

7 f

516 PAGES

1^{re} ANNÉE - N° 1575 - DU 18 NOVEMBRE 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **DANS CE NUMÉRO :** LE TUNER AMPLIFICATEUR BANG ET OLUFSEN BEOMASTER 1900 ■ RÉALISEZ UN FONDU ENCHAÎNÉ LOGIQUE ■ UNE SIRÈNE POUR CAR DE POLICE ■ UN COMPTE-TOURS EXPÉRIMENTAL ■ UN JEU DE LUMIÈRES POUR ARBRE DE NOËL ■ UN SIMULATEUR SPATIAL POUR CASQUE ■■■



AIWA
AF-5080



AIWA TPR-930



AIWA AX-7500 - AD-6500

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

Mageco est allé chercher Aiwa au Japon pour vous offrir plus en radio cassette.

Les premiers magnétophones à cassette japonais ont été fabriqués par Aiwa. Et, quand Aiwa s'est attaqué aux combinés radio-cassette, il y a dépensé tant d'enthousiasme et de compétence qu'il est devenu très vite un leader au Japon (35% des ventes).

Pour Aiwa, chaque nouveau modèle est l'occasion de faire un bond en avant. Prenez le TPR-930. Il est stéréo. En radio et en magnétophone à cassette. Et il offre un ensemble de perfectionnements qu'on n'avait jamais vus réunis sur un même appareil :

Le MS stéréo system : avec ses 4 haut-parleurs, 2 en façade, 2 sur les côtés, il restitue intégralement avec une puissance de 2 x 2 watts le relief sonore,

dans votre salon, sur votre bateau comme en caravane.

Une véritable mémoire électronique, l'AMS, permet de retrouver instantanément le début d'un enregistrement. 4 gammes d'onde (PO, GO, OC, FM ou PO, OC1, OC2, FM) avec contrôle automatique de fréquence en FM. Utilisation des cassettes CrO₂ comme des cassettes standard. Système loudness pour relever les graves et les aigus à bas niveau sonore. Arrêt automatique en fin de bande. Sleep-timer qui programme l'arrêt de l'appareil. Deux micros incorporés. Deux vu-mètres. Quick review pour revenir en arrière sans manœuvres. Compte-tour.

Contrôle automatique de niveau à l'enregistrement. Touche pause pour un arrêt momentané. Et la possibilité de l'utiliser comme platine magnétophone Hi-Fi.

Le TPR-930, un vrai portatif qui vous suivra partout. Dimensions : 392 x 213 x 114 mm. Il fonctionne sur piles, secteur ou batterie.



mageco electronic

AIWA - CONNOISSEUR
GOODMANS - ONKYO.
PICKERING



AIWA®

Si vous êtes de ceux qu'on ne trompe pas sur la qualité, retournez ce bon à Mageco Electronic, 119, rue du Dessous-des-Berges, 75013 Paris, tél. 583.65.19, pour en savoir plus sur le TPR-930 Aiwa et pour connaître la liste des revendeurs.

NOM _____ PRÉNOM _____

RUE _____ N° _____ VILLE _____

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

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

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

FRANCE 140 F
ÉTRANGER 205 F

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

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

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

B.F. - Technique générale - Hi-Fi

● Le tuner amplificateur **B & O BEOMASTER 1900** 184

Radio - T.V. - Technique générale

● Le radio recorder **GRUNDIG C6200** 197
 ● Etude d'une platine FI/FM à circuits intégrés 255
 ● Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 351

Electronique - Technique générale

● L'électronique au service de la photo et du cinéma 243
 ● Anatomie d'un laser 250
 ● Datathèque du transistor 260
 ● Presse électronique étrangère 269
 ● Les dossiers secrets de la super-réaction 324
 ● Communications par infrarouges 328
 ● Sachons utiliser notre oscilloscope 333
 ● Schémas d'applications pratiques : Convertisseurs élévateurs 6/12 V 343
 ● Détermination des éléments utilisés dans les montages 345
 ● Le remplacement des transistors ; Faut-il respecter les valeurs des schémas 355
 ● Le Wrapping 360

Réalisations

● Un fondu enchaîné logique 211
 ● Une sirène pour car de police 223
 ● Un amplificateur en CMOS 229
 ● Eclairage permanent des trains modèles réduits 232
 ● Un compte-tours expérimental 235
 ● Commutateur à commande optique : Le cochon tirelire 238
 ● L'arbre de Noël et le registre à thyristor 291
 ● Réalisez cet amplificateur 296
 ● Simulateur spatial à ligne à retard analogique pour casque 301
 ● Comprenez le fonctionnement des CI logiques en réalisant une mini-centrale de sécurité pour automobile 310
 ● Un gradateur de lumière automatique 317
 ● Temporisateur électronique d'essuie-glaces 319

Journal des O.M.

● Emetteur SSB 144 MHz à verrouillage de phase 371

Divers

● Informations - Nouveautés 179
 ● Courrier technique 366
 ● Petites annonces 376

Copyright - 1976
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 4^e trimestre 76
 N° éditeur : 320
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
133 000
 EXEMPLAIRES

OÙ SE PROCURER LES COMPOSANTS ?

Aujourd'hui nous vous proposons la liste des distributeurs agréés R.T.C.

Région parisienne :

R.T.F. Diffusion, 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. 533.69.43.
Omni-Tech, 15/21, rue C.-Flammarion, 75018 Paris. Tél. 257.62.80.
Disserel, 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. 203.60.02.

Sud Ouest :

C.E.D.S.O., 31, avenue du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. (59) 27.03.56.
C.E.D.S.O., 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. (56) 89.04.56.
C.E.D.S.O., 14, avenue Tolosane, 31250 Ramonville-St-Agne. Tél. (61) 81.34.55.

Massif Central :

Electronique du Centre, B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. (73) 84.60.08.

Est :

Hohl et Danner, B.P. 11, Z.I. Strasbourg Mundolsheim, 67450 Mundolsheim. Tél. (88) 20.90.11.
Hohl et Danner, 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse Dornach. Tél. (89) 42.11.86.
Hohl et Danner, Z.I. d'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. (28) 51.42.30.

Bourgogne et Val de Loire :

Morin Industrie, 52, rue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-St-Luc. Tél. (25) 43.15.48.
Morin Industrie, 15, place de la Grange, 37300 Joué-les-Tours. Tél. (47) 55.13.46.

Rhône Alpes :

Etablissements Besson, 2, rue des Maronniers, 38100 Grenoble. Tél. (76) 96.10.72.
Etablissements Besson, 10, rue Félix-Jacquier, 69006 Lyon. Tél. (78) 52.12.47.
Rhonalco, 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. (78) 53.00.25.
Rhonalco, 45, rue des Eaux-Claires, 38100 Grenoble. Tél. (76) 96.08.12.

Nord :

Sanelec, 236, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. (20) 97.93.21.

Ouest - Centre Ouest :

Sertronique (CEIM), 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. (43) 84.24.60.
Sertronique (CEIM), 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. (40) 47.77.01.
Sertronique (CEIM), 2 b., rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. (35) 72.78.86.
Sertronique (CEIM), 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. (99) 30.78.78.
Sertronique (CEIM), Z.U.P. bd d'Armor, 22300 Lannion. Tél. (96) 38.40.67.

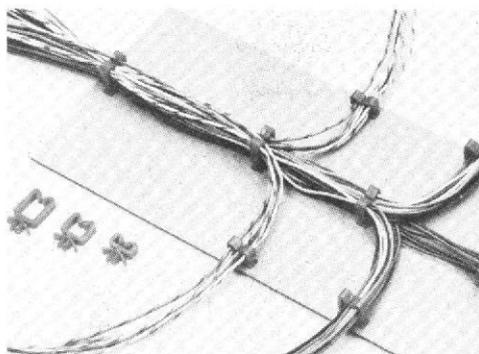
Midi - Languedoc - Provence - Côte d'Azur :

SMD, Promo Electronique, 49, rue Dabray, 06000 Nice. Tél. (93) 84.60.28.
Etablissements Vedeche, 8, rue Lafayette, 13001 Marseille. Tél. (91) 50.01.82.

VERO ELECTRONICS

CLIPS DE CÂBLAGE.

Vero Electronics annonce le lancement d'une gamme de clips de câblage en nylon conçus pour la fixation par encliquetage sur n'importe quel type de châssis et de panneau de 1,5 mm à 2,5 mm d'épaisseur.



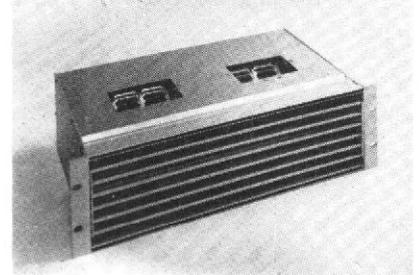
Les trois tailles peuvent s'adapter à des diamètres et à des câbles différents. Les câbles peuvent être insérés directement en les poussant au-dessus du clip et sont ainsi maintenus en position. La forme du clip est conçue pour pouvoir sortir les câbles.

Ils sont livrés par paquets de 100.

ENSEMBLE DE VENTILATION.

Vero Electronics accroît sa gamme de ventilateurs en présentant un ensemble de ventilation de 3 U de hauteur, à moteur centrifuge, produisant jusqu'à 300 CFM à haute pression. Ce matériel est ainsi parfaitement adapté aux conditions d'environnement sévères.

Les ventilateurs sont fournis en bi-voltage, 115 ou 240 volts. L'ensemble est conçu pour les équipements de style moderne.

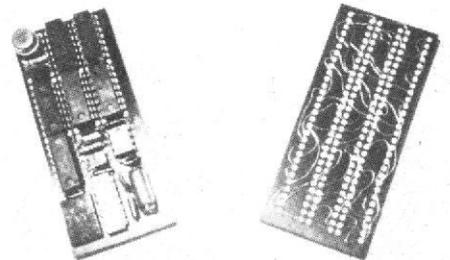


En option, il peut être équipé d'un filtre qui assure la circulation d'un air dépoussiéré.

