R et C est voisine de $1\ \text{kHz}$. La troisième porte sert de séparation: on pourrait éventuellement s'en passer puisque la forme des signaux n'est pas un critère recherché.

Le filtre intégrateur monté en série a pour but de transformer le signal rectangulaire, très riche en harmoniques en un signal plus proche d'une forme triangulaire. Cet aménagement facultatif peut être néanmoins intéressant pour éviter un battement harmonique avec l'oscillateur de polarisation/effacement du magnétophone.

L'alimentation pourra, par exemple, être assurée par une pile plate de $4,5\ \text{V}$: le débit est très faible.

Si l'on cherchait à améliorer quelque peu l'allure du signal à partir de l'oscillateur précédent, en utilisant un étage de mise en forme à diodes et transistor pour aboutir à un signal quasi sinusoïdal, on arriverait à un degré de complexité allant à

l'encontre du but poursuivi. Autant créer une oscillation sinusoïdale dès le départ.

C'est ce qui est réalisé par le montage de la figure 3 dont la stabilité de fréquence est très bonne et le pourcentage d'harmonique faible ($< 1\%$). Ce petit oscillateur pourra d'ailleurs servir à tout autre usage que celui pour lequel nous proposons de le réaliser. Il s'agit d'un amplificateur à deux transistors en cascade (émetteur commun/collecteur commun) avec une rétro-action formée d'un double T à structure RC. Les résistances de $18\ \text{k}\Omega$ assurent, en même temps, la polarisation automatique de la base à partir de l'émetteur du second transistor.

Le gain est réglé par la résistance ajustable de $120\ \Omega$ un peu au-dessus de la limite d'oscillation.

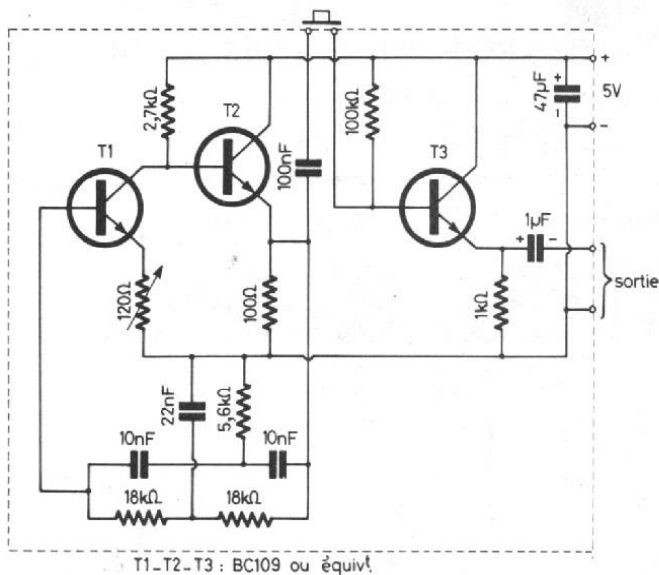
Un étage émetteur follower permet d'isoler le circuit de sortie de l'oscillateur et offre à l'utilisation une impédance basse compatible avec une

longue liaison par câble blindé.

La modulation est assurée en réunissant, par le contact enfoncé du bouton poussoir la sortie de l'oscillateur à la base du transistor de sortie. L'alimentation est de $5\ \text{V}$ (une simple pile de $4,5\ \text{V}$ peut convenir). Au cas où la tension de sortie serait trop élevée, elle est de $500\ \text{mV}$ efficaces, on pourrait la diminuer en montant une résistance en série avec un des fils du poussoir. La valeur de cette résistance est à déterminer en fonction de l'atténuation à obtenir. La sortie de cet oscillateur est à réunir à l'entrée « radio » du magnétophone.

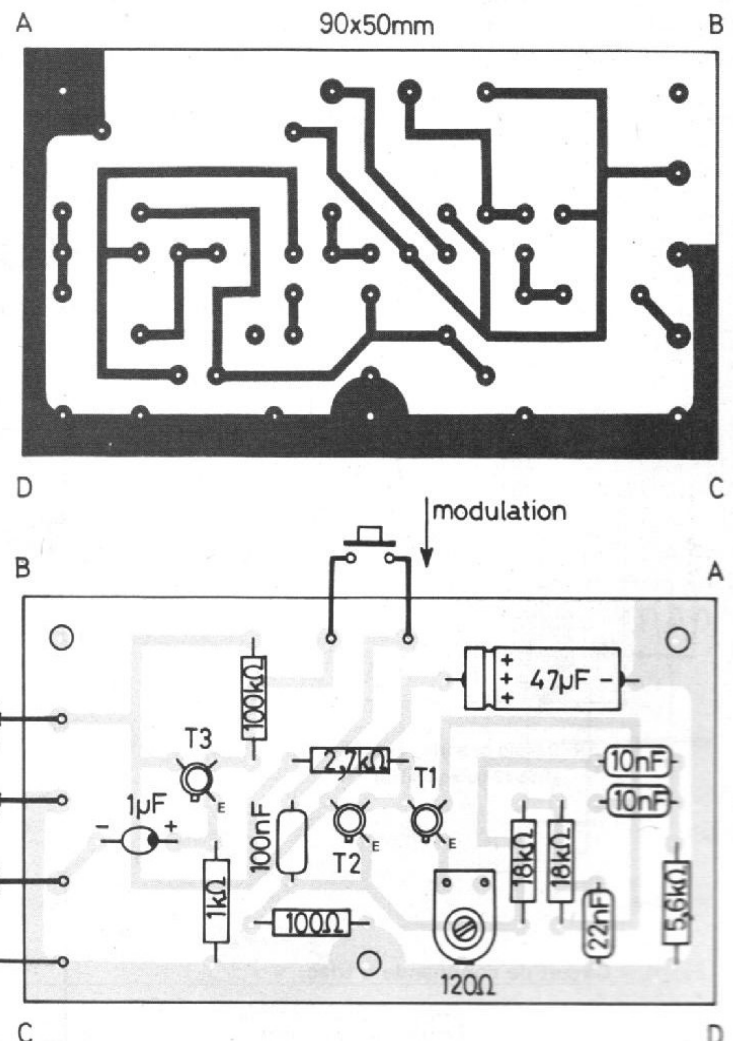
Les circuits de commande simples

Les magnétophones autonomes à cassettes possèdent, en général, un amplificateur



T1-T2-T3: BC109 ou équival.

Fig. 3. - Oscillateur sinusoïdal à 1000 Hz.



audio-fréquence alimentant un haut-parleur et souvent une prise pour H.P. extérieur qui peut être utilisée, dans notre cas, pour actionner le circuit de commande.

Le circuit de la figure 4 est destiné à commander une charge de 1000 W au maximum à partir du secteur 220 V. Pour cela, on utilise un triac 6 A monté de façon classique en série avec la charge. La tension de commande, prélevée sur la prise H.P. extérieure d'un magnétocassette est envoyée sur la gachette à travers un transformateur miniature du type de ceux que l'on utilise pour les modulateurs de lumière. Comme nous ne disposons pas d'un tel élément, nous avons obtenu d'excellents résultats avec un transformateur de sortie, prévu pour un amplificateur push-pull à transistors de 200 à 300 mW, tel que le modèle AUDAX TRSS32 dont les caractéristiques sont les suivantes : impédance secondaire, 8Ω (résistance en continu 5Ω), impédance primaire, 200Ω à prise médiane (résistance en continu : 65Ω)

Dans l'application présente (montage élévateur) le rôle du primaire et celui du secondaire sont inversés. En fait, le choix de ce transformateur n'est pas quelconque puisqu'il dispose d'une prise médiane sur l'enroulement à haute impédance, ce qui le rend pratique pour des applications à filtrage de fréquence que nous décrivons dans un autre article.

Pour protéger le montage, un fusible de 5 A à fusion rapide est préconisé, comme le montre la figure.

Si une charge de 1000 W était alimentée pendant une période assez longue, soit plus d'une minute, il serait nécessaire de disposer un petit radiateur pour aider le triac à évacuer ses calories. On s'assurera aussi que l'isolement des enroulements primaire/secondaire est suffisant pour supporter 220 V efficaces.

Pour que ce système fonctionne, il est nécessaire qu'une tension de commande égale ou supérieure à 0,5 V, à basse impédance soit envoyée sur l'enroulement 8Ω du transformateur à une fréquence com-

prise entre 400 et 2000 Hz (ce montage ne peut fonctionner correctement avec un signal enregistré à 50 Hz, car la fréquence du signal lu n'est pas rigoureusement constante et il y aurait de lentes variations d'intensité puisque la coïncidence de phase n'est pas établie entre le secteur et le signal lu).

Une autre variante est constituée par un circuit passif alimentant un relais ILS (interrupteur à lame souple), ou tout autre type de relais, à la condition qu'il soit sensible. Nous donnons, à la fin de cet article des indications pour réaliser soi-même la bobine d'excitation d'un relais à lame souple.

Le montage à relais utilise le même type de transformateur que pour l'exemple précédent. Dans ce cas, l'enroulement à point milieu alimente un redresseur à double alternance branché directement aux bornes du bobinage du relais. Un condensateur de forte capacité (100 à $470 \mu\text{F}$) évite le battement des contacts. On peut, dans ce cas, utiliser des signaux de fréquence comprise entre 50 et 5000 Hz avec une

sensibilité d'entrée au collage qui varie avec le transformateur et le relais, mais qui se situe aux environs de 1,5 V eff. (0,7 V au décollage). Le montage à relais isole complètement le circuit d'utilisation du circuit d'excitation.

Un circuit de commande sensible

Il se peut que l'on ne dispose pas d'amplificateur de puissance pour la lecture, ou que l'on préfère utiliser une sortie à faible niveau pour conserver à l'amplificateur de puissance son autonomie.

Dans ce cas, le montage dont le schéma est présenté sur la figure 6 pourra convenir. Il est particulièrement bien adapté à l'utilisation en télégraphie pour la modulation d'un émetteur par un message codé préalablement enregistré. Il est alimenté sous 4,5 V ou 5 V.

L'étage d'entrée T_1 est destiné à assurer une amplification du signal conjointement avec

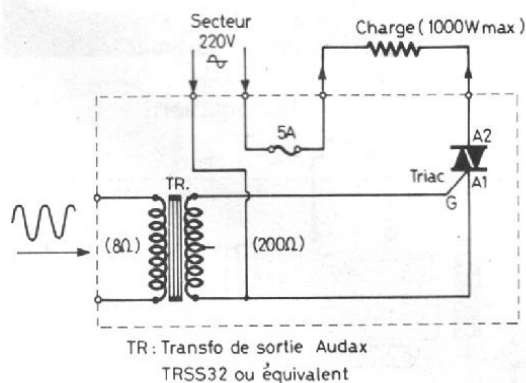
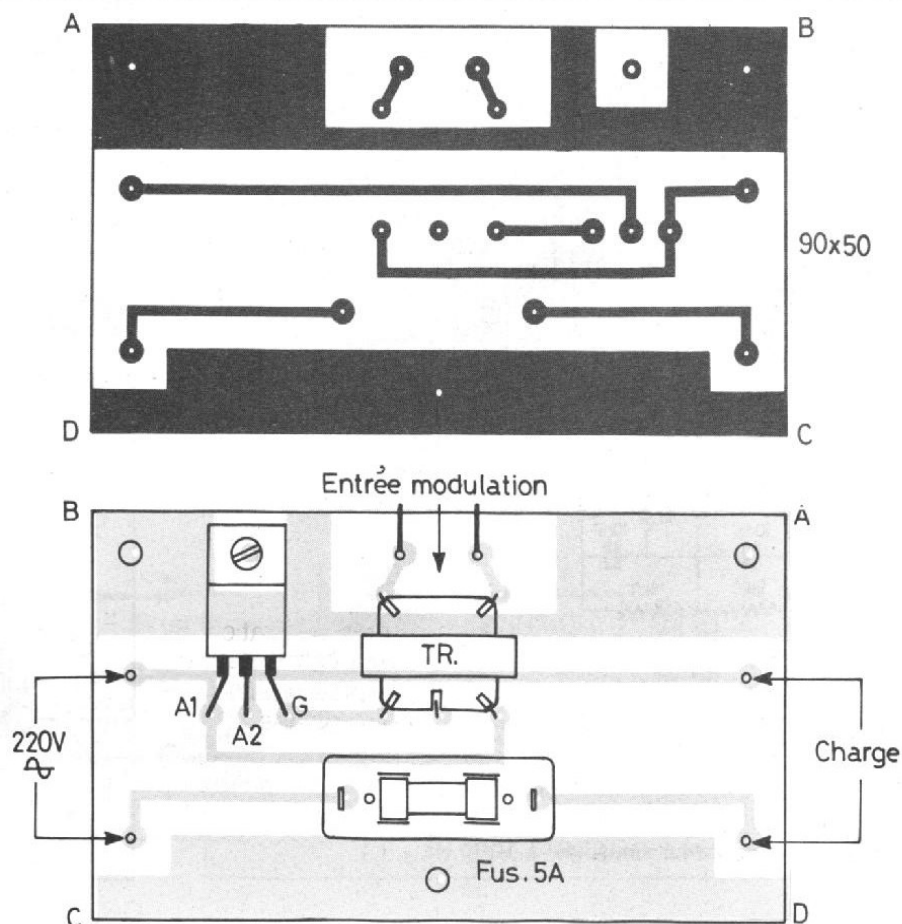


Fig. 4. - Circuit de commande à triac.



une diminution d'impédance. Le gain de cet étage peut être adapté au niveau du signal d'entrée, en jouant sur la valeur d'une résistance placée dans l'émetteur : le gain est maximal si la résistance est nulle, mais, dans ce cas, la résistance d'entrée est un peu plus faible.

L'étage T_1 est suivi d'un détecteur monté en doubleur pour accroître la sensibilité du montage.

La sortie filtrée du détecteur est envoyée sur l'entrée d'un basculeur constitué par T_2 et T_3 . Ce circuit permet d'apporter un fonctionnement bien net du relais dès que le seuil de basculement est atteint, soit aux alentours de 0,7 V. A ce moment, T_2 se met à conduire, ce qui entraîne une chute importante de sa tension collecteur, donc de la base de T_3 , en même temps qu'une augmentation à 0,6 V de la tension

d'émetteur : T_3 est donc bloqué et sa tension collecteur atteint + 5 V. Ceci a pour effet de porter T_4 à saturation et la tension émetteur de T_4 est amenée à 4,2 V environ.

Le rôle de la résistance d'émetteur de T_4 est de fixer le courant de saturation dans T_4 , donc dans le relais. On pourrait craindre une dissipation importante dans T_4 , puisque le courant peut atteindre 80 mA. En fait, en raison de la saturation, la tension collecteur-émetteur reste très faible de sorte que le transistor ne chauffe absolument pas.

Le courant de collage du relais peut varier de 30 à 70 mA suivant les caractéristiques de l'ILS car une assez grande dispersion peut, en effet être observée sur un lot, mais ceci est sans importance dans notre cas puisque l'on peut toujours choisir le courant

qui convient en jouant sur la résistance d'émetteur de T_4 ou sur la résistance de collecteur de T_3 .

La diode D_3 est destinée à protéger le transistor contre d'éventuelles inversion de tension dues à l'effet de la self inductance du relais. Ce montage fonctionne parfaitement pour des tensions d'entrée supérieures ou égales à 25 mV efficaces, à partir de 400 Hz. Pour des fréquences inférieures le gain diminue, à moins que l'on ne compense cet affaiblissement en augmentant les valeurs des condensateurs chimiques d'entrée, de détection et de découplage d'alimentation (pour 50 Hz, multiplier les valeurs par 5).

Afin de permettre un fonctionnement stable en présence de bruit, il peut être souhaitable de régler le seuil de déclenchement à une valeur optimale

au moyen d'un potentiomètre linéaire de 47 k Ω monté à l'entrée : cette action est plus énergique que la variation de résistance d'émetteur de T_1 .

On trouvera, sur la figure 7 tous les détails qui permettront de réaliser ce module : dessin du circuit imprimé et implantation des composants.

On notera que toutes les cartes imprimées décrites sont réalisées sur des plaquettes de mêmes dimensions : 50 x 90 mm. Ce n'est pas le fait du hasard car ces dimensions permettent de disposer les modules dans les rainures transversales d'un coffret TEKO, modèle P3. Les trois trous septent à faire passer les liaisons d'interconnexion. Naturellement rien ne s'oppose à ce que la fixation s'opère de toute autre manière et, notamment, par vis, écrous et entretoises au moyen des trois trous.

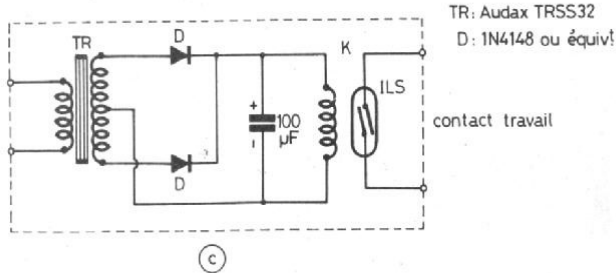
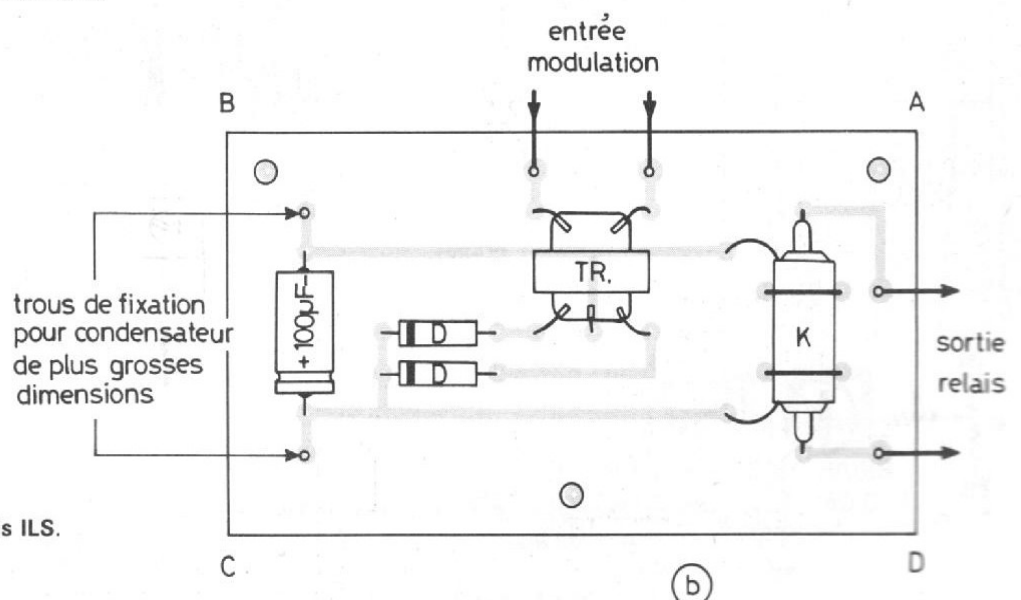
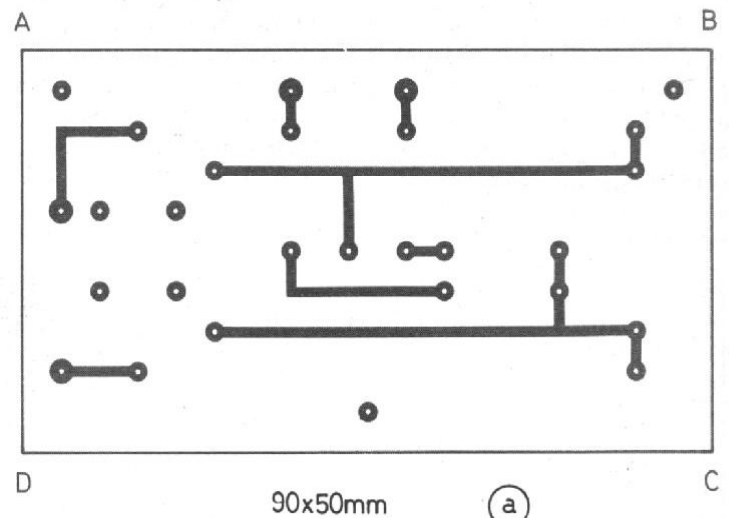


Fig. 5. - Circuit de commande passif à relais ILS.



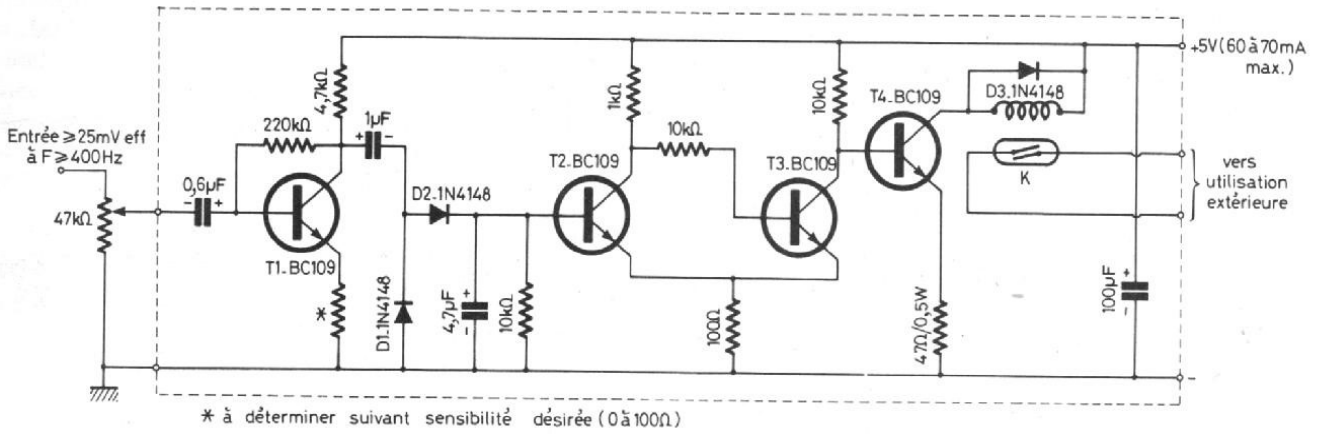


Fig. 6. - Amplificateur / détecteur et circuit de commande perfectionné pour relais ILS.

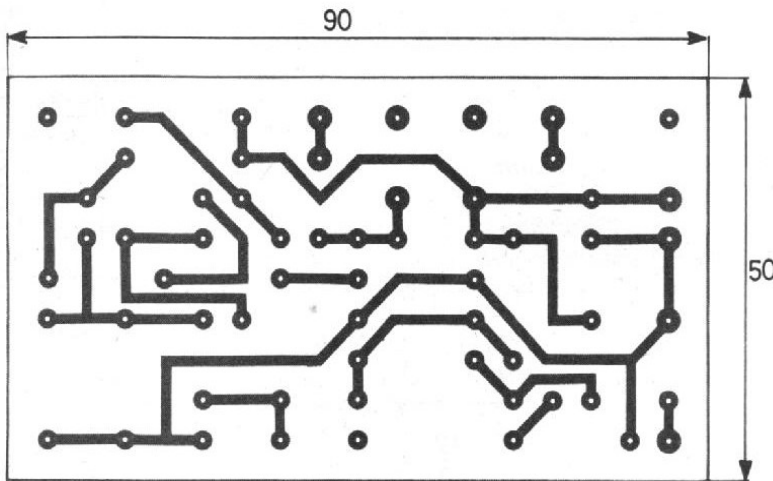
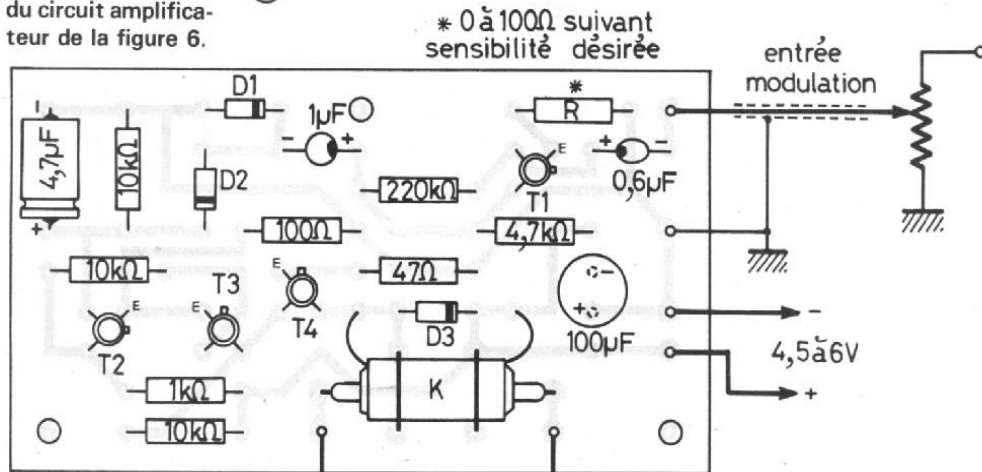


Fig. 7. - Détails pour la réalisation du circuit amplificateur de la figure 6.

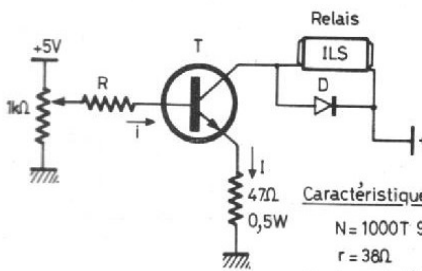
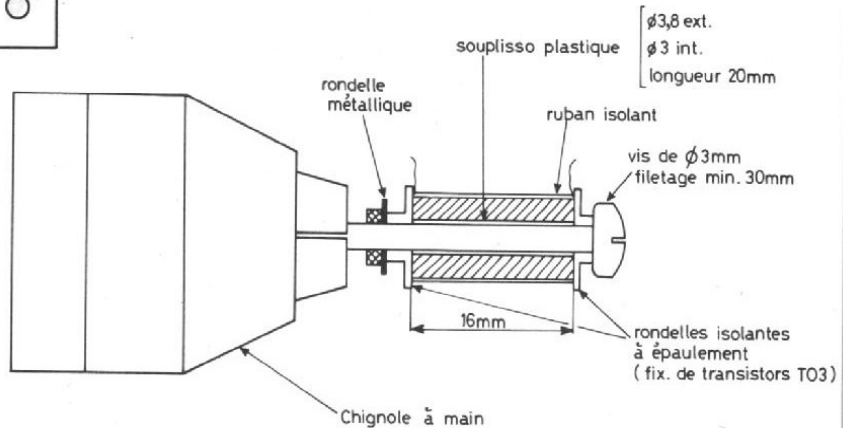
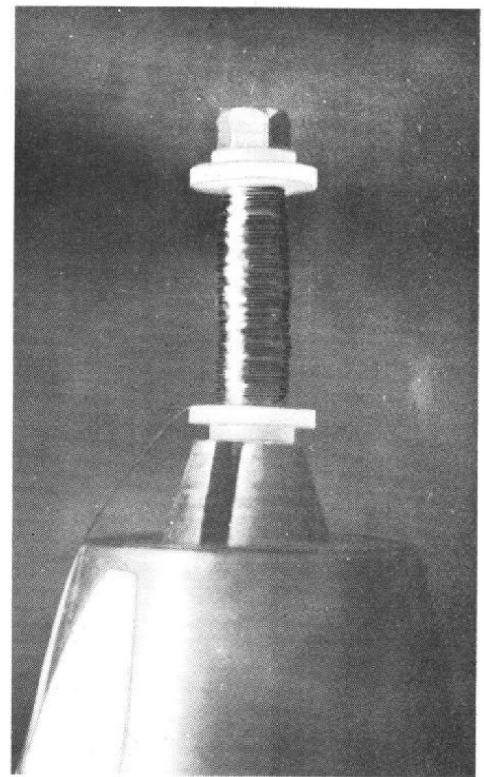


(a)

* 0 à 100Ω suivant sensibilité désirée

(b) Circuit à commander

T1-T2-T3-T4 : BC109 ou équivt
D1-D2-D3 : 1N4148, 1N914 ou équivt



Caractéristiques du relais

N = 1000T 9/100° émail
r = 38Ω
I_{coll} = 30 à 70mA suivant ILS

Commande par transistor saturé

i base = 350 à 700µA
T : transistor NPN gain >= 100
D : 1N4148 ou équivt

Fig. 8. - Réalisation (artisanale) d'une bobine pour relais ILS.

Réalisation du relais ILS

Rejoignant (peut-être) une certaine conception de l'amateurisme qui a sans doute tendance à disparaître, nous avons réalisé nous-mêmes la bobine d'excitation du relais ILS, ce qui présente trois avantages :

- ces relais sont très économiques : le prix d'un ILS est peu élevé,
- on peut adapter, dans une certaine mesure, à sa convenance les caractéristiques du relais,
- l'ensemble offre un encombrement très réduit.

Comme nous avons pensé que cette réalisation était susceptible d'intéresser un plus grand nombre de lecteurs que ceux qui sont concernés par l'application présente, nous n'avons pas hésité à en entreprendre une description détaillée,

Nous avons utilisé des ILS de 2,5 x 20 mm qui sont les plus intéressants par leurs faibles dimensions. Il en existe d'autres modèles de 3 x 30 mm ou de 5 x 37 mm ; dans ces cas, la méthode à suivre est la même mais les dimensions sont à extrapoler (en tenir compte pour la détermination de la fixation sur la carte imprimée).

On choisira une vis ou une tige filetée de 3 mm sur laquelle on enfilera un morceau de soupliso plastique, long de 20 mm. Le diamètre intérieur du soupliso sera tel qu'il coulissera sans trop d'effort sur la tige filetée. Le bobinage sera réalisé sur ce mandrin de fortune. Pour éviter qu'il ne s'étale trop sur les extrémités, on disposera, comme le montre la figure 8, des joues constituées de 2 rondelles à épaulement, du type utilisé pour isoler les vis de fixation d'un transistor en boîtier T₀₃.

Un écrou et une rondelle métallique maintiendront les joues à un écartement intérieur de 16 mm (voir fig.), ce qui est obtenu lorsque la rondelle métallique (intérieur 3 mm) vient en butée sur le soupliso.

L'ensemble sera maintenu dans les mors d'un mandrin de

chignole à main elle-même fixée en position horizontale sur un étau, par exemple. On aura préalablement déterminé la démultiplication de façon à compter plus facilement le nombre de tours.

La bobine « mère » de fil 9 ou 10/100^e sera disposée parallèlement à l'axe de l'enroulement, le fil sera simplement guidé entre le pouce et l'index de la main gauche (la droite servant, pour les droitiers, à tourner la manivelle de la chignole).

On bobinera ainsi 1000 tours. Si, par exemple, la démultiplication du mouvement de la chignole est de 6, soit 6 tours de mandrin à chaque tour de manivelle, cela revient à compter 167 tours de manivelle, ce qui n'est pas dément !

L'enroulement n'a nul besoin d'être très régulier ; on s'efforcera, simplement, en tendant et en guidant le fil, d'établir la répartition des spires donnant une épaisseur à peu près uniforme.

Lorsque le bobinage sera terminé, on l'enduirra généreusement d'un vernis à séchage rapide, ce qui fixera les spires et donnera de la rigidité à l'ensemble. Après séchage, on recouvrira l'enroulement d'un ruban adhésif de protection. On retirera ensuite l'écrou et la rondelle métallique, puis la vis (en tournant) et enfin les joues en prenant garde de ne pas entraîner de spires.

La résistance de la bobine ainsi obtenue sera comprise entre 35 et 40 Ω en continu. L'ampoule du relais glissera très facilement à l'intérieur du soupliso. Elle pourra y être maintenue en la coinçant par une lamelle d'isolant.

Si on le désire, l'essai du relais sera effectué en réalisant le montage de test présenté sur la figure (les composants seront ensuite récupérés pour être installés sur le montage définitif). Avec $R = 10 \Omega$, on mesurera la tension aux bornes de la résistance de 47 Ω , lorsque le relais vient tout juste de coller, ce qu'on vérifie à l'hommètre. La tension doit alors être comprise entre 1,4 et 3,3 V.

J.C.

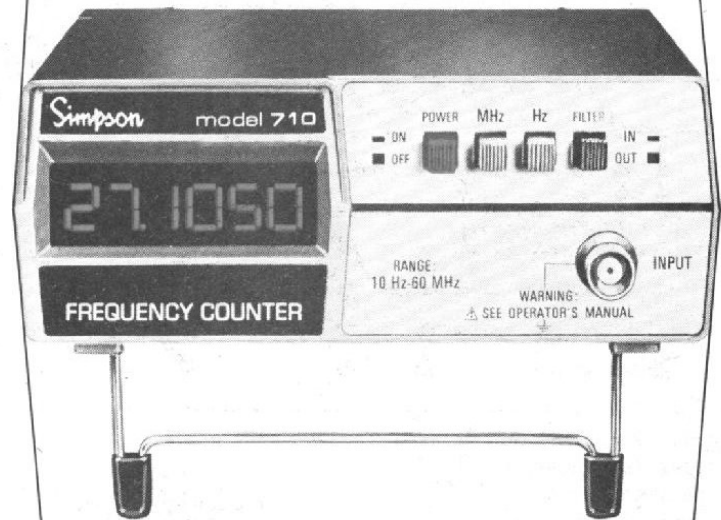
(à suivre)

une autre nouveauté choc de SIMPSON :

LE FREQUENCEMETRE

modèle 710 - 60 MHz

à 995* F h.t.



Ses performances :

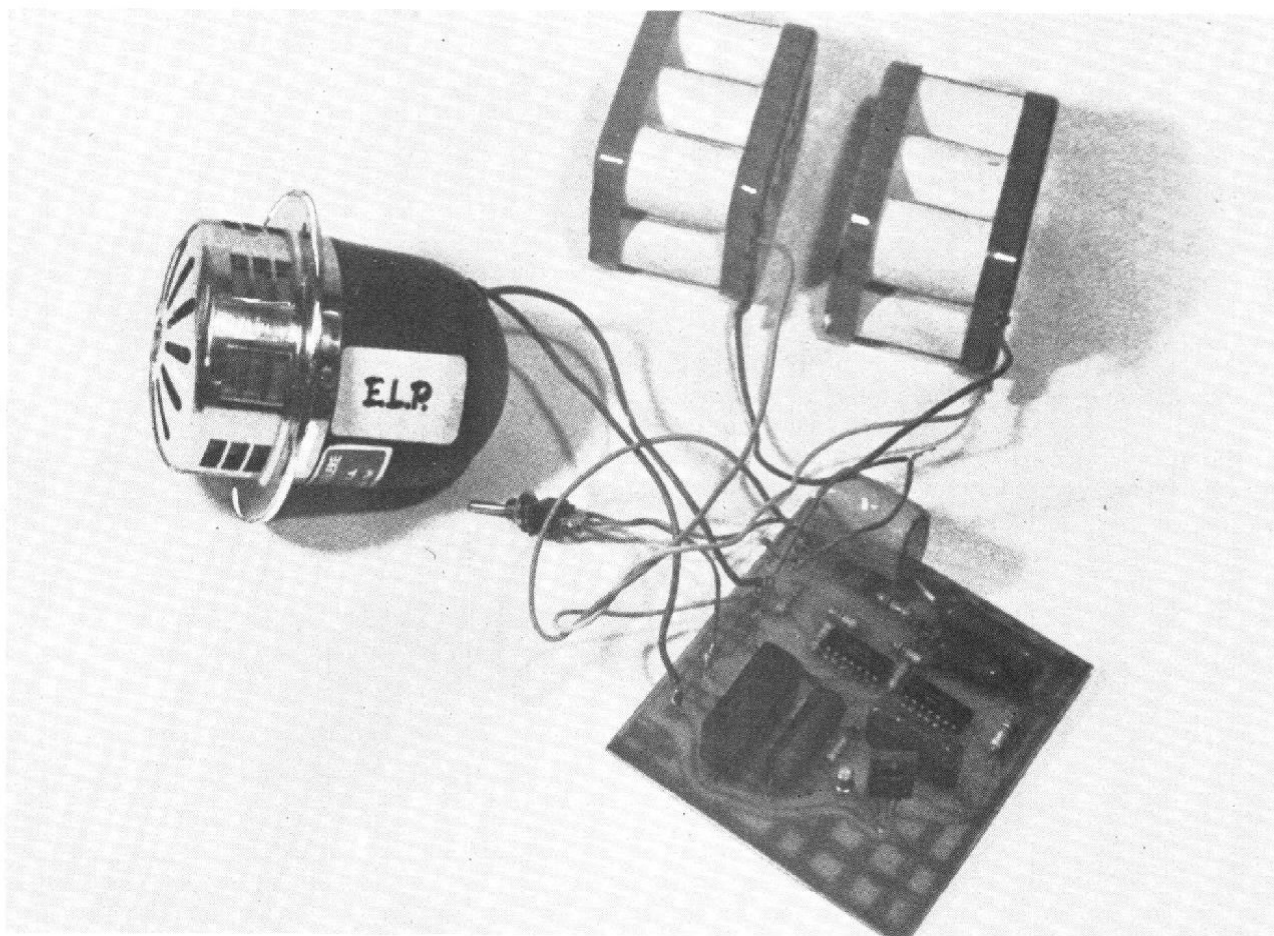
- 6 chiffres LED de 9 mm
- 10 Hz à 60 MHz
- précision : $1.10^{-5} + 1$ digit
- résolution : 1 Hz
- sensibilité : 50 mV jusqu'à 50 MHz
100 mV de 50 à 60 MHz
- protection : 240 V crête
- dimensions en mm : 50 x 142 x 116
- masse : 340 grammes

* Prix novembre 1977

elexo

8, rue Sainte Lucie - 75015 PARIS
Tél. 577.95.70 - 77.16 - Télex 260.073

ALARME ANTIVOL



TEMPORISEE

SANS poils, ni bave, sans besoin de nourriture, à part quelques dizaines de nanoampères à l'état de veille, cet appareil est le meilleur chien de garde qui soit pour votre appartement. Il obéit à des organigrammes que nous avons volontairement mis en évidence et soulignés, correspondant à divers scénarios : vous sortez et vous lui dites de garder la maison, vous rentrez et il est votre copain pendant 17 secondes, le temps d'aller le désamorcer, sinon il ameuterait tout le quartier. Ces organigrammes resteront les mêmes lors d'un futur article qui présentera la même « bête » mais actionnée par un microprocesseur. L'« aboiement » se fait sur la fameuse mini-celere d'ELP, sirène qui a fait son chemin par sa robustesse et le son « cristallin » qu'elle émet.

Principe

La protection est assurée de deux façons (fig. 1) :

- à la coupure d'une boucle parcourant portes et fenêtres ou même le jardin

- à la fermeture d'un contact dissimulé dans l'appartement, dans le cas où une personne intra-muros voudrait appeler du secours pour une raison ou une autre

- a première vue, la question paraît simple : Faire en sorte qu'un contact se ferme et mette en marche une sirène d'alarme à l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre - quoi de plus simple ? Il suffirait, apparemment, d'alimenter la dite sirène à travers le contact respectif et d'attendre patiemment l'arrivée des voleurs. Or, il n'y a pas que les voleurs qui passent par une porte. On

pourrait même dire qu'ils n'y passent jamais. Le plus souvent ce sont les maîtres des lieux qui utilisent les passages à protéger. La sécurité doit pouvoir être coupée.

En sortant, on doit désamorcer l'alarme avant de franchir le seuil de la porte, afin d'éviter le hurlement qui se produirait à son ouverture. Mais alors, il faudrait la déclencher de l'extérieur. Dans les maisons modernes, où le marbre et les parquets cirés ornent les parties communes, il est très difficile de dissimuler un contact. Par ailleurs, il suffirait au voleur d'observer la sortie des maîtres des lieux, pour s'emparer de l'immunité. Donc, le désamorçage permettant de franchir les lieux en silence, doit se faire quelque part à l'intérieur de la maison. Cela demande alors un fonctionnement relativement compliqué et des règles à res-

pecter lors des entrées sorties, qui devront être communiquées à tous les utilisateurs. Voilà, par exemple, comment fonctionne notre dispositif :

Comme nous le montre l'organigramme de la figure 2, ce système de protection utilise deux temporisations. L'une concerne le blocage de l'alarme pendant la sortie, l'autre, beaucoup plus courte, concerne l'arrivée sur les lieux. Initialement, nous avons conçu une même temporisation, utilisée dans les deux cas. L'expérience a montré qu'il fallait allonger la première et raccourcir, en quelque sorte, le deuxième pour une raison bien pratique : Le matin, en partant on oublie bien souvent telle ou telle chose et cela demande un petit repit, pendant lequel l'ouverture ou la fermeture de la porte ne doivent pas avoir de répercussion sur l'alarme. De

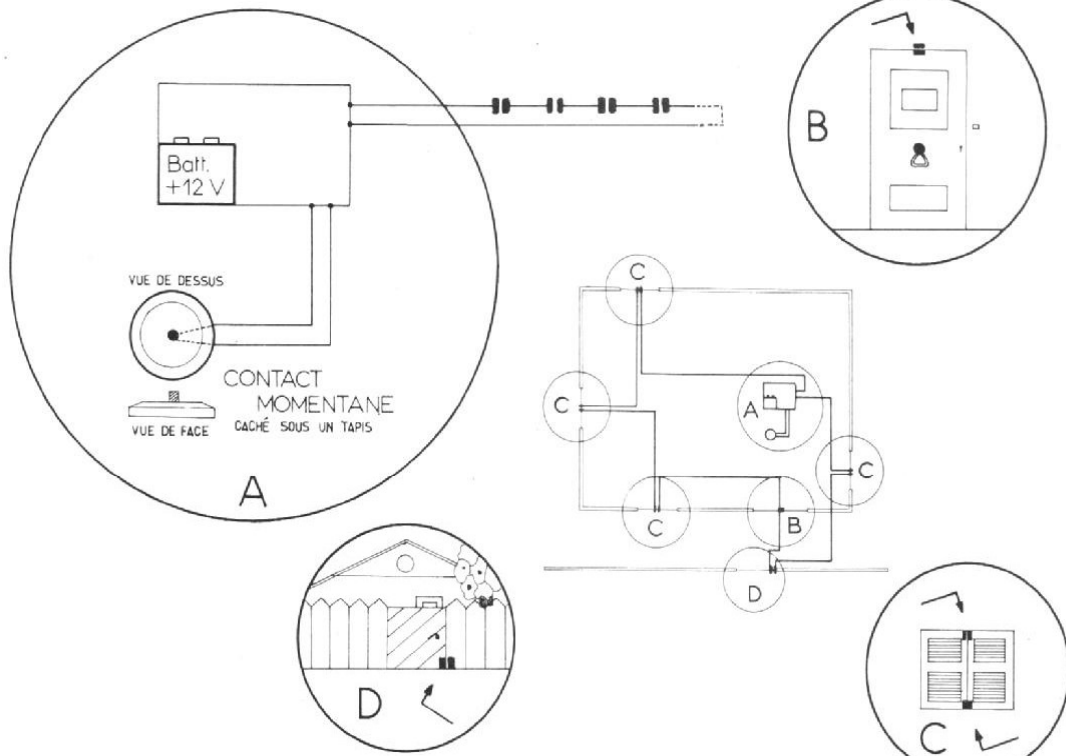


Fig. 1. - Schéma des protections.

ture : leur ouvrir signifierait la mise en route préalablement de la première temporisation, utilisée lors de l'ouverture de la porte par l'intérieur, nous avons prévu la possibilité d'une mémorisation de la fermeture momentanée d'un contact de secours, dissimulé dans l'appartement.