PLAQUETTES DE CONNEXION SANS SOUDURE

La marque Wonderboard vient de lancer un nouveau type de plaquette sans soudeuse. Elle se caractérise par une haute densité d'interconnexion, des contacts d'argent sur toute la circonférence des conducteurs.

Soulignons que cette plaquette est réutilisable, d'où un certain avantage d'économie pour concevoir des prototypes.



Caractéristiques techniques :

Ø min/max. des fils : 0,2 à 0,8 mm
Température d'utilisation : - 55 à + 100 °C
Résistance de contact : 1 milliohm
Courant maximal : 7 ampères
Résistance d'isolation : 10 000 megohms
Tension de claquage : 9 kV.

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE VOXAL

Ce petit appareil « mangera » les parasites de votre radio. Il suffit de le brancher à la prise d'antenne AM du tuner ou amplificateur de votre chaîne Haute Fidélité et vous pourrez écouter vos émissions favorites sur toutes les longueurs d'ondes sans

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

être gêné par le moindre parasite, qu'il vienne du fer à repasser de votre voisin ou de la proximité d'une ligne à haute tension.



Fiche technique :

Taille : H x L x P : 6 x 21 x 8 cm

Couleur : noir avec façade d'aluminium

Interrupteur : rouge

Touches de longueur d'ondes : noir

Cet appareil est livré avec une fiche standardisée. Il fonctionne au moyen d'une pile de 4,5 volts.

DA ET DUTILH

Nouveau modèle de multimètre digital, le 6000. Il possède un affichage de 2000 points à cristaux liquides, avec maintien de la lecture. Un système d'avertissement de

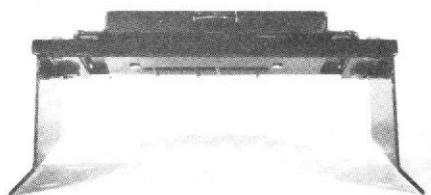
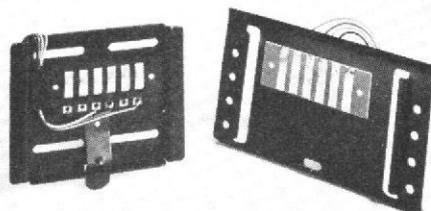


l'usure des piles. L'alimentation s'effectue avec 2 piles de 9 V. Il possède une mémoire. Dimensions : 178 x 146 x 58 mm.

SUPPORT AUTO-RADIO UNIVERSEL

Ce support a l'avantage de pouvoir fixer n'importe quel auto-radio sur le tableau de bord ou le plancher. En outre sa manipulation, permet de retirer à tout moment

l'auto-radio, ce qui représente le meilleur anti-vol.

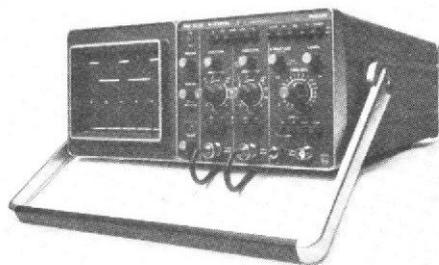


OSCILLOSCOPES PHILIPS

L'oscilloscope 50 MHz double trace, le PM 3243 (26 000 F HT) possède une mémoire, une persistance variable et un multiplicateur analogique jusqu'à 40 MHz.



L'oscilloscope PM 3212 (6 200 F H.T.) 25 MHz double trace, possède un écran 8 x 10 cm, une possibilité d'incorporer des batteries. Il est possible de réaliser de nombreuses combinaisons en représentation X-Y.



Il faut noter son faible poids : 7,9 kg.

BELL ET HOWELL

Modèle complémentaire de la gamme Filmsonic de Bell et Howell, reste avant tout une caméra très simple de fonctionnement.



Caractéristiques techniques :

- Objectif 1,3 - zoom manuel et électrique 2 vitesses, 8,5 mm - 24 mm
- Viseur avec système de mise au point dichroïque (franges colorées sur le sujet tant que le réglage n'est pas au point)
- 2 vitesses de prises de vues (18 et 24 images/seconde) avec possibilité de transformation en télécinéma
- obturation du viseur
- Une lumière rouge frontale indiquant au sujet qu'il est filmé
- un système simple permettant de réaliser des fondus,
- une prise pour écouteur permettant de vérifier l'enregistrement sonore au fur et à mesure des prises de vues
- un commutateur de contraste : ± 1 diaphragme,
- 5 informations dans le viseur qui à l'aide de diodes luminescentes, permettent de contrôler : la sous-exposition, le déroulement, la fin de film, la position du filtre et la modulation sonore,
- grâce à son dispositif exclusif de contrôle électronique de boucle, la durée et la régulation de film sont optimisées
- une « position-test » prévue à mi-course de mise en marche de la gâchette permettant de contrôler l'exposition et le volume sonore avec mise sous tension préalable du préampli et du moteur son, permettant ainsi de ne pas avoir de trou de son au départ du film.

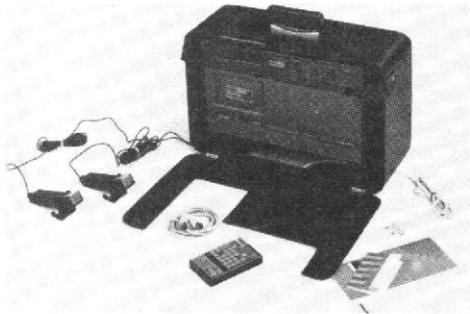
INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

PHILIPS

UN NOUVEAU MAGNÉTOPHONE SCOLAIRE À CASSETTES.

Cet appareil se présente sous la forme d'une mallette spécialement conçue pour :
— la diffusion d'un programme (haut-parleurs incorporés)
— l'enregistrement des conversations d'un groupe (emploi simultané de deux microphones fournis avec le magnétophone).

L'appareil, en mallette fermée, s'utilise debout, le baffle incorporé étant orienté vers les élèves. L'autre côté de la mallette comporte un couvercle fermé par deux pattes à bouton-pression. L'abaissement du couvercle laisse alors apparaître entièrement le magnétophone à cassettes. Celui-ci peut enregistrer et reproduire en stéréo ou mono, et dispose comme tel, d'un commutateur mono-stéréo. Il a des têtes magnétiques longue durée, compatibles pour cassettes à l'oxyde ferrique et cassettes au bioxyde de chrome.



La platine comporte également un arrêt automatique en fin de bande, un vu-mètre éclairé, une régulation électronique du moteur avec un entraînement de la bobine réceptrice par « friction à hystérésis », et un contrôle de tonalité. Une cassette C 60 super et le câble de liaison trouvent place dans la mallette à côté du magnétophone.

L'appareil, aisément transportable, peut immédiatement être utilisé pour reproduire un document sonore dans une salle de cours, lors d'une séance d'animation ou à l'occasion d'une conférence.

EVERPHONE

Les entreprises Lorraines d'Electricité et de Mécanique viennent de lancer sur le marché un nouveau répondeur téléphonique simple, le Everphone 2200.

Cet appareil permet à tous moments de façon instantanée d'enregistrer un message à l'aide d'un micro incorporé dans

l'appareil, évitant ainsi toutes manipulations inutiles.

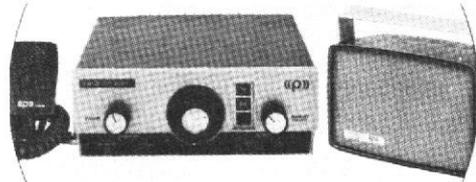


Caractéristiques techniques :

Everphone 2200 utilise des cassettes du type standard à bande sans fin.
Autonomie du message : 30 secondes. Sur demande : 1 minute
Alimentation 220 volts. Option bi-tension (110/220 volts).
Dimensions : 285 x 160 x 70 mm
Poids : 3 kg
Raccordement PTT : version standard.
Version luxe embrochable.

ELPHORA

Le grand spécialiste du matériel pour télécommunication lance, début décembre, un nouveau radiotéléphone le « FM BI 3000 F ».



Caractéristiques générales :

Nombre de canaux : 6
Tension nominale d'utilisation : 13,8 volts - négatif à la masse
Protection contre inversion de polarité
Bande de fréquence : 144-174 MHz
Circuits : entièrement transistorisés
Microphone : céramique, à haute impédance
Haut-parleur : 4 Ω
Impédance d'antenne : 50 Ω
Dimensions (cm) : 17,x x 26,5 x 6 (L x p x H)
Poids net : 2 kg.

Caractéristiques de l'émetteur :

Puissance de sortie : 25 watts
Déviation maxima : ± 4 kHz
Taux d'harmoniques : supérieur à 80 dB
Courbe de réponse audio : 300-3 000 Hz, à 6 dB par octave

Courant de consommation : 5 ampères sur 13,8 volts

Caractéristiques du récepteur :

Sensibilité : 0,4 μ V pour un rapport signal/bruit de 20 dB
Sélectivité : 60 dB à 40 kHz
Déclenchement du Squelch : 0,3 μ V
Réjection image : supérieure à 60 dB
Réjection canal adjacent : 75 dB (rapport signal/bruit 20 dB)
Puissance BF : 5 watts.

NATIONAL SEMICONDUCTOR

La Société National Semiconductor France introduit un nouveau boîtier pour les capteurs de pression.

La série des LX 1700 NS est à présent disponible pour des applications hautes performances, dans un nouveau boîtier, appelé PX 7-1 en boîtier zinc, PX 7N-1 et PX 7D-1 pour les boîtiers nylon. Ces boîtiers disposent d'une ceinture intérieure qui les rend parfaitement étanches.

Ces produits sont étroitement mis à l'échelle et compressés en température pour fonctionner de 0 à 85 °C. Ils permettent des mesures de ± 5 PSI à 0-300 PSI.

De plus, le câble est partie intégrante du boîtier à une extrémité et présente une prise 5 broches à l'autre, ce qui facilite le branchement pour les tests ou l'utilisation.

Les capteurs LX 1700 sont disponibles pour les mesures de pression absolue, relative ou différentielle. Pour des mesures « absolues ou relatives » l'entrée se fait sur un tube fileté 1/8 « NPT ». Ces capteurs sont interchangeables, légers et d'encombrement réduit, ce qui facilite leur emploi.

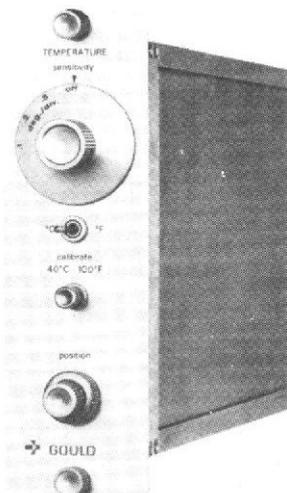
Ils sont tout particulièrement recommandés pour le contrôle moteur, air conditionné, le système de réfrigération et tout ce qui touche les compresseurs.

PRÉAMPLIFICATEUR DE TEMPÉRATURE BIOPHYSIQUE

La Division Instruments et Systèmes de Gould Inc. annonce la sortie du nouveau préamplificateur de température biophysique Gould conçu spécialement pour être utilisé avec les sondes de température de la série 400 de Yellow Springs Instrument et permettre ainsi une interchangeabilité rapide sans nouvel étalonnage.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Appelé modèle 13-4214-03, ce nouvel appareil Gould de mise en forme d'un signal, utilisé avec les sondes YSI de la série 400 est un système coordonné très linéaire de mesure de la température dans la gamme des températures biophysiques de 15 °C à 65 °C ou 75 °F à 125 °F, gammes choisies à l'aide d'un commutateur à levier situé sur le panneau avant.



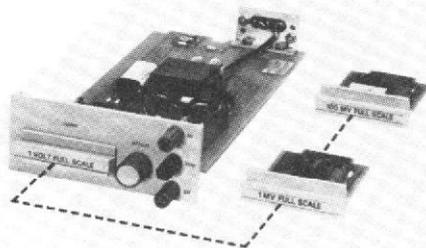
Le préamplificateur de température biophysique Gould fournit non seulement une sortie analogique, mais encore une sortie numérique permettant un fichage digital. Des boutons de commande situés sur le panneau avant permettent de faire varier la sensibilité de 0,1 ° par division à 25 ° pleine échelle.

PRÉAMPLIFICATEURS À COURANT CONTINU POUR L'ENREGISTREUR POTENTIOMÉTRIQUE

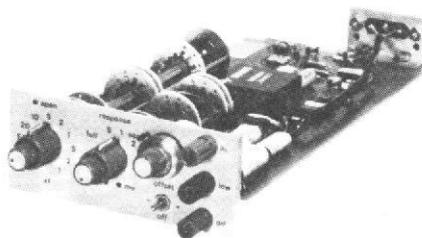
Deux nouveaux préamplificateurs à courant continu enfichables de la Division Instruments et Système de Gould Ind. permettent d'étendre les possibilités et la gamme de mesure du nouvel enregistreur potentiométrique Gould 110. L'enregistreur 110, aux hautes performances, à plume chauffante donnant un tracé fin, est le seul enregistreur dont la plume a une durée de vie garantie.

Le préamplificateur Gould à courant continu à sensibilités multiples, modèle 13-4715-06, est un conditionneur de signaux souple et universel. La gamme de mesure s'étend de 40 microvolts à 100 volts pleine

échelle ; un décalage du zéro calibré permet de dilater le signal jusqu'à ± 10 fois l'échelle totale et un filtre de sortie passe-bas à quatre positions, élimine les bruits indésirables tout en préservant le signal.



Le préamplificateur à courant continu, modèle 13-4715-07, fournit des sensibilités à gain fixe allant de 1 millivolt à 100 volts pleine échelle sélectionnées au moyen de 16 cartes enfichables de sensibilités différentes, pré-réglées en usine. L'utilisateur peut acheter une ou plusieurs cartes pour satisfaire ses besoins immédiats, puis en acquérir d'autres au fur et à mesure de leur évolution. Un décalage du zéro permet de placer la plume de l'enregistreur en n'importe quel endroit du diagramme entre 0 et ± 100 % de l'échelle.



Dans ces deux types de préamplificateurs Gould, les circuits d'entrée flottants et protégés permettent à l'appareil de fonctionner à une tension atteignant 220 volts par rapport à la terre sur n'importe quelle sensibilité ; la valeur élevée de l'impédance d'entrée réduit les erreurs causées par la « charge » de la source. La réjection en mode commun supérieure à 120 dB en courant continu et à 60 Hz permet l'emploi de l'appareil dans un environnement industriel bruyant.

PHILIPS

A l'occasion du Salon de l'Automobile, Philips commercialise deux nouveaux appareils.

Le premier appareil, le AC 460 est un autoradio PO/GO avec lecteur de cassette stéréo. Il possède un indicateur visuel de la gamme et de la station sélectionnée. La

partie magnétophone est équipée d'une régulation électronique et d'un dispositif qui en fin d'écoute de la cassette, fait, que l'appareil passe automatiquement sur le programme radio.



Caractéristiques techniques :

Gammes d'ondes : GO : 2000 - 1154 m (150 - 260 kHz). PO : 577 - 187 m (520 - 1 605 kHz).

Semi-conducteurs : 1 IC/18 transistors et 13 diodes

Fréquences intermédiaires : 457 kHz

Puissance de sortie sur HP 4 Ω : 2 x 5 watts (± 1 dB - D ≤ 10 %)

Vitesse de défilement de la bande : 4,76 cm/s

Fluctuations : maximum $\pm 0,3$ %

Rapport signal/bruit : meilleur que 45 dB

Tension d'alimentation : batterie 12 volts - négatif à la masse

Dimensions : 180 x 43 x 135 mm.

Enfin, la dernière nouveauté le 22 AC 860, qui est un modèle haut de gamme possédant les PO, GO et FM stéréo avec un lecteur de cassettes stéréo.



Tout comme les gadgets du AC 460, cet appareil est équipé d'un circuit antiparasitage (I.A.C.) éliminant un grand nombre de parasites en FM, de l'A.F.C. et d'un décodeur pour FM stéréo avec commutation automatique stéréo/mono.

Caractéristiques techniques :

Radio :

Gammes d'ondes : GO : 150 - 260 kHz (2 000 - 1 154 m). PO : 520 - 1 605 kHz (577 - 187 m). FM : 87,5 - 104 MHz.

Lecteur de cassettes :

Vitesse de défilement : 4,76 cm/s.

Rapport signal/bruit : meilleur que 45 dB.

Caractéristiques générales :

Semi-conducteurs : 3 circuits intégrés ; 22 transistors ; 20 diodes.

Puissance : 2 x 5 W sur HP 4 Ω

Tension d'utilisation : batterie 12 V « moins à la masse ».

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

COLLOQUE INTERNATIONAL À TOULOUSE

Dans le cadre des Journées d'Etudes Scientifiques et Techniques de Toulouse, un colloque international sur : « Applications nouvelles de l'Electricité » est organisé à Toulouse, du 7 au 11 mars 1977, sous l'égide et avec la collaboration de l'Electricité de France.

- Les sujets abordés porteront sur :
- Les applications énergétiques de micro-ondes de la haute fréquence et de l'induction (textiles, papier, plâtre, béton, caoutchouc, bois, alimentation, etc.).
 - Les applications des décharges et effluves électriques (fibres, impression du tissu, traitement de surface).
 - Les applications de l'arc électrique (four de métallurgie, contacteur, disjoncteur).

Simultanément, se tiendra l'exposition des « Jet » destinés à présenter les réalisations les plus récentes de l'industrie électrique, électronique, informatique et des laboratoires de recherche. Cette année, une large place sera réservée à des démonstrations de matériels dans le cadre des sujets traités au Colloque international.

Pour toute information : Colloque international « Applications Nouvelles de l'Electricité », Mlle Coste, Laboratoire de Microondes, Enseeiht, 2, rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex, tél. (61) 62.54.20 poste 267.

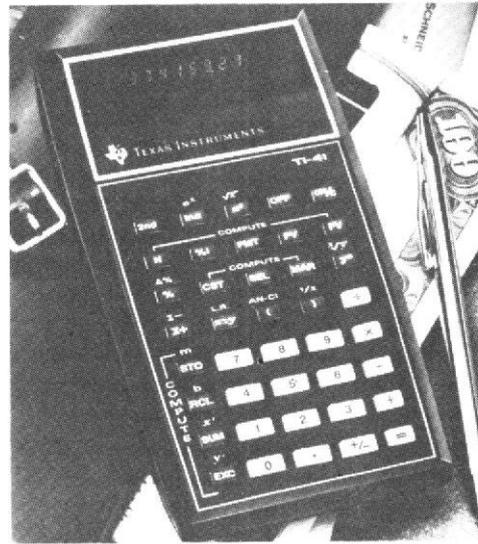
TEXAS INSTRUMENTS

La division Calculatrices électroniques de la firme Texas Instruments lance sur le marché un nouveau modèle, la TI-41.

La TI-41 est une calculatrice de poche rechargeable préprogrammée, destinée à résoudre les problèmes de taux d'argent : intérêts composés, prêts, hypothèques, investissements et les autres calculs financiers.

La TI-41 possède 3 touches, destinées à la résolution de problèmes faisant intervenir prix de revient, prix de vente et marges bénéficiaires, très utiles pour les détaillants et sociétés de distribution. Les touches % et $\Delta\%$ (écart en pourcentage) fournissent ainsi des solutions commodes aux simples problèmes de pourcentage ainsi qu'une mémoire permettant le stockage, le cumul et le rappel de données.

En plus de ses fonctions financières pré-programmées, la TI-41 est une puissante calculatrice à usage général. Elle possède 15 niveaux de parenthèses. Des touches supplémentaires permettent les calculs d'inverses, carrés, racines carrées, puissances, racines X^c , logarithmes népériens et e^x .



La TI-41 possède également un programme interne de régression linéaire indispensable pour les prévisions et analyses de tendance. Les calculs internes sont effectués sur 11 chiffres (arrondis à 8 pour l'affichage). Les nombres très grands ou très petits seront affichés en notations scientifiques avec 5 chiffres pour la mantisse et 2 chiffres pour l'exposant. Une opération erronée entraîne l'affichage du mot « ERROR ».