Description et fonctionnement

Le fonctionnement se comprend aisément quand on regarde le schéma de la figure 3.

On y distingue plusieurs parties :

- Deux bascules R/S, formées par les portes N₃, N₄ et N₇, N₈ mémorisent respectivement la validation de l'alarme par l'ouverture d'un contact et par l'action sur le bouton de secours.

- N₅ et N₆ forment un oscillateur pour la mise en marche par intermittence de l'alarme.

- N₂ et N₁ sont des monostables qui assurent respectivement, le maintien de la remise à zéro et le basculement du R/S de validation de l'alarme quand la boucle de sécurité est coupée.

Deux résistances, R₁₀ et R₁₂ forment un OU en courant qui

retour à la maison, pas d'hésitation : l'envie de rentrer chez soi permet un déroulement plus rapide des choses. Si la personne qui entre est « non gratta », pour ne pas dire « voleur » ou « chapardeur », la temporisation ne doit pas tarder à mettre en route l'alarme, car les choses se passent généralement très vite, en 3-4 minutes. Ainsi, à l'entrée, le désamorçage de l'alarme dure 15 secondes et à la sortie (ou à l'entrée de quelqu'un qui sonnerait à la porte) le silence dure 30 secondes. Passées ces 30 secondes, l'appareil se met en état de veille. A la moindre coupure de circuit, fusse-t-elle momentanée, démarre la petite temporisation qui aboutit à l'alarme si elle n'est pas désamorçée à temps. Cette stratégie n'est pas la seule possible. Il suffit de feuilleter les anciens numéros de la revue pour y trouver un tas d'autres combinaisons. Mais nous n'avons pas la prétention de faire une étude exhaustive du problème. Seule nous préoccupe l'anatomie de l'engin particulier et original qui équipe notre maison.

fuites et quelques résistances un peu difficiles à trouver de par leurs énormes valeurs. 10 MΩ et 22 MΩ, mais d'un prix exactement identique à celui des autres résistances.

La sirène est alimentée par intermittence, pour rendre l'engin encore plus infernal.

Une situation très désagréable aurait pu échapper au contrôle du « gardien des

lieux » : Imaginez une nouvelle race de voleurs, qui, las d'entendre les hurlements des sirènes et forts des exemples de terrorisme et de banditisme avec ou sans principes, viennent sonner à votre porte comme des colporteurs ordinaires. Vous les faites entrer et ce n'est qu'alors qu'ils découvrent leur vraie nature. Afin d'éviter une pareille mésaven-

ORDINOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT



Fig. 2. - Ordinoigrammes de fonctionnement.

La circuiterie utilise deux boîtiers quadruples portes NAND, très, très bon marché, quelques condensateurs sans

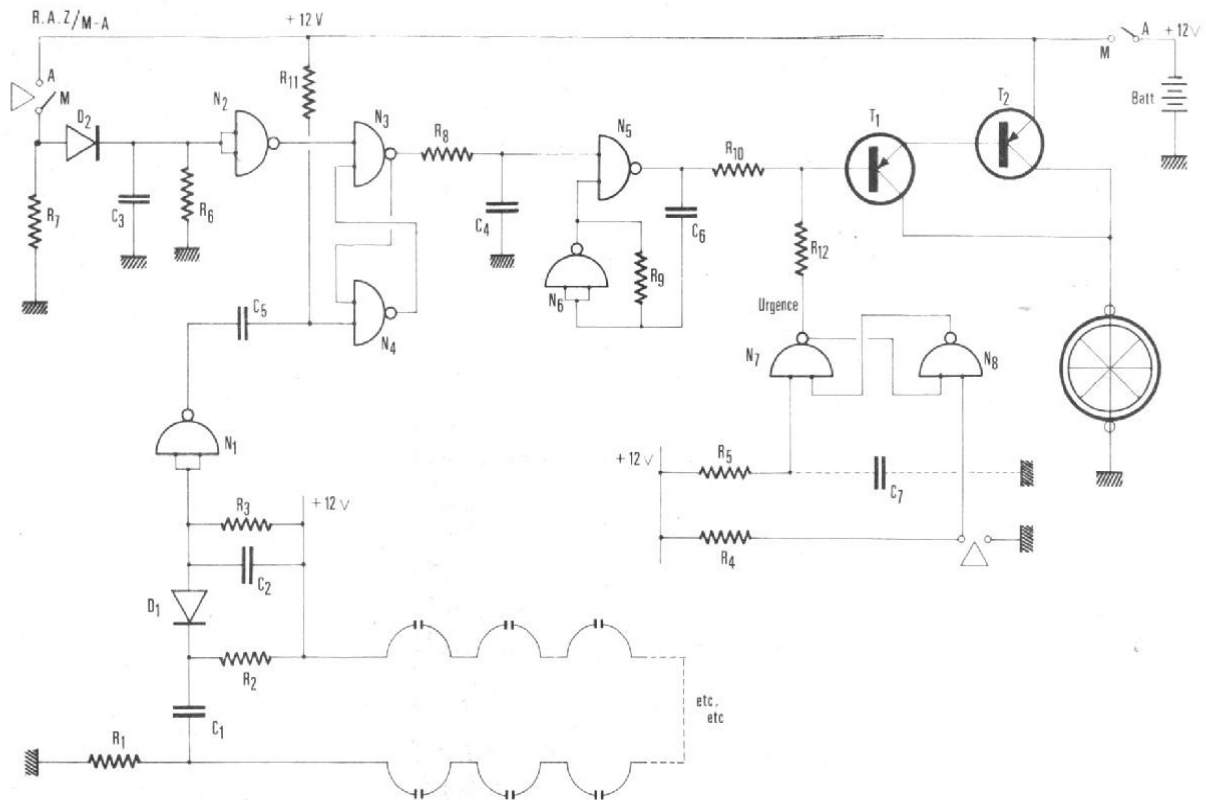


Fig. 3. - Schéma de fonctionnement.

permet l'action sur le transistor composé, Darlington, soit par l'oscillateur, si R_{12} mène au + de la tension d'alimentation, soit par un fonctionnement permanent de la sirène qui doit annoncer aux voisins, par la différence de régime, que Madame a des visiteurs indésirables et qu'elle se trouve dans son appartement.

La bascule R/S d'urgence ne se réarme plus. A la mise sous tension, une capacité, C_7 , qui pourrait être la propre capacité parasite du montage, s'il est astucieusement réalisé, maintient l'une des entrées à la masse et fait basculer le R/S dans le sens de l'attente. Une action sur le bouton de secours et l'état d'urgence retentit. Pour l'arrêter, il suffit de couper l'alimentation de la sirène. Toute action sur la remise à zéro (le bouton devant se trouver assez près de la porte) n'a plus aucun effet de surcroît, l'alimentation pourrait se trouver, comme la sirène, au niveau du plafond, afin que quiconque ne puisse l'attraper et la faire taire facilement par la force. On trouve sur le schéma, trois sources de temporisations très longues, obtenues à l'aide de circuits intégrés bon marché et de groupes RC de forte cons-

tante de temps. Les courants de fuite, à l'entrée des portes, étant inférieurs à la fraction de nA, il est recommandé d'utiliser des capacités d'excellente qualité. Leur courant de fuite doit être équivalent, sinon infé-

rieur à celui des portes en technologie MOS-complémentaire. Utilisez, exclusivement, des condensateurs à isolant en feuille plastique (papier ou électrochimiques s'abstenir. Leur courant de fuite avoisine

parfois le mA, et ils ne peuvent réaliser les temporisations de quelques dizaines de secondes qu'exige le schéma). Les trois sources de temporisation sont les deux monostables et l'oscillateur qui produit des trains sonores durant presque 10 secondes.

N_2 , D_2 , C_3 , R_6 forment le premier monostable, responsable du temps mort nécessaire à la sortie de la maison. Cette temporisation intervient également à la remise à zéro de la sirène, quand on désire éteindre l'alarme.

Son fonctionnement s'explique par les deux constantes de temps de charge et de décharge du condensateur C_3 . Celui-ci se charge avec une constante de temps égale au produit $C_3 \times R_d$, où R_d représente la résistance directe de la diode qui avoisine les 20 ohms. A l'ouverture du contact qui remet, de force, le système à zéro; C_3 commence à se décharger avec une constante de temps égale à $C_3 R_6$. Chargé initialement à $+E_{BAT}$, sa décharge fera basculer la sortie de N_2 au moment où la tension d'entrée traversera un seuil situé à environ $1/2 E_{BAT}$. Pendant tout le temps de décharge, la tension de sortie

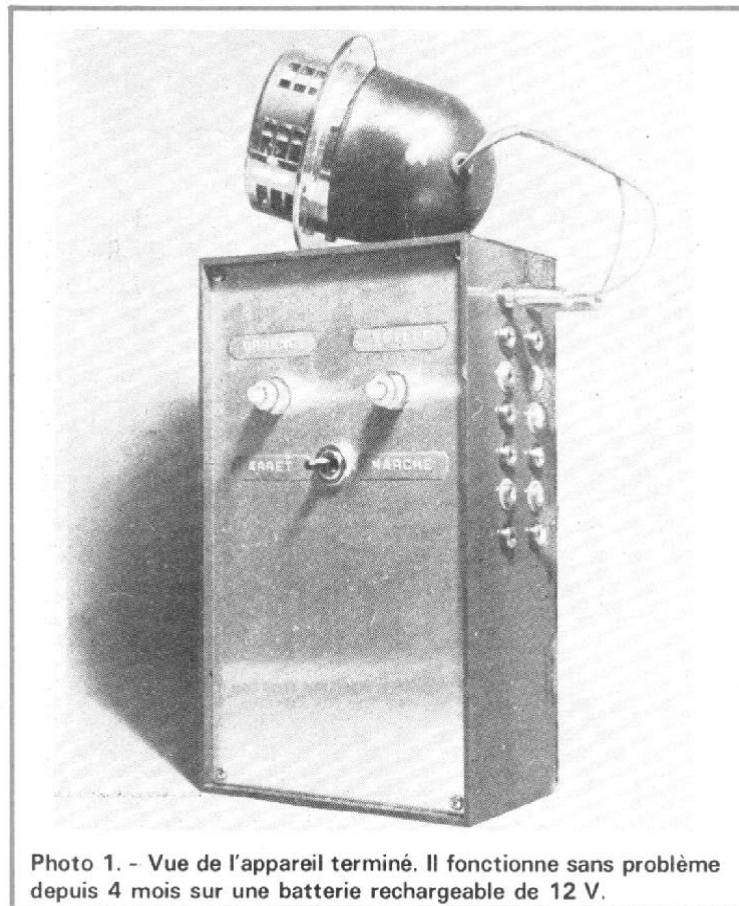


Photo 1. - Vue de l'appareil terminé. Il fonctionne sans problème depuis 4 mois sur une batterie rechargeable de 12 V.

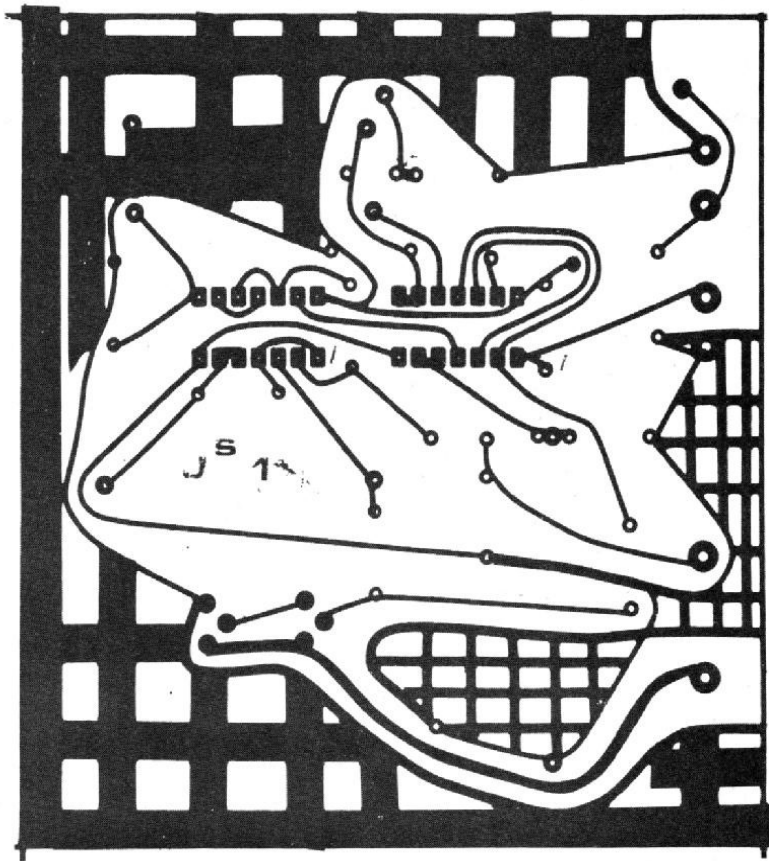


Fig. 4. - Circuit imprimé.

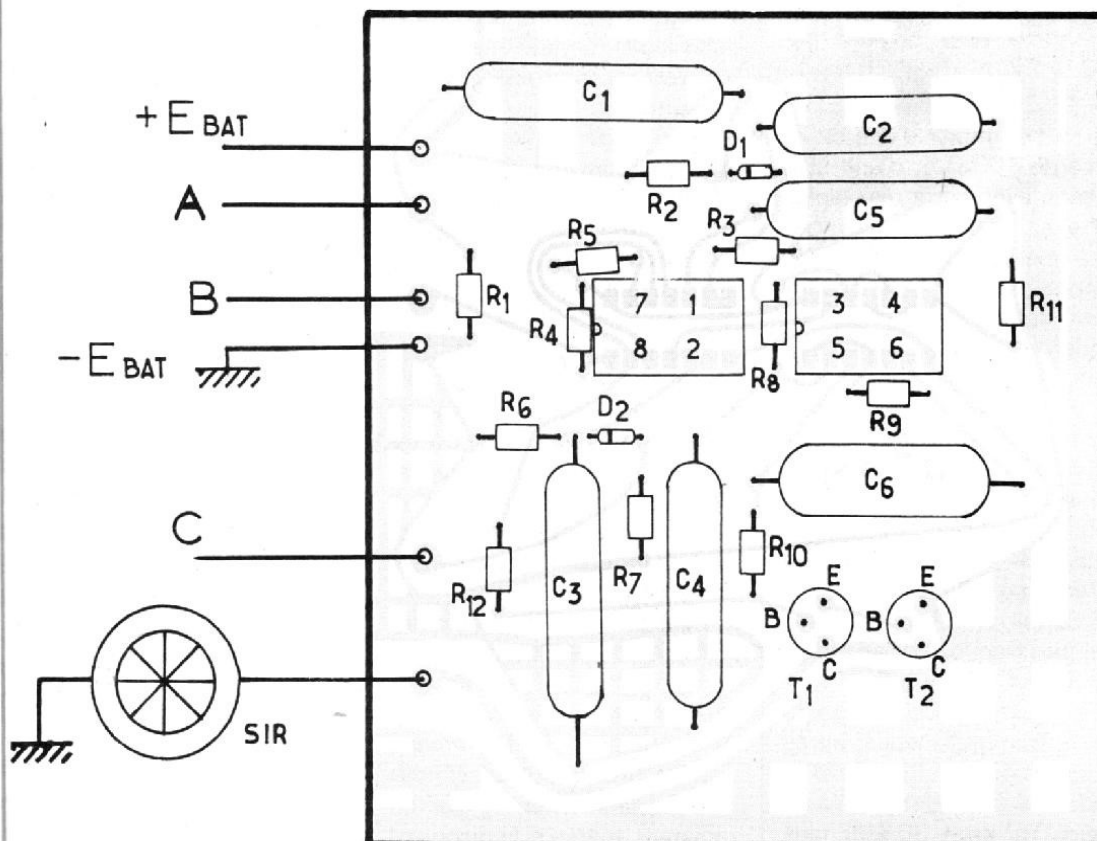


Fig. 5. - Implantation des composants.

se maintiendra au niveau bas et interdira tout basculement du R/S, comme on le constate expérimentalement. Après environ 30 secondes, il y a basculement de la sortie de N_2 au niveau haut et la bascule R/S N_3/N_4 pourrait être commutée dans l'autre sens par un front descendant, arrivant sur l'entrée de N_4 . Ce front arriverait par C_5 , si N_1 recevait une coupure de boucle en entrée. La coupure de la boucle est, en réalité, la cause d'une temporisation: C_1 transmet une impulsion négative à D_1 R_2 si le circuit est coupé. Durant cette impulsion, relativement brève, C_2 a le temps de se charger avec une constante de temps égale à :

$$C_2 (r_D + R_1 // R_2)$$

environ. La diode D_1 se bloque à la fin de cette impulsion qui est, rappelons-le, négative et produit instantanément un niveau haut à la sortie de N_2 . La constante de temps de décharge est beaucoup plus grande, donnée par le produit $C_2 R_3$. Au bout de quelques quinze secondes, il y a basculement à zéro de la sortie de N_1 , ce qui suffit à la bascule R/S, formée par N_3 et N_4 , pour changer d'état. La liaison avec l'entrée de N_4 est capacitive, par C_5 , R_{11} . La raison en est simple. Si l'on veut pouvoir arrêter la sirène: Sans C_5 , l'état bas au repos de la sortie de N_1 interdit tout basculement de remise à zéro du R/S formé par N_3 et N_4 . C_5 permet la mise en alarme par une impulsion, après quoi l'entrée de N_4 rejoint la tension $+E_{BAT}$, par la résistance R_{11} , et la bascule R/S peut être actionnée, par le côté opposé, pour une remise à zéro.

La mise en marche de l'oscillateur de la sirène ne se fait pas par un couplage direct, mais à travers un filtre passe-bas, formé par R_8 , C_4 . La raison de ce filtre est liée aux rebondissements et à des impulsions parasites qui auraient pu passer si l'on faisait la remise à zéro après l'ouverture de la porte et le départ de la temporisation avant l'alarme.

Nous avons constaté, par exemple, que même si l'on arrêterait dans les bons temps,

en arrivant à la maison la sirène par RAZ il se produirait un bref mugissement. Ce filtre élimine complètement ce désagrément, mais en introduit un autre, dans l'autre sens : Quand on fait RAZ, ou arrêt à l'entrée du monostable N_2 , il faut maintenir ferme le bouton pendant une seconde ou deux, pour bien arrêter, la sonnerie. Cela donne l'impression d'une inertie à l'arrêt, tout à fait compréhensible, parce qu'elle est présente au départ également.

Une autre amélioration pourrait être un survoltage au départ de la sirène. Elle fonctionne avec un moteur à courant continu qui entraîne une turbine. Il y a une certaine inertie au départ qui pourrait être réduite si l'on chargeait un condensateur à deux ou trois fois la tension de batterie et si on le déchargeait dans la sirène au démarrage. Ce circuit de « pompage », d'une charge suffisante au démarrage, est complètement indépendant du circuit que nous avons décrit jusqu'ici. Il se branche entre le « - » de la batterie et le « - » de la sirène (le côté qui va à la masse dans notre schéma).

Même s'il y a une certaine inertie au démarrage, cette sirène est incomparablement plus robuste qu'un haut-parleur à membrane solide. Dix coups de pantoufle dans une sirène ne valent pas un ou deux coups sur le haut-parleur, pour arrêter le bruit. Cependant, le choc psychologique, produit par un vacarme brusque, mérite que l'on essaie de rendre plus rapide la réponse de la turbine.

Réalisation

Le circuit imprimé de la figure 4 est relativement grand, car nous y logeons des condensateurs non polarisés de qualité qui tiennent, généralement, beaucoup de place. Les grosses hachures du circuit de masse sont la « + E_{BAT} » et les petites le « - E_{BAT} ».

Hors de l'implantation des composants commencez conformément au plan de la figure 4 par les résistances et les circuits intégrés ou diodes. Les gros condensateurs pour-

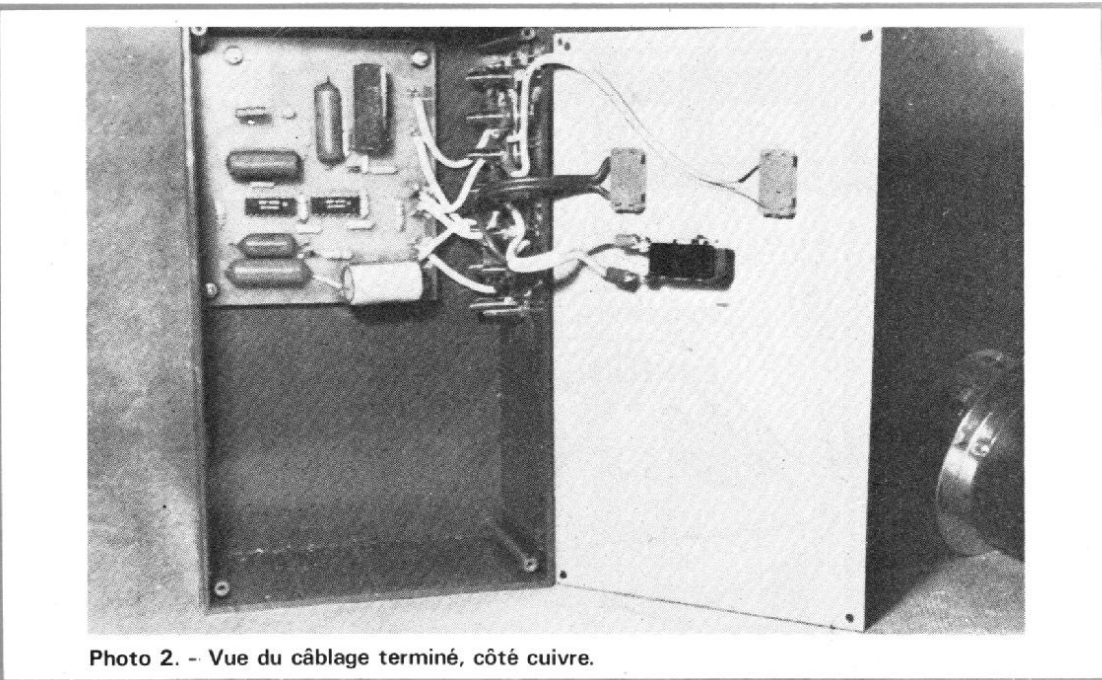


Photo 2. - Vue du câblage terminé, côté cuivre.

ront être soudés avantageusement en dernier.

Pour éviter de court-circuiter la tension d'alimentation, il faut couper, lors de l'implantation des composants, le cuivre qui suivrait le cadre du circuit imprimé en deux endroits, comme vous pouvez le distinguer sur les photos.

Mise au point

Il faut se munir d'une résistance de 100Ω et d'une LED en série avec cette résistance.

Prenez, également une montre à quartz, pour mesurer les temporisations. Éventuellement, remplacez C_6 par un condensateur de 10 nF , qui produira un clignotement visible de la LED. Cette dernière représente, en dernière instance, la charge utile qu'est la sirène.

- Reliez le point « A » au « + E_{BAT} ».

- Vérifiez que la remise à zéro fonctionne, en reliant, pendant quelques fractions de seconde, le point « C » au « + E_{BAT} ».

- On ouvre la boucle de garde pendant un bref instant, après la remise à zéro. Cela ne doit produire aucun effet jusqu'à un retard d'environ 30 secondes entre le moment de la RAZ et l'ouverture du circuit reliant « A » au « + E_{BAT} ».

Passé ce délai, on doit pou-

voir constater le clignotement de la LED (si $C_6 = 10 \text{ nF}$) ou son allumage pendant environ 10 secondes, l'extinction pendant un même temps et le recommencement.

- Pour vérifier la temporisation à l'ouverture de la boucle, il suffit de compter le temps écoulé entre la rupture du circuit et l'allumage du voyant. Vérifions que la remise à zéro, intervenant pendant ce temps, ne produit pas un clignotement parasite.

Après ces vérifications, qui ont pour but, en définitif, de vérifier la bonne qualité des condensateurs choisis, l'alarme est prête à fonctionner. La tension d'alimentation n'intervient pas dans les temporisations. Elle est cependant critique pour la sirène. Le montage ne doit pas être alimenté à plus de 15 V, car les portes NAND risqueraient de dépasser. Nous l'avons essayé entre 6 et 14 V et nous avons constaté un fonctionnement sans le moindre problème.

Pour tester le bon fonctionnement du Darlington de puissance T_1 , T_2 , il faut absolument débiter sur la sirène. Pour cela, prendre, éventuellement, des mesures anti-bruit. Ne pas oublier de monter T_2 sur un radiateur, même si le dispositif a pour but de ne jamais fonctionner...

André DORIS

Liste des composants

* Des résistances de forte valeur, parfois :

- R_1 620Ω 1/2 W 10 %
- R_2 $200 \text{ k}\Omega$ 1/2 W 10 %
- R_3 $10 \text{ M}\Omega$ 1/2 W 10 % (13 secondes)
- R_4, R_5 $5,1 \text{ k}\Omega$ 1/2 W 10 %
- R_6 $20 \text{ M}\Omega$ 1/2 W 10 % (35 secondes)
- R_7 $5,1 \text{ k}\Omega$ 1/2 W 10 %
- R_8 $3,3 \text{ M}\Omega$ 1/2 W 10 % (Fil-trage)
- R_9 $10 \text{ M}\Omega$ 1/2 W 10 % (Tempo-sirène)
- R_{10}, R_{12} $33 \text{ k}\Omega$ 1/2 W 10 %
- R_{11} $10 \text{ M}\Omega$ 1/2 W 10 %

* Condensateurs :

- C_1 $4,7 \mu\text{F}$ 160 V plastique (mylar)
- C_2 $1 \mu\text{F}$ 160 V plastique
- C_3 $3,3 \mu\text{F}$ 160 V plastique
- C_4 $1 \mu\text{F}$ 160 V plastique
- C_5 $0,47 \mu\text{F}$ papier
- C_6 $3,3$ à $10 \mu\text{F}$ (Tempo-sirène) (mylar)

* Diodes :

- D_1, D_2 ...IN914

* Transistors :

- T_1 ... 2N2905
- T_2 ... BD602

* Sirène :

- Minicélère - ELP

* Batterie 12 V - 40 à 60 Ah, de voiture.

Réalisez :

UN GENERATEUR FM

MULTIPLEX

Si l'amateur possède presque toujours un oscilloscope et un générateur basse-fréquence, il est assez rare qu'il possède un générateur F.M. Stéréo.

Le prix de cet appareil acheté neuf est une raison, l'autre étant les problèmes de réalisation « MAISON ». Son utilisation est pourtant indispensable dès que l'on réalise son tuner ou lors d'un dépannage.

L'appareil décrit permet de combler cette lacune pour un prix de revient modique : 350 à 400 F si l'on utilise un quartz et 250 F si on utilise un oscillateur L.C. (solution que nous déconseillons cependant pour une utilisation précise).

La réalisation est très simple, pour les réglages, il suffit de posséder un oscilloscope de quelques MHz de bande passante pour figurer des réglages de diaphonie et de suppression de la sous-porteuse.

Rappel sur les émissions stéréophoniques

A l'émission il est nécessaire de transmettre deux voies basse-fréquence qui représen-

tent les signaux « droite » et « gauche ».

Comme on ne dispose à l'émission que d'une seule porteuse, il est nécessaire de coder ces signaux.

Le schéma d'un émetteur Multiplex (fig. 1) montre les

transformations que vont subir les voies A et B (droite et gauche) avant de moduler la porteuse V.H.F.

a) Afin de rendre l'émission compatible avec les récepteurs monophoniques, il est nécessaire de transmettre la somme des signaux, c'est-à-dire A + B.

b) On réalise ensuite le mélange A-B (signal B déphasé de 180°). Ce signal module une sous porteuse à 38 kHz qui sera ensuite supprimée afin de ne conserver que les deux bandes latérales issues de la modulation.

c) Une fréquence pilote à 19 kHz, synchrone du 38 kHz est ajoutée à l'ensemble. Ce signal sert à reconstituer la sous-porteuse 38 kHz à la réception.

Le spectre de fréquence s'établit suivant la figure 2.

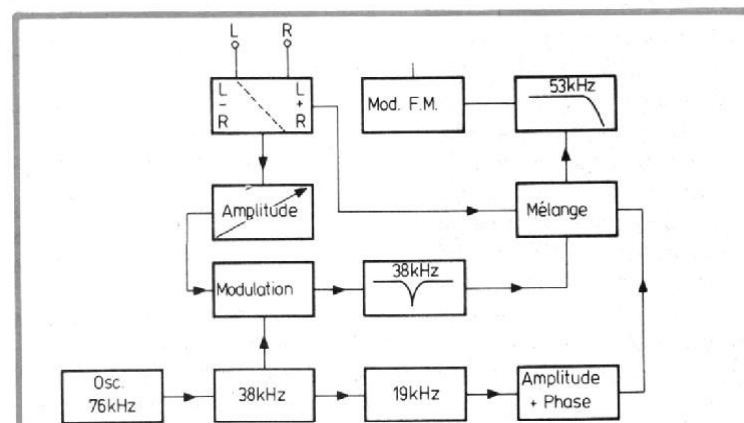


Fig. 1. - Synoptique émetteur multiplex.

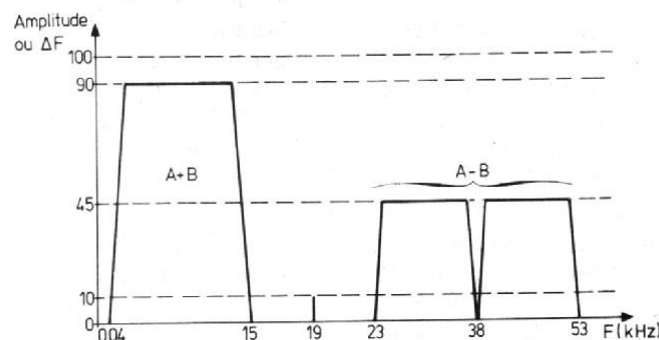


Fig. 2. - Spectre d'un signal multiplex.

Caractéristiques du générateur

- Signal Multiplex pour injection directe sur le décodeur = 0 à 6 V. c. à c. sur charge supérieure à 4,7 kΩ
- Signal V.H.F. 99 à 101 MHz modulé.
- Excursion ± 75 kHz pour 10% de signal pilote.

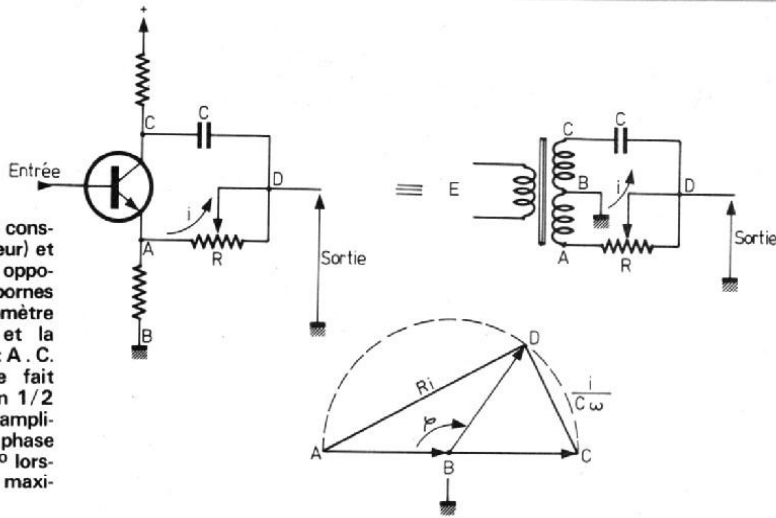


Fig. 3. - Déphaseur à amplitude constante. Les tensions A . B (émetteur) et B . C (collecteur) son égales et en opposition de phase. Les tensions aux bornes du condensateur et du potentiomètre sont toujours en quadrature et la somme vectorielle est constante : A . C. La variation du potentiomètre fait déplacer le point D (sortie) sur un 1/2 cercle de rayon AB = BC = BD. L'amplitude est donc constante et la phase variable entre 0° et presque 180° lorsque la résistance varie de 0 à son maximum.

Par rapport au point milieu du transformateur, nous disposons de deux tensions, l'une positive, l'autre négative.

La première est stabilisée à + 12 V par un régulateur intégré. La seconde est sommairement stabilisée à - 10 V par une diode zener.

Le générateur basse-fréquence est un oscillateur à pont de Wien. Le pont est constitué par deux résistances de 15 kΩ et les condensateurs de 0,1 μF pour une fréquence de 1 kHz ou 22 nF pour 5 kHz.

L'amplitude du signal est stabilisée par un transistor à

- Modulation interne 1 kHz ou 5 kHz.
- Prise modulation externe. Droite et gauche.
- Signal pilote 19 kHz ± 1 Hz stabilisé par quartz Niveau réglage de 0 à 12 %.
- Diaphonie = 35 dB minimum
- Réglage de phase ± 45° environ.
- Signaux sortis

- b) Basse-fréquence 1 ou 5 kHz, 2 V eff, Z = 10 kΩ
- c) Pilote 19 kHz 19 kHz, 2 V c. à c., Z = 10 kΩ
- Alimentation secteur 220 V 50 Hz 10 VA.

Examen du schéma

a) Carte Alimentation - Générateur basse-fréquence (fig. 5).

L'alimentation est très classique. Un transformateur 2 x 12 V alimente un pont redresseur réalisé avec 4 x 1 N 4002.

- a) Multiplex
- Mono (G + D)
- Stéréo (G - D)
- Gauche + 19 kHz
- Droite + 19 kHz
- G - D + 19 kHz (signal stéréo)

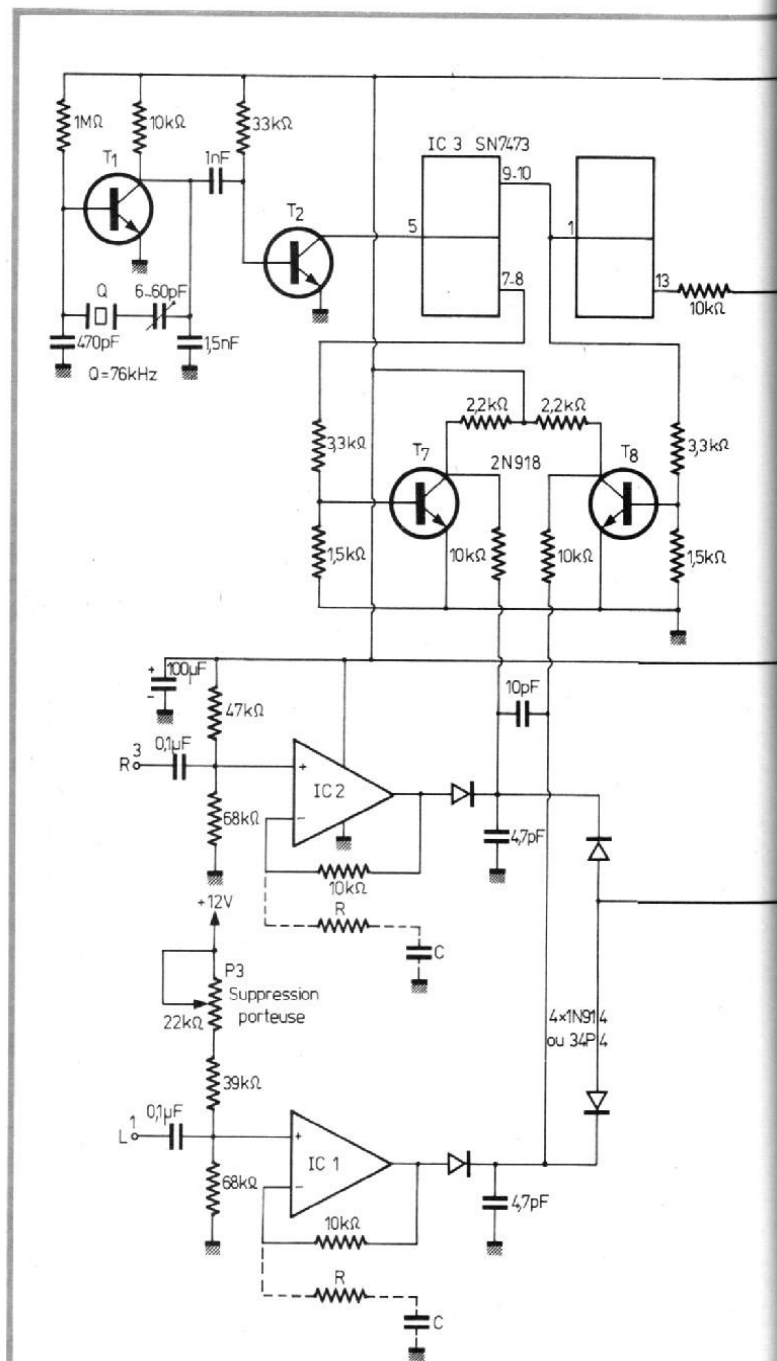


Fig. 4. - Générateur multiplex : carte 2 multiplexage.

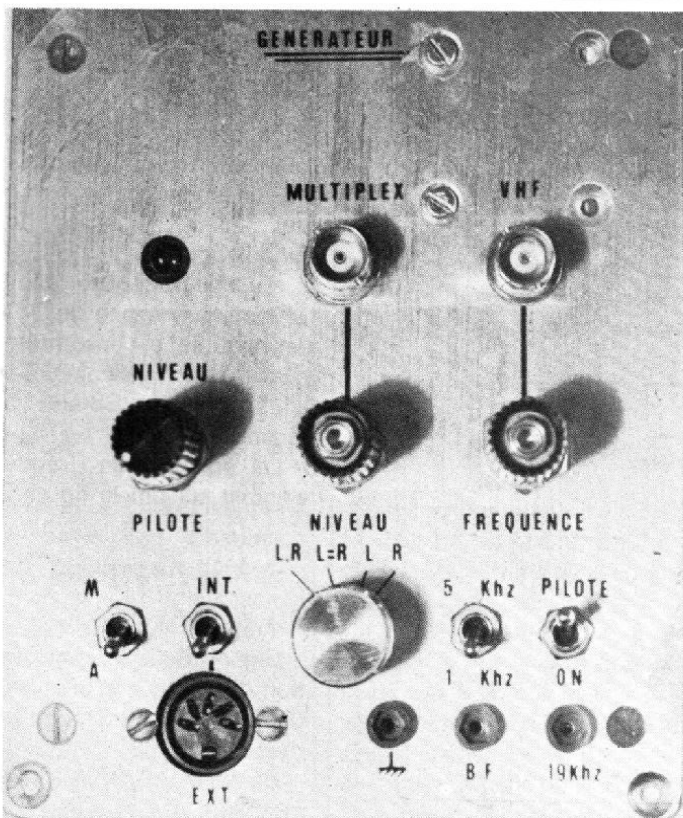


Photo 1. - Vue de la face avant.

effet de champ dont on utilise la variation de résistance Drain-Source, en fonction de la tension appliquée sur la grille. Une augmentation de la tension basse fréquence sur la sortie de IC₁ fait augmenter la contre-réaction ce qui stabilise l'amplitude du signal - le potentiomètre P₁ règle le niveau de sortie.

P₂ prélève une partie du signal pour former le signal gauche. Un inverseur déphase le signal de 180° pour former le signal droite. L'égalité d'amplitude des signaux droite et gauche est ajustée par P₃.

IC₃ et IC₄ sont facultatifs, ils permettent de moduler le générateur à partir d'une source extérieure.

B) Carte Multiplexage (fig. 4)

1) Génération des signaux 38 kHz et 19 kHz :

L'ensemble est piloté par un oscillateur à quartz à 76 kHz afin de supprimer tout réglage et de réaliser toutes les conditions de stabilité.

Le transistor T₁ est monté en oscillateur du type Colpitts. Le condensateur ajustable placé en série avec le quartz

permet de caler l'oscillation exactement à 76 kHz.

T₂ sert d'adaptation entre l'oscillateur et le circuit intégré, il permet d'obtenir des signaux carrés sur son collecteur. Sa charge de collecteur est constituée par l'entrée du circuit intégré.

Le circuit SN 7473 est constitué de deux bascules J.K. montées en série et divisant deux fois le signal par deux. On obtient ainsi en 9 - 10 et 7 - 8 un signal à 76 kHz : 2 = 38 kHz et en 13 : 38 kHz : 2 = 19 kHz.