La TI-41 est une calculatrice portable légère qui est livrée avec housse, bloc chargeur/adaptateur et accumulateur rechargeable.

PIONEER ELECTRONICS LANCE SA PREMIÈRE UNITÉ EUROPÉENNE DE PRODUCTION

Pioneer Electronics Manufacturing N.V., a inauguré le 21 septembre, à Erpe en Belgique, la première partie de sa nouvelle unité de production. L'usine est la première unité de production de Pioneer en Europe, et est destinée à pourvoir à la demande européenne croissante en équipement HiFi et stéréo de la société.

Cette usine représente seulement la première phase d'une unité de production européenne plus vaste, qui occupera en dernier lieu 10 000 m² et emploiera environ 500 personnes.



L'usine figure au programme d'une expansion en quatre phases, et il est prévu que la dernière phase sera terminée dans quelque 5 à 7 ans.

UNE NOUVELLE GÉNÉRATION D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

R.T.C. La Radiotechnique-Compelec présente un nouvel amplificateur opérationnel : le NE/SE 535.

Cet amplificateur est caractérisé par une vitesse de balayage en sortie élevée combinée avec des caractéristiques d'entrée améliorées par rapport à celles des types précédents.

En outre, il est muni d'une compensation interne en fréquence.

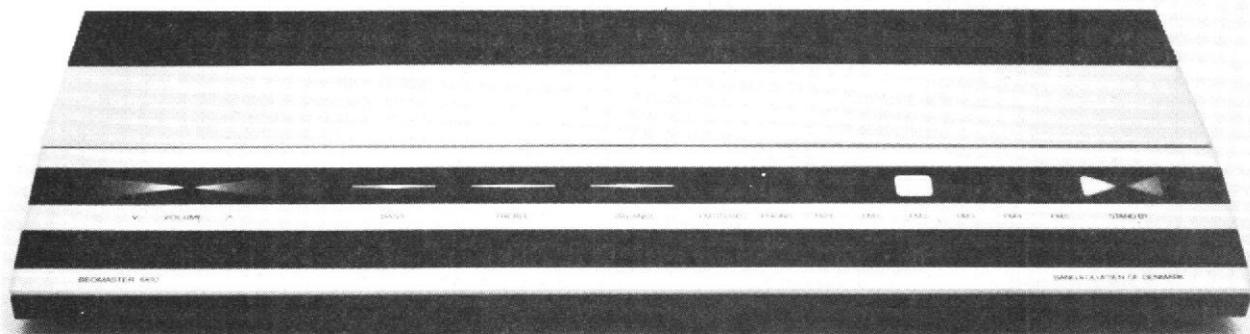
Le NE/SE existe actuellement en deux versions : l'une en boîtier TO-99, l'autre en boîtier minidip plastique.

De plus, ce dispositif possède un brochage compatible, entre autres, avec celui du 741. Cela permet à l'utilisateur d'améliorer les performances de ses systèmes par simple remplacement, sans modification d'implantation, du 741 par le NE/SE 535.

Caractéristiques principales :

- Vitesse de balayage en sortie (slow rate) : 15 V/ μ s
- Tension d'offset max. : 2 mV ; min. : 0,7 mV
- Courant de polarisation max. : 60 mA
- Compensation en fréquence interne
- Protection contre les courts-circuits
- Régulation d'offset.

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



BEOMASTER 1900

L'AMPLI-TUNER Bang et Olufsen Béomaster 1900 a connu un succès important dès son apparition. Cet appareil dû à un constructeur caractérisé par la recherche esthétique de ses appareils, fait preuve également d'un esprit d'innovation que nous avons d'ailleurs pu souvent rencontrer ailleurs que sur le plan esthétique.

Le Béomaster 1900 a été présenté en France lors du dernier Festival du Son. La ligne B & O était déjà très mince, cette fois, le constructeur est encore allé plus loin et si il n'y avait pas de transformateur d'alimentation, on pourrait se demander jusqu'où pourrait aller la minceur des appareils. Avec les alimentations à découpage, on pourra peut-être passer à un autre stade. Nous tomberons alors sur une autre limite qui est celle imposée par la surface

nécessaire au refroidissement des transistors de puissance. Il y a encore une solution, c'est celle des amplificateurs travaillant en classe D, c'est-à-dire en commutation avec un rendement proche des 100 % théoriques. Nous ne continuerons pas plus loin cette prospection, il faut avant tout que les appareils puissent rester utilisables et aussi qu'on puisse les montrer. La chaîne HiFi est un élément de standing, de train de vie, c'est une chose qu'on aime bien montrer, alors, ce n'est vraiment pas la peine de la cacher en la miniaturisant à l'extrême.

L'esthétique, la technique sont là, dès le premier contact. Le constructeur a aussi pensé utilisation. Pour cela, il a supprimé toutes les commandes apparentes. Les commandes qui ne sont utilisées que temporairement comme les commandes de timbre, les pré-

glages de stations en modulation de fréquence, l'interrupteur de coupure de l'alimentation, le cadran MF et le bouton plat de recherche des stations sont placés sous un volet. Avec ces commandes cachées, nous trouvons un interrupteur mono-stéréo, un bouton de mise en service de la commande automatique de fréquence et un commutateur à trois positions. Un couvercle à retombée amortie les dissimule hors utilisation.

Les commandes externes sont de type électronique. Le bandeau avant est creusé par endroit et derrière ces creux se cachent des électrodes qui vont commander les fonctions suivantes ; choix du programme, attente, niveau sonore haut ou bas. Le second bandeau porte uniquement des repères lumineux pour la position des potentiomètres placés sous le bandeau ou qui

rendent compte des fonctions en service.

Ces commandes n'ont aucune partie métallique apparente, ce qui était le cas des commandes traditionnelles à touches sensibles, touches dont l'esthétique a toujours été sujette à caution. Avec la suppression des touches visibles, ce problème a été résolu.

Les sorties et les entrées ont été disposées sous l'appareil, elles ne sont pas facilement accessibles, mais comme elles ne seront branchées qu'un nombre réduit de fois lors de la vie de l'appareil, ce n'est pas une telle situation que nous pourrions reprocher. Les sorties de l'antenne MF sont plus proches de la face arrière. Sur l'avant, et bien camouflés, nous trouvons une prise pour casque, un commutateur pour la seconde paire d'enceintes et une ouïe, pour l'instant inutilisée.

L'air de refroidissement des transistors de puissance lèchera des radiateurs situés à l'arrière sous une grille largement ouverte, c'est cette partie qu'il conviendra de laisser libre pour que la dissipation des calories se fasse convenablement.

Matière plastique, aluminium anodisé sous forme de profilé, palissandre plaqué sur joues de matière plastique sont utilisés comme matériaux de base d'une « ébénisterie » du 20^e siècle.

ETUDE TECHNIQUE

Tuner MF :

Le tuner du Béomaster 1900 est prévu pour la réception de la modulation de fréquence, uniquement, ce qui confirme la vocation stéréophonique de l'appareil, une vocation déjà présente dans la plupart des appareils de ce constructeur. Ce tuner possède une gamme continue, avec recherche par molette, et quatre stations pré-réglées dont la fréquence est affichée sur de petites échelles.

La tête de sélection VHF utilise, comme système d'accord des diodes à capacité variable. C'est en effet la solution la plus pratique pour avoir des stations pré-réglées, la seconde solution étant celle adoptée sur les appareils auto-radio et consistant à avoir soit

des selfs commandées mécaniquement, soit une commutation de condensateurs.

Le signal venu de l'antenne peut arriver sur une entrée 75 ou 300 Ω . La première entrée est pour les signaux venus d'une antenne extérieure, la seconde pour ceux venus de l'antenne intérieure. Pour l'antenne 300 Ω , les signaux arrivent sur les deux extrémités du primaire d'entrée, pour le 75 Ω , l'entrée se fait entre une extrémité et la masse.

Le secondaire du premier circuit est accordé. La diode D_1 est associée à un condensateur ajustable qui sera réglé pour les fréquences hautes. Le réglage aux fréquences basses se faisant grâce à l'inductance.

Le premier amplificateur HF utilise deux transistors à effet de champ, ils sont montés en cascade. TR_1 est soumis à une polarisation variable venant de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, la tension sert à commander son gain. La commande de gain évite de saturer les deux premiers étages de l'amplificateur à fréquence intermédiaire et laisse ce rôle (suppression de la M.A.) au circuit intégré. En outre, on réduira l'intermodulation en présence de signaux forts.

Le second étage accordé est couplé magnétiquement au troisième. L'accord des primaire et secondaire est assuré par les diodes D_2 et D_3 .

L'oscillateur local possède une structure particulière. La charge de collecteur de TR_4

est constituée d'un circuit qui n'est pas accordé. La réaction est entretenue par un condensateur situé entre collecteur et émetteur. Une petite capacité de découplage d'émetteur assure un déphasage. La base de TR_4 est découplée vis-à-vis de la HF. La base de ce transistor est polarisée par un pont, ce pont sert également à polariser la diode D_4 . Cette diode est montée en série avec un condensateur de 6,8 pF, cet ensemble vient en parallèle sur le circuit accordable de l'oscillateur pour assurer la commande automatique de fréquence.

L'oscillateur est couplé au circuit accordé par une résistance. Cette formule est vraisemblablement destinée à stabiliser l'amplitude de la tension de l'oscillateur tout au long de la gamme, en réduisant l'influence des résistances propres des inductances.

La tension HF arrive sur la source de TR_3 , pour être mélangée à la tension HF amplifiée. Le signal résultant, à la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz est envoyé dans un double filtre accordé.

Amplificateur FI :

Cette section est représentée en haut du schéma. Les repères sont ici donnés en fonction du circuit imprimé sur lequel les composants sont installés. La section VHF est installée sur un circuit imprimé repéré 1, les transistors s'appellent TR_1 etc., pour le second circuit imprimé, por-

tant la majorité des composants, nous trouvons aussi un TR_1 mais cette fois il s'agit de 2 TR_1 et ainsi de suite.

Le signal FI entre dans l'amplificateur sur la base de 2 TR_1 . La base de 2 TR_1 est polarisée par la résistance R_2 allant à la masse et par R_3 allant chercher une tension positive sur le sélecteur de stations MF. Ainsi, lorsque le sélecteur aura décidé de sélectionner le magnétophone ou le tourne-disques, la tension n'ira plus vers la base de 2 TR_1 et il n'y aura pas de signal audio en sortie de l'amplificateur, à fréquence intermédiaire. L'impédance de sortie du premier étage est de 330 Ω , cette valeur étant celle d'entrée des filtres céramiques les plus souvent utilisés. Ici, deux filtres céramiques sont mis l'un derrière l'autre, l'impédance d'entrée du filtre est égale à son impédance de sortie, il n'y a pas de problème d'adaptation entre eux. Par contre, l'association de deux filtres se solde par une atténuation plus importante, compensée par une augmentation de gain due aux transistors. La tension d'émetteur de 2 TR_1 est employée pour polariser la porte du transistor à effet de champ d'entrée 1 TR_1 .

Le second étage délivre deux tensions. La première, issue du collecteur de 2 TR_2 commande la variation de gain du premier étage VHF. La seconde tension est disponible sous une impédance plus faible puisqu'étant de 330 Ω ,

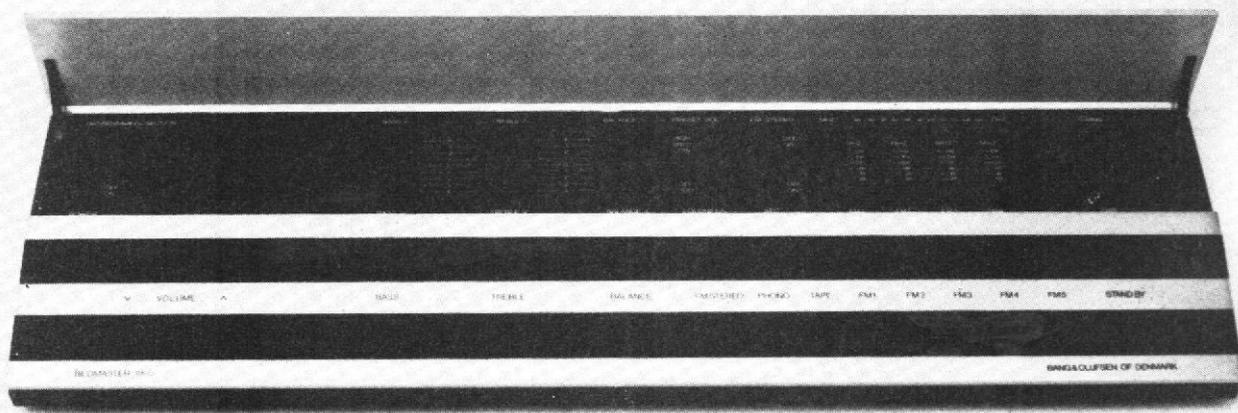
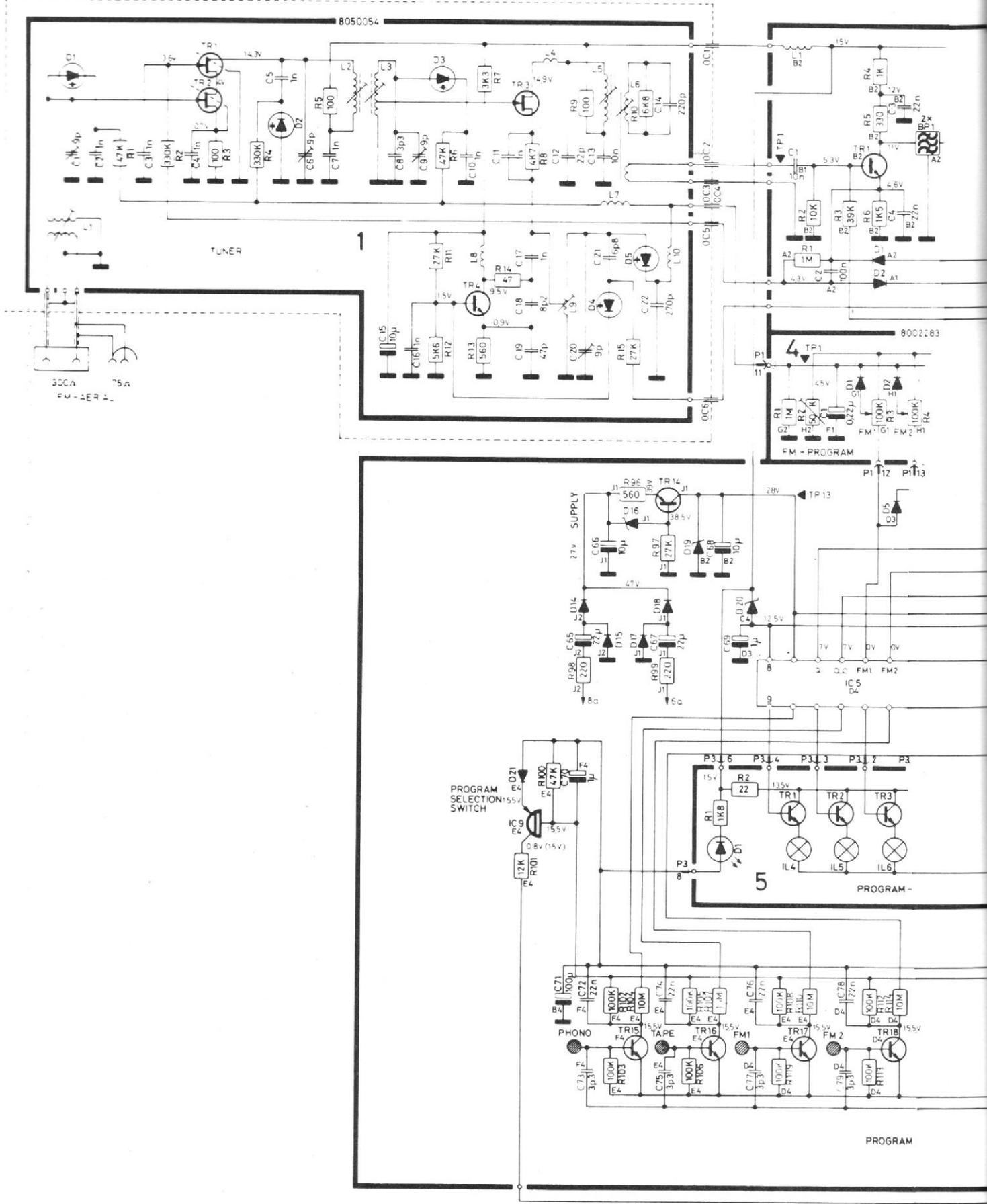
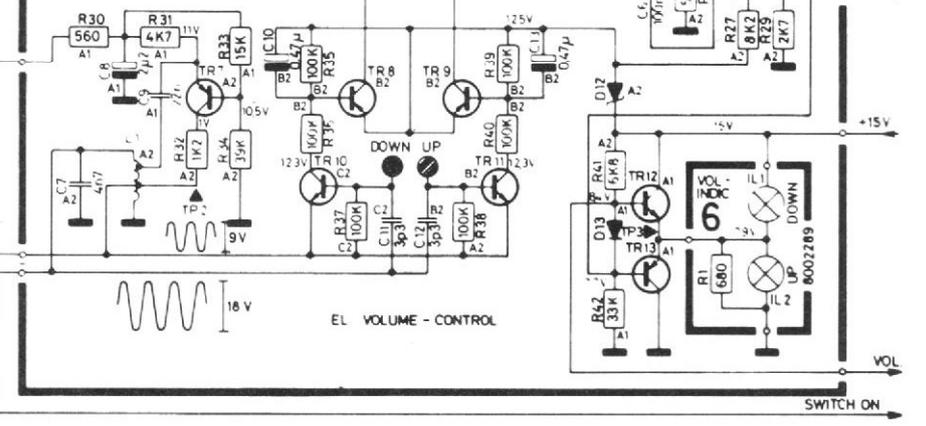
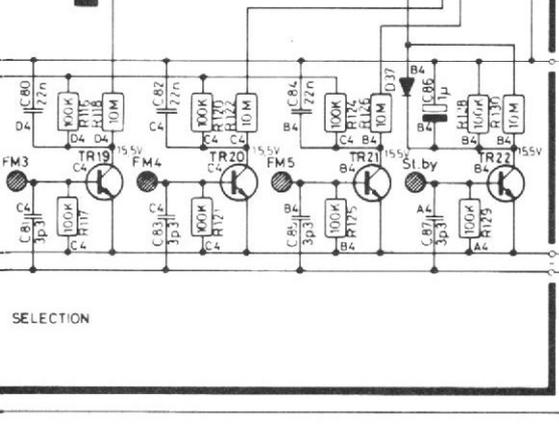
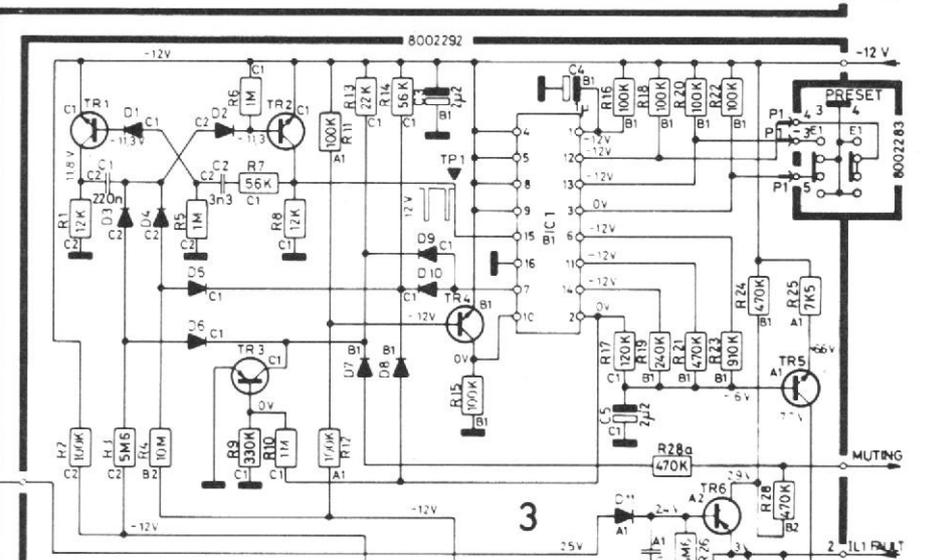
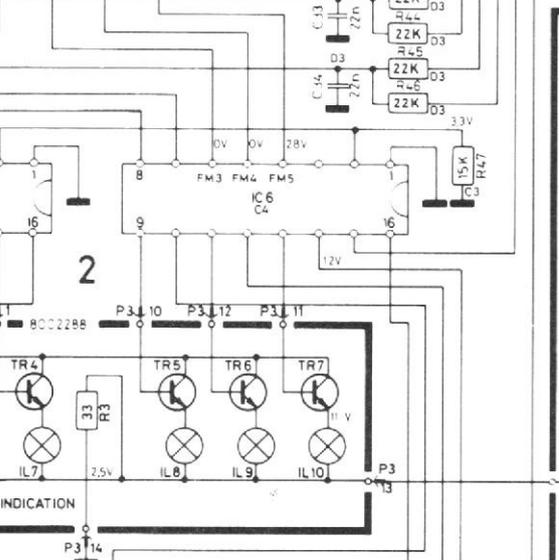
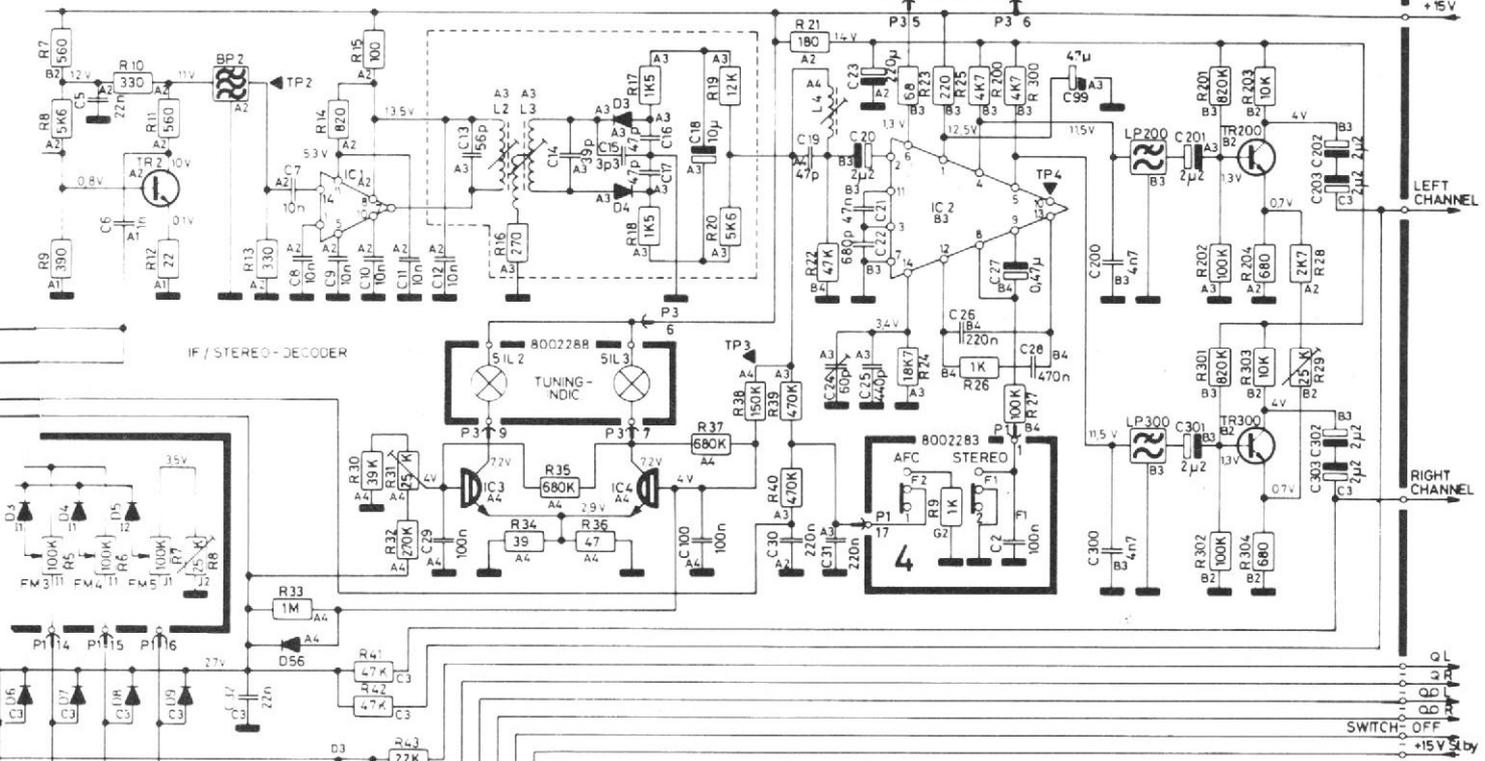