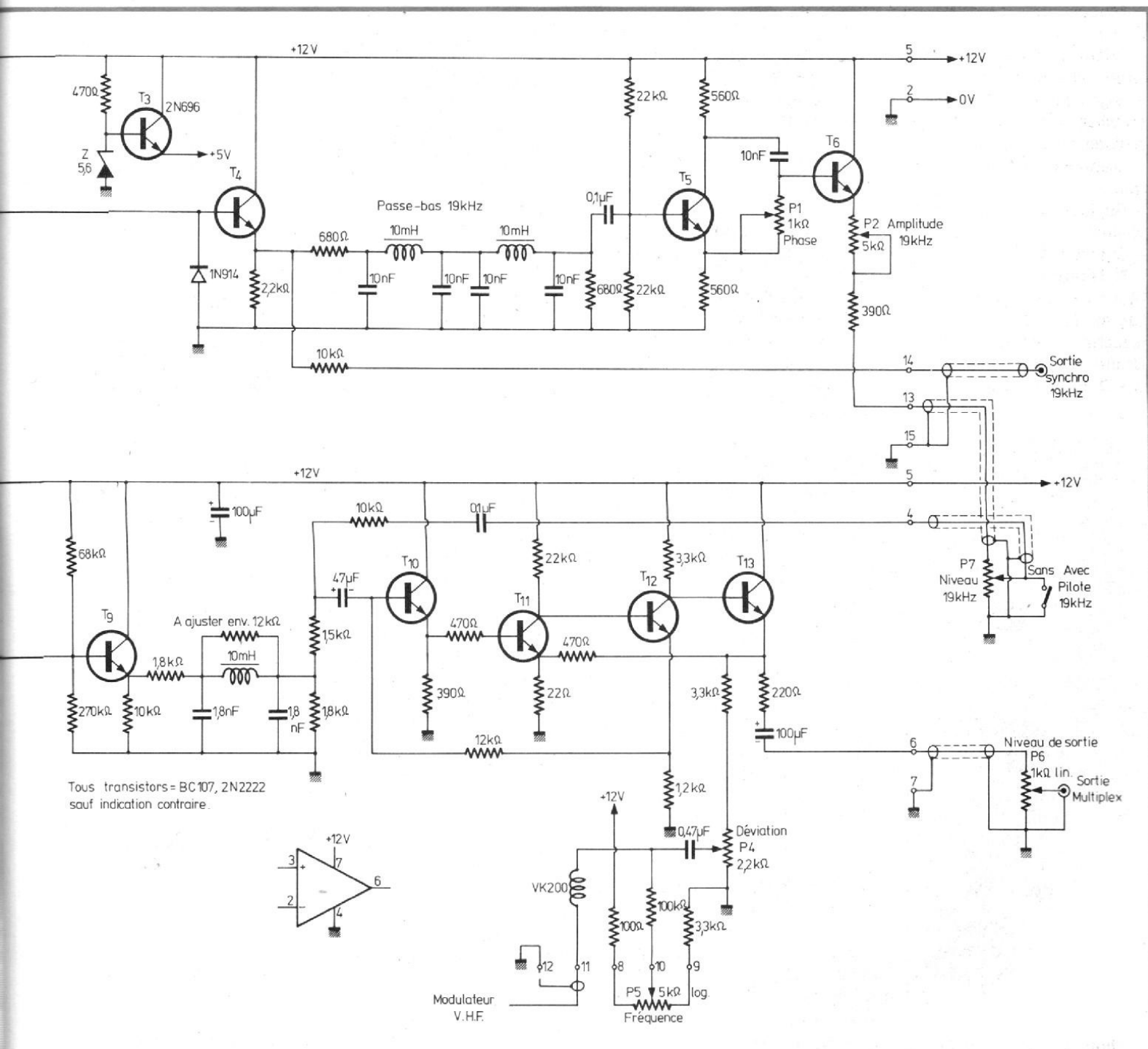
L'alimentation en 5 V du cir-

cuit intégré est faite par T₃ dont la base est polarisée à 5,6 V par une diode zener.

Les sorties 7-8 et 9 - 10 sont en opposition de phase, elles attaquent les transistors T₇ et T₈ qui amplifient ces signaux à 12 V c à c pour faire fonctionner le modulateur en anneau.

Le signal en 13 (19 kHz) module un transistor monté en collecteur commun (T₄).

Le signal d'émetteur est d'une part sorti sur une douille et d'autre part filtré par un filtre passe-bas à deux cellules. La fréquence de coupure du fil-



Tous transistors = BC107, 2N2222 sauf indication contraire.

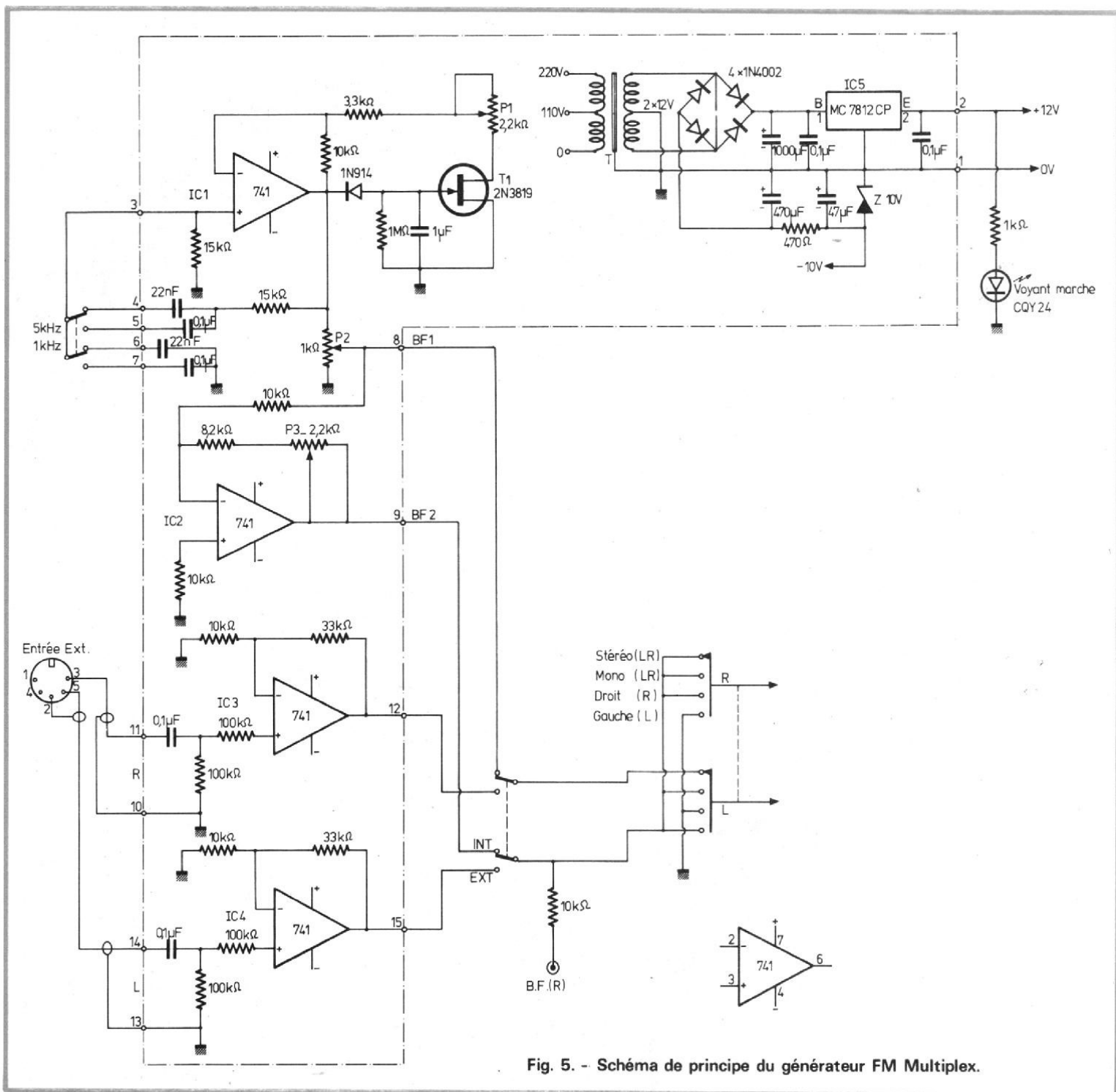


Fig. 5. - Schéma de principe du générateur FM Multiplex.

tre est 19 kHz (fig. 6). Ce filtre élimine les harmoniques du signal (harmonique 2 à -28 dB) et le rend parfaitement sinusoïdal.

T₅ possède des charges de collecteur et d'émetteur identiques, il fournit donc deux signaux égaux en amplitude et en opposition de phase. Un réseau RC (10 nF et potentiomètre P₁ de 1 kΩ) réalise un déphaseur à amplitude constante quelque soit le déphasage, compris entre 0 et 160° environ (fig. 3).

T₆ constitue un étage de sortie à basse impédance pour

le 19 kHz. P₂ règle le maximum de sous-porteuse mélangée au signal de sortie.

Un potentiomètre extérieur à la carte règle ce signal entre 0 et 12 %. Le curseur peut-être court-circuité à la masse pour être sûr de descendre à 0 %.

2) Modulation des signaux basse fréquence :

Les signaux basse-fréquence de l'autre carte sont sélectionnés par le commutateur de fonctions avant d'arriver sur les deux amplificateurs IC₁ et IC₂ suivant le tableau ci-dessous :

	Droit	Gauche
Gauche	<i>rrn</i>	BF1
Droite	BF2	<i>rrn</i>
Mono	BF2	BF2
Stéréo	BF2	BF1

$$BF\ 2 = -BF\ 1$$

Un potentiomètre (P₃) modifie la polarisation de IC₁ afin de compenser les dispersions de tension d'offset, de chute de tension des diodes du modulateur.

Le modulateur proprement dit comprend deux diodes sur chaque voie.

Quand une paire est rendue

conductrice par T₇ par exemple, l'autre paire est bloquée par T₈.

Quand T₇ est bloqué, le potentiel de son collecteur est à +12 V. La sortie de IC₂ est à +6 V. De ce fait les diodes sont conductrices et la base de T₉ se retrouve au même potentiel que la sortie de IC₂, le signal BF peut passer. La commutation s'effectue d'une voie sur l'autre au rythme du 38 kHz.

L'amplificateur de sortie comprend les transistors T₁₀ à T₁₃. La très forte contre-réaction de cet étage le rend très



Fig. 7. - Circuit générateur.

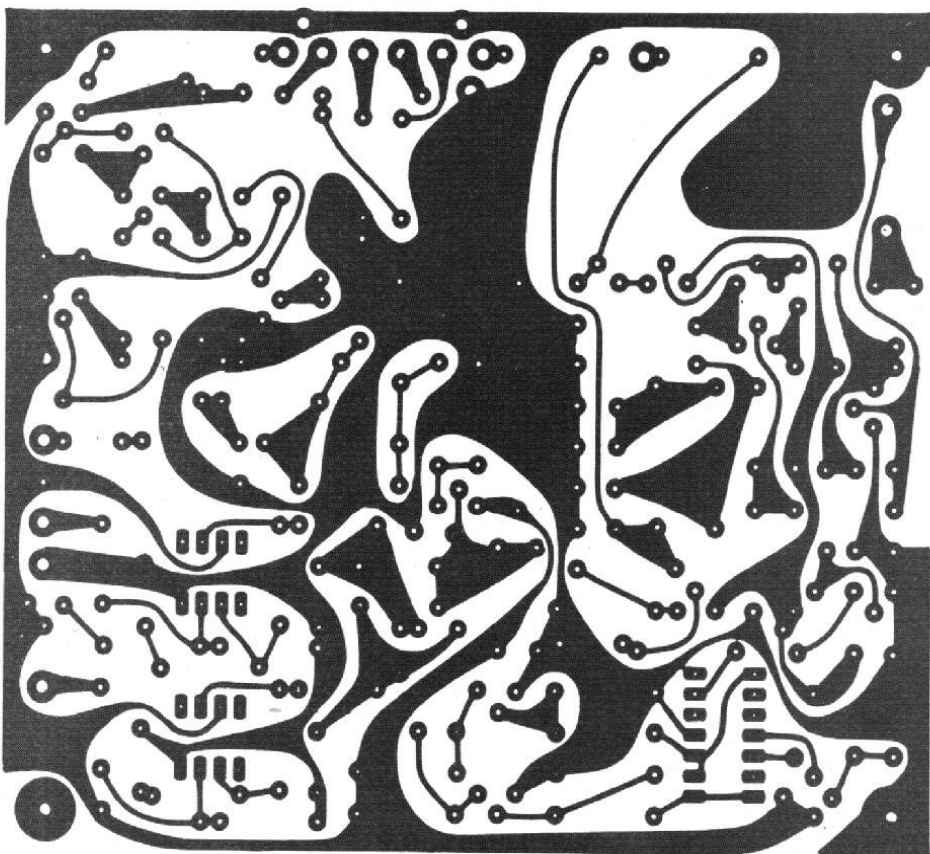


Fig. 8. - Circuit Multiplex.

linéaire et à grande bande passante.

Sur son entrée arrive le signal Multiplex (droite-gauche commuté à 38 kHz) préalablement filtré et le pilote 19 kHz venant du potentiomètre. Le mélange se fait par deux résistances.

Pour les personnes désirant ajouter un étage V.H.F. en vue de pouvoir injecter le signal directement dans la prise antenne du tuner à examiner, une fraction réglable du signal de sortie est superposée à une tension continue réglable également.

Le signal peut être appliqué à une diode Varicap de l'étage V.H.F.

Réalisation

L'ensemble est réalisé sur deux circuits imprimés simple face de 121 x 107 mm.

Le premier comporte le transformateur d'alimentation, les alimentations + 12 et - 12 V, ainsi que le générateur basse-fréquence et quelques étages annexes.

Le second constitue le cœur de la réalisation avec le multiplexage et la génération des fréquences pilotes.

Les deux circuits sont placés deux faces cuivre en regard sous une façade en aluminium, qui comporte tous les organes de réglage.

L'assemblage se fait par des entretoises. De cette façon le circuit Multiplex est facilement accessible en vue de réglages ou de dépannages.

Les composants utilisés sont très classiques et peuvent se trouver chez n'importe quel détaillant, à l'exclusion du Quartz 76 kHz et des selfs du filtre.

Dans un premier temps et pour vérifier rapidement l'ensemble, vous pouvez ne pas investir dans l'achat d'un quartz et remplacer celui-ci par une self et un condensateur branchés en parallèle, le tout accordé à environ 76 kHz. Nous conseillons cependant le quartz une fois la réalisation bien dégrossie et si l'on désire rendre l'appareil opérationnel.

Les selfs surmoulées ont l'énorme avantage de la facilité et rapidité de réalisation, en

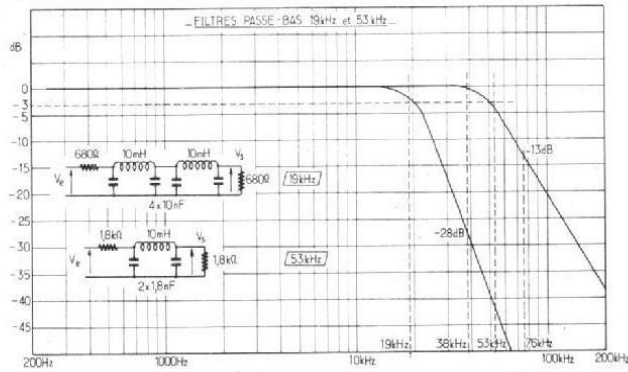


Fig. 6

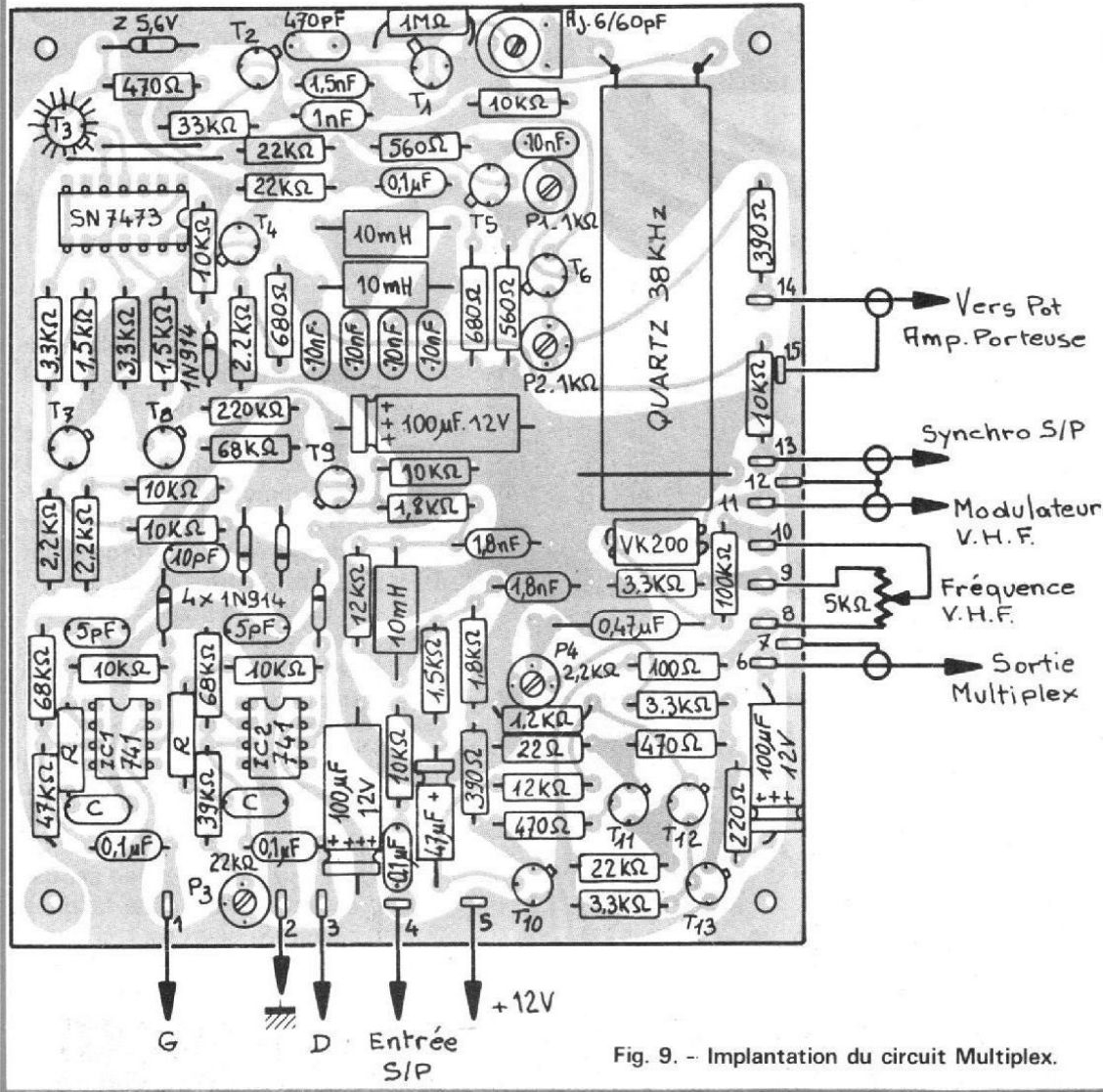


Fig. 9. - Implantation du circuit Multiplex.

contre-partie, elles sont plus difficiles à trouver et elles sont chères... à vous de choisir.

Pour la réalisation de la face avant, l'idéal est de pouvoir faire un Scotchcal, l'autre solution consiste à utiliser des lettres transfert (genre Letter press) que l'on reporte sur la plaque d'aluminium préalablement poncée avec du papier abrasif de 200 ou 400. Le tout est ensuite recouvert de trois ou quatre couches de vernis transparent en bombe. (Laisser sécher une journée entre chaque couche).

Réglage

1) Commencer par la carte alimentation. Brancher le secteur et vérifier la présence du + 12 V et du - 10 V.

2) Placer ensuite P₂ au maximum, brancher un oscilloscope sur la borne 8 (BF₁) et à l'aide de P₁ faire apparaître une sinusoïde que l'on règle à 5,5 V crête à crête (osc. 1). L'amplitude doit être identique sur 1 kHz ou 5 kHz. Si la tolérance des condensateurs utilisés n'est pas de 2 %, il est possible de compenser une diffé-

rence d'amplitude en plaçant entre 6 et masse ou entre 7 et masse, suivant le cas, une résistance de quelques centaines de kΩ.

3) Régler sommairement P₃ pour rendre BF₂ de même amplitude que BF₁, le réglage fin sera fait ultérieurement (voir le 9°).

4) La deuxième carte peut être branchée sur l'alimentation + 12 V. Vérifier la présence d'une oscillation sur le collecteur de T1. Si vous possédez un fréquencemètre régler l'ajustable 60 pF pour

obtenir 76 kHz ± 5 Hz, sinon placer l'ajustable à mi-course.

5) Vérifier la division de fréquence de IC₃ (osc. 2, osc. 3)

6) Vérifier sur les collecteurs de T7 et T8 que l'on a des signaux carrés de 12 V d'amplitude. Les flancs de montée doivent être très rapides.

7) Vérifier la présence d'un signal parfaitement sinusoïdal à la sortie du filtre passe-bas 19 kHz, puis sur l'émetteur et le collecteur de T5 (osc. 4) puis sur l'émetteur de T6, la rotation de P₁ ne doit pas faire varier l'amplitude sur l'émetteur de T6 de plus de 5 %.

8) Placer le commutateur de sélection de signal sur « Extérieur », de façon à ne pas appliquer de signal basse-fréquence sur les entrées droite et gauche. Mettre la sonde de l'oscilloscope sur l'émetteur de T9 et régler P₃ au minimum d'amplitude de signal résiduel à 38 kHz (osc. 5).

Revenir en position « Intérieur » et placer le commutateur de fonction sur « L » puis « R ».

Vérifier que l'on a un signal B.F. à 1 ou 5 kHz découpé à 38 kHz (osc. 6). Synchroniser l'oscilloscope en externe à partir de la prise B.F.

9) Placer le commutateur de fonction sur L = R (mono) et ajuster P₃ de la carte générateur B.F. de façon à obtenir une sinusoïde à 1 ou 5 kHz non découpée par le 38 kHz (non découpée en apparence seulement, car on commute sur deux signaux identiques (osc. 7)).

10) Brancher l'oscilloscope sur la sortie Multiplex, potentiomètre de niveau au maximum et régler P₂ de la carte générateur B.F. pour obtenir 5,3 V crête à crête avec un signal suivant ci-dessus.

Basculer l'interrupteur « Pilote » sur « Avec ».

Vérifier que l'on superpose un signal à 19 kHz réglable avec le potentiomètre « Niveau Pilote ».

Avec celui-ci placé au maximum, régler P₂ pour une amplitude totale de 6 V crête à crête. Ceci correspond à :

$$\frac{6 \text{ V} - 5,3 \text{ V}}{5,3 \text{ V}} \times 100 = 13 \%$$

de signal pilote injecté (osc. 8).

11) Parvenu à ce stade, il ne reste plus que le réglage exact de la phase 19 kHz. Pour cela, deux méthodes possibles :

a) Prélever le signal 38 kHz sur T7 ou T8 et l'appliquer sur l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope et le signal à 19 kHz de l'émetteur de T6 pour l'amplificateur vertical et régler P₁ pour obtenir la figure de Lissajous de l'oscillogramme (osc. 9).

b) Placer le commutateur sur « LR » c'est-à-dire stéréo, et dilater le balayage vertical au maximum et observer le signal Multiplex de la sortie à l'intersection des arches de sinusoïde.

Observer le nœud des deux sinusoïdes intérieures. A l'aide de P₁, placer les deux pointes face à face (osc. 10).

12) Si la self de 10 mH du filtre passe-bas n'est pas du modèle cité en nomenclature, il peut être utile d'ajuster la résistance en parallèle sur la dite self. Pour cela placer le commutateur sur « L » ou « R » sans pilote, brancher l'oscilloscope sur la sortie en le synchronisant en externe par le signal de la douille 19 kHz.

Ajuster la résistance au minimum de suroscillation (osc. 11). Le réglage correspond à une séparation maximum des canaux. Le réglage de la résistance peut s'observer également en balayant plus lentement et en se synchronisant sur le signal basse-fréquence (osc. 12).

Le fond des sinusoïdes doit être parfaitement plat, sans creux dans le même sens, ou le sens opposé, que la sinusoïde du canal examiné.

Cette procédure de réglage peut paraître compliquée au premier abord. La réalité est beaucoup plus simple, les réglages sont très souples et non critiques pour un bon fonctionnement.

Nomenclature des composants

a) Carte générateur BF Alimentation

- Résistances 1/2 W 5 ou 10 %

1 x 470 Ω

2 x 15 kΩ

5 x 10 kΩ

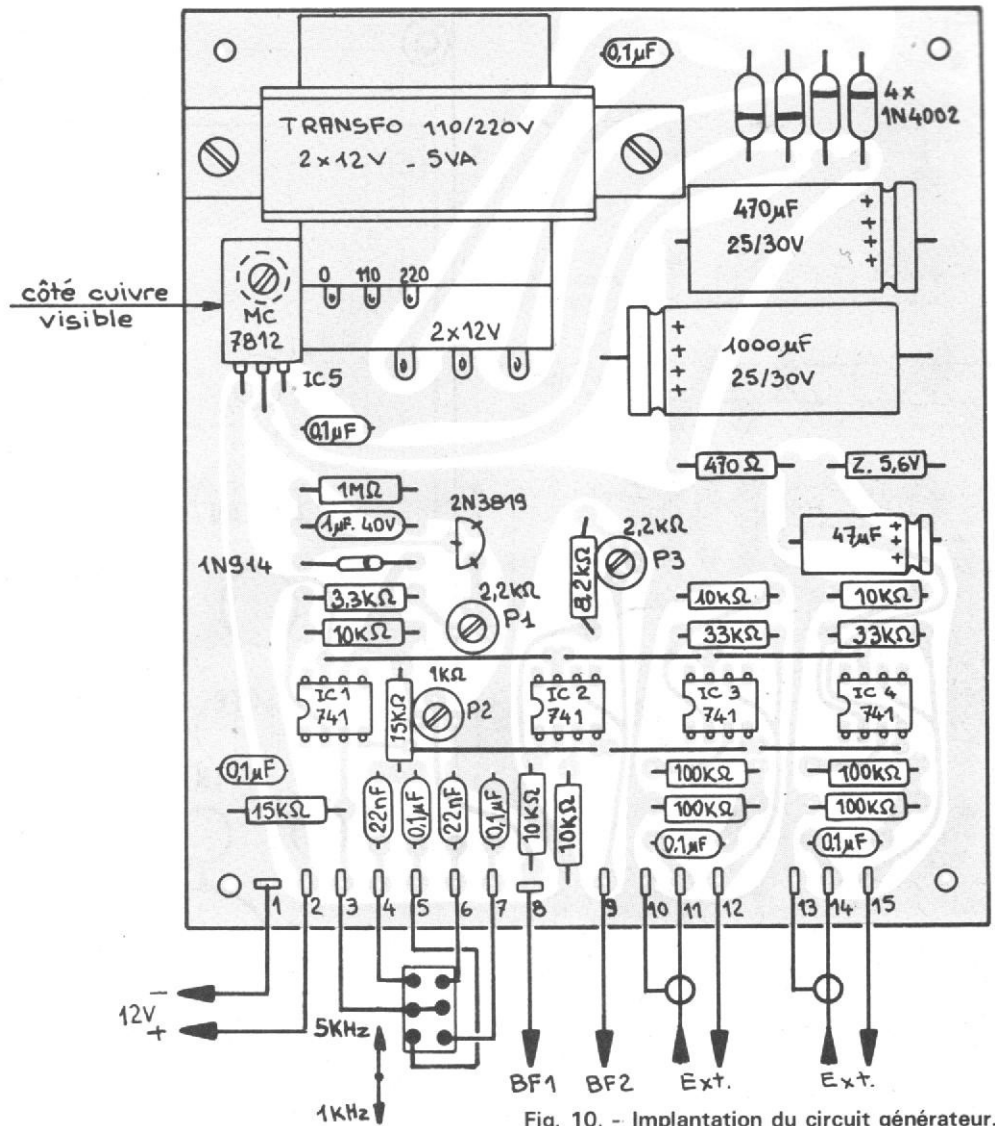


Fig. 10. - Implantation du circuit générateur.

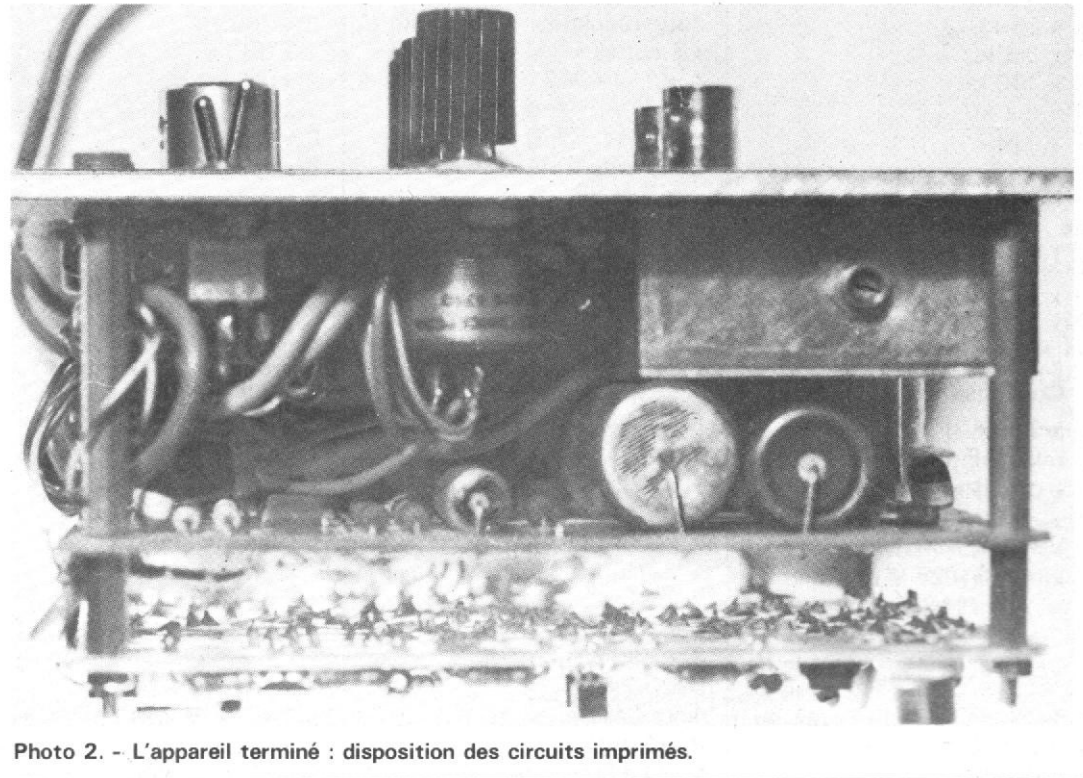


Photo 2. - L'appareil terminé : disposition des circuits imprimés.

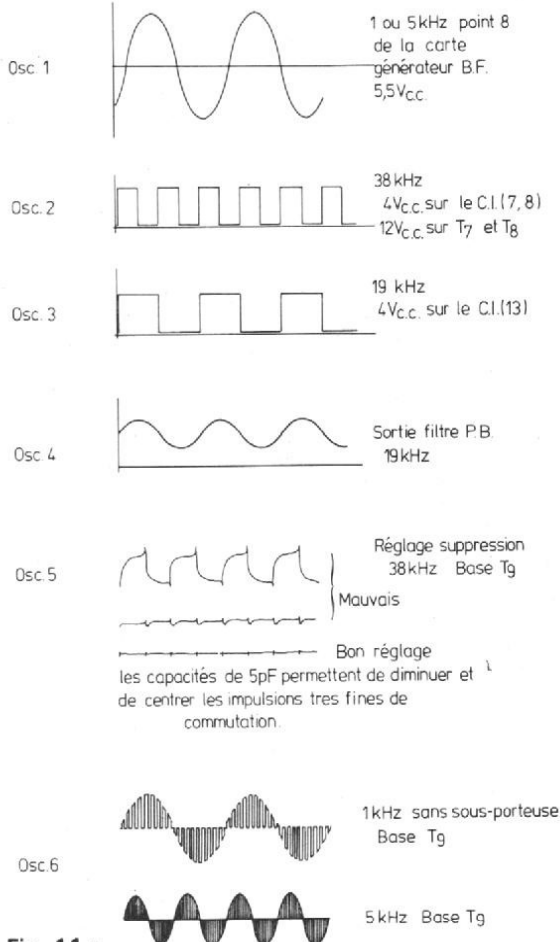


Fig. 11 a

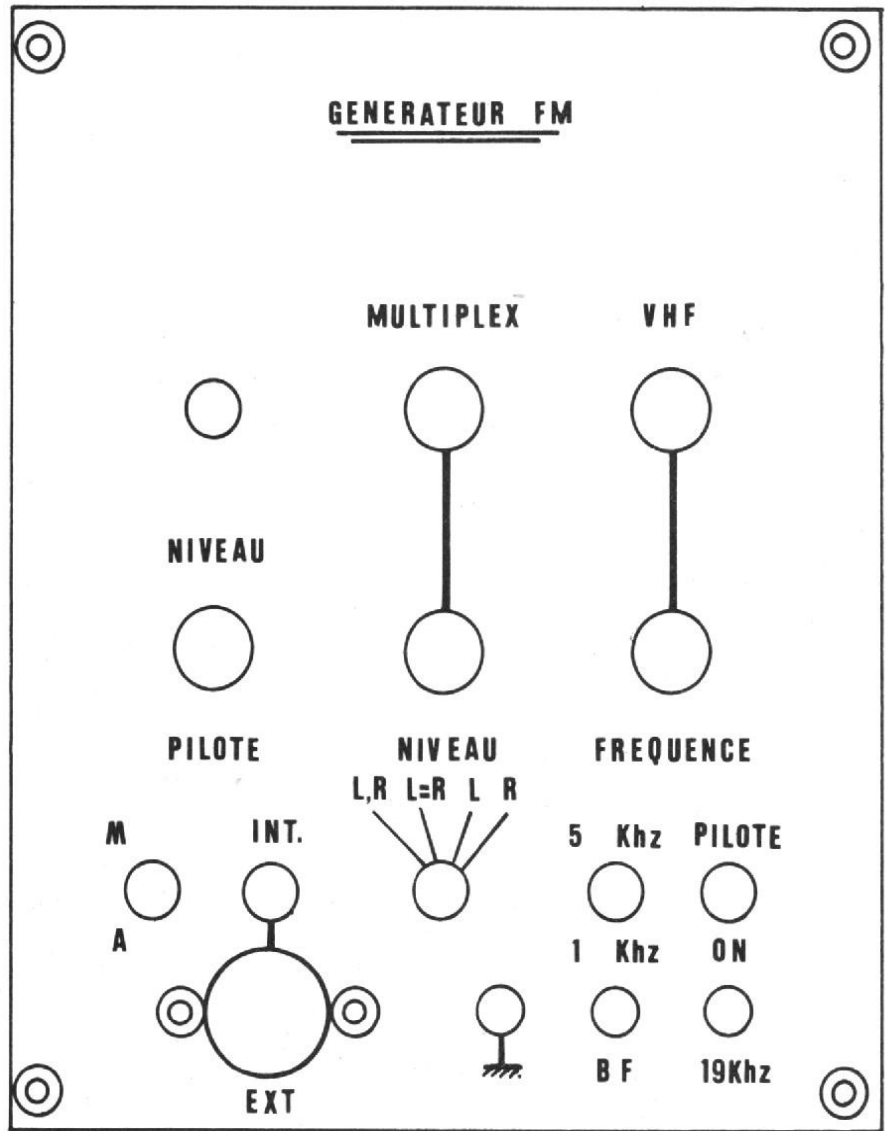


Fig. 12. - La face avant échelle 1.

- 2 x 33 k Ω
- 1 x 3,3 k Ω
- 4 x 100 k Ω
- 1 x 8,2 k Ω
- 1 x 1 M Ω

- **Potentiomètres série T7 Y de Sfernice ou P410 de R.T.C.**

- 1 x 1 k Ω
- 2 x 2,2 k Ω

- **Condensateurs**

- 2 x 22 nF } 1 % si possible
- 2 x 0,1 μ F }
- 4 x 0,1 μ F plastic
- 1 x 1 μ F 40 V
- 1 x 1000 μ F 16 V minimum
- 1 x 470 μ F 25 V minimum
- 1 x 47 μ F 16 V minimum

- **Semi-conducteurs**

- 3 x SN 72741 P Texas ou équivalent type 741
- 1 x MC 7812 CP Motorola ou

autre régulateur 12 V positif à « 3 pattes »

- 4 x 1 N 4002
- 1 x 1 N 914 ou 34 P4
- 1 x BZY 88 C 10 ou zener 250 mW, 10 V
- 1 x 2 N 3819
- 1 transformateur secondaire
- 2 x 12 V 0,4 A sur circuit magnétique 37 x 44
- 14 plots pour circuit-imprimé.

b) **Carte multiplexage**

- **Résistances 1/2 W 5 ou 10 %**

- 1 x 22 Ω
- 3 x 1,5 k Ω
- 1 x 33 k Ω
- 1 x 100 Ω
- 2 x 1,8 k Ω
- 1 x 39 k Ω
- 2 x 390 Ω
- 3 x 2,2 k Ω
- 1 x 47 k Ω
- 3 x 470 Ω
- 5 x 3,3 k Ω

- 3 x 68 k Ω
- 2 x 560 Ω
- 7 x 10 k Ω
- 1 x 100 k Ω
- 2 x 680 Ω
- 2 x 12 k Ω
- 1 x 220 k Ω
- 1 x 1,2 k Ω
- 3 x 22 k Ω
- 1 x 1 M Ω

- **Potentiomètre T7 Y de Sfernice ou P410 de R.T.C.**

- 1 x 2,2 k Ω
- 1 x 4,7 k Ω
- 1 x 1 k Ω
- 1 x 22 k Ω

- **Condensateurs**

- 2 x 4,7 pF céramique
- 1 x 470 pF céramique
- 1 x 10 pF céramique
- 1 x 1 nF céramique
- 1 x 1,5 nF céramique
- 1 x 6-60 pF ajustable R.T.C.
- 2 x 1,8 nF Styroflex ou céramique

- 4 x 0,1 μ F Plastic
- 1 x 0,47 μ F Plastic
- 1 x 47 μ F minimum 16 V
- 3 x 100 μ F minimum 16 V

- **Semi-conducteurs**

- 10 x 2N2222 ou BC 107
- 2 x 2 N 918
- 1 x 2 N 696 ou 2 N 2219
- 2 x SN 72741 P (Texas) ou équivalent type 741
- 1 x SN 7473 N (Texas) ou équivalent type 473
- 5 x 1 N 914 ou 34 P4
- 1 x BZY 88 C5V6 ou zener 250 mW, 5,6 V
- 1 Quartz 76 kHz
- 3 self de 10 mH 10 %
- 1 support de Quartz
- 1 self de choc VK 200 (R.T.C.)
- 15 plots pour circuit imprimé

c) **Eléments montés sur chassis**

- 1 Led CQY 24 (R.T.C.)
- 1 1 k Ω 1/2 W

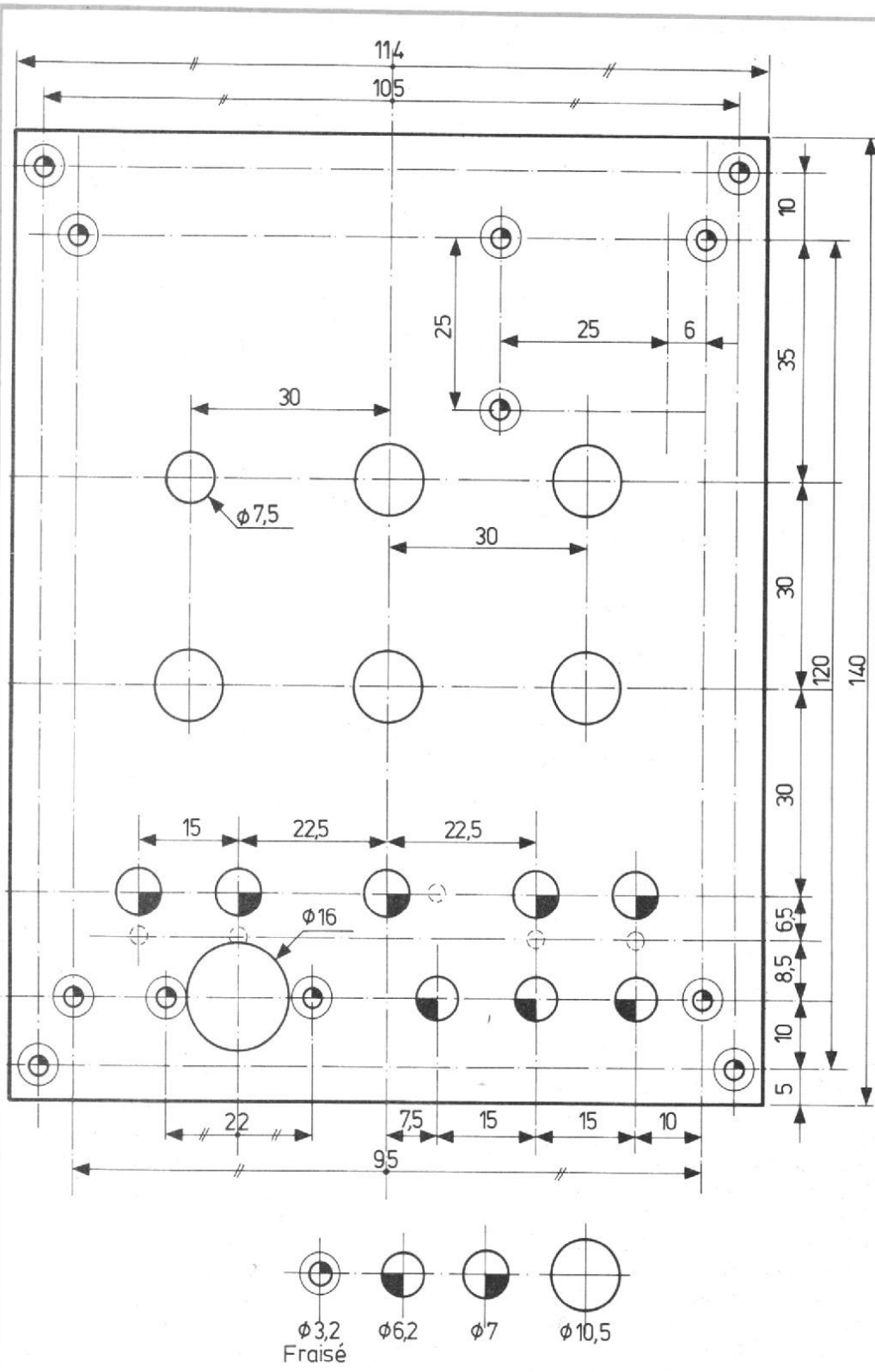


Fig. 13. - Plan de perçage de la face avant.

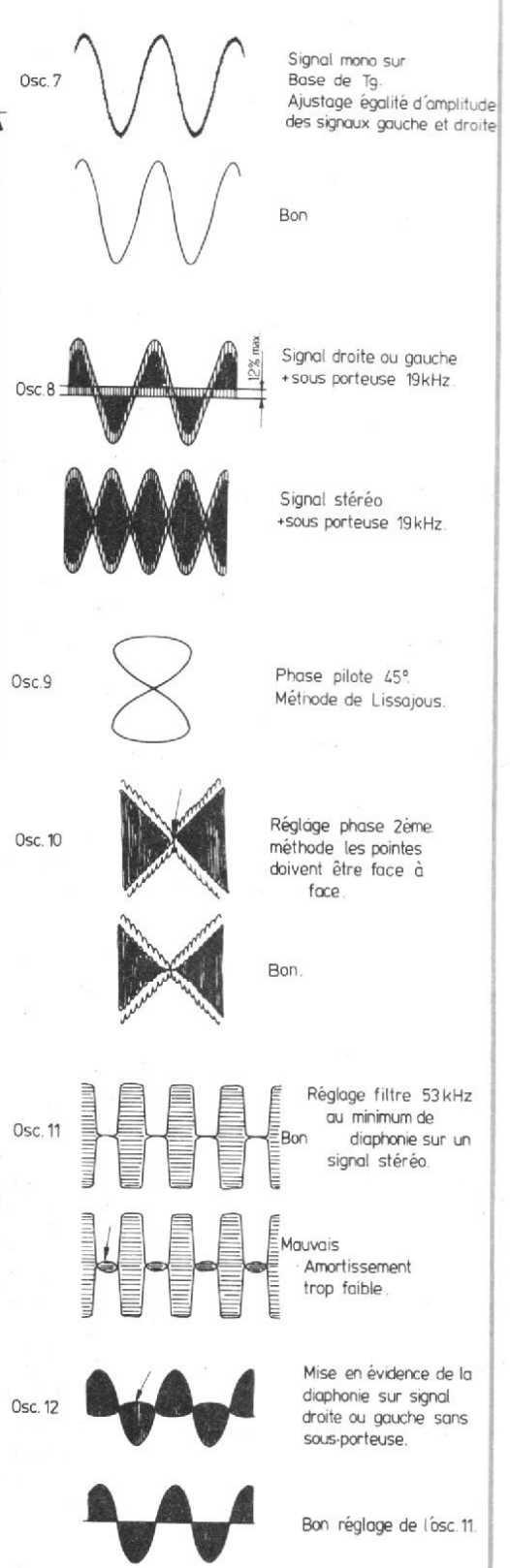


Fig. 11 b

- 1 10 kΩ 1/2 W
- 3 Inverseurs doubles miniatures
- 1 Inverseur simple miniature
- 1 Fiche DIN 5 broches pour chassis
- 3 douilles bananes 2 mm
- 1 Commutateur 2 circuits 4 positions
- 2 Potentiomètres 1 kΩ linéaire

- 1 Potentiomètre 5 kΩ Log.
- 2 Fiches BNC

Notes

a) Le Quartz
 Bien que d'un prix élevé (100 F) hors taxes, il résout le problème de l'alignement et de la stabilité. Il est possible avec le schéma utilisé pour l'oscilla-

teur de remplacer le quartz par une bobine avec noyau de réglage. Le réglage nécessite l'utilisation d'un fréquence-mètre numérique.
 Le quartz peut être commandé chez K.V.G. France 26/28, rue Rodier 75009 Paris, sous la référence : Quartz 76 kHz type XS 0401 résonance parallèle

b) Self de 10 mH
 Elles peuvent être réalisées sur un pot ferrite Type FP 14/8 - 3 H1 - AL 160. Le bobinage comporte 250 spires de 10/100^e.
 Il peut être très intéressant d'utiliser des selfs surmoulées (utilisées dans la réalisation), ce qui élimine toutes difficultés de réalisation (C.L.O.)

c) L'utilisation du modulateur V.H.F. n'est pas obligatoire, mais son utilisation est très pratique. Il est possible d'injecter le signal à l'antenne au lieu de séparer le décodeur de l'étage précédent.

— Son schéma est des plus simple :

Il est constitué d'un transistor 2 N 918 avec couplage entre base et émetteur, un circuit accordé dans la base détermine la fréquence de l'oscillation.

— La variation de fréquence est obtenue en appliquant le signal de modulation sur une diode Zener (non ce n'est pas une erreur ! ...)

On peut mettre très bien à profit la variation de l'épaisseur de la barrière de potentiel en fonction de la tension (d'où variation de capacité), d'une diode Zener. La seule précaution est de ne pas s'approcher trop de la tension de claquage. Cela fonctionne pratiquement aussi bien jusqu'à une centaine de Mégahertz, les pertes ne sont pas trop importantes.

La diode utilisée est une

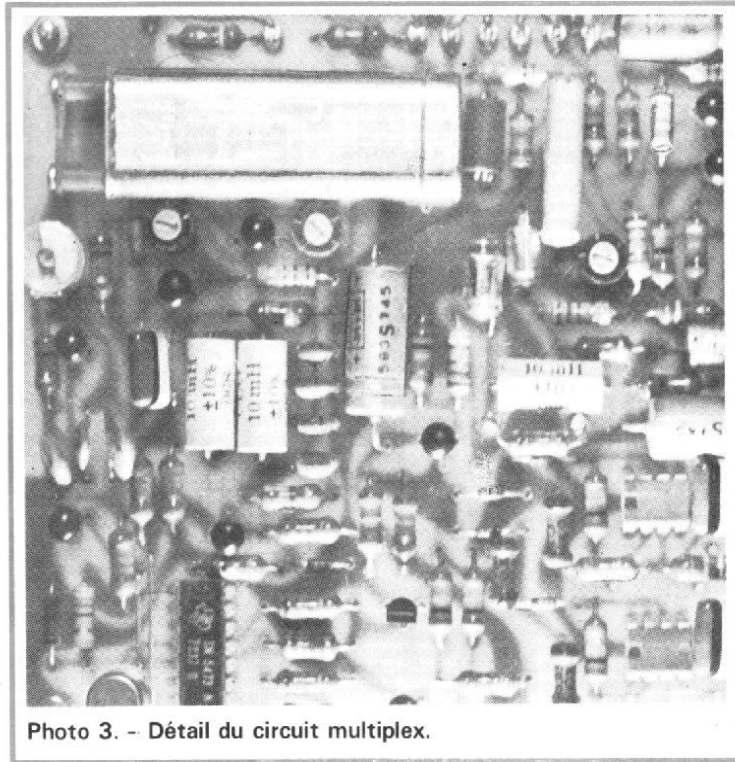


Photo 3. — Détail du circuit multiplex.

Zener 10 V 1 N 5240 de Motorola mais n'importe quelle diode Zener 10 à 12 V doit convenir.

— Le couplage est réalisé par quelques spires soudées directement sur la fiche de sortie.

Réalisation

Réaliser le boîtier en soudant ou en pliant, avec de la tôle étamée (pas d'aluminium, car ce métal ne se soude pas à l'étain).

Le câblage se fait en l'air en utilisant les 2 condensateurs de traversée et le C.V. comme relais. Vérifier que le montage ne coince pas sur la spire de couplage câblée sur la BNC lors de l'assemblage sur la face avant.

Réglage

Brancher sur un tuner et rechercher la fréquence de l'oscillateur, le réglage du C.V. permet de régler aux environs de 100 MHz avec P_5 à mi-course.

Régler le taux de modulation avec P_4 jusqu'à l'apparition de la distorsion et revenir en arrière de moitié ; c'est le meilleur réglage que l'on puisse faire si l'on ne possède pas d'analyseur de spectre.

Le taux obtenu dépend évidemment de la bande passante maximum du discriminateur du tuner essayé.

M. J. M.

Jouez à 11 jeux différents avec **VISIONMATIC 101** le plus perfectionné des TELE JEUX actuels

pour **139f.** seulement



GARANTIE TOTALE
1 AN

Jeu homologué
normes nf/C 91.110



Le plus perfectionné des télé jeux noir et blanc existants, connectable sur l'antenne UHF des téléviseurs noir et blanc ou couleur de toutes marques.

11 jeux différents

dont 4 contre le robot électronique.

Affichage du score sonore - Commande à distance. Fonctionne sur piles et secteur (alimentation secteur gratuite).

Livré complet, en ordre de marche avec fusil électronique dans une mallette luxe en plastique moulé.

Prix au comptant : **639,00 f.**

Port et emballage 20 F

Bon de commande à adresser au **COMPTOIR ELECTRONIQUE DES DEUX GARES**
14, rue des deux Gares 75010 Paris — Tél : 607.00.48

Je désire recevoir le **VISIONMATIC 101**

AU COMPTANT

* je règle 139 F à la commande
et 512 F contre remboursement

Ci-joint mon règlement par chèque bancaire ou virement postal 3 volets.

A CREDIT

* je règle 139 F à la commande
et 12 mensualités de 49,33 F

Nom : Prénom : Date de Naissance :

Profession : Adresse :

Code Postal :

Signature précédée de « lu et approuvé et bon pour commande

* cocher le mode de paiement



**COMPTOIR
ELECTRONIQUE
DES 2 GARES**

UN COMPTE POSE ELECTRONIQUE A MEMOIRE

Le photographe amateur qui s'oriente vers la « cuisine de laboratoire », en noir et blanc ou le traitement des émulsions couleur, se trouve vite confronté à un problème : la mesure du temps.

Lorsqu'il s'agit d'obtenir une durée d'allumage précise et reproductible d'une lampe d'agrandisseur, il faut mesurer un temps allant de la seconde à quelques dizaines de secondes.

Par contre, lorsqu'il s'agit de traiter le développement d'un film couleur, il faut mesurer un temps allant de quelques minutes à un quart d'heure. En outre, si l'on utilise par exemple le procédé Kodak E4 très répandu, il faut agiter la cuve toutes les minutes (pour presque tous les traitements d'ailleurs) et prévoir un temps d'égouttage de dix secondes. La durée de traitement dans le premier révélateur est variable suivant l'usure des bains et l'exposition du film.

Il faut donc un système simple, précis, fidèle et fiable. Or malgré la diversité du matériel proposé et sa qualité, nous n'avons actuellement trouvé aucun appareil qui seul satisfasse nos désirs, il faut en général deux appareils. C'est pourquoi nous avons imaginé et construit le compte-pose dont la description suit.

Nous voulons :

- Pour le travail à l'agrandisseur ou la tireuse : Allumer la lampe d'agrandisseur de 1 s à disons 1 mn. Maintenir cette lampe allumée pour les réglages.

- Pour le traitement en cuve : Être averti de la fin du traitement et de l'égouttage Être averti toutes les minutes. Nous le serons au moyen d'un signal sonore Pouvoir commander le

moteur de mise en rotation d'une cuve tambour. Nous brancherons le moteur à la place de la lampe de l'agrandisseur.

Principe

La plupart des appareils électroniques font appel à une base de temps, c'est-à-dire un générateur de rampe linéaire (fig. 1). Supposons un taux de croissance de 1 V par seconde. Si nous voulons un temps de pose de quatre secondes, il faudra provoquer l'extinction de la lampe de l'agrandisseur lorsque la différence de potentiel V aux bornes de sortie du générateur atteindra 4 V. Ceci est facile à obtenir, il suffit d'y connecter les bornes d'entrée d'un comparateur dont le seuil aura été pré-réglé à 4 V (fig. 2). La sortie repérée VCde sur la figure changera d'état et provoquera l'extinction de la lampe.

Il conviendra de faire varier la valeur de ce seuil pour faire varier la durée de la pose. Comme on le voit le principe est simple et séduisant, mais fabriquer un générateur de rampe linéaire d'une minute n'est déjà pas chose tellement facile, que dire de 15 ou 20 minutes ! En outre un cadran gradué de 0 à 20 minutes

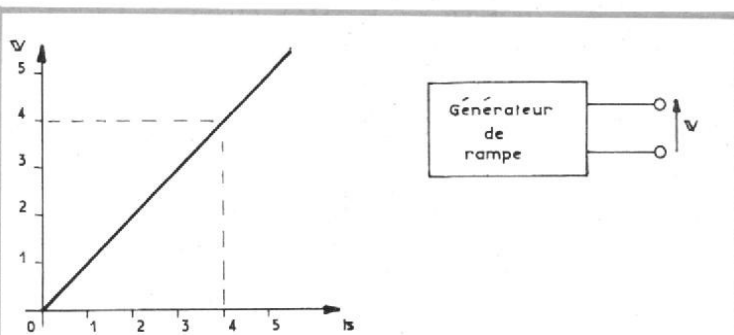


Fig. 1

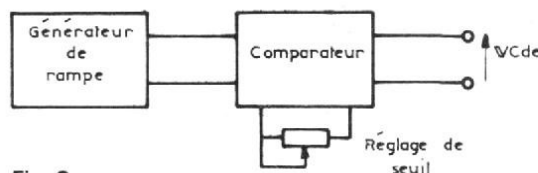


Fig. 2

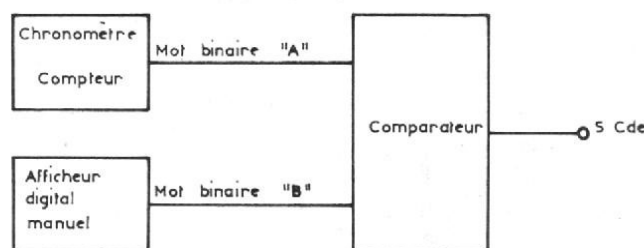


Fig. 3

manque de précision d'affichage pour des durées de quelques secondes. Il faudrait donc prévoir plusieurs gammes. De plus l'on voit mal comment introduire simplement une mémoire. Or celle-ci est utile, car en fin d'opération l'opérateur doit manipuler cuve, robinets, flacons, avec deux mains généralement gantées, il ne peut plus alors afficher un nouveau temps et le déclencher. La mémoire lui permet d'afficher quand il a les mains libres, à n'importe quel moment à sa convenance.

C'est pourquoi nous avons étudié un montage basé sur un autre principe, digital celui-là (fig. 3). D'une part un chronomètre électronique compte le temps écoulé, et le résultat de ce comptage est traduit en un mot binaire A. D'autre part au moyen d'un afficheur manuel digital (roues codeuses) l'opérateur inscrit le temps désiré, de 1 seconde à 19 mn 59 s, ce qui se traduit électriquement par un autre mot binaire B. Un comparateur compare ces deux mots, et lorsqu'ils sont identiques au bout d'un temps écoulé égal à celui affiché, sa sortie change d'état, ouvrant un interrupteur électronique et faisant retentir un signal sonore. Bien entendu, le montage final est un peu plus complexe.

Ainsi, tel quel, le chronomètre compte sans arrêt et l'on n'a la relation $A = B$ que pendant une seconde, au bout de laquelle tout se remet sous tension. Il faut donc un dispositif à mémoire, qui une fois changé d'état y reste jusqu'à intervention extérieure et volontaire : RAZ remise à zéro (fig. 4). Lorsque l'on actionne le poussoir marqué RAZ, l'on provoque la remise à zéro du chronomètre et la mise à l'état 1 logique de la sortie Q de la bascule, ce qui entraîne l'allumage de la lampe d'agrandisseur ou la mise sous tension du moteur de rotation d'une cuve tambour. Lorsque les mots A et B sont égaux, le comparateur actionne la bascule D dont la sortie \bar{Q} passe à l'état logique 0 coupant l'alimentation en sortie S_L .

Les caractéristiques électriques de la bascule sont telles

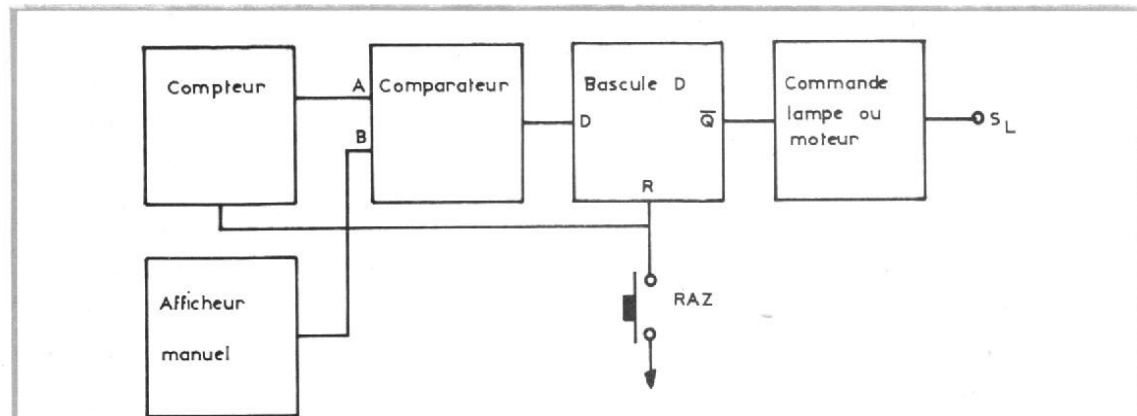


Fig. 4

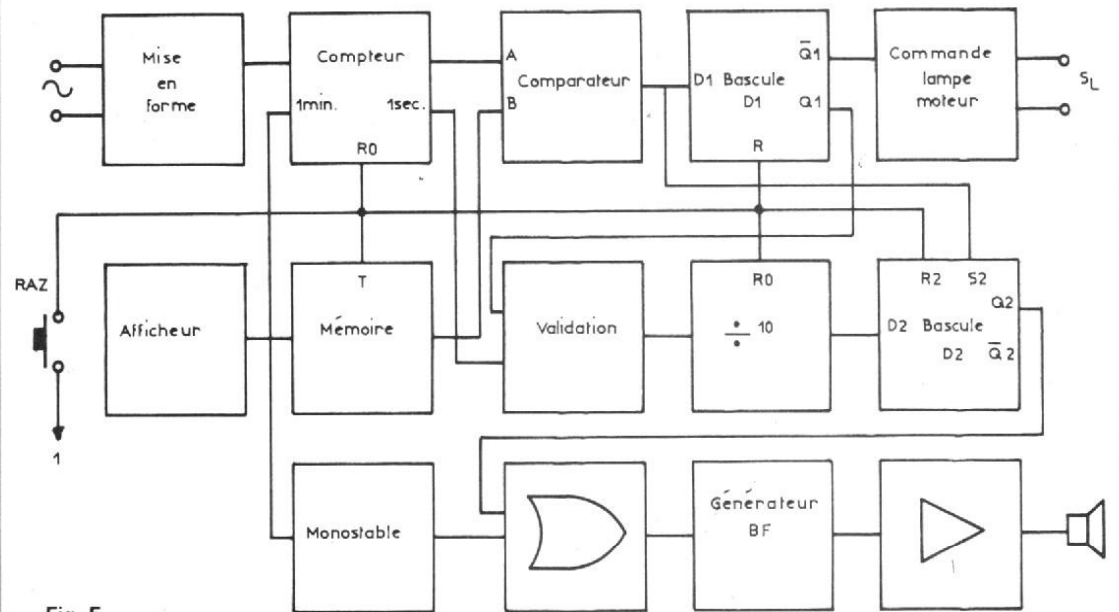


Fig. 5

que lorsque le temps écoulé continue à être compté entraînant $A > B$, un nouveau changement d'état de la sortie du comparateur reste sans effet sur l'entrée D de la bascule.

Pour le signal sonore final nous procéderons de façon analogue. Il retentira lorsque le temps affiché est écoulé, et ce pendant exactement dix secondes.

Enfin le signal sonore périodique retentira sous forme de tops d'une demi-seconde environ exactement toutes les minutes.

Organisation

La figure 5 représente le schéma d'organisation simplifié du montage. La référence de temps est donnée par le secteur de temps dont la précision de la période est largement suffisante pour nos besoins. La période étant de 1/50e de

seconde, le compteur comprend en cascade :

- 1 diviseur par 5 donnant le 1/10e de seconde
- 1 diviseur par 10 donnant la seconde
- 1 diviseur par 10 donnant les 10 secondes (4 bits)
- 1 diviseur par 6 donnant la minute (3 bits)
- 1 diviseur par 10 donnant la dizaine de minutes (4 bits)
- 1 diviseur par 2 donnant le dépassement (1 bit).

Compteurs comme afficheurs génèrent des mots binaires de 12 bits comparés et utilisés comme nous avons vu précédemment pour contrôler le temps d'allumage de la lampe d'agrandisseur.

Mais la sortie du comparateur agit également sur l'entrée S2 de la bascule D2. Ainsi lors du passage $A = B$, la sortie Q2 passe à l'état logique 1 et met en service le générateur BF, par l'intermédiaire d'un opérateur OU.

A cet instant la sortie Q1 de

la bascule D1 passe aussi à l'état logique 1 (et y reste jusqu'à RAZ). Par l'intermédiaire de l'opérateur de validation, le diviseur par 10 reçoit les impulsions périodiques de 1 s et au bout de 10 s très exactement, envoie une impulsion à l'entrée D2 de la bascule D2 ce qui a pour effet de ramener sa sortie Q2 à l'état logique 0 et de stopper le générateur basse fréquence.

Enfin un étage monostable reçoit du compteur une impulsion toutes les minutes, la transforme en impulsion calibrée de 1/2 s environ actionnant le générateur basse fréquence par l'intermédiaire de l'opérateur OU.

Vers le schéma final figure 6

Nous avons décidé d'utiliser des circuits logiques courants, bon marché, et que l'on peut se procurer un peu partout : les

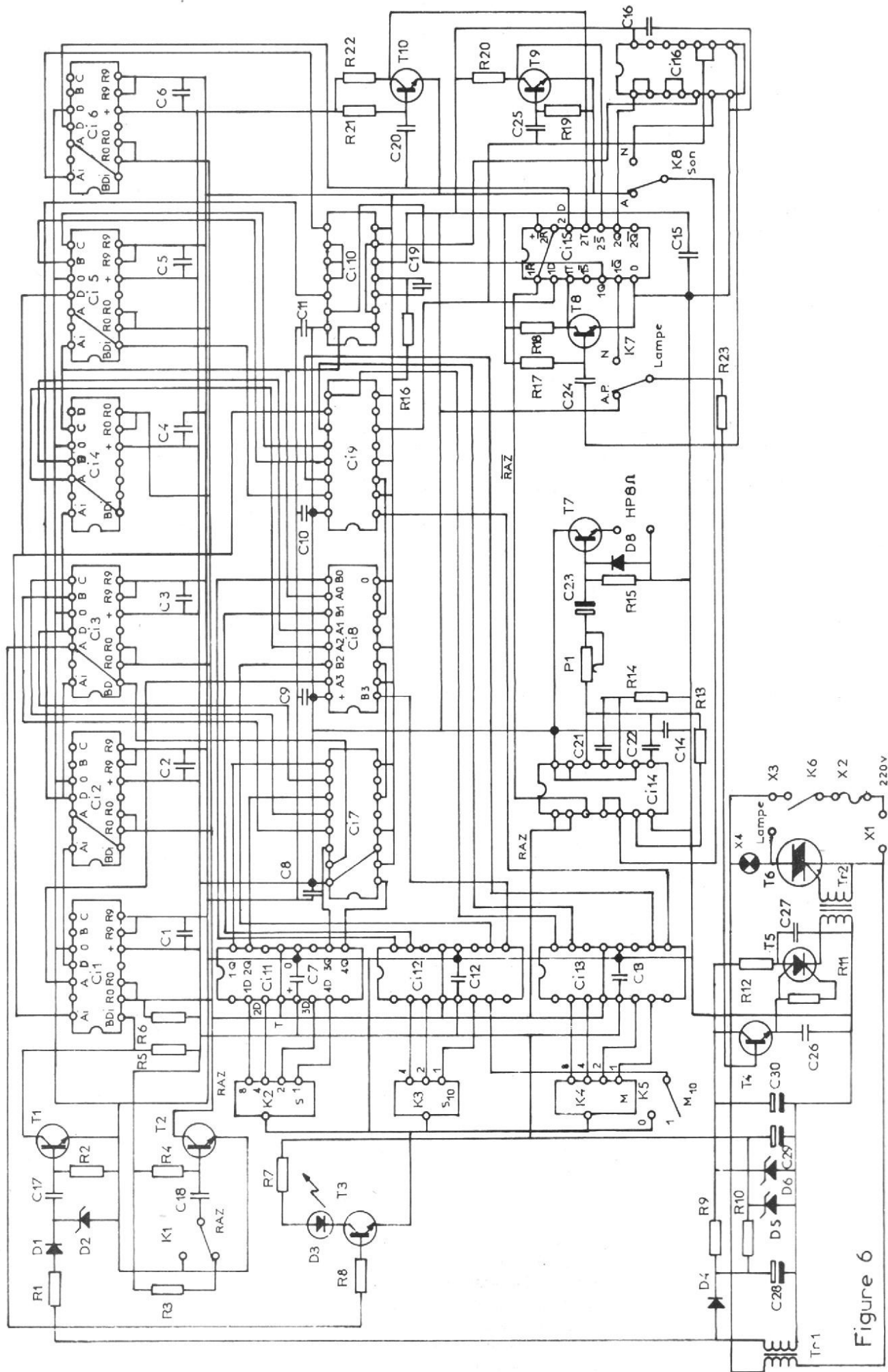


Figure 6

TTL. Nous avons limité à six la variété de ces produits.

Il nous est apparu hors de propos d'étudier ici le fonctionnement détaillé de chacun d'eux, ce fonctionnement ayant d'ailleurs largement été développé dans ces colonnes au cours d'articles précédents. Nous nous contenterons de faire simplement référence à leurs principales caractéristiques externes au fur et à mesure des besoins.

Ainsi nous savons que les compteurs série 7490 requièrent à l'entrée des signaux rectangulaires. Or, le secteur est sinusoïdal. D'où la présence d'un circuit de mise en forme constitué par les diodes D1, D2, cellule C17, R2 et transistor T1. Les diodes transforment par écrêtage les demi-sinusoïdes positives en signaux presque rectangulaires; la cellule C17, R2 les différencie et les impulsions de période 20 ms amplifiées par le transistor T1 sont appliquées à l'entrée de la deuxième bascule (BDi) du compteur Ci 17490.

Ce compteur a la table de fonctionnement du tableau 1. On voit qu'à la cinquième impulsion d'entrée la sortie D repasse à l'état logique 0.

Il suffit de la connecter à l'entrée Ai d'un autre compteur diviseur par 10, 7490 (Ci 2) dont la table de fonctionnement est donnée au tableau 2.

Nous remarquons que c'est cette fois à la 10^e impulsion que l'état logique de la sortie D de Ci2 repasse à 0, c'est-à-dire toutes les secondes. Cette sortie est connectée à l'entrée Ai du diviseur par 10 Ci 3. Mais maintenant les quatre sorties A, B, C, D, vont être utilisées pour compter les secondes en code binaire naturel, nous verrons comment un peu plus loin.

Suivant le même raisonnement que précédemment la sortie D de Ci 3 repasse à l'état 0 toutes les 10 secondes. Elle est connectée à l'entrée Ai d'un diviseur par 12, 7492, Ci 4 qui fonctionne aussi en diviseur par six, comme l'indique le tableau 3, ci-contre. Les trois sorties A, B, C, seront également utilisées pour compter les dizaines de secondes. La sortie C repasse à l'état logique 0, toutes les six dizaines de

T BDi	B	C	D
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	0	0	0

TABLEAU 1

T Ai	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

TABLEAU 2

Ai	A	B	C
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	0	0

TABLEAU 3

secondes, soit toutes les minutes. Elle est connectée à l'entrée Ai du diviseur par 10 suivant, Ci 5, qui donnera quatre sorties: A, B, C, D, permettant de compter les minutes et dont la sortie D repasse à l'état logique 0 toutes les dix minutes.

Étant donné qu'il n'est pas nécessaire de dépasser 19 minutes, il est inutile de prévoir un diviseur par 6; un diviseur par 2 suffira. Or, lorsque l'on utilise un circuit 7490 en diviseur par 5 au lieu de 10, on laisse libre la première bascule diviseuse par 2, dont les entrées et sorties sont accessibles. Nous la récupérerons sur Ci 1 en appliquant à l'entrée Ai la sortie D du diviseur Ci 5, et

nous comptons jusqu'à 1 les dizaines de minutes sur la sortie A de Ci 1. La remise à zéro de ce diviseur par 2 n'est pas indépendante, mais ceci n'est pas un inconvénient, puisque cette RAZ doit se faire simultanément.

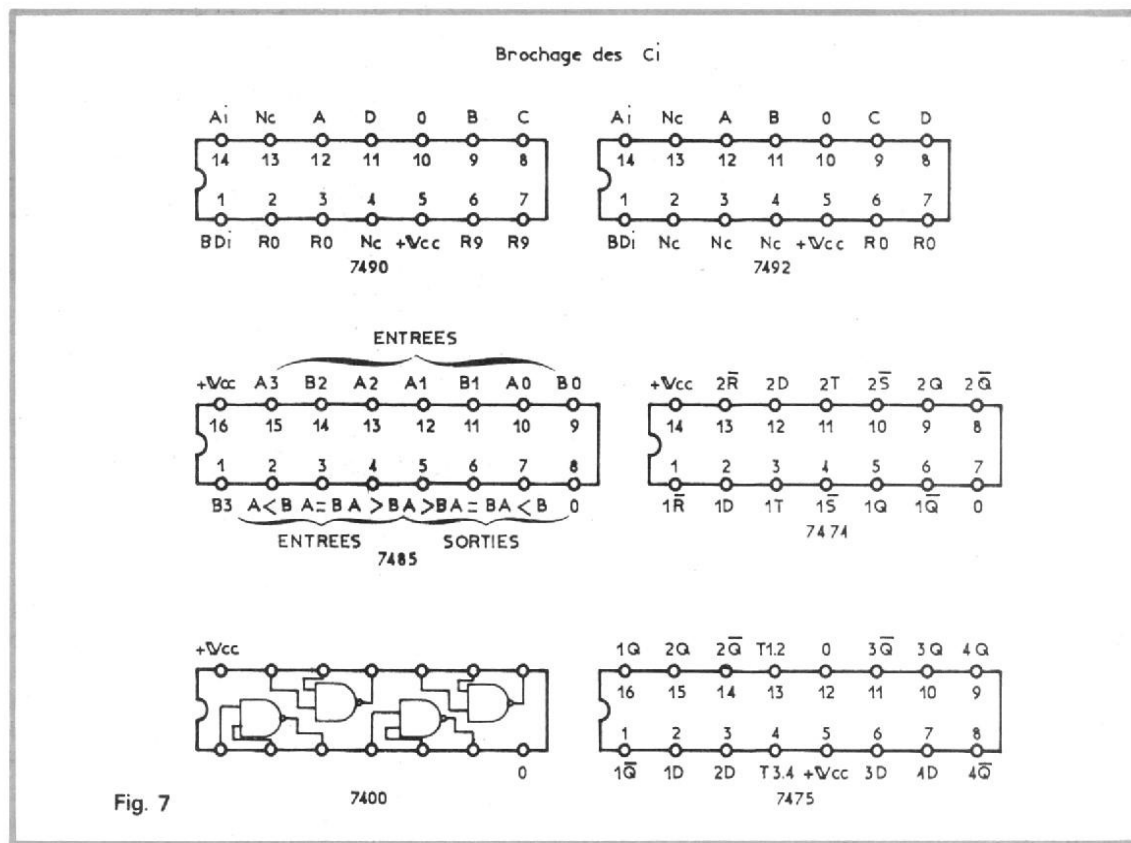
Ainsi nous disposons d'une base de temps qui délivre des secondes, dizaines de secondes, minutes et dizaine de minutes, permet de les compter en code binaire naturel, donc de les comparer.

Mais l'opérateur photographe veut pouvoir afficher rapidement un temps dans le système sexagésimal, et l'on ne peut comparer que des mots binaires. D'où l'appel à des roues codeuses.

Une roue codeuse n'est autre qu'un commutateur rotatif, à 10 positions pour notre usage, numérotées de 0 à 9 sur un tambour dont un secteur est visible par une fenêtre. A chaque position décimale correspond le mot binaire à 4 bits du code choisi, le même code que les compteurs évidemment.

Nous aurons donc à comparer les mots correspondant aux secondes, dizaines de secondes, minutes et dizaine de minutes.

Le principe de la comparaison repose sur l'emploi d'opérateurs OU exclusif. Étant donné qu'il existe un circuit intégré 7485 qui permet à lui seul de comparer deux mots



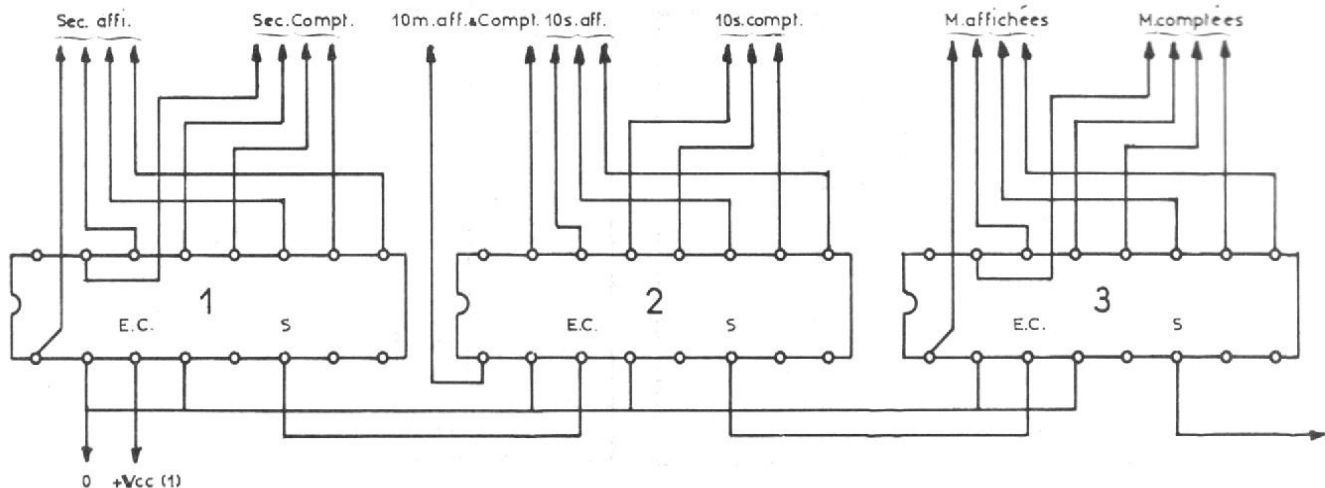


Fig. 8

binaires de 4 bits $A_0 A_1 A_2 A_3$ et $B_0 B_1 B_2 B_3$ avec mise en cascade de plusieurs circuits du même type, nous ferons appel à ce composant, ce qui donnera une structure plus simple donc moins chère (fig. 7). Trois sorties sont prévues $A > B$, $A = B$, $A < B$. Nous ne nous intéresserons qu'au cas où $A = B$, broche 6. Dans ce cas, cette sortie 6 passe à l'état 1. Mais cet opérateur permettant un montage en cascade il faut, s'il est en tête de cascade, simuler un opérateur amont dont les mots A et B seraient égaux, et de ce fait mettre les broches d'entrées cascade 3 à l'état 1, et 2 et 4 à l'état 0. Avec un circuit 7485 nous pouvons comparer les mots représentant les secondes affichées et les secondes passées. Il nous faut aussi comparer les dizaines de secondes, minutes et dizaine de minutes.

Pour les dizaines de secondes, nous n'avons que trois bits, et pour les dizaines de minutes un seul bit. Nous formerons donc un mot composite de quatre bits, ce qui nous amènera à utiliser au total trois circuits 7485, connectés suivant la structure de la figure 8.

Le premier opérateur voit ses entrées cascades raccordées comme expliqué plus haut. Ainsi lorsque le compteur indique le même nombre de secondes écoulées que celles affichées par la roue codeuse, la sortie de cet opérateur passe à l'état 1. Remarquons que cette sortie est connectée à l'entrée d'égalité de mise en cascade de l'opérateur 2, tandis que les entrées d'inégalité

sont au zéro logique. Lorsque l'on aura à la fois concordance entre les dizaines de secondes et les dizaines de minutes, la sortie d'égalité de ce deuxième opérateur passera à l'état logique 1. Elle est raccordée à l'entrée cascade d'égalité de l'opérateur 3 dont la sortie d'égalité passera à son tour à l'état logique 1 lorsqu'il y aura coïncidence des minutes comptées et affichées. Ce passage à l'état 1 ne se fait que si l'entrée cascade d'égalité est elle-même à l'état 1. Il faut donc bien qu'il y ait coïncidence totale des deux mots.

C'est cette sortie finale qui est appliquée à l'entrée D d'une bascule « D ».

Tn	Tn + 1	
D	Q	\bar{Q}
0	0	1
1	1	0

Tableau 4

La table de fonctionnement d'une telle bascule est donnée au tableau 4.

Tn = instant avant impulsion d'horloge

Tn + 1 = instant après impulsion d'horloge.

En outre les entrées \bar{R} et \bar{S} agissent directement.

$\bar{R} = 0$ entraîne $Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$

$\bar{S} = 0$ entraîne $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$

Nous remarquons que nous disposons de deux sorties complémentaires, ce qui nous laissera le choix pour les étages suivants. Le constructeur nous informe en outre que le changement d'état des sorties se fait sur le front montant de l'impulsion d'horloge.

Les figures 9a à 9c indiquent le fonctionnement retenu.

L'entrée \bar{R} est reliée à la ligne générale complémentée de remise à zéro. (RAZ). Comme énoncé plus haut l'entrée D est reliée à la sortie d'égalité du 3^e comparateur, tandis que l'entrée d'horloge T est reliée au collecteur d'un transistor dont nous allons étudier le fonctionnement.

Compte tenu du schéma et de la valeur des composants, nous remarquons qu'au repos le transistor est saturé. Ceci nous permet d'établir le bilan des états électriques après remise à zéro avec des mots binaires à comparer $A \neq B$.

$$E = 0 \quad D = 0 \quad \bar{E} = 1 \\ T = 0 \quad Q = 0 \quad \bar{Q} = 1$$

Le modèle électrique du circuit de base du transistor est conforme à celui de la figure 9b, avec $V_{besat} = 0,7 \text{ V}$, le condensateur C est donc chargé au potentiel $V_{cc} - 0,7$, soit $5 - 0,7 = 3,3 \text{ V}$.

A la date t_0 , il se trouve que $A = B$ qui entraîne :

$$E = 1 \quad \bar{E} = 0 ; \quad D = 1 \quad T = ?$$

Le modèle électrique du circuit de base du transistor est maintenant celui de la figure 9c où l'on voit que $V_{be} = -4,3 \text{ V}$. Le transistor se bloque quasi instantanément et à la date $t_0 + \epsilon$, $T = 1$ ce qui entraîne puisque $D = 1$:

$$Q = 1 \quad \text{et} \quad \bar{Q} = 0$$

La bascule D a bien changé d'état à l'instant où $A = B$ à ϵ près, et comme ϵ vaut quelques nanosecondes...

Mais le compteur poursuit sa marche si bien que à la date $t_1 = t_0 + 1 \text{ s}$, nous aurons $A > B$ ce qui entraîne :

$$E = 0 \quad \bar{E} = 1 \quad D = 0 \quad T = ?$$

Or après s'être bloqué le transistor s'est remis à saturation très rapidement au fur et à mesure que le condensateur C se décharge et à la date t_1 la charge du condensateur ne pourra que saturer davantage le transistor, donc $T = 0$, la bascule garde l'état acquis précédemment :

$$Q = 1 \quad \bar{Q} = 0$$

Il faudra agir sur la RAZ pour provoquer un nouveau changement d'état, etc.

L'on remarque que dans l'intervalle entre RAZ et la date t_0 , la sortie \bar{Q} est à l'état logique 1. L'on va exploiter cette situation pour commander l'allumage de la lampe d'agrandisseur ou la rotation du moteur de cuve tambour.

Un transistor amplificateur de courant T4 (fig. 6) met sous tension un générateur d'impulsions T5 constitué par un binistor. (Thyristor ayant deux portes). Ces impulsions sont appliquées sur la gachette d'un triac T6 via un transformateur Tr2 dont le seul rôle est d'assurer un isolement galvanique vis-à-vis du potentiel du secteur.

Un inverseur K7 permet d'obtenir un allumage permanent de la lampe d'agrandisseur, nécessaire pour les mises au point. Il suffit d'alimenter en permanence la base du transistor T4.

Le moment est venu de faire une remarque très importante concernant la commande de RAZ. Nous avons vu que cette commande agissait à la fois sur les compteurs et la bascule D1. Dès le début de l'action manuelle de la commande

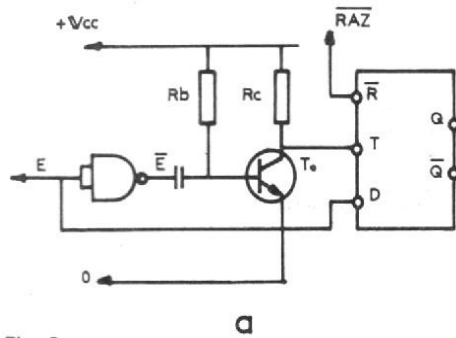
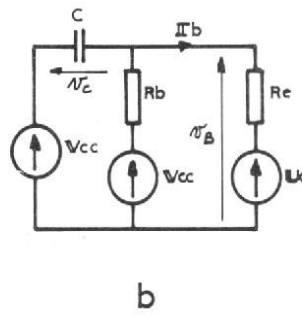
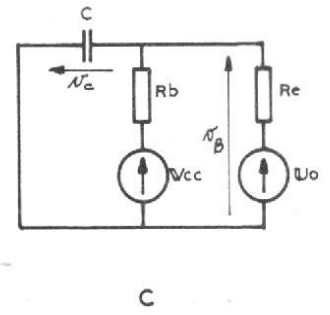


Fig. 9



b



c

RAZ, la bascule D1 change d'état et allume la lampe d'agrandisseur, mais les compteurs restent bloqués tant que l'on n'a pas relâché la commande. Il en résulte une erreur dans la durée de fonctionnement de la lampe, égale au temps de maintien de la main sur le bouton poussoir.

Le remède consiste à générer une brève impulsion, résultant de la charge du condensateur C 18 (fig. 6). Le courant de charge produit dans l'élément résistif R4 une brusque chute de tension qui vient bloquer momentanément le transistor T2. Il en résulte une impulsion positive sur le collecteur. C'est cette impulsion qui provoque la RAZ. Cette impulsion ne dure que quelques millisecondes quelle que soit la durée de maintien de la main de l'opérateur sur le poussoir K1. Cette erreur résiduelle est parfaitement admissible, même sur des temps d'exposition très courts.