Photo 2. - Les commandes les moins souvent utilisées sont cachées derrière un volet mobile.





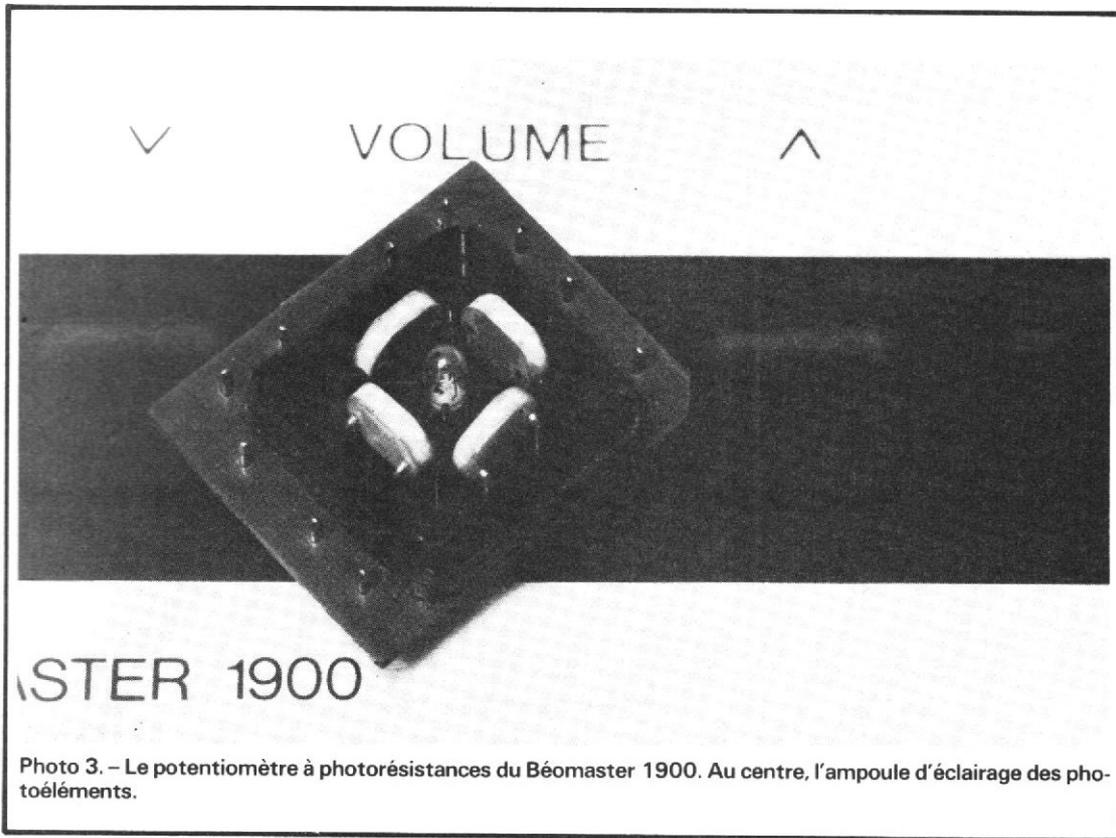


Photo 3. — Le potentiomètre à photorésistances du Béomaster 1900. Au centre, l'ampoule d'éclairage des photoéléments.

c'est, là encore l'impédance d'entrée du second filtre céramique. Le circuit de base de 2 TR₂ est polarisé par une résistance de 390 Ω qui, en parallèle avec R₈ et la jonction base-émetteur de 2 TR₂ permet de constituer l'impédance de sortie du filtre.

La détection de la tension FI se fait par deux diodes D₁ et D₂, diodes montées en doubleur de tension.

L'entrée du circuit intégré IC₁ est fermée sur une résistance de 330 Ω, toujours dans un but d'adaptation. Le circuit intégré est un MC 1355, amplificateur à fréquence intermédiaire à grand gain, à quatre étages symétriques. Ce circuit a spécialement été conçu pour être associé à un détecteur de rapport que nous retrouvons ici en sortie, avec ses bobinages traditionnels.

La tension continue de sortie du démodulateur est envoyée sur un amplificateur symétrique. Les bases de cet oscillateur sont polarisées par la tension d'alimentation de la base de 2 TR₁. Lorsque la programmation sera faite sur autre chose qu'une station MF, l'indicateur d'accord ne

sera pas en service. Dans le cas contraire, lorsque la tension continue devient positive, IC₄ devient conducteur, lorsqu'elle devient négative, c'est IC₃ qui le devient, les ampoules correspondantes sont alors traversées par un courant variable, la somme des deux courants restant constante. Ces ampoules sont disposées sous un écran, qui s'illumine en indiquant dans quel sens il faudra agir pour rétablir l'équilibre.