Parlons maintenant du signal sonore. Il doit retentir en fin de temps affiché et ce pendant 10 secondes. Nous ferons appel à une autre bascule D (fig. 5 et 6). La remise à zéro s'effectue par la ligne générale de RAZ par action sur l'entrée directe R2. A la date t_0 lorsque nous avons $A = B$, l'entrée $\bar{S}2$ se trouve momentanément portée au potentiel logique 0 ce qui entraîne $Q2 =$

1, ceci au moyen de l'étage constitué par le transistor T9.

Ce transistor est normalement bloqué, donc $V_{CE} = V_{CC}$, le potentiel logique de S2 est 1.

A la date t_0 , la cellule de différenciation C 25, R 19 amène brièvement le transistor T9 à saturation, d'où $V_{CE} = 0$ et $\bar{S}2 = 0$.

Toujours à la date t_0 , la sortie Q_1 de la bascule D1 passe à l'état logique 1 (fig. 5), reliée à l'entrée d'un opérateur de « validation » elle permet au diviseur par 10 Ci6, de recevoir les impulsions au rythme de la seconde. Notons en passant que ce diviseur est remis à zéro par la ligne générale RAZ. Par conséquent au bout de 10 secondes, c'est-à-dire à la date $t_0 + 10 \text{ sec.}$, il délivre une impulsion qui va agir sur D2. Mais si nous regardons attentivement la table de fonctionnement d'un tel diviseur (voir plus haut) nous voyons que sa sortie D passe des états logiques 0 à 1 au bout de 8 secondes, et de 1 à 0, 2 secondes plus tard. C'est donc le front arrière de cette impulsion qui devra agir sur la bascule D2.

L'entrée d'horloge T de cette bascule est raccordée au collecteur du transistor T 10, monté comme le transistor T5. Via la cellule C 20, R 21, le transistor se bloque sur le front arrière, délivre donc une impulsion

d'horloge positive au moment où l'entrée D2 voit son potentiel passer au 0 logique ce qui entraîne $Q2 = 0$. Cette sortie sera donc restée à l'état 1 pendant 10 secondes exactement.

Il est peut être utile d'expliquer le fonctionnement d'un opérateur de validation : soit un opérateur ET et sa table de vérité (fig. 10). Nous remarquons que lorsque l'entrée a est au potentiel logique 0 ; la sortie reste à 0, quel que soit l'état de l'entrée b. Par contre, lorsque l'entrée a est au 1 logique, la sortie S recopie les états de l'autre entrée b. C'est à cette entrée que l'on applique les « tops seconde » tandis que la sortie est reliée à l'entrée Ai du diviseur par 10 Ci6, lequel ne reçoit donc les tops qu'au moment où l'entrée a passé à l'état logique 1, c'est-à-dire à la date t_0 .

Nous n'avons pas voulu introduire dans le montage un circuit intégré quadruple ET, aussi allons-nous confectionner ce ET avec deux NANDS (fig. 11).

La sortie de cet opérateur OU commande le générateur basse fréquence. Nom pompeux pour un oscillateur astable réalisé lui aussi avec des opérateurs NANDS (fig. 13) fonctionnant ainsi :

Supposons l'entrée « Cde » au 0 logique. La sortie de l'opérateur NAND 3 est donc au 1

logique. Faisons le bilan des états électriques :

$a1 = 1 ; b1 = 0 ; S1 = 1$
 $a2 = 1 ; b2 = 1 ; S2 = 0$
 d'où $VC22 = 0 ; VC21 = 0$
 A la date t_0 nous faisons $VCde = 1$ d'où $S3 = 0$ et $a2 = 1 ; b2 = 1 ; S2 = 0$ mais le condensateur C 22 va se charger à travers l'élément résistif R 13 ce qui amène à la date $t_0 + T$:

$A2 = 0 ; b2 = 1 ; S2 = 1$
 ce qui entraîne, le condensateur C 21 étant non chargé, le condensateur C 22 chargé : $a1 = 1 ; b1 = 1 ; S1 = 0$
 Les sorties des opérateurs ont changé d'état. Le condensateur C 22 se décharge rendant le potentiel de l'entrée $a2 < 0$, ce qui est sans effet sur l'état logique de la sortie S2, tandis que le condensateur C 21 se charge et à la date $t_0 + T + T'$ l'on a :

$a1 = 1 ; b1 = 0 ; S1 = 1$
 Le condensateur C22 se recharge etc. tout le temps que l'entrée Cde reste au potentiel logique 1. L'on recueille donc en sortie S1 (ou S2) des signaux en créneaux dont la fréquence dépend de la valeur attribuée aux éléments R 13-R 14 et C21-C 22. Avec les valeurs choisies, la fréquence d'oscillation est d'environ 3 300 Hz.

Elle est appliquée à la base d'un transistor T6 monté en amplificateur classe B collec-



a	b	s
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 10



Fig. 11

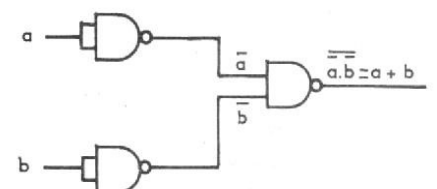


Fig. 12

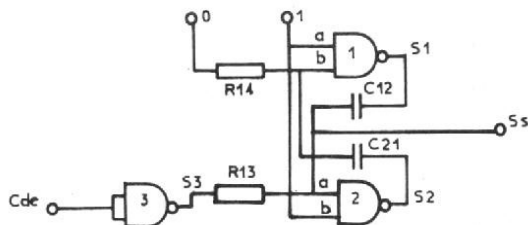


Fig. 13

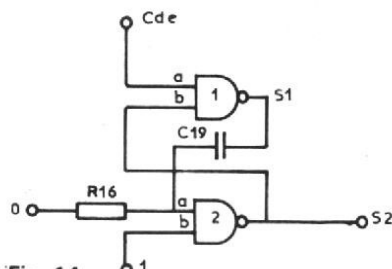


Fig. 14

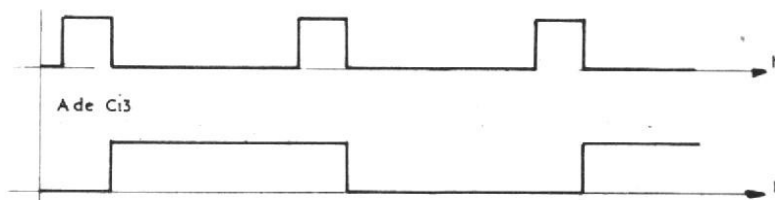


Fig. 15

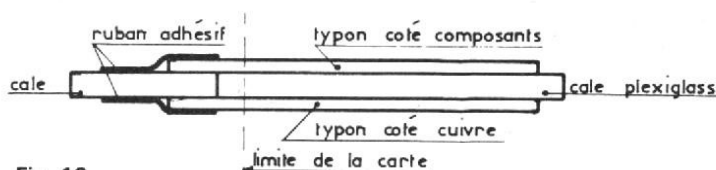


Fig. 16

teur commun. Ce montage distord, mais peu importe il faut seulement faire du bruit le plus efficacement possible. Le potentiomètre P1 permet d'atténuer ce bruit pour les oreilles sensibles.

Enfin parlons des « tops minute ». Nous référant à la figure 5 nous y voyons un étage monostable dont le schéma est donné figure 14. Supposons l'entrée commande au 1 logique. Nous avons le bilan des états électriques suivants :

$a2 = 0 ; b2 = 1 ; S2 = 1$
 $a1 = 1 ; b1 = 1 ; S1 = 0$
 $VC19 = 19$

Mettons l'entrée Cde au 0 logique et maintenons la à ce potentiel. Nous aurons :

$a1 = 0 ; b1 = ? ; S1 = 1$ quel que soit $b1$ et
 $a2 = 1 ; b2 = 1 ; S2 = 0$ donc $b1 = 0$

La sortie S2 est passée de l'état 1 à l'état 0. Mais le condensateur C 19 se charge à travers l'élément résistif R 16 et au bout du temps T nous retrouvons :

$a2 = 0 ; b2 = 1 ; S2 = 1$ et $b1 = 1$

La sortie S2 revient à l'état 1 au bout du temps T qui ne dépend que de la valeur attribuée au condensateur C 19 et à l'élément résistif R 16. Que

se passe-t-il si l'entrée Cde revient au 1 logique avant la fin de la charge du condensateur C 19 ? Nous aurons :
 $a1 = 1 ; b1 = 0 ; S1 = 1$ quel que soit $a1$. Après la fin de la charge du condensateur C19 par contre, si l'entrée Cde revient au 1 logique, le montage reprend son état initial.

Toutes les minutes, la sortie D du diviseur Ci 4 passe de l'état 1 à l'état 0, tout ce qu'il faut pour déclencher l'étage monostable. Nous remarquerons toutefois que la sortie agit en sens complémentaire de ce dont nous avons besoin pour commander l'oscillateur basse fréquence. Étant donné que l'opérateur OU est réalisé avec des portes NANDS, il suffira de supprimer l'inverseur d'entrée du OU pour que tout rentre dans l'ordre.

Le son pourra être coupé au moyen de l'inverseur K6. La remise à zéro s'effectue par le poussoir K1. Les compteurs demandent une mise à 1 de la ligne RAZ tandis que les bascules D demandent une mise à 0 de cette même ligne. Cette complémentarité s'obtient au moyen d'un opérateur NAND disponible sur le circuit intégré Ci11.

A ce stade de la description, notre compte pose fonctionne

parfaitement mais ne possède pas de mémoire. D'où leur introduction (fig. 5 et 6). Ces mémoires ne sont autres que des bascules « D » sans entrées directes. Un boîtier DIL à 16 broches en contient 4 : 7475, il faudra donc trois circuits intégrés pour mémoriser les 12 bits.

Lors du passage de l'impulsion d'horloge, l'information présente aux entrées D est transférée sur les sorties Q respectives. Cette impulsion d'horloge est prélevée sur la ligne générale RAZ.

Le fonctionnement global du compte pose se résume alors de la façon suivante :

- 1) L'opérateur affiche la durée prévue pour le premier traitement au moyen des roues codeuses.
- 2) Il appuie sur la touche RAZ marquée START ce qui a pour effet de :
 - 21) Transférer les informations présentes en sortie des roues codeuses aux entrées B des comparateurs Ci7, Ci8, Ci9 et les maintenir ensuite au moyen des mémoires Ci11, Ci12, Ci13, même en cas de modification du temps affiché.
 - 22) Remettre à zéro tous les compteurs Ci1 à Ci6.
 - 23) Mettre à zéro les bascules Ci15.

24) Allumer la lampe de l'agrandisseur.

25) Couper le son au cas il ne le serait pas.

3) Toutes les minutes un top sonore retentit

4) Lorsque le temps écoulé est égal à celui mémorisé, la lampe s'éteint, le signal sonore retentit pendant 10 secondes.

On note que dès qu'il a actionné la touche START, l'opérateur peut afficher la durée de l'opération suivante, à n'importe quel moment au mieux de sa convenance. Lors de l'enchaînement des traitements, il lui suffit alors d'appuyer sur START, etc.

Nous aurions pu prévoir d'afficher le temps écoulé, mais ceci ne nous a pas paru nécessaire et aurait entraîné des complications car nous ne sommes pas multiplexés.

Néanmoins, pour pouvoir visualiser le fonctionnement tout au moins des premiers diviseurs, nous avons fait clignoter la lampe témoin constituée par une diode électroluminescente D3 alimentée par le transistor T3. La base de ce transistor est connectée à la sortie A du diviseur Ci3 (fig. 15). Cette sortie change d'état toutes les secondes, la diode D3 sera allumée 1 s, éteinte 1 s etc. L'on dispose aussi d'un top sonore toutes les minutes, enfin nous avons prévu un voyant raccordé aux bornes de sortie lampe. Ainsi l'on peut détecter de suite lors d'un travail en cuve, le non départ du comptage et actionner de nouveau le poussoir, ou se servir d'un autre moyen de comptage si la défaillance est durable.

Les alimentations sont classiques, nous ne les citons que pour mémoire. Le fait d'avoir une extrémité du secondaire du transformateur d'alimentation raccordée au potentiel 0 fait obligation d'adopter un redressement monoalternance. Deux diodes stabilisent la tension à + 15 et + 5 volts. Le filtrage de la tension d'ondulation est sommaire mais suffisant pour l'utilisation faite.

(à suivre)

M. LABRE

REVERBERATEUR STEREOPHONIQUE A CIRCUITS INTEGRES

(Suite voir N° 1627)

Préparation du coffret

NOUS avons choisi un coffret GI de la série micro de luxe pour recevoir le module électronique de ce réverbérateur. Celui-ci porte la réf. 5045/8 dont

les dimensions sont de 42 x 155 x 82 mm.

Entrons tout de suite dans le vif du sujet et reportons nous aux figures 8 et 9. Ces deux figures permettent de mener à bien le travail de tôlerie qui ne consiste que dans le perçage de différents trous. La face

avant ne reçoit que 4 perçages et la face arrière 6. Le trou le plus délicat à réaliser est celui de $\varnothing 16$.

Bien entendu le module est à fixer dans le fond du coffret. On commence par percer deux trous de $\varnothing 3$ mm dans le circuit imprimé. On positionne

ensuite celui-ci par rapport aux quatre trous qui permettent de maintenir les faces avant et arrière avec des vis parkers. On repère les deux trous du circuit imprimé au fond du coffret et on perce à $\varnothing 3$ mm.

Le module sera surélevé du fond par deux entretoises de 5 mm de hauteur.

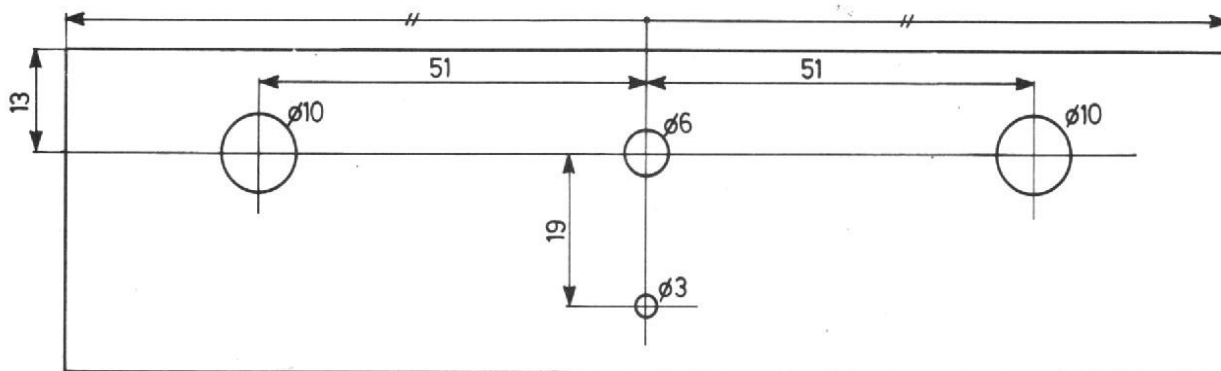


Fig. 8

FACE AVANT

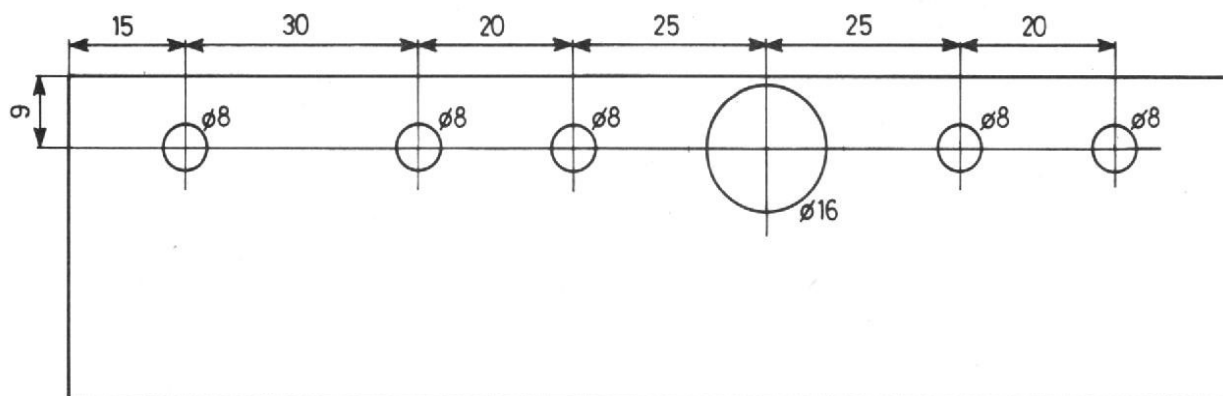


Fig. 9

FACE ARRIERE

Equipement de la face avant

Cette face avant reçoit les deux potentiomètres P_1 et P_2 , un commutateur trois positions et une diode LED rouge de $\varnothing 3$ mm, comme l'indique la figure 10.

On soude ensuite les différents fils de raccordements conformément à cette figure. Chaque fil de liaison aura une longueur de 10 cm environ.

La résistance de $1,1 \text{ k}\Omega$ et une $1/2 \text{ watt} \pm 5\%$.

Dans la première partie de cette étude, nous avons prévu

l'utilisation de deux commutateurs S_1 et S_2 , nous avons ensuite jugé préférable d'employer un seul commutateur trois positions, la position centrale étant neutre donc insertion des deux voies du réverbérateur dans la chaîne BF.

Equipement de la face arrière

Cette face arrière reçoit cinq prises Cinch pour châssis et une prise DIN cinq broches comme l'indique la figure 11.

On soude tout de suite le fil de cuivre étamé de 8/10 reliant ces six prises.

Interconnexions du module aux composants extérieurs

On commence par réviser les faces avant et arrière au fond du coffret avec les quatre vis parkers. On peut alors entreprendre le câblage générale. On s'aidera pour cela des figures 10 et 11 mais encore des figures 6 et 7 du n° 1627.

Il faudra travailler avec soin, car on ne dispose pas de beaucoup de place, un fer à souder de 30 à 40 watts est recommandé.

On établit d'abord les interconnexions avec la face arrière en utilisant du câble blindé pour les entrées $E(D)$ et $E(G)$ et ensuite pour les sorties S_1 et S_2 . Ne relier la tresse de masse de ces blindés qu'à une seule extrémité (côté prises et non module).

Le reste du câblage est simple puisqu'il n'est fait usage que de fils ordinaires.

Côté face avant, il y a moins

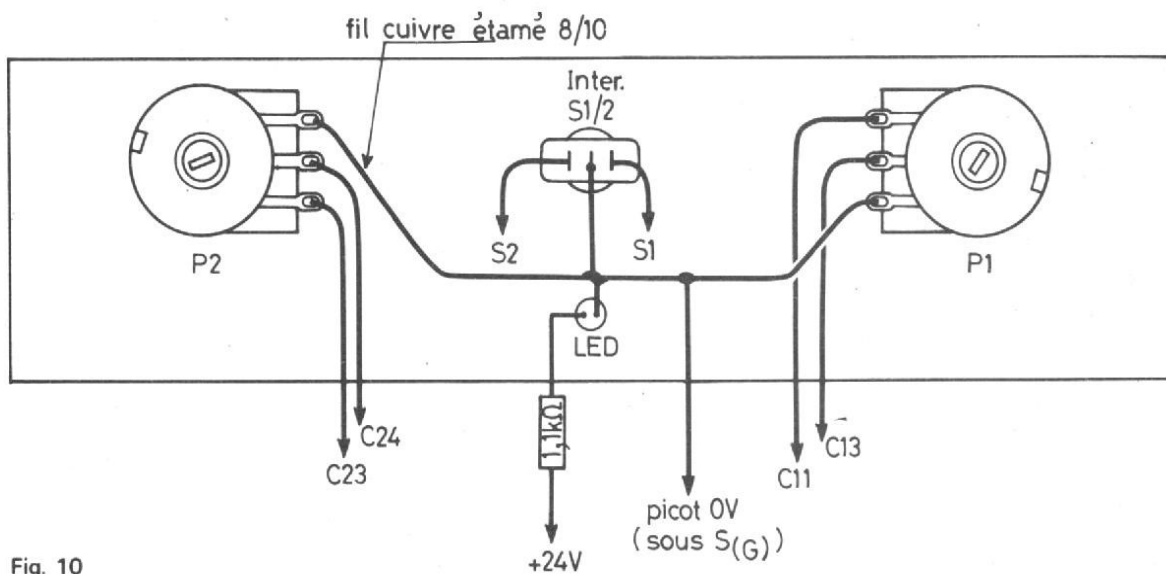


Fig. 10

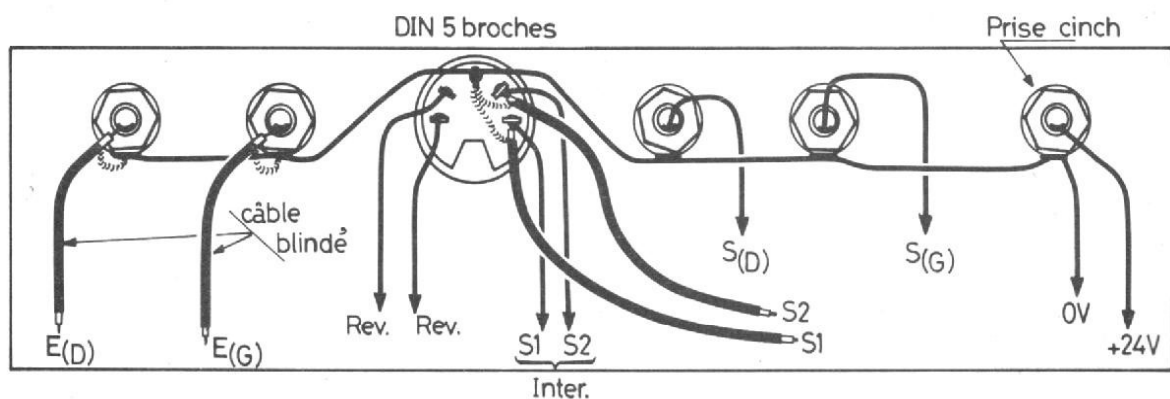


Fig. 11

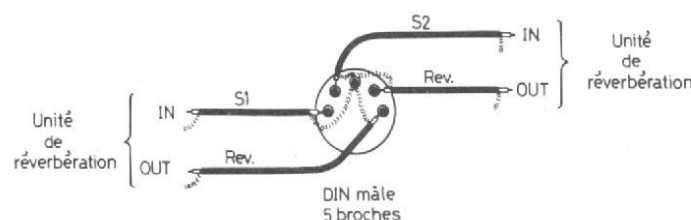


Fig. 12

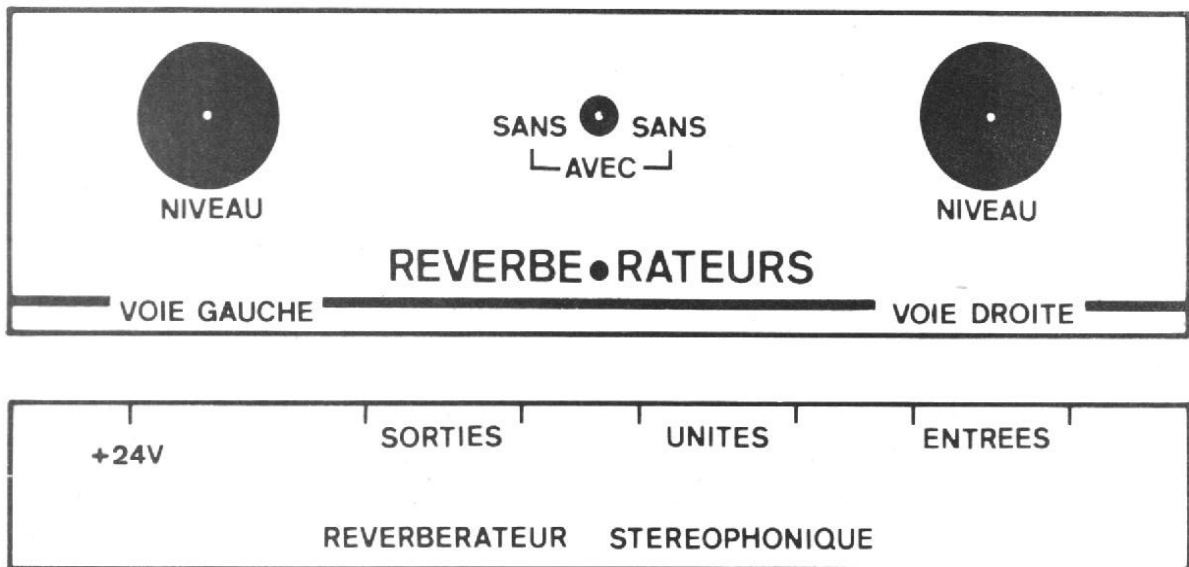


Fig. 13

de travail. Il ne faudra surtout pas oublier de souder le fil de cuivre étamé 8/10 au picot OV du module électronique, celui-ci étant situé sous le picot (S8G).

Le Câblage terminé, il faudra le vérifier soigneusement, cette vérification sera d'autant plus facile que l'on aura utilisé des fils de câblage de couleurs différentes.

Câblage de la prise DIN mâle

Le raccordement de ce réverbérateur stéréophonique, aux unités de réverbération, se fait au moyen d'une prise DIN mâle cinq broches, suivant le plan de câblage de la figure 12.

On n'utilisera ici que des câbles blindés, soit quatre

câbles à un conducteur ou ce qui est plus simple un câble quatre conducteurs.

Gravure des faces avant et arrière

Pour donner un aspect professionnel à cette réalisation, on peut graver dans de l'aluminium satiné des faces avant et arrière comme celles de la

figure 13. On obtient alors une très belle maquette qui n'a rien à envier aux réalisations commerciales.

Alimentation du réverbérateur

L'alimentation est de 24 volts, alimentation extérieure qui est à appliquer à la prise CIHCH + 24 V.

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



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

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

continue d'enchanter nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



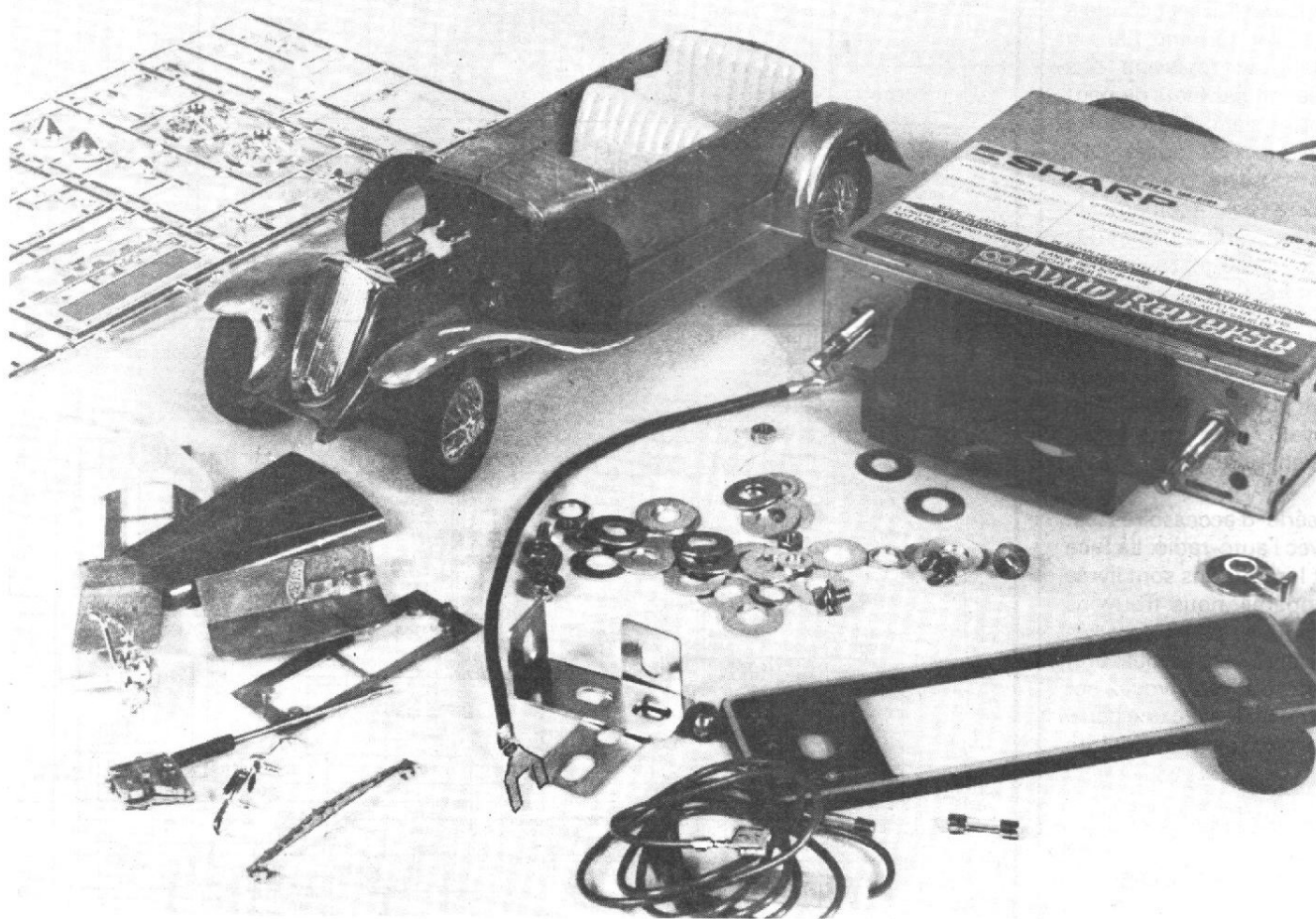
Bon pour un catalogue gratuit 100 pages des orgues Dr. Böhm
Joindre 5 F en timbres français, coupon de réponse, ou mandat
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A
Dr. BÖHM - Service catalogue - 71, rue de Suresnes - 92380 GARCHES

NOM
Adresse

Je désire recevoir 1 de vos disques de démonstration (30 cm, 33 L., stéréo, hi-fi).
 Musiques classiques.
 Variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique.
Je vous joins 45,00 F (les 2 disques ensembles 80,00 F) pour envoi franco.

HPV 2

L'AUTO-RADIO



SHARP RG 5750

LES auto-radios se ressemblent tous un peu, à première vue. Avec le Sharp RG 5750, nous avons un auto-radio lecteur de cassette adapté aux ondes européennes, c'est-à-dire possédant aussi les grandes ondes, il est stéréophonique, même en MF et est équipé d'un lecteur de cassette à renversement de marche.

Présentation

Tous les auto-radios se ressemblent, nous le répétons. C'est particulièrement vrai pour la façade. Il n'y a pas de place pour l'originalité, à moins d'attendre les premiers auto-

radios à affichage digital de la fréquence. Nous avons retrouvé la face noire, les boutons moulés dans une matière un peu souple, l'ouverture à volet pour la réception de la cassette. Les boutons ont bénéficié d'un montage coaxial, bouton de devant pour certaines fonctions, levier « chromé » pour les autres. Le coffret protégeant l'électronique est usiné dans de la tôle d'acier galvanisée, comme chez tout le monde.

Fonctions

La réception de la modulation de fréquence stéréophonique s'accompagne ici de la suppression des parasites, ce type de suppression est entiè-

rement électronique, un circuit intégré de Matsushita a été utilisé dans ce but. Il n'y a pas besoin ici de boîtier spécial, la fonction est intégrée à l'appareil.

Le cadran rassemble les trois gammes d'ondes, il est petit, de toute façon, les automobilistes n'ont en général pas le temps de surveiller leur cadran pour trouver une station, le repérage se fait à l'oreille.

L'introduction de la cassette est frontale, inutile de la retourner, lorsqu'elle touche à sa fin. Au lieu de cette opération, nous avons un bouton sur lequel on appuie pour renverser le sens de déroulement de la bande et commuter les enroulements d'une tête de lecture à quatre circuits magnétiques.

En fin de cassette, la tension de bande agit sur des leviers qui assurent une commutation automatique. Une touche mécanique sert à éjecter la cassette et à effectuer l'avance rapide destinée à la recherche d'un morceau.

Sur l'amplificateur, on dispose d'une commande de gain. Le bouton est celui de volume, si ce dernier est en position normale, on commande le volume et la mise sous tension, si on enfonce le bouton, on commande la fonction balance.

La commande de timbre est confiée à un levier jouant sur une centaine de degrés.

Dans le bas du cadran, nous avons des indicateurs de réception stéréo, et de sens de défilement ; l'indicateur stéréo

est associé à un commutateur auquel on fera appel pour passer en mono lorsqu'une réception stéréo sera mauvaise.

Le raccordement avec les haut-parleurs (4 Ω) est confié à un câble plat terminé par un connecteur, le repérage des sorties se fait par filets de couleur jaune et blanc. Deux câbles terminés par des prises DIN permettent de raccorder l'appareil à des équipements de guidage radio. L'une des prises prend le signal au niveau de la détection, l'autre au niveau des entrées des amplificateurs de puissance.

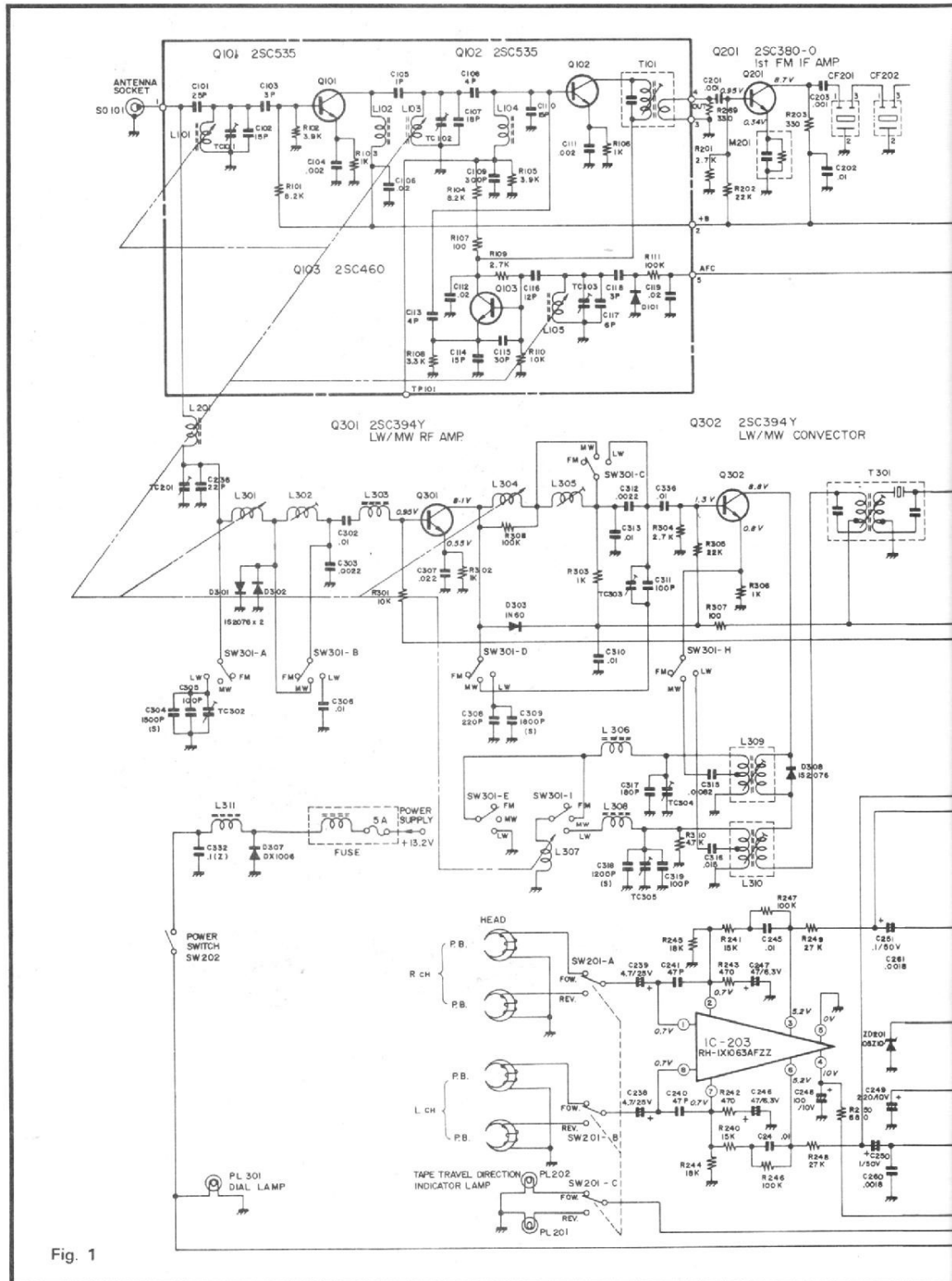
L'auto-radio Sharp est prévu pour fonctionner sur des véhicules ayant une batterie de 12 V avec pôle négatif à la masse.

Une série d'accessoires est livrée avec l'auto-radio. La face avant et les boutons sont livrés avec l'appareil, nous trouvons également un câble pour les haut-parleurs, des écrous, bref tout le kit que vous voyez sur la photo de titre, avec une barre perforée d'usage universel en plus.

Etude technique

Le manuel de service de Sharp peut figurer comme un exemple. Nous y trouvons en effet, ce qui est rare, la configuration interne des circuits intégrés. Comme ces composants sont de plus en plus fréquents et en nombre toujours croissant, nous ne nous trouvons plus devant de simples petits carrés blancs anonymes.

La section radio étant destinée à être soumise à d'intenses vibrations, le constructeur a utilisé des variomètres à la place de condensateurs variables. La formule du condensateur variable est parfois utilisée à condition que ce composant soit à isolant plastique et non à air. La tête VHF utilise des transistors classiques, un pour l'amplificateur d'entrée, le second pour l'oscillateur et le dernier pour le changement de fréquence. L'oscillateur reçoit sur une diode à capacité variable une tension de CAF. Cette particularité que l'on ne trouve pas en HIFI est rendue néces-



saire par le fonctionnement agité de ces appareils.

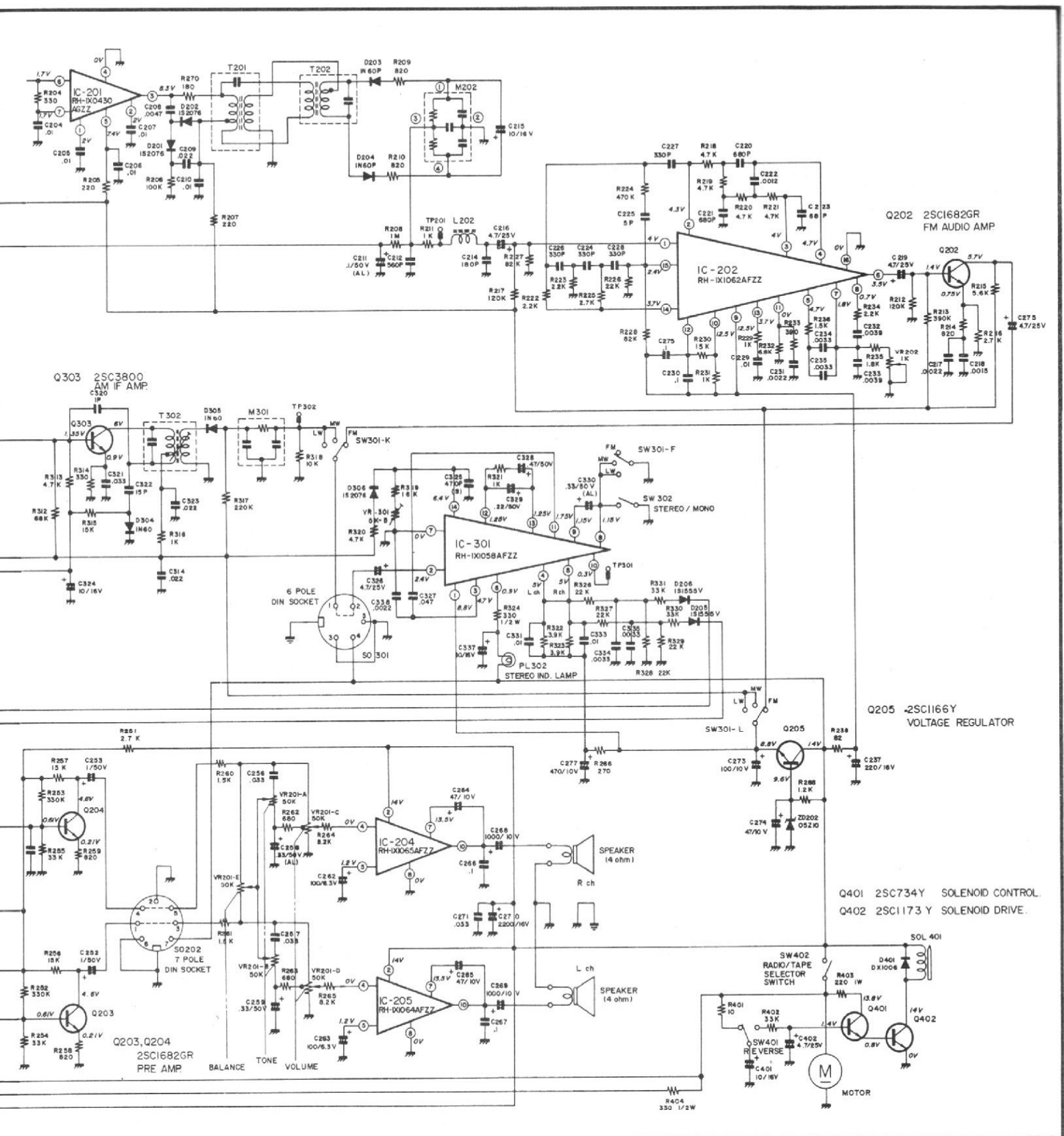
Le premier étage FI est suivi d'un double filtre céramique, ces filtres céramiques ont la particularité d'avoir une impédance de sortie identique à celle d'entrée si bien que leur liaison directe se fait sans problème. Les circuits intégrés utilisés par le constructeur portent des références personnalisées, ce sont les références

des services propres à Sharp. Le premier circuit est un TA 7061 AP. Un circuit intégré présenté en boîtier plat « single in line » une seule rangée de broches.

En sortie du circuit intégré, nous trouvons des diodes d'amortissement de T 201. Le détecteur est un détecteur de rapport. Un circuit hybride économisant de la place, sert au filtrage de sortie.

Circuit anti-interférences

Le fonctionnement de ce circuit est particulièrement développé dans le manuel de service. Ce circuit est destiné à détecter les parasites se produisant dans la bande audio et qui seraient susceptibles de perturber le fonctionnement du décodeur stéréo et de troubler



l'auditeur. La MF est synonyme d'absence de parasite, c'est vrai, mais si la voiture est environnée d'une masse d'émetteurs constituée des voitures voisines, les conditions de réception seront particulièrement difficiles.

La figure 2 donne le schéma de principe du circuit intégré de suppression. Le principe utilisé est le même que celui des circuits européens (Philips). Le

signal audio arrive sur un étage tampon. Il est ensuite séparé en deux parties, l'une pour les fréquences au-dessous de 53 kHz (il faut laisser passer le signal composite, l'autre au-dessus de 53 kHz, ce sont les parasites. Le filtre passe-bas sert également de ligne à retard, il assure le retard nécessaire à l'impulsion d'un parasite. Lorsque la commande de suppression arrive à

la sortie du filtre passe-haut, nous avons un amplificateur d'impulsions qui les détecte et qui ensuite va commander un trigger de Schmitt.

Le trigger commande la fermeture d'une porte pendant la durée de l'impulsion. A la sortie de la porte, nous aurons un signal dans lequel l'impulsion aura été enlevée et remplacée par un « blanc ». Un étage tam-

pon assure la sortie du signal audio. Entre l'étage tampon et la porte, le fabricant du circuit intégré a installé un filtre régénérateur de fréquence pilote. Lorsque le blanc se produit, il y a suppression de la fréquence pilote qui était superposée à l'onde audio (suppression également du signal G-D). Le filtre installé à ce niveau reconstruit en amplitude et en phase le 19 kHz. Ce filtre est excité en

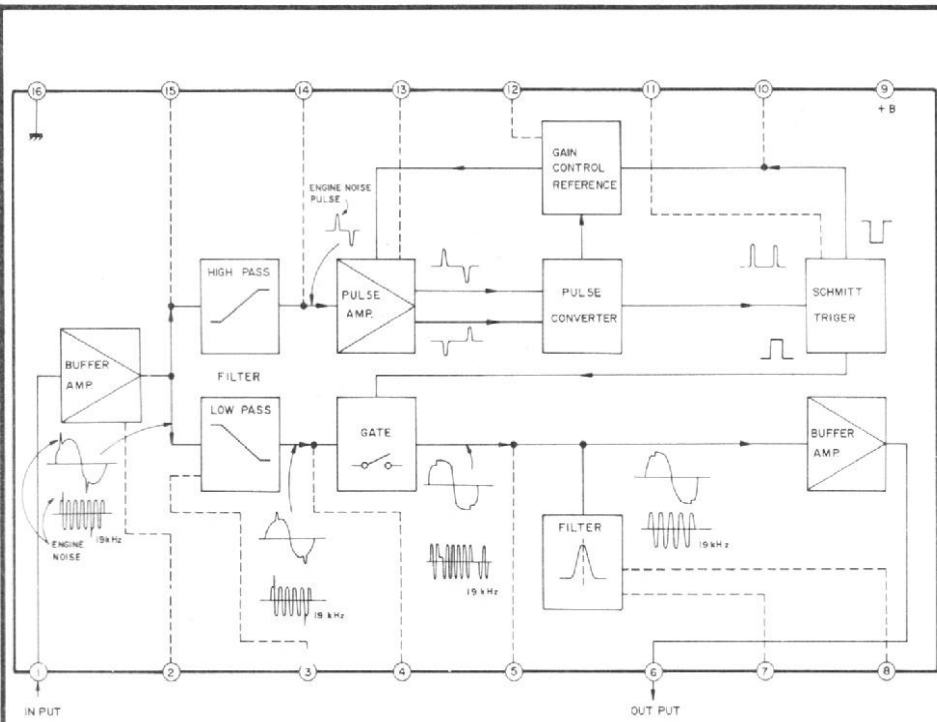


Fig. 2. - Schéma synoptique du circuit intégré de suppression des interférences.

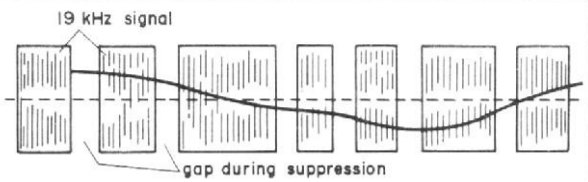


Fig. 3. - Avec le suppresseur, la fréquence pilote est supprimée. Un filtre accordé assure sa régénération.

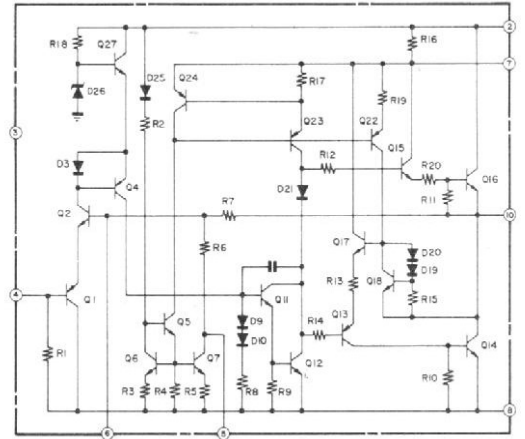


Fig. 4. - Le circuit de suppression des parasites.

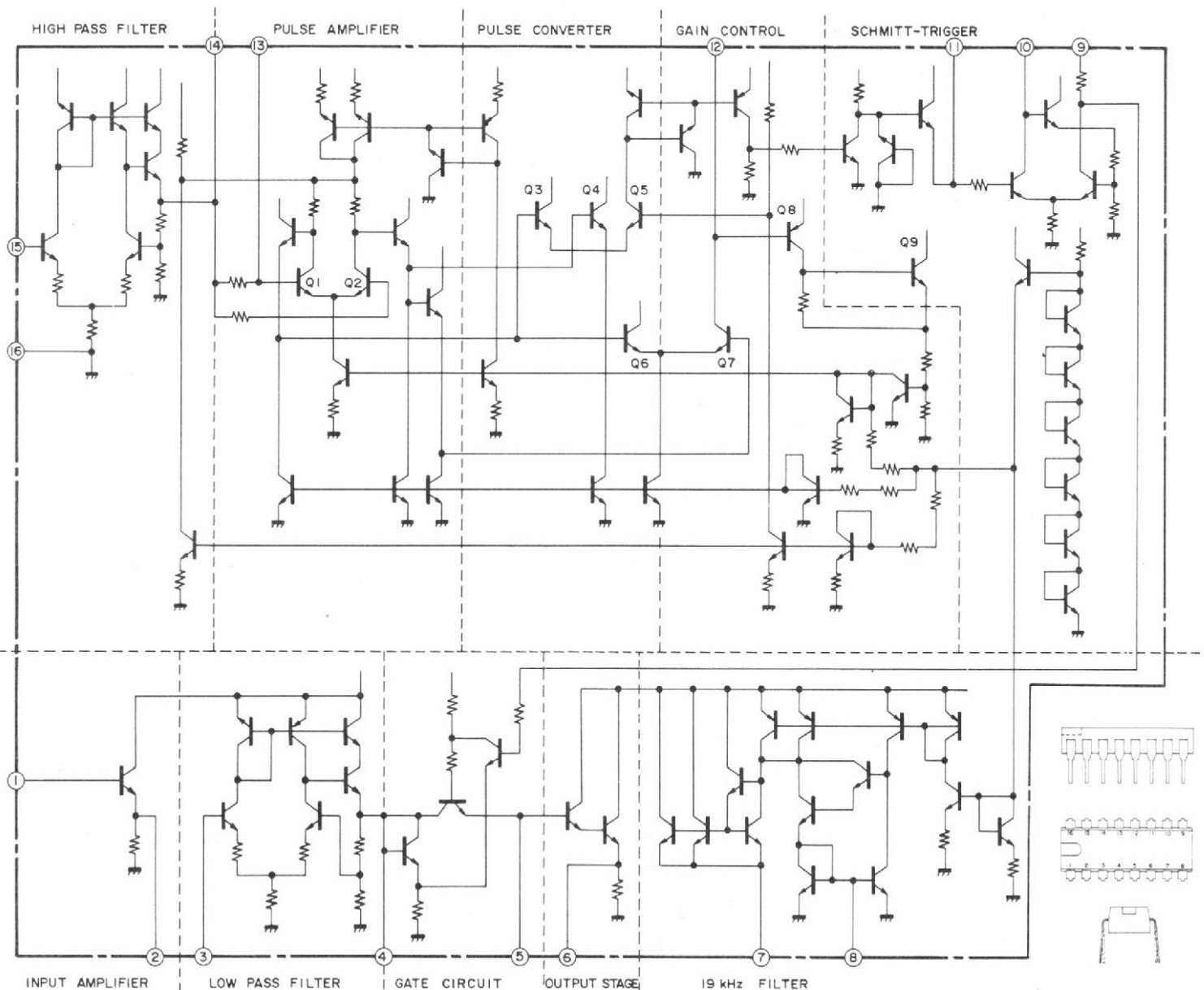


Fig. 5. - L'amplificateur de puissance intégré.

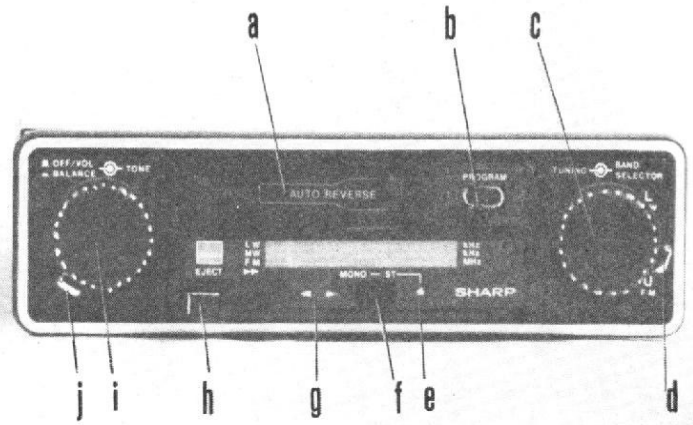
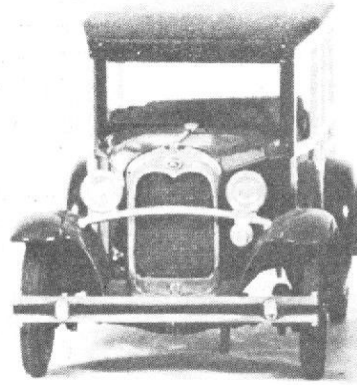
permanence; ce filtre est à coefficient de surtension élevée, il joue un rôle de volant d'inertie. La figure 4 donne le schéma détaillé du circuit intégré en reliant ce schéma d'une part au synoptique détaillé et d'autre part au schéma général. On reconnaîtra des filtres du 4^e ordre, une porte etc.

A la sortie de IC 202, le signal arrive sur un préamplificateur audio assurant une compensation de phase par son découplage d'émetteur. La tension arrive sur le décodeur stéréophonique. Ce décodeur travaille suivant le principe PLL, à boucle verrouillée en phase. La diode D 306 applique, lorsque la section modulation d'amplitude est en service, une tension qui empêche le fonctionnement de l'oscillateur, et évite des phénomènes parasites audibles. Le signal MA après sa démodulation passe, en effet au travers du décodeur stéréo qui n'a, à ce moment, aucun rôle à jouer...

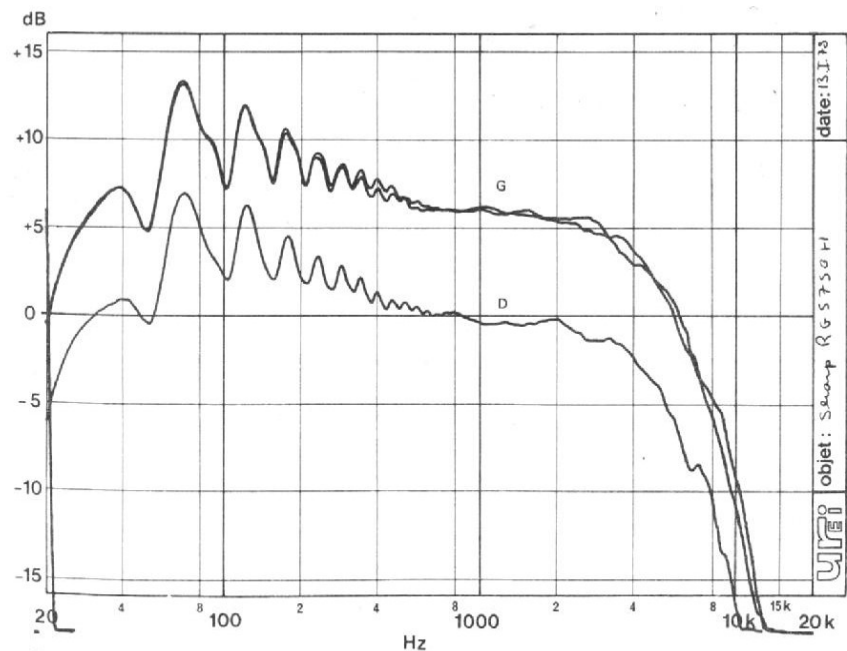
En sortie de décodeur, nous avons deux diodes de commutation, cette fois, ce sont des diodes qui seront polarisées en direct lorsque la section radio sera en service et en inverse si cette section est à l'arrêt (écoute des cassettes). On joue ici sur les polarisations relatives des étages de sortie des circuits intégrés. Simple circuit de désaccentuation en sortie du décodeur stéréophonique.

Le préamplificateur des têtes magnétiques est alimenté uniquement lorsque la cassette est introduite. Un circuit de contre-réaction assure la correction de lecture habituelle. Les deux transistors Q 203 et 204 assurent une préamplification avant passage dans les circuits de correction de timbre de gain et de balance.

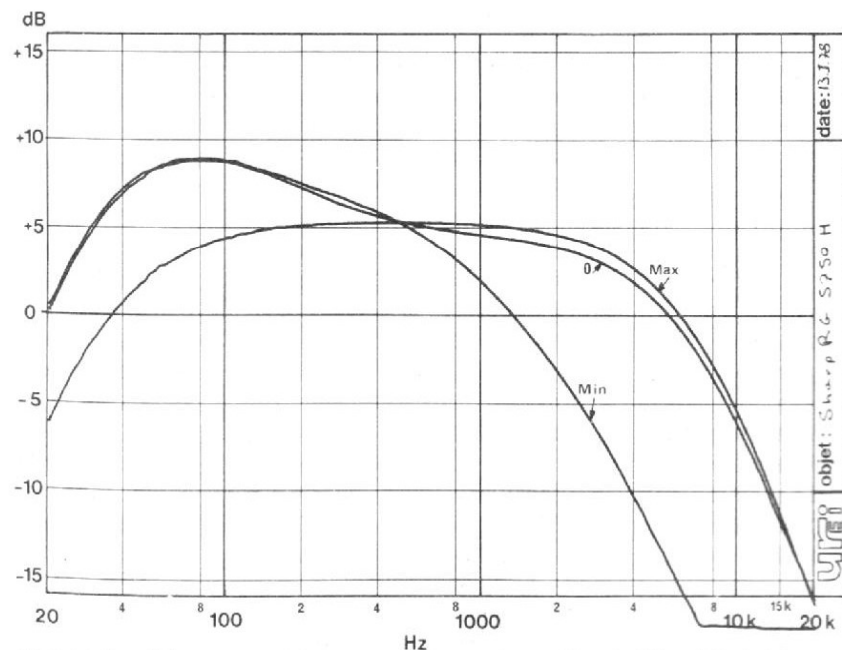
Les deux amplificateurs de puissance sont à circuit intégré, leur schéma est donné sur la figure 5. Ce sont des amplificateurs dont l'élément de silicium est monté sur une plaque elle-même serrée lors du montage sur une plaque d'aluminium puis contre le châssis. La structure relativement complexe du circuit, par rapport à un amplificateur traditionnel est due à la facilité de réalisa-



- a Logement de la cassette
- b Inversion de marche
- c Recherche des stations
- d Sélection de gamme
- e Voyant stéréo
- f Commutation mono/stéréo
- g Indicateur de sens de défilement
- h Ejection, avance rapide
- i Volume et, en appuyant, balance
- j Timbre



Courbe A. - Courbe de réponse sur les deux voies de lecteur. Casette originale enregistrée sur Nakamichi 1000.



Courbe B. - Réponse en fréquence de la section radio et efficacité de la commande de timbre.

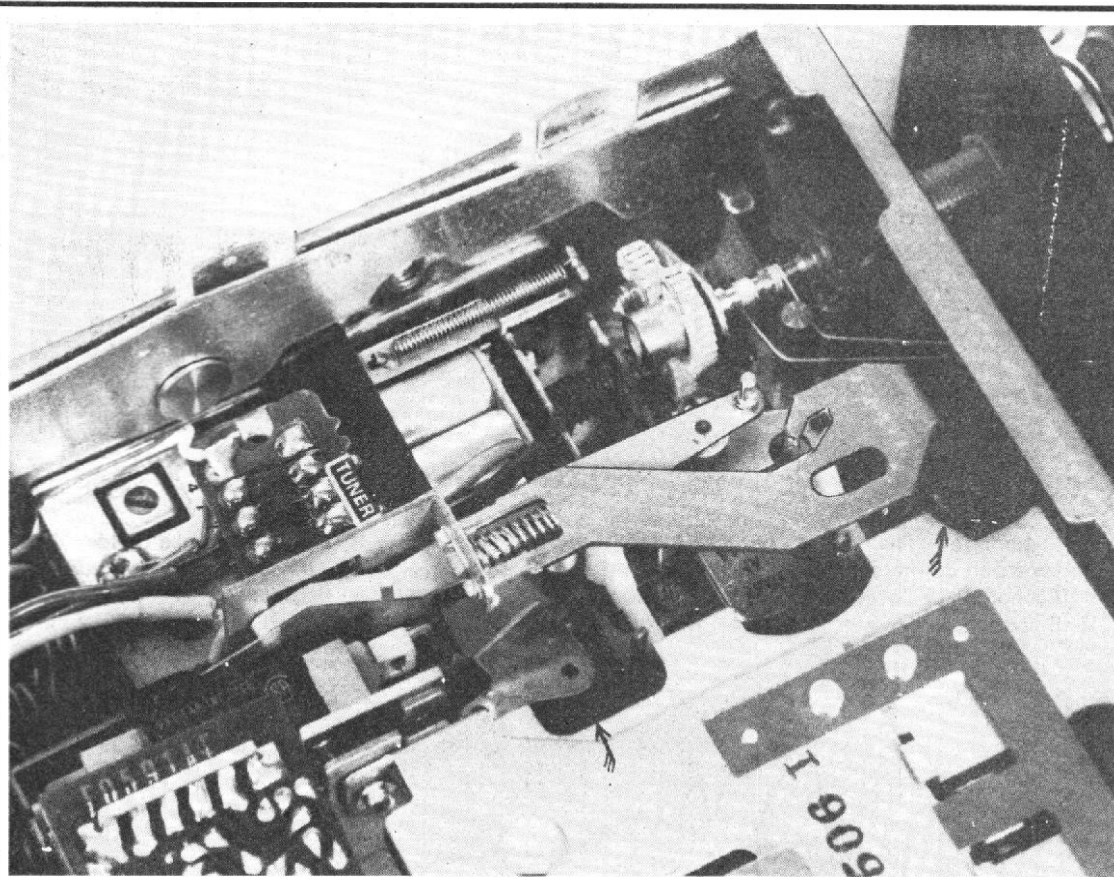


Photo 1. - Section accord : un variomètre commandé par pignons. Dans le bas, section magnétophone : 2 cabestans, 2 galets presseurs.

tion des semi-conducteurs qui permet de composer des circuits de polarisation élaborés. Sur le schéma principal, on notera la quantité très réduite d'éléments périphériques. Juste 4 condensateurs : liaison, boot-strap, découplage de la contre-réaction et condensateur anti-oscillations. Le moteur, à régulateur intégré, est simplement alimenté en 12 V, rien de plus simple, nous n'avons pas été jusqu'à le démonter pour analyser le système de régulation.

Réalisation

Deux parties pour cette réalisation. Une mécanique et une électronique. La mécanique est constituée d'une platine particulièrement compacte réalisée en tôle d'acier cadmiée ou zinguée. Deux cabestans et deux volants d'inertie tournent en sens contraire, ils sont tous deux sur le trajet de la courroie qui conduit au moteur. Le changement de tête est confié à un électro-aimant commandé par un micro-contact.

Ce micro-contact est déplacé soit par la touche frontale, soit par le détecteur de tension de la bande. Pas de contacts rotatifs pour la détection du mouvement, cette complication est éliminée ici, nous sommes en présence d'un appareil destiné à travailler en milieu poussiéreux. Rigidité correcte pour la mécanique.

L'électronique a trouvé place ici, malgré l'exiguïté des lieux. Un grand circuit imprimé couvre le fond. Il a reçu le préamplificateur des têtes, le tuner MF, le circuit intégré de suppression des parasites, les amplificateurs de puissance. Une partie des composants est montée très à plat pour passer entre la base de la mécanique et le circuit imprimé. Le décodeur stéréophonique est monté sur un circuit imprimé auxiliaire avec la section MA.

La qualité de la réalisation est bonne ; nous avons en particulier noté la propreté du travail, ce n'est pas toujours le cas chez les japonais. Les condensateurs les plus fragiles sont collés au circuit : une assurance de vibrations. Nous

avons également noté la présence d'un circuit imprimé souple entre la façade et le circuit principal. Sérigraphie des deux côtés des circuits pour donner la référence des composants et le trajet du circuit.

La séparation entre mécanique et électronique est simple, quatre vis à défaire et le tour est joué. Un fil de masse soudé relie la mécanique au châssis, les autres liaisons se font par des connecteurs.

Mesures

Comme nous l'avons toujours constaté, la puissance de cet appareil est la même que celle des confrères, 3,3 W à la limite de la distorsion visible pour une tension d'alimentation de 14, 4 V : Tension correspondant à celle des bornes d'une batterie de 12 V en charge (moteur en marche). Pour une puissance de 5 W, nous avons un taux de distorsion harmonique de 10 %, la distorsion est alors très visible.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,3 à 0,5 %

pondéré DIN, cela correspond sensiblement à la donnée « RMS » du constructeur. L'erreur de vitesse est inférieure à 1%. Une erreur négative, un excès de vitesse aurait eu notre préférence.

La sensibilité en MF est de $1,5 \mu\text{V}$ pour un rapport signal sur bruit de 26 dB ; nous avons constaté une baisse beaucoup plus précoce du niveau, elle intervient pour une tension de $10 \mu\text{V}$.

Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 56 dB, une performance tout à fait bonne, le milieu automobile est particulièrement bruyant.

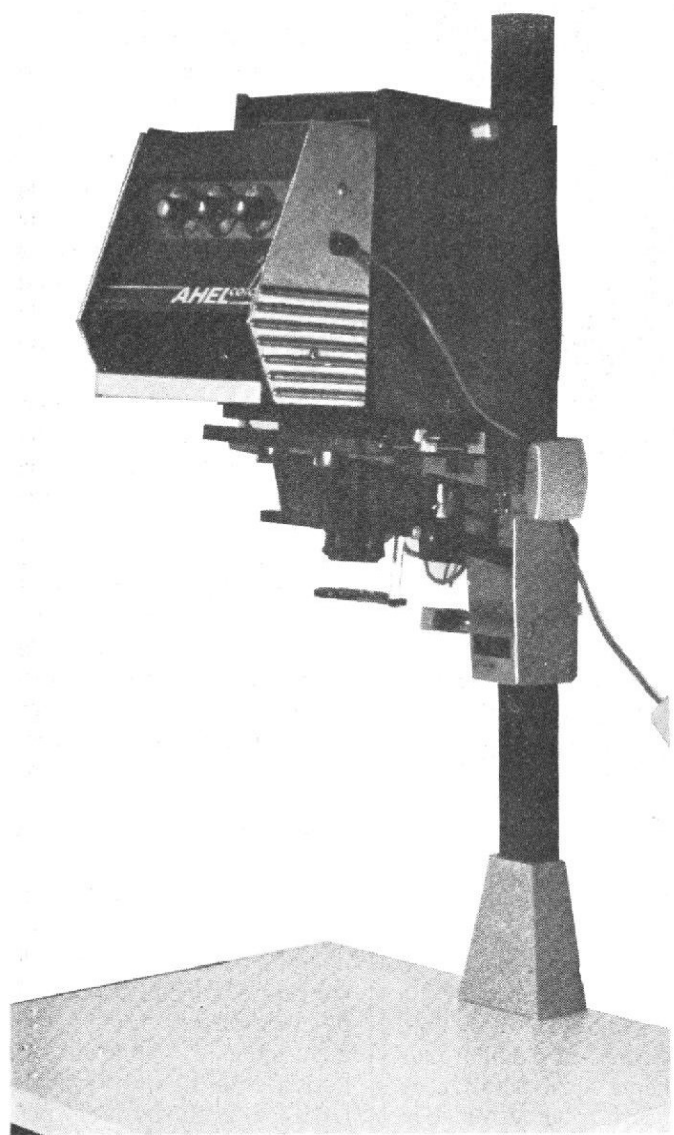
Les courbes de réponse ne sont surtout pas à comparer à celles d'un appareil HIFI. Le constructeur a préféré le confort par la suppression des parasites, c'est déjà pas mal. Cette bande passante correspond aux données du constructeur.

Pour le magnétophone, nous avons relevé des variations de niveau aux très basses fréquences dues vraisemblablement à la forme de la tête de lecture. Ce type de phénomène est en fait peu sensible à l'oreille qui fait une moyenne entre les sons perçus. Bien sûr, si vous écoutez du 100 Hz, il y aura de toute façon de fortes chances pour que les haut-parleurs ne le passent pas.

La correction de timbre assure une action aux fréquences hautes et basses, efficacité convenable du circuit.

Conclusion

Un appareil intéressant à plus d'un point de vue. Nous avons apprécié la qualité de la réalisation, la suppression des parasites fort gênants en voiture (n'en profitez pas pour supprimer l'anti-parsitage) et le fonctionnement ininterrompu des cassettes. De quoi supporter agréablement dans les pires embouteillages...



AGRANDISSEUR AHEL 6 COLOR ANALYSEUR COULEUR ANACOLOR

DANS le domaine du matériel photographique ou cinématographique, les constructeurs français, encore actifs voici quelques décennies, ne brillent plus guère que par leur absence. Aussi est-ce avec beaucoup de plaisir, et de curiosité, que nous avons testé longuement l'agrandisseur AHEL, et l'analyseur couleur du même fabricant, une des rares productions aux couleurs nationales. Nous examinerons successivement l'agrandisseur, que nous avons équipé de sa tête couleur à filtres dichroïques, puis l'analyseur, dont le fonctionnement repose essentiellement sur l'utilisation d'un photo-multiplicateur.

A - L'agrandisseur AHEL color 6

Présentation générale

L'appareil est livré démonté, sous emballage protecteur de polystyrène expansé. Une notice d'accompagnement, clairement rédigée et bien illustrée, permet une mise en service rapide et sans problème. D'entrée, l'agrandisseur inspire confiance par la robustesse de sa fabrication. La colonne carrée (35 mm de section), se fixe sur le plateau (30 x 40 cm) par un écrou solide, manœuvré à l'aide d'un large bouton. Fabriqué en aggloméré recouvert de stratifié blanc, le plateau est rigide. Sur la colonne, s'engage un chariot dont une manivelle commande les déplacements verticaux, et qui est muni d'un frein réglable. Le chariot porte la tête de projection, comportant la boîte à

lumière, la platine porte-objectif, et le passe-vues amovible. L'ensemble de la tête de projection, alliant le métal moulé et la tôle pliée, donne un sentiment de solidité et de rigidité qui sera confirmé à l'usage.

La boîte à lumière

Nous n'envisagerons, pour l'instant, que la boîte sans sa tête couleur. Différents types d'éclairage sont disponibles, comme on pourra le voir dans notre résumé des caractéristiques : nous n'avons testé que l'éclairage semi-dirigé, le plus universellement employé pour les travaux courants. La source est alors une lampe opale de 75 W, à douille Edison. Nous avons apprécié le dispositif de réglage, qui permet d'obtenir sur le plateau, après la mise en place des condenseurs appropriés à la focale de l'objectif, un éclairage suffisamment uniforme pour qu'aucune diffé-

rence d'exposition n'apparaisse de façon visible sur le papier, et ceci à la plus grande ouverture (objectif Nikkor de 50 mm, ouvert à f/4). Ce réglage s'effectue à la fois dans la direction verticale, dans un plan horizontal, et par rotation de la lampe sur son axe.

Le tiroir à filtres reçoit le format 102 x 102 mm (dimensions standard des filtres Kodak), ou le format 76 x 76 mm avec une monture intermédiaire.

La platine porte-objectifs

Elle est reliée à la boîte à lumière, par l'intermédiaire d'un soufflet, selon la technique maintenant retenue par l'ensemble des constructeurs. La mise au point s'effectue par un coulissement, que nous avons jugé doux et précis, le long d'une tige métallique. Un large bouton de commande

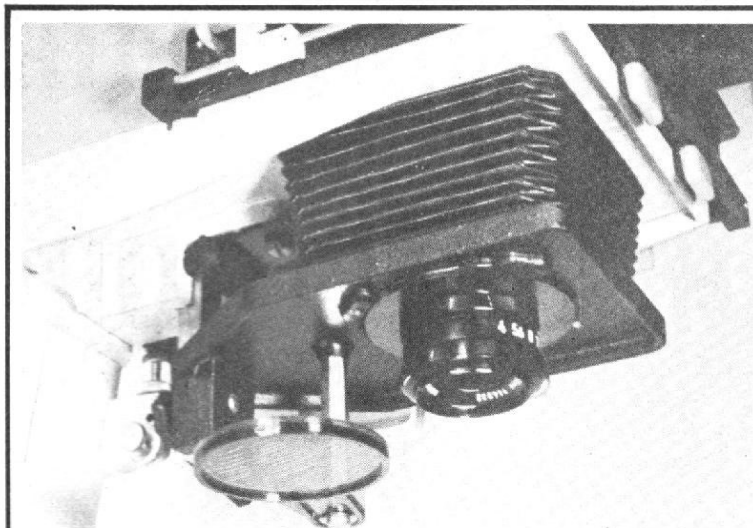


Fig. 1. - La platine porte objectif s'articule autour d'un axe solide de la glissière de mise au point. A l'arrière, on distingue les vis de butée, qui règlent l'inclinaison de la tête par rapport à la colonne.

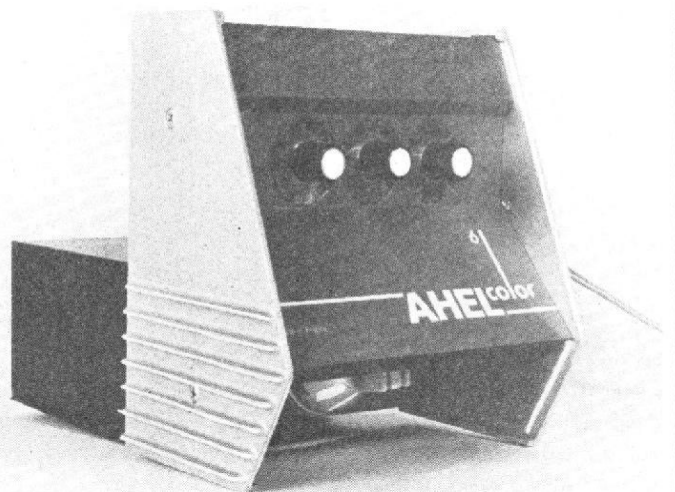


Fig. 4. - Les trois boutons, dont les graduations sont éclairés par transparence, commandent l'introduction progressive des trois filtres dichroïques. A la base, on aperçoit le réflecteur de la lampe basse tension.

entraîne le galet de friction. L'objectif est porté par une bague filetée, percée au diamètre de 39 mm, et fixée contre la platine par deux cales et une vis (fig. 1) : il est, ainsi, toujours possible de l'orienter de façon à lire commodément les gravures du diaphragme. En arrière de l'objectif, une colonne pivotante porte le filtre rouge.

Une intéressante possibilité, est celle du redressement des perspectives, souvent nécessaire dans l'agrandissement des photos d'architecture. Elle est rendue possible par l'articulation de la platine par rapport au passe-vues d'une part, et par celle de l'ensemble de la tête par rapport à la colonne, d'autre part. Naturellement, pour conserver la mise au point sur tout le plan du cliché, il faut alors incliner le margeur, comme le montre la figure 2.

Le passe-vues

Le passe-vues, entièrement amovible, se compose de deux volets métalliques, l'un et l'autre équipés de glaces amovibles. Nous n'avons pas eu, toute fois, à les enlever, nos essais n'ayant jamais donné lieu à l'apparition d'anneaux de Newton.

Deux guides mobiles, de part et d'autre (on distingue ceux de gauche sur la photographie de la figure 1), maintiennent en place la bande de négatif. Les quatre volets du cache ajustable sont commandés par des manettes situées sur l'avant (fig. 1) et sur le côté droit. Un axe à excentriques, permet de desserrer le passe-vues, pour glisser le film et changer de cliché.

C'est sans doute au niveau du passe-vues, que nous aurons les principales critiques à adresser à l'agrandisseur

Ahel. La première de ces critiques, et la plus grave, concerne la diffusion des lumières parasites. En effet, les glaces sont épaisses (3 mm chacune), ce qui, passe-vues fermé, laisse un jour de 6 mm. Aucun masque n'étant prévu, la tranche des glaces diffuse une lumière abondante : pour les travaux en couleurs, nous avons dû masquer tout le pourtour de la platine, à l'aide d'un tissu noir. Cette lacune est d'autant plus surprenante qu'il aurait sans doute suffi, pour y remédier au moins en grande partie, de prévoir un vernis noir sur la tranche des verres.

La deuxième critique concerne le dispositif d'ouverture, qui comporte un seul levier de commande, situé sur la gauche de l'appareil. Lorsque le négatif ne dépasse plus à droite, on souhaiterait disposer de ce côté d'un autre levier.

Cette disposition éviterait d'aller croiser les deux mains, de façon inconmode, pour maintenir le film et refermer le passe-vues en même temps.

La tête couleur

Les progrès des papiers sensibles pour la photographie en couleurs, et ceux des produits de traitement, rendent maintenant cette branche des travaux de laboratoire, tout à fait accessible à l'amateur. Si l'équipement standard de l'AHEL 6, avec son tiroir, permet les tirages en couleurs à l'aide de filtres de gélatine colorés, il est évidemment beaucoup plus rapide, plus agréable, et plus sûr (les filtres vieillissent assez vite), d'utiliser une tête couleur à filtres dichroïques.

Avant d'examiner la solution proposée par AHEL, rappelons rapidement la structure

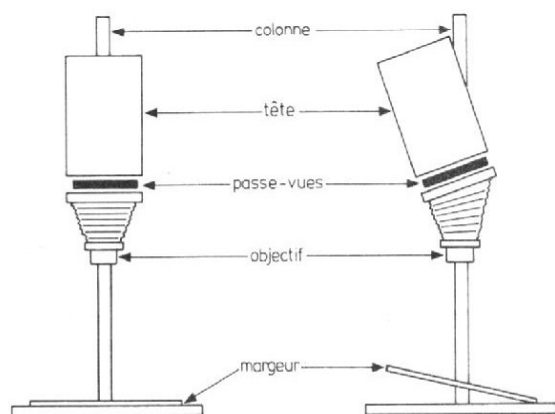


Fig. 2

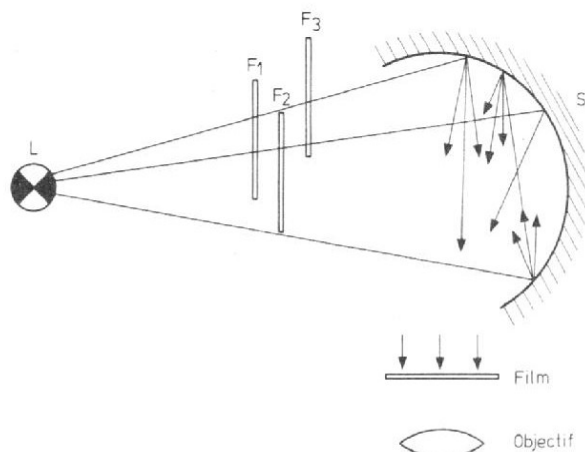


Fig. 3

d'ensemble d'un tel dispositif (fig. 3). Dans la méthode soustractive, seule accessible à l'amateur, on corrige la dominante introduite par le film, et par la lampe d'éclairage de l'agrandisseur, en introduisant des filtres (jaune, cyan et magenta), sur le trajet lumineux. Si ces filtres coupent tout le faisceau, la correction qu'ils apportent, pour une couleur donnée, dépend de leurs densités.

Beaucoup plus stables dans le temps, les filtres dichroïques sont utilisés dans les têtes couleur. Trois filtres F_1 , F_2 , F_3 , aux couleurs jaune, cyan et magenta, peuvent être progressivement introduits dans le faisceau lumineux issu de la lampe L. L'importance de la correction ne dépend alors plus de la densité du filtre, qui demeure constante, mais de la proportion des rayons qui le traversent.

Il est toutefois clair que, derrière le jeu des trois filtres, on ne retrouve plus une répartition spatiale homogène des couleurs. Il faut alors « mélanger » tous ces rayons, pour rétablir l'homogénéité. Une façon d'y parvenir, consiste à utiliser une sphère d'intégration (S sur la fig. 3), parfaitement blanche, et donnant une réflexion diffuse : chaque rayon incident donne une infinité de rayons réfléchis, dans de multiples directions. Finalement, ce broissage optique donne un faisceau résultant homogène, qui peut-être envoyé sur le film, puis vers l'objectif.

Dans la tête couleur AHEL, dont la figure 4 donne l'aspect extérieur, l'intégration est obtenue non par une sphère,

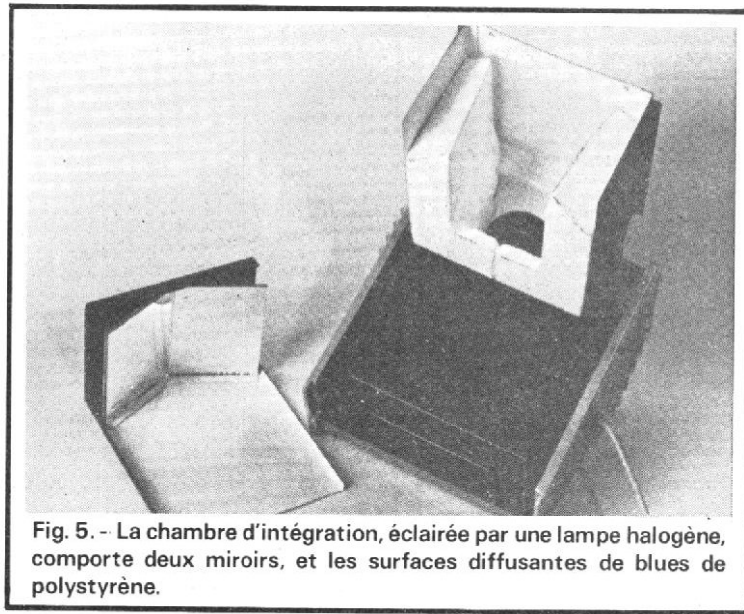


Fig. 5. - La chambre d'intégration, éclairée par une lampe halogène, comporte deux miroirs, et les surfaces diffusantes de blues de polystyrène.

mais par un dispositif assez original, dont on aperçoit certains constituants sur la figure 5. La lampe, située au foyer d'un paraboloïde réflecteur, éclaire une chambre formée de deux blocs de polystyrène, et d'un dièdre réflecteur constitué par deux miroirs plans. La fenêtre de sortie de la lumière comporte, enfin, un verre diffuseur, qui joue probablement aussi un rôle anticalorique.

A l'usage, cette disposition semble donner une excellente intégration : dans les conditions déjà définies (objectif Nikkor de 50 mm), nous n'avons pu relever, sur la surface du plateau, que des différences de deux ou trois points dans la composition spectrale, totalement indiscernables sur une épreuve.

La construction de la tête couleur, se situe à la hauteur du reste de la fabrication. Nous aurions souhaité, peut-être, une commande plus « onctueuse » des filtres : quelques

paliers de plastique, sur les axes, y auraient sans doute suffi.

Enfin, les problèmes de chaleur semblent bien maîtrisés. Mêmes utilisées dans leurs montures de carton, donc sans glaces, des diapositives laissées longuement en place dans le faisceau lumineux, n'ont montré aucune tendance à s'incurver.

Nos conclusions

Après deux mois d'une utilisation presque quotidienne, l'ensemble d'agrandissement AHEL nous laisse une impression d'ensemble très favorable, tant par ses qualités mécaniques et optiques, que par sa commodité générale d'utilisation.

Il n'en est que plus regrettable d'avoir à déplorer quelques défauts qui, tous, nous paraissent

faciles à corriger. Le plus important, rappelons-le, concerne les fuites de lumière par les côtés du passe-vues.

B - L'analyseur « Anacolor »

Pourquoi un analyseur couleur ?

La restitution fidèle, ou agréable, des couleurs, lors de l'agrandissement, nécessite, comme nous l'avons vu, l'interposition de filtres colorés compensant les dominantes indésirables. Encore convient-il, pour chaque cliché, de déterminer la composition du filtrage.

La méthode la plus rudimentaire, repose sur les essais successifs, jusqu'à approcher le résultat souhaité. Compte-tenu du nombre des paramètres (temps d'exposition, composition spectrale triple), on devine qu'elle est presque inextricable.

Un premier perfectionnement consiste à effectuer simultanément toute une série d'essais, grâce à des masques étalons convenablement structurés. Les résultats obtenus peuvent alors atteindre la perfection, mais au prix d'une perte de temps (il faut à chaque fois développer l'épreuve test), et d'un gaspillage de papier.