Le décodeur stéréophonique est précédé par un circuit accordé de type bouchon accordé sur 114 kHz. Ce circuit est un décodeur à boucle à verrouillage de phase. La mise hors service du décodeur est manuelle, elle est assurée par la mise à la masse par une résistance de 100 000 Ω de la boucle de filtrage de l'asservissement. Les sorties se font sur résistances externes qui sont adaptées par le client au condensateur qui servira à assurer la désaccentuation. L'indicateur stéréophonique est commandé directement par le circuit intégré. A la sortie du décodeur, deux filtres passe-bas éliminent les résidus

de sous-porteuse et de fréquence pilote. Les deux transistors de sortie du décodeur stéréophonique ont leurs émetteurs reliés entre eux par une résistance ajustable servant à parfaire le réglage de la séparation stéréophonique.

Commandes par touches électroniques :

Les touches électroniques du Béomaster 1900 utilisent le principe capacitif. Les détecteurs cachés sous les creux du bandeau avant, cachent des électrodes d'une surface égale à celle du creux. Ces électrodes sont représentées sur le schéma (dans le bas) par des ronds hachurés. En position de repos, lorsqu'il n'y a pas de commande un oscillateur travaillant à la fréquence de 106 kHz environ envoie sur l'émetteur et sur la base des transistors 2 TR₁₅ à 22 et 3 TR₁₀ et TR₁₁ deux tensions. Sur l'émetteur, la tension est de 9 V crête à crête et sur la base, elle est de 18 V. Ces deux tensions sont en phase si bien que c'est la tension différence qui est appliquée entre base et émetteur.

La tension d'émetteur est

issue directement du bobinage oscillateur, donc sous une impédance relativement faible. Par contre, celle de base est envoyée par l'intermédiaire de condensateurs de 3,3 pF. Cette très faible capacité se comporte comme une impédance de 500 000 Ω environ et le diviseur de tension constitué par les condensateurs de 3,3 pF et les résistances de 100 000 Ω atténue la tension de 18 V de sorte que les transistors travaillent pratiquement à la limite de leur conduction. Les condensateurs introduisent également un déphasage entre tension de base et d'émetteur.

L'approche du doigt des plaques de contact revient à introduire entre la masse et la plaque une capacité de très faible valeur, elle aussi, par l'intermédiaire du corps et de la masse du châssis. Le doigt met la base des transistors à la masse si bien que ce transistor qui était à la limite de la conduction va maintenant recevoir sur sa base une tension dont l'amplitude est réduite. Comme on envoie une tension constante sur l'émetteur, les transistors vont se comporter comme des amplificateurs travaillant en base commune et ils vont alors se mettre à conduire. Leur tension de collecteur baissera et commandera les circuits intégrés de sélection. Pratiquement une capacité de moins de 2 pF entre base et masse suffit à assurer la sélection d'un programme. Cette valeur ne permet toutefois pas de saturer les transistors, la tension de collecteur baisse de 2 V environ, ce qui est suffisant. La fiabilité du fonctionnement est bonne, nous n'avons pas pu, sur les modèles que nous avons eu entre les mains prendre l'appareil en défaut. L'avantage de ce système est que l'électronique n'entre absolument pas en contact avec les mains et que par conséquent, l'humidité ne peut pas influencer le fonctionnement, à moins qu'elle s'infilte à l'intérieur ce qui est relativement peu probable.

Pour la commande de niveau, on trouve les deux transistors $3 TR_8$ et TR_9 qui jouent un rôle symétrique l'un pour assurer la remontée du niveau sonore, l'autre sa descente.

Les signaux de collecteur des transistors de commande sont envoyés sur les entrées de circuits intégrés de touch-control de Siemens, des SAS 570. Ces deux circuits ne possèdent pas de position prioritaire à la mise sous tension de l'appareil, cette fonction est due au condensateur C 86 qui est installé sur le circuit de collecteur du transistor $3 TR_{22}$.

Les sorties pour potentiomètres d'accord commandent aussi, par un circuit OU à diode la polarisation de la base de $2 TR_1$, premier transistor de l'étage amplificateur à fréquence intermédiaire et les transistors de l'indicateur d'accord.

Les sorties pour lampes indicatrices alimentent ces dernières par l'intermédiaire d'un transistor monté en collecteur commun qui évite de faire parcourir un courant trop élevé dans le circuit intégré qui ne le supporterait pas.

Le Béomaster 1900 est branché en permanence sur la tension secteur. Un secondaire à faible puissance se charge de faire fonctionner l'oscillateur à 105 kHz en permanence. Les circuits autres que celui de commande du Stand-By (attente), sont ali-

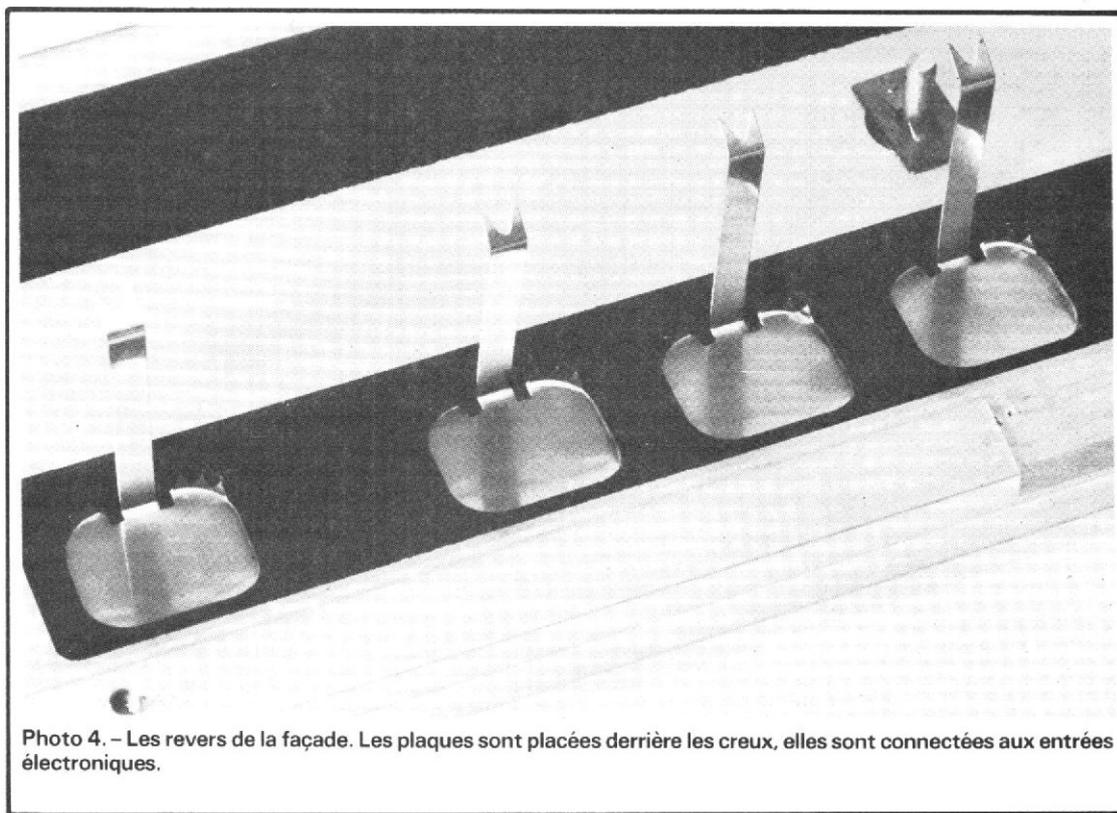


Photo 4. - Les revers de la façade. Les plaques sont placées derrière les creux, elles sont connectées aux entrées électroniques.

mentés au travers de la jonction base-émetteur de $21 C_9$. Pendant l'attente, le transistor Darlington $2 IC_9$ est bloqué, lors d'un appel, il se met à conduire et transmet à l'alimentation un ordre qui, par l'intermédiaire du transistor $2 TR_{32}$ et d'un relais met la haute tension en service. Cette haute tension alimente les doubleurs de tensions délivrant le 47 V destiné à l'alimentation secondaire. $2 TR_{14}$ est un générateur à courant constant qui alimente la diode Zener $2D_{19}$. La tension de

28 V alimente ensuite les potentiomètres au travers du circuit intégré.

La diode électroluminescente $5D_1$ est l'indicatrice de « Stand-By », d'attente. Lorsque la tension de 15 V servant à l'alimentation générale n'est pas là, le courant venant de l'alimentation 15 V d'attente lui assure la conduction en appliquant sur son anode une tension positive de 15 V. Le circuit se referme au travers du reste de l'électronique par l'intermédiaire de la résistance de limitation $5 R_1$.

Les circuits intégrés de commutation, SAS 570 délivrent en plus des tensions des potentiomètres, des tensions continues servant à faire fonctionner des interrupteurs statiques à diodes. Ces circuits assurent la mémoire des informations, les transistors de commande servent uniquement à envoyer des ordres.

COMMANDE DE VOLUME

Le niveau sonore est commandé également par un système de touche électronique. Pas question ici d'avoir une touche pour chaque intensité sonore, il y a une touche qui commande la remontée du niveau sonore et une autre qui commande sa descente. Une horloge interne régit le rythme de variation de niveau.

Il y a plusieurs façons de modifier le niveau sonore électroniquement. On peut utiliser des multiplieurs analogiques, des potentiomètres aux résistances commutées électriquement, ou encore faire appel aux propriétés de résistance

Fig. 1. - Principe de la commande de niveau par photorésistances.