On comprend donc l'intérêt des analyseurs qui, par référence à un cliché témoin dont on a une fois pour toutes déterminé le filtrage, permettent de procéder au même travail pour n'importe quel autre cliché, en quelques secondes ou quelques dizaines de secondes. Le principe consiste à

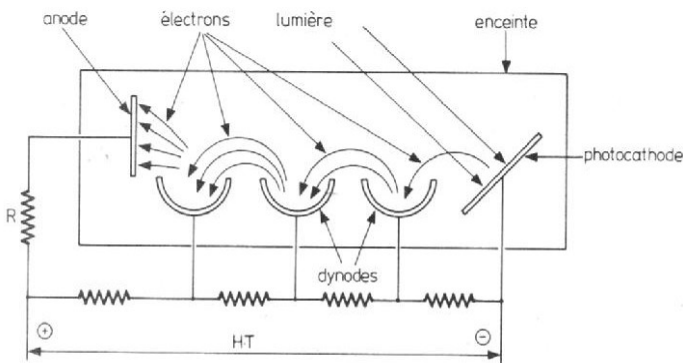


Fig. 6. - Pour simplifier cette figure nous n'avons représenté que trois dynodes.

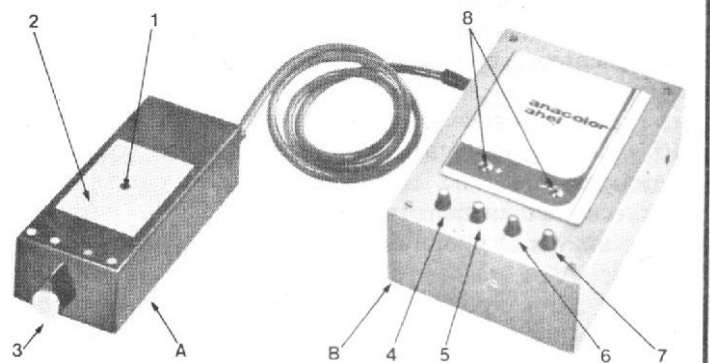


Fig. 7

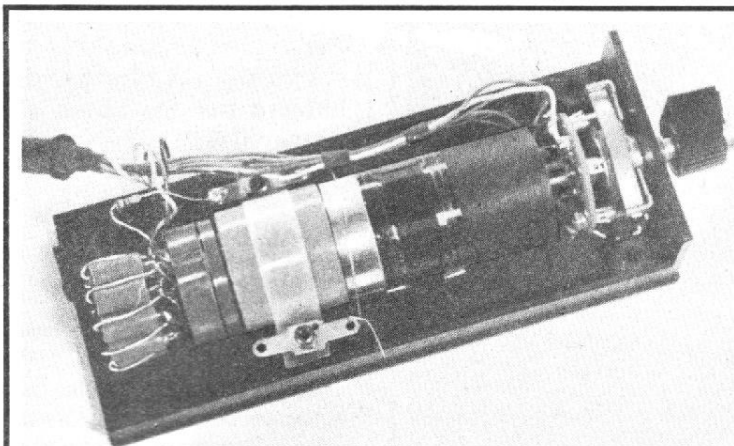


Fig. 8. - Les filtres de la sonde sont placés à la périphérie d'un cylindre. Celui-ci, solidaire du bouton de commande, tourne autour du photomultiplicateur, à l'aplomb de la photocathode.

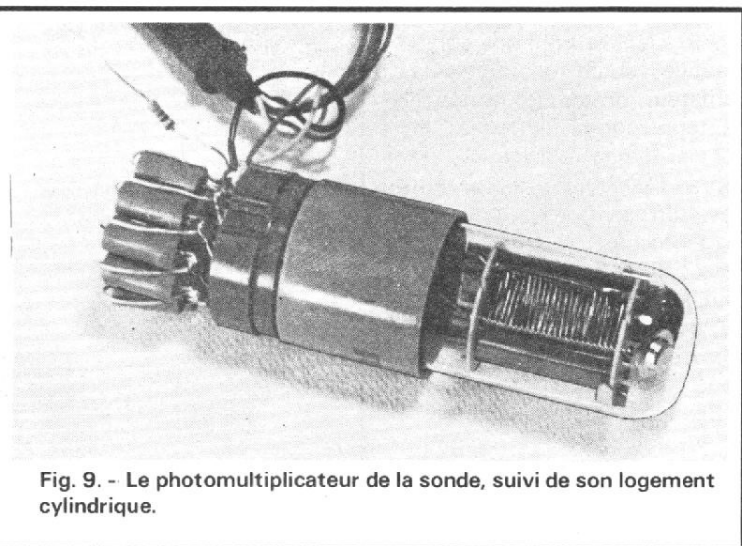


Fig. 9. - Le photomultiplicateur de la sonde, suivi de son logement cylindrique.

mesurer successivement la correction sur chacune des trois couleurs, en visant, à travers trois filtres interchangeables, un dispositif photo électrique : photorésistance, photodiode, phototransistor, ou photomultiplicateur.

Avantage des photomultiplicateurs

La plupart des négatifs « couleur » maintenant utilisés, sont masqués : c'est-à-dire que, sur l'émulsion, est déposée une couche de couleur orangée, destinée à améliorer le rendu chromatique, au tirage. Dans ces conditions, la composante bleue de la lumière qui parvient sur le plateau de l'agrandisseur, reste toujours extrêmement faible. Tous les dispositifs photosensibles à semi-conducteurs, peu sensibles au bleu par nature, se révèlent alors déficients, mais sont par contre vivement excités par la composante infrarouge.

Une compensation est possible par un filtrage très soigné, à l'aide de filtres interférentiels. Ces composants sont toutefois si coûteux, qu'il vaut mieux recourir aux services d'un photomultiplicateur, caractérisé par une excellente sensibilité au rayonnement visible, et une indifférence quasi-totale à l'infrarouge.

Très schématiquement, on peut représenter un photomultiplicateur, et sa chaîne d'alimentation, par le croquis de la figure 6. Les photons qui frappent la photocathode, provoquent l'émission d'électrons. Convenablement accélérés par

des champs électriques, ces électrons passent successivement par une série de dynodes, où chacun d'eux provoque l'émission d'un paquet d'électrons secondaires. Il y a donc un gain en courant électronique, qui peut couramment atteindre plusieurs millions. Le courant final est recueilli sur l'anode, et traverse la résistance de charge R, où on dispose de la tension de sortie.

La tension totale de fonctionnement, entre cathode et anode, est généralement voisine du millier de volts. Une chaîne de résistances, polarise convenablement les dynodes.

L'analyseur Anacolor

L'ensemble se compose de deux boîtiers (fig. 7). Le premier, A, constitue la sonde de mesure : il contient donc le photomultiplicateur, qui reçoit la lumière, sur sa photocathode, à travers le trou (1) percé dans la plaque (2). Deux plaques sont disponibles. L'une, comportant un trou de faible diamètre, est destinée à l'analyse ponctuelle, surtout intéressante pour les forts rapports d'agrandissement. Dans l'autre plaque, le diamètre du trou est plus grand : utilisée conjointement avec un diffuseur qui se fixe sous l'objectif, cette deuxième plaque convient donc à l'analyse intégrée du rayonnement ayant traversé le cliché.

Toujours sur la sonde, un commutateur rotatif (3), permet, grâce à ses quatre positions, de travailler sans filtre devant la photocathode, ou

d'introduire l'un ou l'autre des filtres pour l'analyse du jaune, du magenta, et du cyan. La figure 8 détaille la structure interne de la sonde. Sur la figure 9, le photomultiplicateur (RCA), a été retiré de son logement. La batterie des résistances câblées directement sur le culot, constitue le diviseur d'alimentation des dynodes.

La sonde est raccordée au boîtier B, qui contient toute l'électronique, par un cordon souple. Quatre potentiomètres multivoirs, (4), (5), (6) et (7), permettent l'équilibrage, pour chacune des positions du commutateur de la sonde. La visualisation de l'équilibre, s'opère à l'aide des deux diodes électroluminescentes (8).

Utilisation de l'analyseur

Il convient de disposer d'un négatif témoin, toujours le même, pour lequel on aura très soigneusement déterminé, par exemple par la méthode des essais, le réglage du diaphragme de l'agrandisseur (ou du temps de pose), et la composition du filtrage. Ce négatif témoin sert à la programmation de l'analyseur.

A cet effet, on place ce négatif dans l'agrandisseur. Supposons, par exemple, qu'on effectue les mesures sur la lumière intégrée. On met la sonde dans le faisceau lumineux, sur le plateau de l'agrandisseur, après avoir déterminé le rapport de grandissement souhaité, donc la hauteur de la tête. La succession des opérations est la suivante :

– Placer le commutateur de la

sonde sur « blanc ». Manœuvrer le bouton « blanc » du boîtier B de l'analyseur, jusqu'à l'équilibre d'éclairage des deux Led.

– Placer le commutateur de la sonde sur « jaune », et régler l'équilibre par le potentiomètre « jaune » du boîtier B.

– Recommencer la même opération pour le magenta.

– Recommencer la même opération pour le cyan. Il est recommandé, pour la précision de la programmation, de reprendre une deuxième fois l'ensemble du processus décrit. Les potentiomètres du boîtier B, ne doivent plus alors être déplacés.

L'analyse d'un négatif inconnu, naturellement tiré sur le même papier que le négatif témoin, et en supposant qu'on retient la même durée d'exposition, se déroule alors de la façon suivante :

– Mettre le commutateur de la sonde A sur « cyan », et régler le diaphragme, pour retrouver l'équilibre des deux diodes électroluminescentes.

– Mettre le commutateur sur « magenta ». Ajuster le filtre magenta de la tête couleur, pour retrouver l'équilibre.

– Commuter sur « jaune », et régler l'équilibre des Led, par le filtre jaune de la tête couleur.

– Placer le commutateur de la sonde sur « blanc », et régler le diaphragme pour retrouver l'équilibre.

Il est recommandé, pour un réglage précis, de recommencer les trois dernières phases décrites. Le diaphragme de l'objectif, et les filtres de la tête

couleur, sont maintenant bien réglés pour le tirage du nouveau négatif, avec la même durée d'exposition que pour le négatif témoin.

Un coup d'œil sur l'électronique

Elle est, à l'exception de la chaîne de résistances des dynodes du P.M., entièrement contenue dans le boîtier B, et regroupée sur un circuit imprimé dont on trouvera la photographie à la figure 10.

Sans entrer dans le détail des circuits, nous en indiquons le synoptique, à la figure 11. Après le transformateur TR raccordé au secteur (une adaptation sur 110 V est possible, mais non accessible de l'extérieur : il faut ouvrir le boîtier, et souder...), on trouve une alimentation basse tension, stabilisée, qui délivre des tensions de ± 8 V et du +5 V pour les circuits logiques (portes NAND de l'oscillateur THT). Cet oscillateur, débitant dans un multiplicateur de tension, élabore la haute tension négative requise par le photomultiplicateur.

Le signal de sortie du PH est introduit sur l'une des entrées d'un amplificateur différentiel (type 741), dont l'autre entrée reçoit la tension d'équilibre fournie par l'un des potentiomètres P₁ à P₄, sélectionnés par le commutateur K de la sonde. La sortie, selon le sens du déséquilibre, débite soit dans la diode électroluminescente LED₁, soit dans LED₂. A l'équilibre, ces deux diodes sont également alimentées.

Nos impressions

Associé à l'ensemble AHEL Color 6, l'analyseur Anacolor nous a procuré, pour le tirage d'épreuves en couleur, une sensation de confort dont il deviendrait bien difficile de se passer.

Un examen plus quantitatif, dénote une excellente sensibilité de mesure. Les commandes de filtres de la tête AHEL, compte-tenu de la précision de graduation des boutons de commande, permet une précision de l'ordre de 1 à 2 points dans l'échelle Kodak (100 points correspondant à la densité maximale de chaque filtre). Plusieurs mesures consécutives, effectuées sur le même négatif, permettent de déterminer des constantes de filtrage avec la même incertitude, ce qui révèle l'homogénéité de l'ensemble mis à notre disposition.

Outre sa sensibilité, le photomultiplicateur s'est montré remarquablement dénué d'effet de mémoire, même après avoir subi des agressions auxquelles aucun utilisateur normal n'aurait jamais à le soumettre (exposition à la lumière des projecteurs, pour les prises de vues illustrant cet article).

Le seul défaut auquel nous nous soyons heurté, nous a, comme dans le cas de l'agrandisseur, surpris par la disproportion entre le désagrément qu'il engendre, et la facilité qu'il y aurait à le corriger. Les quatre potentiomètres de réglage de l'équilibre, comme le commutateur de la sonde, sont repérés par des couleurs sans

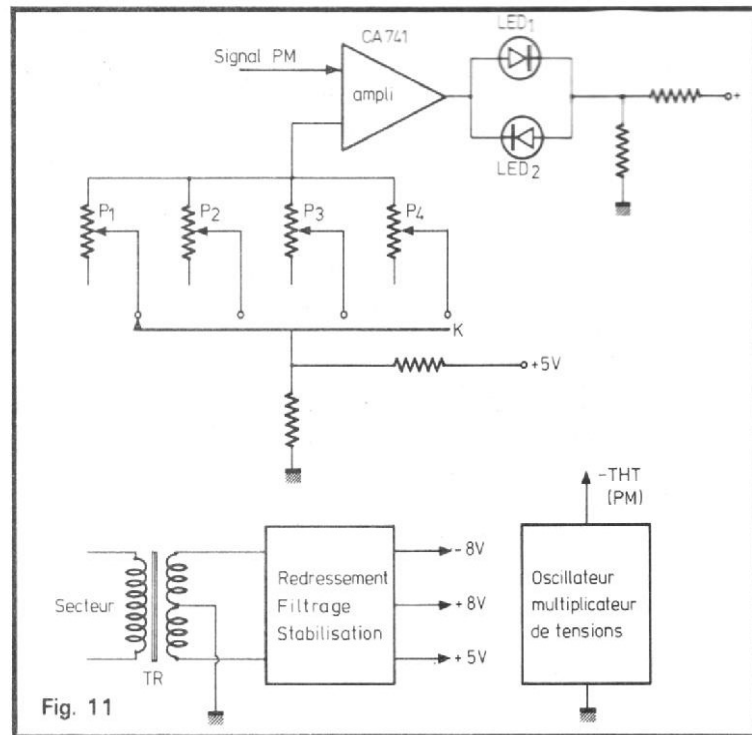


Fig. 11

ambiguïté... mais invisibles dans l'obscurité du laboratoire ! Il arrive alors, qu'ayant soigneusement effectué un réglage sur une des couleurs, on le détruit, lors de l'opération suivante, en se trompant de bouton. Nous pensons qu'une signalisation lumineuse discrète (il existe des diodes électroluminescentes de diverses couleurs), n'aurait pas été difficile à ajouter, et aurait évité quelques énervements...

Nos conclusions

Si nous exceptons la critique faite ci-dessus, l'analyseur Anacolor apparaît incontestablement comme un appareil de conception et de réalisation très sérieuses. La précision et la fidélité des mesures permettront à l'amateur, d'accéder à la qualité des travaux professionnels, en rendant la photographie en couleurs aussi simple qu'en noir et blanc, et à peine plus dépendante en temps.

Certes, la mise de fonds n'est pas négligeable pour tous. Néanmoins, nous pensons que, par l'économie de temps et de papier qu'elle autorise, on peut la considérer comme assez facile à amortir.

Résumé des caractéristiques

Structure mécanique :

Colonne inclinée, de section carrée (hauteur 67 cm). Entraînement de l'ensemble tête-objectif, par manivelle et crémaillère. Tête orientable pour projection verticale ou horizontale. Mise au point par soufflet, entraîné par friction. Possibilité d'incliner séparément la tête et l'objectif, pour correction des perspectives. Filetage pour objectifs de 39 mm.

Le passe-vues

Caches coulissants pour réglage continu du format, jusqu'au 6 x 6 cm. Levier de maintien du passe-vues en position ouverte. Guides réglables pour le positionnement des négatifs en bandes. Le passe-vues comporte deux glaces amovibles (des caches permettent d'insérer les négatifs sans glaces).

La boîte à lumière :

Quatre types d'éclairages possibles : dirigé (lampe ponctuelle), semi-dirigé (lampe opale), diffusé (lampe fluorescente), et semi-diffusé (verre dépoli). Condenseurs permettant, par changement ou combinaison, de couvrir les différents formats, et de s'adapter aux différentes focales. Tiroir pour filtres. Possibilité d'adaptation instantanée d'une tête couleur.

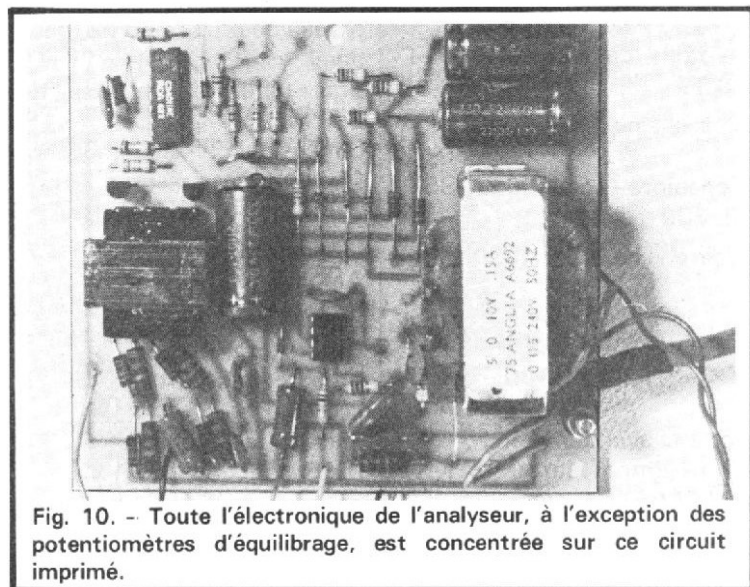
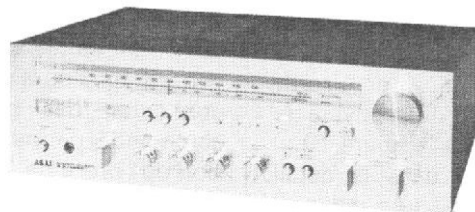


Fig. 10. - Toute l'électronique de l'analyseur, à l'exception des potentiomètres d'équilibrage, est concentrée sur ce circuit imprimé.

SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE AKAI 1040

Cette chaîne comprend :
 - un tuner amplificateur **AKAI 1040**
 - une table de lecture **SCOTT PS 17**
 - deux enceintes acoustiques **3 A Apogée**

Le tuner amplificateur AKAI 1040

Partie tuner :
 Gammas : PO - FM.
 Sensibilité FM : 1,9 μ V.

Partie amplificateur :
 Puissance : 2 x 40 W/8 Ω .
 Bande passante : 7 à 70 000 Hz.
 Entrées : phono : 2 x 3 mV/47 k Ω ; aux. : 150 mV/100 k Ω ; magnéto : 2 x 150 mV/100 k Ω .
 Rapport signal/bruit : phono : > 80 dB ; aux. : > 90 dB.
 Dimensions : 480 x 155 x 390 mm.

La table de lecture SCOTT PS 17

Platine à entraînement par courroie.
 Pleurage et scintillement : 0,07 %.
 Rapport signal/bruit : 52 dB.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Moteur synchrone 4 pôles.

L'enceinte acoustique 3 A Apogée

Puissance nominale : 40 Weff.
 Bande passante : 30 à 35 000 Hz.

Distorsion : < 2 %.
 Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

CHAINE AKAI 1020 L

Cette chaîne comprend :
 - un tuner amplificateur **AKAI 1020 L**
 - une table de lecture **SCOTT PS 17**
 - deux enceintes acoustiques **BST XL 300**

Le tuner amplificateur AKAI 1020 L

Partie tuner :
 Gammas : PO - GO - FM.
 Sensibilité FM : 2 μ V.
 Rapport signal/bruit : 68 dB.
 Sensibilité AM : 200 μ V (sur ferrite).

Partie amplificateur :
 Puissance : 2 x 20 W.
 Bande passante : 10 à 50 000 Hz.
 Niveau des entrées : phono : 2 x 3 mV/50 k Ω ; aux. : 150 mV/80 k Ω ; magnéto : 2 x 150 mV/80 k Ω .
 Rapport signal/bruit : phono : > 80 dB ; aux. : > 90 dB.
 Dimensions : 440 x 126 x 350 mm.

La table de lecture SCOTT PS 17

(Voir chaîne AKAI 1040).

L'enceinte acoustique BST XL 300

Enceinte 3 voies.
 Puissance : 23 W.

Impédance : 8 Ω .
 Dimensions : 500 x 280 x 210 mm.

CHAINE AKAI 2400

Cette chaîne comprend :
 - un amplificateur **AKAI AM 2400**
 - une table de lecture **SCOTT PS 17**
 - deux enceintes acoustiques **BST XL 300**

L'amplificateur AKAI AM 2400

Puissance : 2 x 40 W.
 Distorsion : 0,3 % à 1000 Hz.
 Rapport signal/bruit : 100 dB.
 Bande passante : 7 à 40 000 Hz.
 Sensibilité des entrées : phono : 3 mV/100 k Ω ; tuner-magnéto : 150 mV/100 k Ω .
 Dimensions : 440 x 141 x 13-mm.

La table de lecture SCOTT PS 17

(Voir chaîne AKAI 1040).

L'enceinte acoustique BST XL 300

(Voir chaîne AKAI 1020 L).

CHAINE AKAI 2600

Cette chaîne comprend :
 - un amplificateur **AKAI AM 2600**
 - une table de lecture **THORENS TD 166 MK II**

- deux enceintes acoustiques **3 A Alphase** ou **PHONIA BR 250**

L'amplificateur AKAI AM 2600

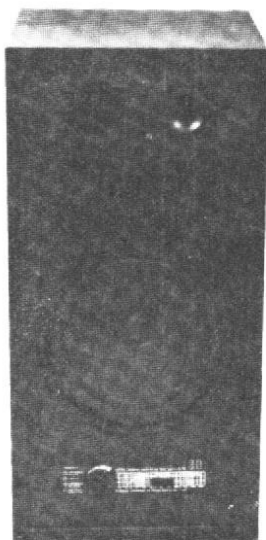
Puissance : 2 x 60 W.
 Distorsion : 0,1 % (à 1000 Hz).
 Rapport signal/bruit : 100 dB.
 Bande passante : 7 à 40 000 Hz.
 Sensibilité des entrées : phono : 3 mV/100 k Ω ; tuner : 150 mV/100 k Ω ; magnéto : 150 mV/100 k Ω ; DIN : 30 mV/180 k Ω .
 Dimensions : 440 x 141 x 331 mm.

La table de lecture THORENS TD 166

Platine à entraînement par courroie caoutchouc.
 Moteur synchrone : 16 pôles.
 Vitesses : 33 et 45 tours/mn.
 Pleurage et scintillement : < 0,06 %.
 Niveau de bruit : -65 dB (pondéré).
 Bras tubulaire amovible de 230 mm.
 Dimensions : 430 x 360 x 150 mm.

L'enceinte acoustique 3 A Alphase

Puissance : 35 W.
 Distorsion : 0,7 %.
 Bande passante : 50 à 30 000 Hz.
 Enceinte à 2 voies.
 Distorsion : < 1 % à 1 W.
 Impédance : 6 Ω .
 Dimensions : 260 x 520 x 260 mm.



CHAINE MARANTZ 2252

Cette chaîne comprend :
- un tuner amplificateur **MARANTZ 2252**
- une table de lecture **SCOTT PS 47** ou **THORENS TD 166 MK II**
- deux enceintes acoustiques **3 A Allegretto**

Le tuner amplificateur **MARANTZ 2252**

Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,7 μ V (mono).
Sélectivité : 70 dB.

Partie amplificateur :
Puissance : 52 W.
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz / 8 Ω .
Dimensions : 440 x 137 x 365 mm.

La table de lecture **SCOTT PS 47**

Table de lecture à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 55 dB.

La table de lecture **THORENS TD 166 MK II**

(Voir chaîne AKAI AM 2600).

L'enceinte acoustique **3 A Allegretto**

Enceinte 3 voies.
Puissance nominale : 40 W.
Bande passante : 30 à 20 000 Hz.
Distorsion : < 1,5 %.
Fréquences de coupure : 2000 et 10 000 Hz.
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

CHAINE MARANTZ 1090

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **MARANTZ 1090**
- une table de lecture **THORENS TD 166 MK II**
- deux enceintes acoustiques **3 A Apogée**

L'amplificateur **MARANTZ 1090**

Puissance : 77 W.
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Bande passante : 10 Hz à 30 000 Hz.
Sensibilité des entrées :
phono : 2 mV ; aux. : 200 mV.
Rapport signal/bruit : phono : 78 dB ; aux. : 91 dB.
Dimensions : 416 x 146 x 301 mm.

La table de lecture **THORENS TD 166**

(Voir chaîne AKAI 2600).

L'enceinte acoustique **3 A Apogée**

(Voir chaîne AKAI 1040).

CHAINE MARANTZ 2225

Cette chaîne comprend :
- un tuner amplificateur **MARANTZ 2225**
- une table de lecture **SCOTT PS 17**
- deux enceintes acoustiques **3 A Alphase** ou **PHONIA BR 250**

Le tuner amplificateur **MARANTZ 2225**

Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,7 μ V.
Sélectivité : 50 dB.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 25 W.
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Dimensions : 440 x 137 x 365 mm.

La table de lecture **SCOTT PS 17**

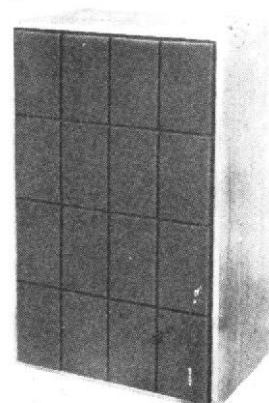
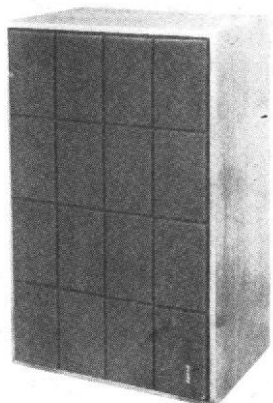
(Voir chaîne AKAI 1040).

L'enceinte acoustique **3 A Alphase**

(Voir chaîne AKAI 2600).

L'enceinte acoustique **PHONIA BR 250**

Enceinte à 2 voies.
Puissance : 40 W.
Impédance : 8 Ω .
Fréquence de coupure : 2000 Hz.
Bande passante : 45 à 16 000 Hz \pm 6 dB.
Dimensions : 550 x 320 x 290 mm.



CHAÎNE TECHNICS SU 7100

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SU 7100**
– une table de lecture **SCOTT PS 17**
– deux enceintes acoustiques **PHONIA BR 250**

L'amplificateur **TECHNICS SU 7100**

Puissance : 2 x 35 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,1 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,15 %.
Bande passante : 5 à 30 000 Hz, -3 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 63 dB ; aux. : 83 dB.
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/47 kΩ ; tuner-aux. : 150 mV/33 kΩ ; magnéto : 150 mV/33 kΩ.
Dimensions : 410 x 139 x 329 mm.

La table de lecture **SCOTT PS 47**

(Voir chaîne AKAI 1020).

L'enceinte acoustique **PHONIA BR 250**

(Voir chaîne MARANTZ 2225).

CHAÎNE TECHNICS SU 7300

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SU 7300**
– une table de lecture **SCOTT PS 17**
– deux enceintes acoustiques **SIARE CX 32**

L'amplificateur **TECHNICS SU 7300**

Puissance : 2 x 41 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,08 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,08 %.
Bande passante : 8 à 55 000 Hz (-3 dB).
Rapport signal/bruit : phono : 63 dB ; aux. : 83 dB.
Sensibilité et impédance des entrées : phono : 2,5 mV/47 kΩ ; tuner : 150 mV/47 kΩ ; aux. : 180 mV/47 kΩ ; magnéto : 150 mV/47 kΩ.
Dimensions : 410 x 139 x 334 mm.

La table de lecture **SCOTT PS 17**

(Voir chaîne AKAI 1040).

L'enceinte acoustique **SIARE CX 32**

Enceinte à 3 voies.
Puissance : 35 W.
Impédance : 4 à 8 Ω.
Bande passante : 30 à 22 000 Hz.
Dimensions : 540 x 300 x 240 mm.

CHAÎNE TECHNICS SU 7700

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SU 7700**
– une table de lecture **TECHNICS SL 2000**
– deux enceintes acoustiques **PHONIA BR 450**

L'amplificateur **TECHNICS SU 7700**

Puissance : 2 x 50 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,08 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,08 %.
Bande passante : 8 à 55 000 Hz (-3 dB).
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/47 kΩ ;

tuner-aux. : 150 mV/47 kΩ ;
magnéto : 180 mV/47 kΩ.
Dimensions : 410 x 139 x 334 mm.

La table de lecture **TECHNICS SL 2000**

Platine à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Moteur à courant continu sans balai.
Gamme de réglage de la vitesse : 10 %.
Pleurage et scintillement : 0,045 %.
Ronronnement : -70 dB.
Dimensions : 430 x 125 x 346 mm.

L'enceinte acoustique **PHONIA BR 450**

Enceinte 3 voies.
Bande passante : 45 à 20 000 Hz ± 4 dB.
Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Fréquences de coupure : 700-4000 Hz.
Dimensions : 610 x 320 x 320 mm.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 11.19 : M. Joël BAILLY, 69-Fontaines, se plaint d'être obligé de remplacer fréquemment les tweeters équipant des enceintes acoustiques de sa fabrication.

Il y a incontestablement quelque chose d'anormal dans vos enceintes acoustiques pour qu'aucun tweeter (même d'une puissance très supérieure à la puissance normalement requise) ne puisse résister. Il y a probablement un défaut dans le filtre de voies, composant défectueux ou défaut de conception.

Si vous possédez le schéma de votre filtre de voies, veuillez nous le communiquer afin que nous puissions l'étudier ; nous vous indiquerons alors, soit les composants à vérifier, soit les modifications à apporter.

Nous vous indiquons également que l'étude et la construction des filtres de voies pour haut-parleurs ont fait l'objet d'un article publié dans notre N° 1433, pages 228 et suivantes.

Il conviendrait aussi de vous assurer que votre amplificateur n'est pas le siège d'une auto-oscillation ultrasonique dont le signal pourrait précisément détruire les tweeters.

RR - 11.20 : M. Michel LECLERC, 59-Rosendael, sollicite nos conseils pour le rebobinage d'un moteur électrique.

Nous ne pouvons absolument pas vous répondre en ce

qui concerne le rebobinage de votre moteur, faute de pouvoir examiner ce dernier. D'autre part, sachez que le rebobinage des moteurs ne s'improvise pas ; ce n'est pas un travail d'amateur ou de bricolage. C'est une besogne qui est excessivement délicate, qui nécessite de solides connaissances et surtout une grande expérience pratique. De ce fait, nous ne pouvons que vous conseiller de faire appel à un rebobineur professionnel de votre région.

RR - 11.21 : M. André MORNAUD, 90-Belfort, nous demande :

1° conseil pour l'adjonction d'un silencieux sur un tuner FM du commerce ;

2° des renseignements concernant les démagnétiseurs pour téléviseur couleur.

1° Nous ne savons pas s'il est possible d'adjoindre un silencieux sur votre tuner FM ; il faudrait nous en communiquer le schéma. D'autre part, comme il s'agit sans doute d'un appareil réalisé en circuits imprimés, toutes modifications seront certainement très difficiles (sinon impossibles pratiquement) compte tenu de l'importance des transformations qu'il sera probablement nécessaire d'effectuer.

2° Un démagnétiseur pour télévision couleur est évidemment beaucoup plus gros qu'un démagnétiseur pour tête de magnétophone. On peut employer n'importe quelle

bobine (sur noyau de fer) parcourue directement par le courant alternatif du secteur.

RR - 11.22 F : M. Thierry LEMIEL, 06-Menton, voudrait obtenir des renseignements complémentaires en vue de la construction du temporisateur décrit dans notre N° 1550, page 220.

1° Sur la figure 4, page 221, la capacité (non indiquée) du condensateur électrochimique est de 500 μ F (type 25 V)-

antenne fouet d'une longueur de 1 m à 1,50 m... Or, pour la bande 27 MHz, la véritable antenne fouet quart d'onde devrait avoir une longueur de l'ordre de 2,66 m. On peut donc la raccourcir avec l'intercalation d'une bobine, et l'on peut alors comparer les rayonnements d'une antenne quart d'onde normale et d'une antenne quart d'onde raccourcie par bobine ; mais il ne faut pas faire la comparaison avec une antenne fouet trop courte et sans bobine de compensation.

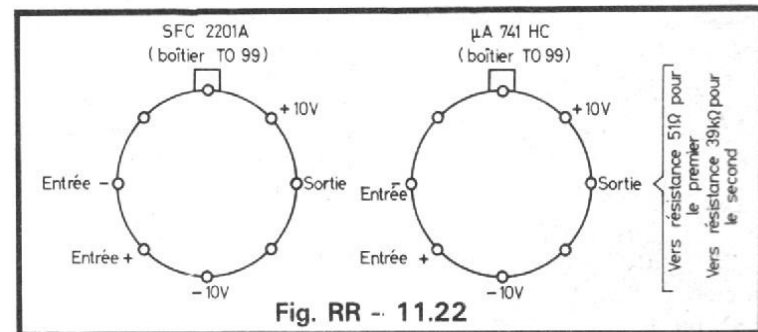


Fig. RR - 11.22

2° Les brochages des circuits intégrés utilisés, type SFC 2201 A et μ A 741 HC (en boîtiers TO 99) sont représentés sur la figure RR-11.22.

RR - 11.23 : M. Francis MAYBON, 28-Nogent-le-Roi, nous pose diverses questions (qu'il pense être embarrassantes) au sujet des antennes pour talkies-walkies et radio-téléphones 27 MHz.

Vos questions ne nous embarrassent nullement !! En effet, il n'est pas rare de voir sur les talkies-walkies une

Il n'en reste pas moins que dans le cas de l'antenne raccourcie avec bobine de compensation, plus le raccourcissement devient important, plus la bobine de compensation devient elle-même importante, et plus le rayonnement est moindre ! Exemple : On pourrait concevoir une antenne de 20 cm de longueur avec une bobine suffisamment importante pour l'accord sur 27 MHz... mais le rayonnement serait désastreux !

Il n'existe pas de formules permettant de calculer la bobine compensatrice ; comme déjà dit précédem-

ment, son importance dépend de la longueur du fouet. On la détermine donc pratiquement pour obtenir l'accord à la résonance de l'ensemble « fouet + bobine » sur 27 MHz, résonance mesurée au dip-mètre.

RR - 11.24 : M. Henri WAY-MEL, 91-Bretigny-sur-Orge, nous demande conseil pour la remise en état d'un récepteur auto-radio.

Les transistors Tekade type 1008/408 ne figurent sur aucune de nos documentations, ni même sur les Data-Books; peut-être ne s'agit-il que d'un simple marquage (repère) industriel, et non d'une véritable immatriculation...

Le garagiste ou le radioélectricien où vous avez acheté cet auto-radio devrait être en mesure de vous renseigner ou de vous fournir des composants de remplacement, voire de vous réparer l'appareil.

D'autre part, si vous pouvez nous communiquer le schéma de cet auto-radio, par son examen nous pourrions peut-être déterminer des types de transistors plus courants susceptibles d'être utilisés pour le dépannage.

RR - 11.25 : M. Gérard GALIVET, 69007 Lyon, voudrait savoir s'il y a possibilité d'utiliser un casque à la sortie d'un amplificateur stéréophonique construit avec les modules hybrides ILP types HY 5 et HY 50.

Ceci est évidemment possible. Comme sur tout amplificateur, il suffit d'utiliser un casque stéréo moderne, de qualité, type basse impédance, et de réaliser une adaptation à l'aide de résistances en série et en parallèle pour maintenir une charge convenable sur l'étage de sortie et pour ne pas saturer le casque. On peut également prévoir un jack à coupures (coupant les haut-parleurs lorsqu'on branche le casque).

Notez qu'il existe dans le commerce (BST, par exemple)

des boîtes d'adaptation pour casque avec commutation toutes prêtes.

RR - 11.26 : M. Marcel ETRILLARD, 68-Mulhouse, désire savoir si notre revue a déjà publié des montages d'appareils électroniques de bord pour la navigation de plaisance.

Notre revue sœur Radio-Plans dans ses numéros 302, 314 et 317 a publié des montages d'indicateur de vitesse pour voiliers, d'anémomètre + girouette électroniques, et de loch-totalisateur (2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris).

Quant aux compas électroniques, pilotes automatiques, sonars, radars, etc., nous estimons que leur réalisation par l'amateur est totalement exclue.

RR - 11.27 : M. Bernard LE ROUX, 35-Liffre, désire connaître l'adresse d'un fournisseur pour l'achat des composants nécessaires à la construction du Magicolor V décrit dans notre N° 1401.

Le Magicolor V est une réalisation des établissements Magnetic-France (voir publicité page 236, du N° 1401). Il est bien évident que c'est à cette firme que vous devez vous adresser pour acquérir les composants qui vous sont nécessaires.

RR - 11.28 : M. Barthélémy BRUN 77-Sainte-Assise nous demande :

1° les équivalences du transistor SFT 319 ;

2° les caractéristiques de la diode SD 4 et un type de remplacement ;

3° Par quels transistors courants peut-on remplacer les transistors 2 N 4141 et P 70 équipant l'étage final BF d'un récepteur Crown type TRF 906.

1° le transistor SFT 319 peut se remplacer par les types AF 117 ou AF 127.

2° la diode SD 4 est une redresseuse ayant une tension

inverse de crête de 400 V et un courant direct de 1 A. Elle peut donc se remplacer avec une bonne marge de sécurité par le type européen BY 127.

3° d'après le schéma général de votre récepteur, nous estimons que les transistors de sortie BF des types 2 N 4141 et P 70 pourraient être remplacés respectivement par AC 127 et AC 132 (ou 152).

RR - 11.29 : M. René HUIL-LAY, 92-Fontenay-aux-Roses, désire connaître les correspondances et caractéristiques de différents semi-conducteurs.

1° Correspondances des transistors :

2 N 527 : AC 153, AC 128, AC 131/30, ASY 48 VI, 2 SB 227.

2 N 397 : ASY 27, AC 151 IV.

2 N 4402 : BCX 76 - 16.

2 N 4890 : BCW 80 - 16.

BC 237 B : BC 107, BC 147, BC 167, BC 171, BC 182, BC 113, MPS 6566, 2 SC 458.

2° Caractéristiques :

TD 1001 S : Thyristor 100 V 1 A; gâchette = 5 V 2,5 mA.

TR 3015 SA 210 N : thyristor 300 V 22 A; gâchette = 3 V 25 mA.

106 Z 4 : diode Zener 6,3 V; I_z = 10 mA.

RR - 11.30 : M. Robert COLLET, 45-Saint-Cyr-en-Val, nous demande conseil en vue de l'utilisation d'un préamplificateur pour pick-up magnétique avec un microphone.

Il faut tout d'abord que le microphone utilisé soit du type dynamique et qu'il présente une impédance de sortie de l'ordre de 50 k Ω . Ensuite, il faut supprimer ou couper le circuit RC de correction R.I.A.A. se rapportant à la courbe d'enregistrement des disques.

Toutefois, nous pensons qu'il serait plus sage de vous reporter à un montage de préamplificateur spécialement étudié pour microphone.

Voyez par exemple nos publications suivantes :

- Haut-Parleur N° 1366, page 74

- Electronique Pratique numéros 1564 (page 69), 1601 (page 104) et 1620 (page 96).

RR - 11.31 : M. Alain ENJOL-RAS, 74-Annecy, souhaite connaître les équivalences du transistor japonais 2 SC 871.

Le transistor 2 SC 871 peut se remplacer par BC 109, BC 169, BC 173, BC 184, BC 209, BC 239.

RR - 11.32 : M. Roger GERVAIS, 13-Aix-en-Provence, aimerait connaître les caractéristiques du tube cathodique 8 A 1, ainsi qu'un type de remplacement pour la remise en état d'un oscilloscope équipé de ce tube.

Le tube cathodique 8 A 1 ne figure malheureusement pas sur nos documentations. Le fabricant de tube (ainsi que le constructeur de l'oscilloscope) était la Compagnie des Compteurs (de Montrouge); mais cette firme n'existe plus.

Comme tube cathodique susceptible de remplacer le type 8 A 1, nous n'avons trouvé que le type D 10 - 160 GH (de la R.T.C.). Il présente sensiblement les mêmes caractéristiques électriques; il a une longueur de 260 mm (soit légèrement plus court; mais son écran est de 100 mm de diamètre, avec une largeur utile de 80 mm et une hauteur utile de 60 mm pour les balayages et observations.

RR - 11.33 : M. Vincent JALLAT, 57-Illange-Yutz, désire le schéma d'un montage de détecteur d'incendie.

Plusieurs montages de ce genre ont été décrits dans nos diverses publications. Nous vous suggérons de bien vouloir vous y reporter pour faire votre choix; certains fonctionnent par détection lumineuse, d'autres par détection d'éleva-

tion de température. Voici la liste de ces publications :

- Electronique Pratique numéros 1290 (page 26), 1445 (page 90), 1464 (page 39), 1536 (page 64).

- Radio-Plans numéros 310 (page 37), 338 (page 95), 339 (page 82), 360 (page 114).

- Haut-Parleur numéros 1334 (page 226), 1351 (page 160), 1360 (page 117), 1401 (page 174), 1433 (page 342), 1567 (page 281).

RR - 11.34 : M. Thierry GUICHON, 81.Gaillac, sollicite divers renseignements se rapportant à l'émission d'amateur.

1° la classe de fonctionnement (AB 1, AB 2, B ou C) d'un tube PA/ HF dépend essentiellement du mode de travail : AM, CW, SSB, FM.

Le rendement peut dépendre également du type de tube employé, certains étant plus particulièrement conçus pour telle ou telle condition d'utilisation.

2° voici les conditions d'utilisation du tube 8579 pour son fonctionnement en classe AB1/ HF, cathode à la masse :

V_a = 600 V ; V_{g2} = 250 V ; V_{g1} = - 50 V ; I_a = 100 mA sans signal HF ; I_a crête = 325 mA ; I_{g2} = 2 mA sans signal HF ; I_{g2} crête = 28 mA ; excitation HF/ G1 de crête = 50 V (I_{g1} = 0,5 mA max) ; W_{g1}/ HF = 2 W max ; W_a max = 75 W ; W_o/ HF = 110 W.

3° dans la conception moderne des transceivers, pour l'étage HF/ PA, on préfère employer des tubes d'une puissance relativement modeste, et en utiliser deux ou trois connectés en parallèle.

C'est le cas des étages PA/ AB 1/ SSB comportant deux tubes 6 KD 6 en parallèle ou deux ou trois tubes 6 146 B en parallèle (voir l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur », page 688, figure XIX-4-2). Avec trois tubes 6 146 B en parallèle on atteint 75 watts de dissipation anodique maximale et une puissance HF de crête d'une bonne centaine de watts.

4° l'excitateur B.L.U. décrit dans l'ouvrage précédemment cité (figure aux pages 680 et 681) peut parfaitement « driver » l'étage PA de la figure XIX-4-2 (page 688) puisqu'il est conçu pour cela (même dans le cas d'un étage PA comportant 3 tubes 6 146 B).

Les résistances et condensateurs de précision nécessaires aux réseaux phase-shift peuvent être sélectionnés par mesures dans un stock, ou par l'achat dans des firmes spécialisées (résistances : Sfernice, condensateurs : L.C.C.), ou par assemblage série ou parallèle de composants vérifiés par mesures.

5° caractéristiques du tube 2 C 39 : triode d'émission ; chauffage = 1,1 V 6,5 A ; W_a = 100 W ; F max = 500 MHz ; V_a = 600 V ; V_g = - 35 V ; I_a = 60 mA ; I_g = 40 mA ; W_g = 5 W/ HF ; W_o = 200 W/ HF.

6° le fil symétrique 76 Ω d'impédance caractéristique se fait de moins en moins, on lui préfère le câble coaxial 75 Ω (genre coaxial TV, par exemple). Pour l'émission, il existe des câbles coaxiaux plus robustes, d'un diamètre plus important, capables de supporter la puissance HF à transporter.

Le fil sous soie ne se fabrique pratiquement plus, le fil émaillé étant préférable.

RR - 11.35 : M. Jean ROY, 45-Pithiviers, désire connaître la correspondance de divers semi-conducteurs.

Diode :

BA 170 ; BA 127 ; BA 100 ; BA 147 ; BAX 16.

diodes Zener :

ZE 1,5 : tension de référence 1,45 V - 70 mW - BZY 75/ C1 V4.

ZE 2 : tension de référence 2 V - 70 mW - BZY 75/ C2 V1.

Transistors :

2 SC 536 ; BF 184 ; BF 194 ; BF 254 ; BF 238 ; BF 395 ; BF 240 ; BF 288 ; BC 413 B.

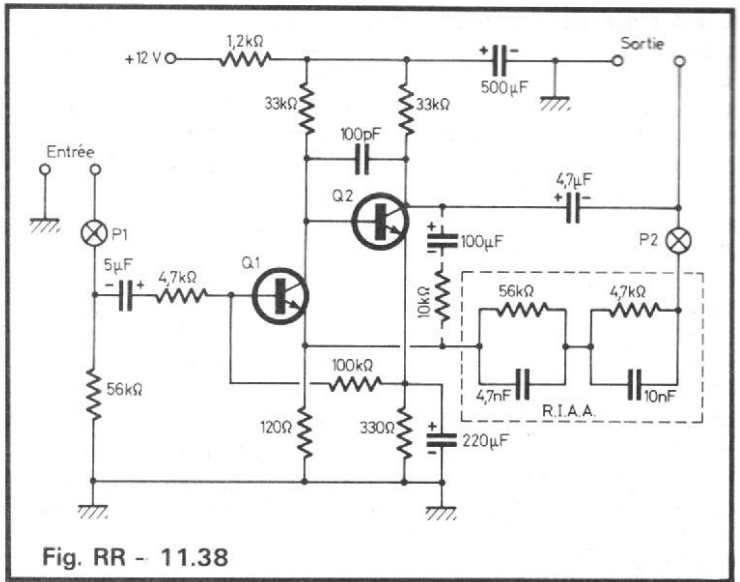


Fig. RR - 11.38

RR - 11.38 F : M. Jacques FERRAUD, 69004 Lyon, souhaiterait que nous lui communiquions le schéma d'un préamplificateur - correcteur BF susceptible de convenir pour un tourne-disque (pick-up piézo ou magnétique) et pour un tuner FM.

Le même schéma ne peut pas convenir pour tout ; quelques légères modifications sont nécessaires pour l'adaptation ou les corrections.

Le schéma général que nous vous proposons est représenté sur la figure RR-11.38 ; les transistors utilisés sont du type BC 109, 149, 409 ou 549. En moyenne, pour une sortie de l'ordre de 180 mV sur 50 kΩ, on peut admettre 3 mV environ à l'entrée ; cette dernière présente une impédance de l'ordre de 50 kΩ et convient donc pour un pick-up magnétique.

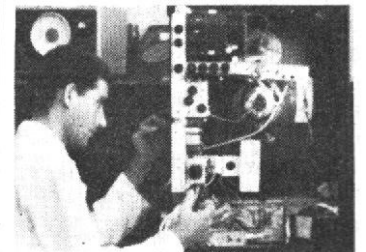
Toujours dans le cas d'une cellule magnétique, il faut ajouter une résistance de 15 kΩ au point P2 (en série dans la correction R.I.A.A.).

Dans le cas d'une cellule piézoélectrique, il faut ajouter une résistance de 220 kΩ à 470 kΩ en série dans l'entrée (point P1).

Enfin, dans le cas d'un tuner FM, il faut ajouter un groupement RC de 10 kΩ en série avec 100 μF entre le collecteur de Q2 et l'émetteur de Q1 (circuit de contre-réaction représenté en pointillés).

RR - 11.36 : M. Pierre LEROY, 30-Villeneuve, possède un magnétophone qui produit des claquements et bruits anormaux au moment de sa mise en fonctionnement lorsqu'on l'alimente par le secteur. Cet appareil produit également, d'une façon permanente, une sorte de crachement (parasites continus) sur un radiorécepteur voisin.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE

**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT



Documentation **HRB**
sur demande

BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser **HRB23**
sans engagement la documentation gratuite
(joint 4 timbres pour frais d'envoi).
Degré choisi :
NOM :
ADRESSE :

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

1° il n'est pas possible de déceler ainsi à distance la cause du défaut observé lors de la mise en service de votre magnétophone ; il faudrait pouvoir examiner l'appareil et y procéder à des mesures systématiques. Nous pensons seulement qu'il pourrait peut-être s'agir de condensateurs électrochimiques en mauvais état dans la partie « alimentation secteur ».

2° au sujet des perturbations provoquées sur le récepteur voisin, c'est peut-être le moteur qui est insuffisamment antiparasité ; il faudrait essayer de mieux le déparasiter par l'adjonction de condensateurs supplémentaires... Mais encore cela dépend-il du type du moteur utilisé... Et puis cela peut provenir également d'une toute autre cause, car nous le répétons, le dépannage à distance n'est pas possible.

RR - 11.37 : M. Serge CHEVALDONNET, 06-Guillaumes, désire que nous lui adressions le schéma d'un temporisateur cyclique.

1° dans notre N° 1517, page 190, nous avons publié le schéma d'un temporisateur cyclique universel, montage auquel vous pourriez vous reporter et que vous pourriez facilement modifier (d'après les indications du texte) pour obtenir la durée des temps du cycle que vous souhaitez.

2° pour l'alimentation des montages à transistors, il n'est jamais recommandé de réaliser des alimentations à partir du secteur sans transformateur.

RR - 11.39 : M. Pierre LECLERCQ, 17-La-Rochelle, aimerait savoir où se procurer des tubes A 309, A 315 et B 409.

Les lampes dont vous nous entretenez (équipant les récepteurs de radio à accumulateurs des années 20) n'existent évidemment plus depuis très longtemps ! Et il est non moins évident qu'aucune lampe moderne ne saurait les remplacer...

A tout hasard, nous vous suggérons de questionner une maison spécialisée dans les lampes anciennes au cas d'une fourniture éventuelle possible : Radio Tubes, 40, boulevard du Temple, 75011 Paris.

RR - 11.40 : M. Martial LEBLOND, 73-Chambery, nous demande s'il existe un moyen pour supprimer les sifflements en PO et surtout en GO sur un radiorécepteur, sifflements provoqués par le fonctionnement d'un téléviseur voisin.

C'est un défaut dont l'origine est bien connue. Il s'agit du rayonnement des harmoniques de la fréquence « lignes » (harmoniques de 20,475 kHz en 819 lignes ; harmoniques de 15,625 kHz en 625 lignes). Notez que sur les téléviseurs bien conçus, toutes dispositions sont prises pour minimiser ce rayonnement.

Les dispositions sont à prendre sur le téléviseur perturbateur et elles sont les suivantes :

1° composant de blocage (résistance ou autre) sur les circuits de récupération, de puissance « lignes » et de « THT » (à voir selon le schéma du téléviseur) ;

2° blindage du transformateur « lignes et THT » ;

3° blindage général du téléviseur par une feuille d'aluminium fixée à l'intérieur du coffret de l'appareil et reliée à la masse ;

4° dispositif de blocage et condensateurs by-pass à l'arrivée des fils du secteur, pour éviter les fuites par ce dernier.

RR - 11.41 : M. Pascal VIL-LAIN, 95 Sarcelles, souhaite obtenir des renseignements concernant les circuits intégrés SN 74143 et SN 7447.

1° le circuit intégré SN 74143 est un compteur mémoire 4 bits avec driver pour afficheur 7 segments ; alimentation + 5 V ; consommation : 15 mA ; dissipation = 280 mW.

2° les connexions à effectuer entre un SN 7447 et un afficheur à 7 segments ont été

indiquées à maintes reprises à l'occasion de descriptions de montages dans notre revue ; veuillez consulter votre collection. Elles sont également indiquées dans l'ouvrage « Initiation Pratique à l'Emploi des Circuits Intégrés Digitaux » (librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 11.42 : M. Etienne HUET, 44-Nantes, sollicite divers renseignements au sujet d'un oscilloscope.

1° les caractéristiques du tube cathodique 3 BP 1 A, ainsi que les tensions qui doivent être présentes à ses électrodes, ont été publiées dans notre N° 1530, page 604.

2° les tensions mesurées aux électrodes d'un tube cathodique sont toujours indiquées par rapport à la cathode.

3° le tassement de l'oscillogramme vers la droite de l'écran est vraisemblablement dû à un manque de linéarité du balayage (base de temps).

RR - 11.43-F : M. Jean TOUSSAINT, 11-Lezignan, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré NE 565 A.

Le circuit intégré NE 565 A de Signetic est un démodulateur pour FM mettant en œuvre la technique PLL (phase locked loop) avec filtre et convenant jusqu'à une fréquence de 500 kHz. Alimentation = ± 12 V max ; 12,5 mA ; puissance dissipée = 300 mW ; impédance d'entrée = 5 kΩ ; tension de sortie = 300 mV ; réjection AM = 40 dB.

tion = ± 12 V max ; 12,5 mA ; puissance dissipée = 300 mW ; impédance d'entrée = 5 kΩ ; tension de sortie = 300 mV ; réjection AM = 40 dB.

Brochage : voir figure RR-11.43.

RR - 11.44 : M. Henri DURUY, 91-Mennecy, nous demande conseil concernant l'utilisation d'un petit récepteur radioamateur type « Super Cheerio 73 ».

L'adjonction du préamplificateur que vous vous proposez d'installer à l'avant de votre petit récepteur pourra probablement améliorer quelque peu ses performances. Toutefois, nous observons que ce préamplificateur HF est équipé de classiques transistors bipolaires. Il est bien évident que des résultats nettement supérieurs pourraient être obtenus avec un préamplificateur HF équipé de transistors à effet de champ, ces derniers réduisant notablement les effets de transmodulation (ce qui n'est pas le cas des transistors ordinaires).

Votre antenne de 4 m de longueur doit être suffisante dans le cas du récepteur à transistors cité. Comme câble de liaison, vous pouvez utiliser du câble coaxial ordinaire d'antenne TV type 75 Ω.

Puisque vous insistez pour obtenir notre avis, nous vous dirons qu'un tel assemblage ne peut tout de même donner que

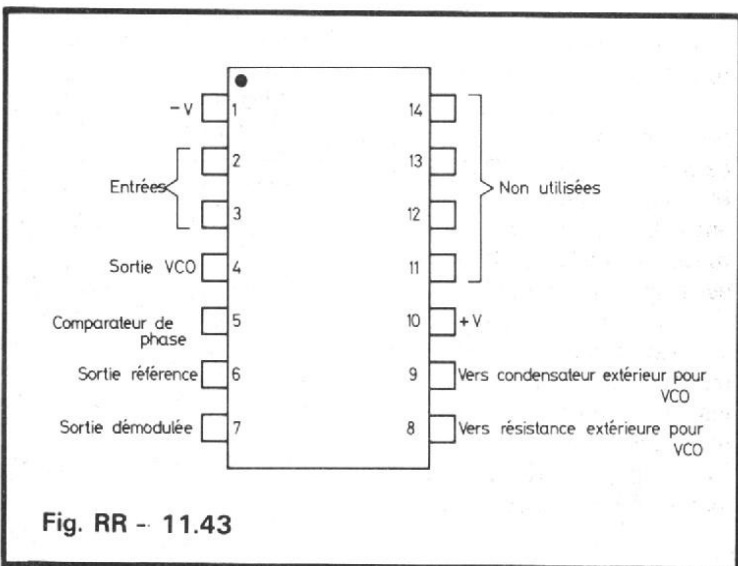


Fig. RR - 11.43

des performances inférieures par rapport à celles d'un véritable récepteur de trafic.

RR - 11.45 : M. Jacques PURGY, 75012 Paris, nous demande conseil pour la mise au point (voie négative) d'un modulateur de lumière construit d'après celui que nous avons publié dans notre N° 1482, à la page 314.

Il est possible que les triacs que vous utilisez demandent une énergie de déclenchement de gâchette plus importante que celle nécessaire aux triacs SC 1460 préconisés pour le montage décrit dans notre revue.

Par conséquent, s'il s'agit bien de cela, il suffit de diminuer la valeur du groupement de résistances R4 en série dans la gâchette de déclenchement du triac de la voie négative, par exemple en montant une troisième résistance de 47 k Ω en parallèle sur les deux précédentes.

RR - 11.46 : M. Georges MAREUIL, 95-St-Ouen, sollicite divers renseignements concernant un oscilloscope à tube cathodique VCR 139 A dont la description a été publiée dans notre revue en décembre 1962...

Le schéma de cet oscilloscope comportait en effet des erreurs de dessin qui ont été rectifiées en leur temps dans notre revue.

Ces erreurs étaient les suivantes :

a) la résistance d'anode du tube 2 D 21 est de 470 Ω .

b) la connexion entre le potentiomètre de 1 M Ω et la cathode du tube 2 D 21 doit être supprimée ; la connexion entre le sommet de la résistance de 6,8 k Ω et la grille 2 est évidemment inutile.

Nous attirons cependant votre attention sur le fait qu'un montage plus récent d'oscilloscope à tube VCR 139 A a été publié dans les numéros 1234 (page 135) et 1256 (page 150) de notre revue.

RR - 11.48-F : M. Charles MARY, 94-Chennevière-sur-Marne, nous demande :

1° les caractéristiques des transistors BF 258 et 2 N 445 A ;

2° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TBA 435.

1° Transistors (caractéristiques maximales) :

BF 258 : silicium NPN ; P_c = 800 mW ; V_{cb} = 250 V ; V_{ce} = 250 V ; V_{eb} = 5 V ; I_c = 100 mA ; h_{fe} = 25 à le = 30 mA. Correspondances : BF 337, BF 118, BF 381, BF 458.

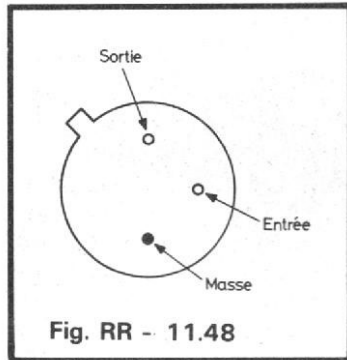


Fig. RR - 11.48

2 N 445 A : germanium NPN ; P_c = 150 mW ; V_{cb} = 30 V ; V_{ce} = 18 V ; V_{eb} = 10 V ; h_{fe} = 35 pour I_e = 1 mA et V_{cb} = 5 V ; F_t max = 2 MHz. Correspondance : ASY 28.

Circuit intégré TBA 435 : Régulateur de tension positive ; intensité de sortie = 100 mA max ; tension d'entrée = 20 V max ; tension de sortie régulée = 8,5 V ; régulation meilleure que 1 %.

Brochage : voir figure RR-11.48.

RR - 11.49 : M. Claude BEROU, 06-Antibes, sollicite des renseignements concernant l'adjonction de deux Vu-mètres sur un amplificateur BF stéréophonique.

Comme nous l'avons dit dans notre article (HP N° 1535), un Vu-mètre de haut niveau se connecte en parallèle sur la sortie aboutissant au haut-parleur. Dans le cas d'un amplificateur stéréophonique, vous avez donc deux Vu-mètres, l'un connecté sur la sortie droite, l'autre sur la sortie gauche.

De plus, si vous disposez de deux sorties par canal (pour

deux paires d'enceintes), les secondes sorties (non utilisées) peuvent être employées pour la connexion des Vu-mètres (Vu-mètre de droite et Vu-mètre de gauche).

A notre avis, il est plus intéressant et plus utile d'avoir deux Vu-mètres (un sur chaque canal) plutôt que d'avoir un seul Vu-mètre dit de balance.

RR - 11.50 : M. Jean-Marc PILLON, 06-Cagnes-sur-Mer, désire certaines informations complémentaires au sujet d'articles publiés dans notre revue.

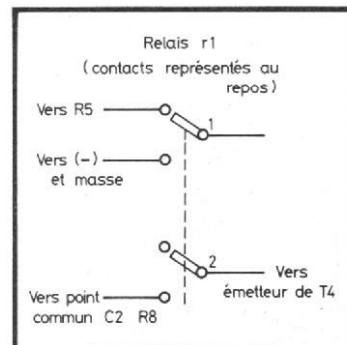
1° HP N° 1207, pages 150 - 151 : Type de la diode : BA 100 ou similaire. Type de T5 : transistors du type 2 N 2923, ou 2 N 2714, ou BC 108 C, ou similaire.

2° HP N° 1186, page 117 : R₃ = R₄ = 470 Ω .

3° HP N° 1548, page 353 : transistor unijonction = 2 N 4871, ou 2 N 2646, ou 2 N 2647.

RR - 11.51-F : M. Alain CACITTI, 34-Montpellier, sollicite quelques renseignements pour la mise au point d'un antivol électronique pour voiture qu'il a réalisé d'après l'article publié à la page 225 du N° 1473.

Comme à l'accoutumée, il nous est très difficile de prendre position à distance, faute de pouvoir examiner votre montage, ainsi que son fonctionnement.



Pour le relais r2, les contacts 1 et 2 sont bien au repos lorsque l'armature mobile est orientée vers le haut ().

Fig. RR - 11.51

Néanmoins, nous pensons que les défauts observés pourraient probablement provenir d'un mauvais câblage des contacts du relais R₁... En fait, le dessin du schéma (figure 1, page 225) peut prêter à confusion et inciter aux erreurs. Un dessin plus correct est représenté sur la figure RR-11.51.

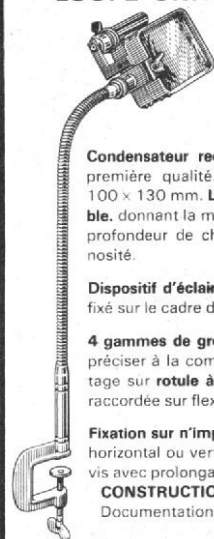
Pour le relais R₂, les contacts 1 et 2 sont bien au repos lorsque l'armature mobile est orientée vers le haut.

S'il ne s'agit pas de cela, il faudrait vérifier ou modifier les valeurs notamment des composants suivants : R₃, R₈, R₁₀, R₁₁, C₁, C₂, C₃ et C₄. Vérifier également les intensités de collage et de décollage des relais R₁ et R₂ vis-à-vis des intensités circulant dans les circuits de collecteurs des transistors T₆ et T₈.

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTRÔLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide. CONSTRUCTION ROBUSTE. Documentation sur demande.

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU, EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet 75017 PARIS

Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, av. du Général-Leclerc

(91) BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42

Antenne directive

3 éléments

bandes 14-21-28 MHz

La présente description se rapporte à une antenne « beam » à 3 éléments, à trappes, pour les bandes 14-21-28 MHz. La technique des trappes, circuits - bouchons isolant automatiquement telle ou telle partie de l'antenne selon la fréquence de fonctionnement, est maintenant suffisamment connue des radioamateurs pour qu'il nous soit dispensé d'y revenir.

De telles antennes existent évidemment dans le commerce, mais le modèle que nous décrivons ici a été entièrement construit par un radioamateur, notre ami Marcel Gillot (F6 ECW) que nous tenons à remercier pour tous les renseignements et caractéristiques de fabrication qu'il a bien voulu nous communiquer.

Les trappes constituant les organes les plus délicats à réaliser, c'est par elles que nous allons commencer la description de cette antenne.

Reportons-nous à la figure 1. Les trappes sont faites sur des mandrins A en isolant HF de qualité (polystyrène, par exemple) de 150 mm de long pour les trappes 10 m et de 180 mm de long pour les trappes 15 m. Chaque mandrin

est constitué par un cylindre plein de 16 mm de diamètre ; chaque extrémité, sur une longueur de 50 mm, est réduite à 14 mm de diamètre afin de s'emmancher à l'intérieur des tubes 16 x 14 constituant les éléments de l'antenne. La partie centrale d'une longueur de 50 ou de 80 mm (selon le cas) est filetée au pas de 150.

Les bobinages sont exécutés en fil de cuivre nu de 10/10 de mm ; les extrémités des enrou-

lements sont connectées sur le tube aluminium des éléments à l'aide de vis parker et de rondelles éventails, vis servant en même temps à la fixation du mandrin aux éléments.

Les nombres de tours des bobinages sont les suivants :

Pour le radiateur :

Trappes pour la bande 10 m = 22 spires (longueur de l'enroulement = 35 mm environ).

Trappes pour la bande 15 m

= 39 spires (longueur de l'enroulement = 60 mm environ).

Pour le réflecteur et le directeur :

Trappes pour la bande 10 m = 26 spires (longueur de l'enroulement = 42 mm environ).

Trappes pour la bande 15 m = 42 spires (longueur de l'enroulement = 66 mm environ).

Les condensateurs en parallèle sur chaque bobinage sont constitués par un tube d'aluminium B assurant en même temps la protection de la trappe. Comme il s'agit d'une capacité répartie par rapport aux éléments de l'antenne et aux bobinages, les dimensions de ces tubes-condensateurs sont très importantes et doivent impérativement être respectées.

La longueur du tube-condensateur, pour le radiateur, est de 210 mm pour les trappes 10 m, et de 232 mm pour les trappes 15 m.

Pour le réflecteur et le directeur, la longueur des tubes-condensateurs est de 170 mm pour les trappes 10 m, et de 210 mm pour les trappes 15 m.

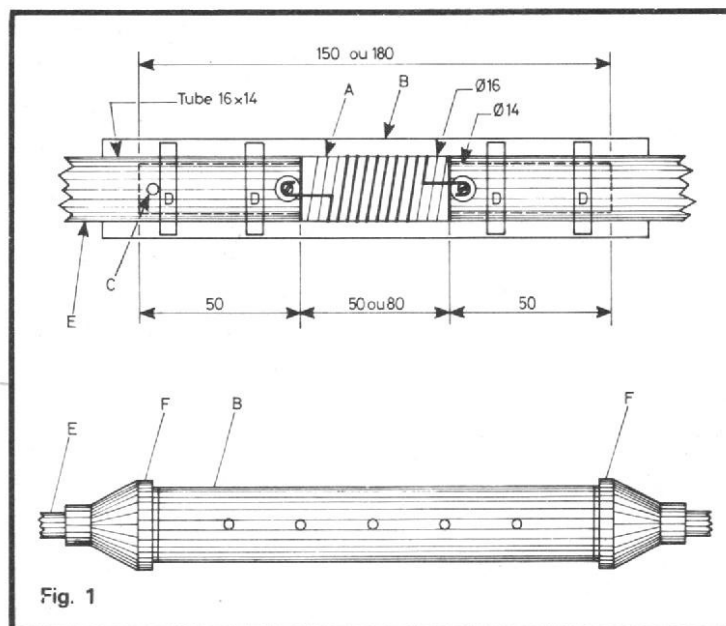


Fig. 1

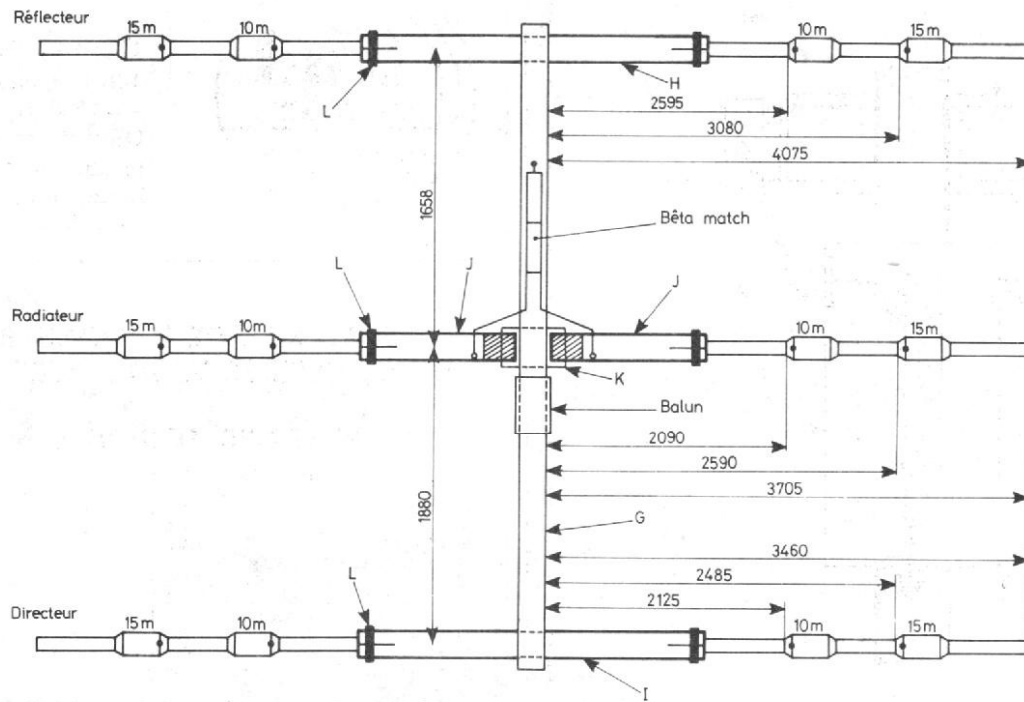


Fig. 2

Ces tubes-condensateurs ont un diamètre extérieur de 25 mm et un diamètre intérieur de 23 mm.

Pour éviter toute excentricité et pour maintenir une bonne rigidité de l'ensemble, on place à l'intérieur 4 rondelles isolantes D (2 à chaque extrémité) ayant un diamètre extérieur de 23 mm, un diamètre intérieur de 16 mm et une épaisseur de 5 mm.

La fixation du tube-condensateur et sa connexion électrique à l'élément E de l'antenne se font d'un seul côté, au point C, à l'aide d'un boulon ou d'une vis parker avec rondelle éventail. Cette vis (ou ce boulon) se place à 40 mm sur l'élément rayonnant en partant du bobinage et à 30 mm de l'extrémité du tube - condensateur; la partie « ouverte » du condensateur est orientée vers l'extrémité de l'élément rayonnant.

Les extrémités de chaque trappe sont obturées par deux cloches en matière plastique isolante F pour l'étanchéité. Sur le dessous du tube - condensateur, on perce quelques trous de 5 mm de diamètre pour permettre l'évacuation de la condensation éventuelle.

L'aspect général de l'antenne est représenté sur la figure 2. Le traversier ou « boom » G est un tube d'alu-

minium de 35 mm de diamètre. Les tubes principaux H et I des éléments réflecteur et directeur sont des tubes d'aluminium de 23 mm de diamètre extérieur et de 20 mm de diamètre intérieur; ils sont fixés dans leur partie médiane au boom d'une manière non isolée.

L'aspect général de l'antenne est représenté sur la figure 2. Le traversier ou « boom » G est un tube d'aluminium de 35 mm de diamètre. Les tubes principaux H et I des éléments réflecteur et directeur sont des tubes d'aluminium de 23 mm de diamètre

extérieur et de 20 mm de diamètre intérieur; ils sont fixés dans leur partie médiane au boom d'une manière non isolée.

Par contre, le tube principal de l'élément radiateur est constitué par deux tubes J de 1,80 m de longueur chacun, assemblés par un manchon isolant K et également fixés au boom par des brides isolantes (espacement entre les deux extrémités des tubes J à l'intérieur du manchon isolant K = 55 mm).

Les dimensions des éléments sont directement indiquées sur la figure 2, ainsi que

les espacements d'axe en axe entre éléments réflecteur, radiateur, directeur.

Les tubes principaux H, I et J sont fendus à leurs extrémités sur 35 mm de longueur par un trait de scie. Chaque extrémité reçoit un collier à vis L qui, par son serrage, permet de pincer et de bloquer les tubes de 16 mm de diamètre porteurs des trappes.

La fixation du boom au mât rotatif s'effectue par brides et boulons, sous le balun, c'est-à-dire à environ 1,58 m de l'élément directeur.

La figure 3 représente le croquis du bêta-match d'adaptation. Il s'agit d'une sorte d'épingle à cheveux dont les extrémités sont fixées par vis et colliers sur les tubes J avec un écartement de 305 mm (points O et P). On utilise du fil de cuivre nu de 3,5 mm de diamètre plié aux cotes indiquées sur le schéma. Au point nodal du bêta-match, on soude une petite équerre en laiton fixée elle-même par vis parker et rondelle éventail au tube boom (point M). Le bêta-match est maintenu parallèlement à 30 mm du tube boom par deux entretoises isolantes N (polyéthylène).

Enfin, le balun symétriseur est représenté sur la figure 4. Il s'agit d'un balun sur ferrite à

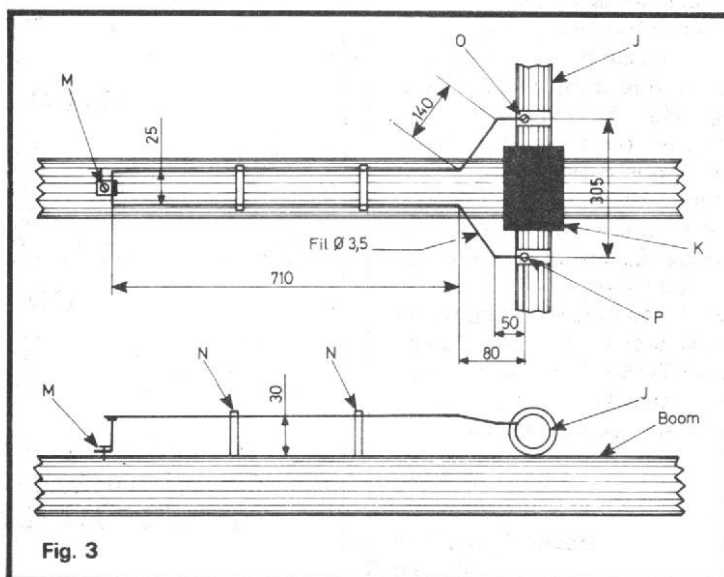


Fig. 3

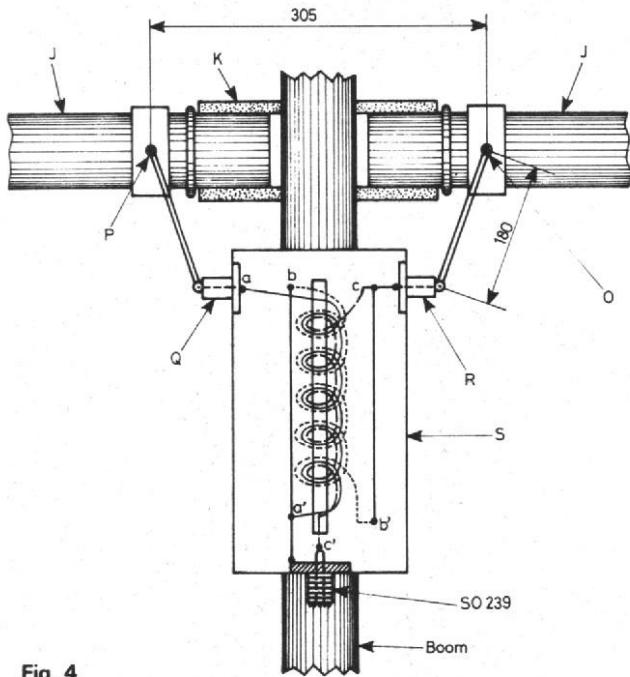


Fig. 4

trois fils réalisant l'adaptation symétrique - asymétrique, sans modification d'impédance. Ce balun est raccordé aux tubes J aux mêmes points que le bêta-match (points O et P).

Sur un barreau de ferrite, qualité HF, de 70 mm de longueur et de 12,5 mm de diamètre, on effectue 8 tours avec 3 fils en cuivre émaillé de 20/10 de mm enroulés en même temps en spires jointives. On veillera à bien respecter les points de raccordement pour chaque fil aa', bb', cc'.

Ce bobinage est placé à l'intérieur d'un boîtier étanche S fixé sur le boom. Les sorties, côté radiateur, s'effectuent à l'aide de deux pièces de traversée en stéatite Q et R. L'autre extrémité du boîtier comporte un socle SO239 pour le raccordement du câble coaxial 52 Ω (longueur quelconque) diamétralement opposé au bêta-match.

Les caractéristiques électriques de cette antenne sont les suivantes :

- Gain dans la direction privilégiée par rapport à un dipôle simple = 8 dB.

- Rapport avant - arrière = 25 dB.

- Taux d'ondes stationnaires = 1,5 à la résonance ; pouvant atteindre 2 à 2,5 aux extrémités des gammes.

- Impédance à la prise SO239 = 52 Ω.

Les longueurs des éléments indiquées sur la figure 2 constituent un compromis pour les sous-bandes « graphie » et « phonie » des gammes 10, 15 et 20 m. Si l'on veut favoriser les sous-bandes « graphie », on allongera très légèrement les éléments en faisant coulisser les tubes porteurs de trappes à l'intérieur des tubes principaux H, J et I ; on n'oubliera pas ensuite de resserrer les colliers L. Au contraire, si l'on désire favoriser les sous-bandes « phonie », on raccourcira très légèrement les éléments par rapport aux dimensions indiquées sur la figure 2.

La fréquence de résonance de l'ensemble de l'antenne peut être mesurée (et donc ajustée) à l'aide d'un dipmètre ; on raccorde simplement quelques spires de fil aux bornes de la prise SO239 pour permettre le couplage du dipmètre. Quant au taux d'ondes stationnaires, il sera mesuré et vérifié comme à l'accoutumée, c'est-à-dire par l'intercalation d'un TOS-mètre à la sortie de l'émetteur (vérification à effectuer sur les trois bandes).

Recueilli par
Roger A. RAFFIN
F3 AV



ce sigle est votre sécurité

Illel

Center Haute Fidélité
106-122, av. Félix-Faure -
75015 Paris - Tél. 828.09.20.
Ouvret de 9 h à 12 h 30
et de 14 h à 19 h 30. Le
lundi, ouverture à partir de
15 h. Métro : Lourmel.

MATERIEL DE DEMONSTRATION OU DE REPRISE VENDU AVEC GARANTIE

PLATINES TOURNE-DISQUES

MARLUX MX 56 SHURE 75 ED	500 F	TECHNICS SL 1500	1.000 F
THORENS TD 150 avec bras		LENCO L 830 DD	1.190 F
ORTOFON	1.000 F	SONY PS 1350	850 F
KENWOOD KP 3022	950 F	DUAL 1009	550 F
BRAUN PS 600	1.300 F	TOSHIBA SR 50	1.000 F
TECHNICS SL 1300 SHURE 95		LENCO L 85	890 F
ED	1.500 F	BRAUN PS 600	1.300 F
DUAL CS 70	1.500 F	TOSHIBA SR 50 à lecture opto-électronique	1.400 F
BANG et OLUFSEN 1000	550 F	SONAB 65 S SHURE 44/7	700 F
SONAB 65 S SHURE 44/7	700 F	PIONEER PL 550	2.800 F
BARTHE ROTOFLOUID	1.400 F	HARMAN-KARDON RABCO ST7	3.250 F
GARRARD ZERO 100 S	650 F		

AMPLIS - AMPLIS-TUNERS - TUNERS

SONY TA 1630	800 F	MARANTZ STEREO - RECEIVER	
TELETON SAQ 370 D	350 F	modèle 18	4.000 F
YAMAHA CA 500	990 F	KENWOOD KT 2001	500 F
SCOTT 255 S	1.200 F	DUAL CT 14	600 F
REVOX A 78	2.400 F	QUAD 303	1.000 F
SCIENTELEC ELYSEE 20	650 F	QUAD 33	1.000 F
BEOMASTER 1400	1.200 F	KENWOOD 4004	780 F
FISHER 390	1.500 F	FILSON ES 33 préampli et	
DUAL CV 31	750 F	2 HF 35 tubes	2.400 F
WHERY AS 2000	800 F	MARANTZ 33 préampli	2.900 F
KENWOOD KR 1400	1.100 F	MARANTZ 250	3.200 F
WHARFEDALE	1.000 F	ACCUHASE P 300	5.900 F
REVOX A 76	2.500 F	ACCUHASE C 200	5.000 F
MARANTZ console 33	2.900 F	REVOX A 720	7.400 F
MARANTZ M 250	3.200 F	REVOX A 722	2.250 F
SABA 8090	1.400 F	REVOX A 76 MK II	3.250 F
AMSTRAD 8000 MK II	550 F	REVOX A 78 MK II	2.400 F
ESART PA 20	650 F	KENWOOD 600	4.500 F
SCOTT A 416	850 F	PIONEER SA 7300	1.350 F
ESART E 250	1.800 F	PIONEER TX 5300	1.100 F
SCIENTELEC MACH 50	900 F	ESART E 250 SP	1.950 F
GRUNDIG RT 40	500 F	MAC INTOSH MA 6100	6.400 F
ACCUHASE P 300	5.900 F		

ENCEINTES

	La paire		
ELIPSON 1302	1.800 F	WEHRY	800 F
DUAL CL 120	780 F	KLH SEVENTEEN	1.100 F
INFINITY 100 A	1.800 F	SETTON M 20	2.200 F
WHARFEDALE DENTON 2	700 F	ESART TNPS	750 F
ESART E 45 (asservie)	5.600 F	LES B 35	1.600 F
AMERICAN MONITOR 8	1.580 F	YAMAHA NS 690	2.500 F
WHARFEDALE DOVEDALE	2.000 F	CELESTION DITTON 25	2.500 F
ELIPSON BS 302	2.000 F	ESS AMT 1A BOOKSHELF	7.000 F
AUDAX EURYTMIC	900 F	ESART P 3 S	1.500 F

MAGNETOPHONES

NIVICO 1450 U (K7)	1.200 F	NAKAMICHI 1000 (K7)	6.300 F
AIWA AD 6500 (K7)	2.490 F	NAKAMICHI 700 (K7)	4.750 F
REVOX A 700 (bandes)	6.900 F	UHER CG 360 (K7)	2.900 F
REVOX A 77/1108 (bandes)	4.400 F	UHER CG 300 (K7)	1.100 F
TEAC A 400 (K7)	1.400 F	NATIONAL RS 263 US (K7)	950 F
SANSUI SC 737 (K7)	2.000 F	SONY TC 131 SD (K7)	1.000 F
REVOX A 700 2 pist. (bandes)	7.800 F	HARMAN-KARDON CAD 5 (K7)	900 F
BRAUN TG 60 2 pist. (bandes)	2.300 F		

COMPACTS

AIWA AF 5080	2.950 F	BRAUN AUDIO 400	3.600 F
ERA BLOC SOURCE	900 F	BANG et OLUFSEN Beocenter	
ERA BLOC SOURCE	1.200 F	1800 avec 2 S 25	3.500 F
KENWOOD avec HP	3.000 F		

AVANT LE FESTIVAL DU SON
CONDITIONS EXCEPTIONNELLES SUR
TOUT LE MATERIEL D'EXPOSITION

pas de faux pas dans la hifi

Dual



Amplificateur Hifi CV 1600

2 x 80 W sinus. correcteurs à plots. bande passante
Hz: 10 à 40.000 ± 1,5 dB
dimensions: 440 x 150 x 360 mm

Tuner Hifi CV 1640

affichage digital de la fréquence
5 gammes d'ondes
7 présélections F.M.
horloge digitale
dimensions: 440 x 150 x 384 mm

Platine CS 721 électronique

entraînement direct, table de lecture manuelle
et automatique aux performances professionnelles
cellule Shure V15 III

Enceintes CL 490. 3 voies

8 ohms. puissance 100 W sinus
dimensions: 380 x 680 x 290 mm

pas de faux pas dans la Hifi...

avec cette chaîne par éléments qui, par leur esthétique, par leurs performances et leur technologie professionnelle, sont placés parmi les meilleurs du marché mondial.

Dual, premier constructeur européen spécialiste en haute fidélité, présente pour les mélomanes exigeants, une gamme de 92 références.

Dual s'écoute chez un professionnel.

Dual

Demandez le catalogue
en couleurs Dual 1977/78 au

CENTRE D'INFORMATIONS DUAL
BP 719 - 95004 CERGY CEDEX

• Veuillez m'adresser le catalogue Dual 1977/78
• ceci gratuitement et sans engagement de ma part

Nom _____

Ch 5

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____

Dual, distribué et garanti par :

1/ S^{té} Hohl et Danner - boîte postale 11
67450 MUNDOLSHEIM

2/ S^{té} Mareson - 4^e rue - zone industrielle
13127 VITROLLES

3/ S^{té} Dual
boîte postale 719 - 95004 CERGY CEDEX