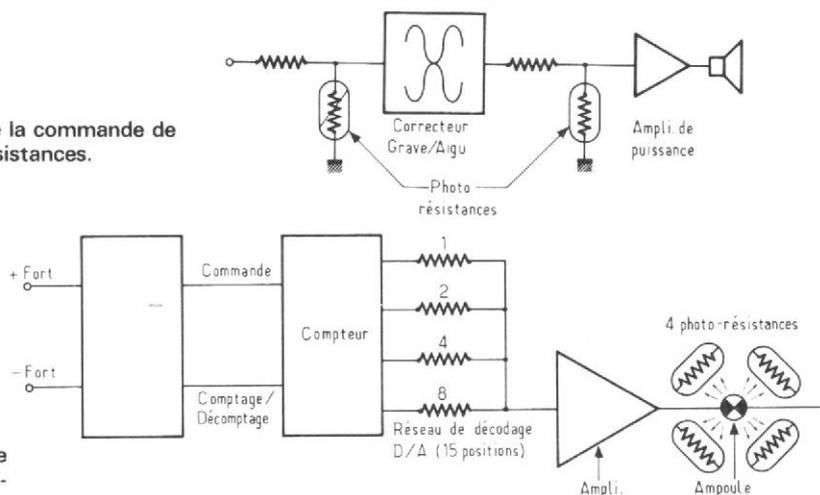


Fig. 2. - Principe de la commande digitale de niveau sonore.

variable des transistors à effet de champ. Ici le constructeur a utilisé des photorésistances. Ce sont des éléments dont la résistance varie en fonction de l'éclairement. Les photorésistances sont ici installées suivant le schéma de la figure 1, une seule résistance ne suffisait pas à assurer la dynamique de réglage nécessaire, le constructeur a donc utilisé deux potentiomètres électroniques, ce qui a un autre avantage, celui de réduire le bruit de fond au faible niveau en provoquant une atténuation loin dans la chaîne d'amplification.

COMMANDE SÉQUENTIELLE DE VOLUME

La commande de l'intensité d'éclairage de la lampe est assurée par un système électronique utilisant une mémoire qui n'est autre qu'un compteur.

Le principe de cette commande d'éclairage est le suivant : le schéma de principe est représenté figure 2. Nous disposons de deux touches sensibles qui commandent le circuit de l'horloge : le fait d'appuyer sur une des touches provoque le départ de l'horloge. En même temps, un circuit auxiliaire décide, en fonction de la touche sur laquelle on a appuyé, si le compteur doit compter ou décompter. Il comptera pour l'augmentation du volume et décomptera dans le cas inverse.

Lors de la mise sous tension d'un compteur, les bascules internes se mettent dans une position quelconque, ce qui provoquerait l'apparition d'un niveau sonore soit trop faible, soit trop élevé. Pour remédier à ça, le constructeur emploie un compteur à prédétermination. Une série d'entrée du compteur permet de choisir l'état de chaque bascule. Il suffit donc de mettre une série d'entrées dans un état déterminé pour avoir le volume

sonore désiré. Ici, il y a un commutateur à trois positions permettant de choisir trois puissances.

A la sortie du compteur, quatre résistances dont les valeurs sont situées dans le rapport 1, 2, 4 et 8 constituent, associées au compteur, le décodeur digital/analogique. La tension résultante sera envoyée sur un circuit de commande de la lampe illuminant les photo-résistances.

La réalisation pratique est représentée dans l'encadré 3 du schéma de principe.

Le transistor TR₇ constitue l'oscillateur local chargé de fournir le 106 kHz pour les touches.

Les transistors TR₁₀ et TR₁₁ sont montés de manière identique, ils commandent les transistors TR₈ et TR₉ dont les bases sont shuntées par des condensateurs destinés à assurer leur tranquillité vis-à-vis d'impulsions qui pourraient déclencher le compteur.

L'horloge est constituée par le multivibrateur TR₁/TR₂, multivibrateur astable et asymétrique dont le déclenchement est assuré par des portes à diodes. Ces portes servent à arrêter le décomptage par l'intermédiaire de TR₃ lorsque le compteur est revenu au 0 et le comptage par l'intermédiaire de la sortie « retenue » dans le sens du comptage. Dans le cas où une telle disposition aurait été prise, le compteur fonctionnerait en boucle fermée et repasserait brutalement du volume maximum au minimum ou inversement.

Le transistor TR₆ commande également TR₄ qui détermine le sens de comptage en envoyant une tension sur l'entrée « comptage/décomptage » du circuit intégré (type CD 4029 ou MC 14516).

Les portes mettent hors service le multivibrateur en dérivant le courant des résistances de charge R₃ et R₄ vers l'alimentation négative, ce qui interdit d'alimenter les bases du multivibrateur. Notez en passant que les constantes de temps à la montée et à la des-

cente sont différentes, la descente est plus rapide que la montée.

Les résistances du décodeur analogique digital sont les résistances R₁₇, R₁₉, R₂₁, R₂₃. Les résistances 16, 28, 20, 22 servent à la présélection du niveau. Un commutateur permet de choisir trois niveaux de puissance.

Un condensateur de filtrage C₂₂ évite les trop brusques changements de niveau en modérant la vitesse d'application de la tension à la lampe. Associé au système de réglage de volume se trouve un indicateur de niveau un peu semblable au dispositif de réglage de l'accord, là encore, nous trouvons deux lampes, cette fois, elles sont montées en série et shuntées par deux transistors montés en potentiomètres. Pour éviter une plage morte au milieu de la course, les transistors sont polarisés par une diode D₁₃.

SÉCURITÉ DE VOLUME

L'inconvénient de l'utilisation de photorésistance réside dans la relative fiabilité de l'ampoule d'éclairage des cellules. C'est sans doute le composant le moins fiable de l'appareil. Les lampes ont toutefois fait des progrès et peuvent durer très longtemps. Le constructeur n'a sans doute pas utilisé ce système à la légère mais une coupure de filament peut toujours intervenir. Avec le système potentiométrique utilisé ici, l'extinction de la lampe entraîne une augmentation du volume sonore. Pour remédier à ce risque, le constructeur a installé un système de sécurité utilisant le transistor TR₆. Ce transistor est un transistor de « muting », de silencieux, il commande les portes des deux transistors à effet de champ TR 206 et 306. Ces transistors à effet de champ sont également commandés lorsque le compteur est à zéro.

L'émetteur de TR₆ est polarisé positivement par le pont de résistance R27/R29. L'émetteur de TR₃ est relié à la diode D₄₇. Lorsque le filament de l'ampoule IL₁ est coupé, il ne peut y avoir aucun courant de collecteur dans TR₂₄.

L'émetteur est à ce moment porté à la tension de la masse augmentée de la tension de déchet de la diode. Cette variation de tension d'émetteur est suffisante pour que TR₆ ne conduise plus et commande les portes des transistors à effet de champ précités.

La polarisation de la base de TR₆ est assurée par une résistance de 5,6 MΩ juste suffisante pour saturer TR₆. La diode D₁₁ est reliée à une résistance placée en série avec les ampoules. Au moment de la commutation, la résistance électrique du filament est faible, si bien que la chute de tension dans 5R3 au moment de chaque changement de fonction est importante. A ce moment, la diode D₁₁ conduit et transmet une tension positive sur la base de TR₆. Comme ce transistor est un PNP, il se bloque et commande le circuit de silencieux qui évite toute transmission de parasite de commutation.

PRÉAMPLIFICATEURS

Les préamplificateurs RIAA sont des modèles très classiques suivis ici par un transistor monté en émetteur suiveur. La stabilisation du point de fonctionnement se fait par une contre-réaction continue prise sur l'émetteur de TR 202.

L'entrée à haut niveau se fait sur un étage amplificateur de gain unité, constitué d'un émetteur suiveur.

La tension de sortie pour enregistrement est la tension prise sur le potentiomètre de volume, à la sortie du commutateur.

La commutation est statique. Nous avons déjà parlé de ce type de commutation dans un article consacré au Béo-master 6000 du même constructeur, nous ne reviendrons sur le sujet que pour dire que le principe utilisé ici est celui de l'utilisation de la résistance dynamique de la diode. En présence de courant continu, cette résistance dynamique est faible, lorsque la diode est bloquée, elle est au contraire très élevée et empêchera le passage de la tension audio.

La commande consiste ici à transmettre une tension continue qui va se superposer à la tension audio. Si la résistance dynamique de la diode est faible devant celle du reste du circuit, sa non-linéarité sera sans importance.

A la sortie du commutateur, on trouve le premier étage du potentiomètre de niveau. Aucune tension continue ne traverse l'élément. L'étage amplificateur suivant

a un gain relativement faible, à sa sortie, nous trouvons le transistor à effet de champ monté en résistance variable. Le réglage de la correction physiologique est obtenu par mise en série avec la photorésistance d'un réseau présentant une impédance élevée aux fréquences très basses et dont l'impédance augmente avec la fréquence. On obtient ainsi une correction physiologique approchée ne concernant que les fréquences basses.

Le correcteur de timbre est un exemple de classicisme, il est du type symétrique à potentiomètres linéaires et contre-réaction.

**AMPLIFICATEUR
DE PUISSANCE**

Son schéma apparaît comme relativement complexe. Le premier étage est un

différentiel. La tension de contre-réaction est appliquée sur la base de TR 209 (309 pour l'autre voie). L'émetteur des deux transistors est alimenté par l'intermédiaire d'un générateur de courant.

Pour commander le niveau sonore, nous retrouvons une photorésistance. Elle est associée à un transistor qui ne sert qu'au moment de l'arrêt de l'appareil, pour augmenter le confort de l'écoute en éliminant les bruits indésirables.

Les transistors de sortie sont des Darlington de puissance suivant une formule chère au constructeur Danois. On notera l'absence de stabilisation thermique entre les bases des deux transistors de puissance. La résistance R 250 est une résistance normale. Par contre, l'alimentation du driver est assurée par un générateur à courant constant dont un des transistors est installé à proximité de l'un des radiateurs. Ce transistor, c'est TR

215, c'est lui qui doit assurer la limitation du courant de repos en fonction de la température. La protection des transistors de sortie est électronique, les transistors TR 216 et 217 recueillent la tension aux bornes de la résistance d'émetteur des transistors de puissance et shunte si le besoin s'en fait sentir l'un, la jonction base-émetteur de IC 201, l'autre la base de TR 213. En fait, ce dernier transistor constitue avec IC 200 un « super Darlington ».

L'amplificateur peut supporter, avec une puissance réduite, une charge, de 2 Ω constituée par la mise en parallèle de deux enceintes de 4 Ω. Le limiteur de courant entre en jeu pour assurer la protection des transistors.

Ces derniers peuvent claquer, c'est un cas qui a été prévu par le constructeur. Plutôt que de voir du courant continu aller détruire les haut-parleurs ; la liaison étant

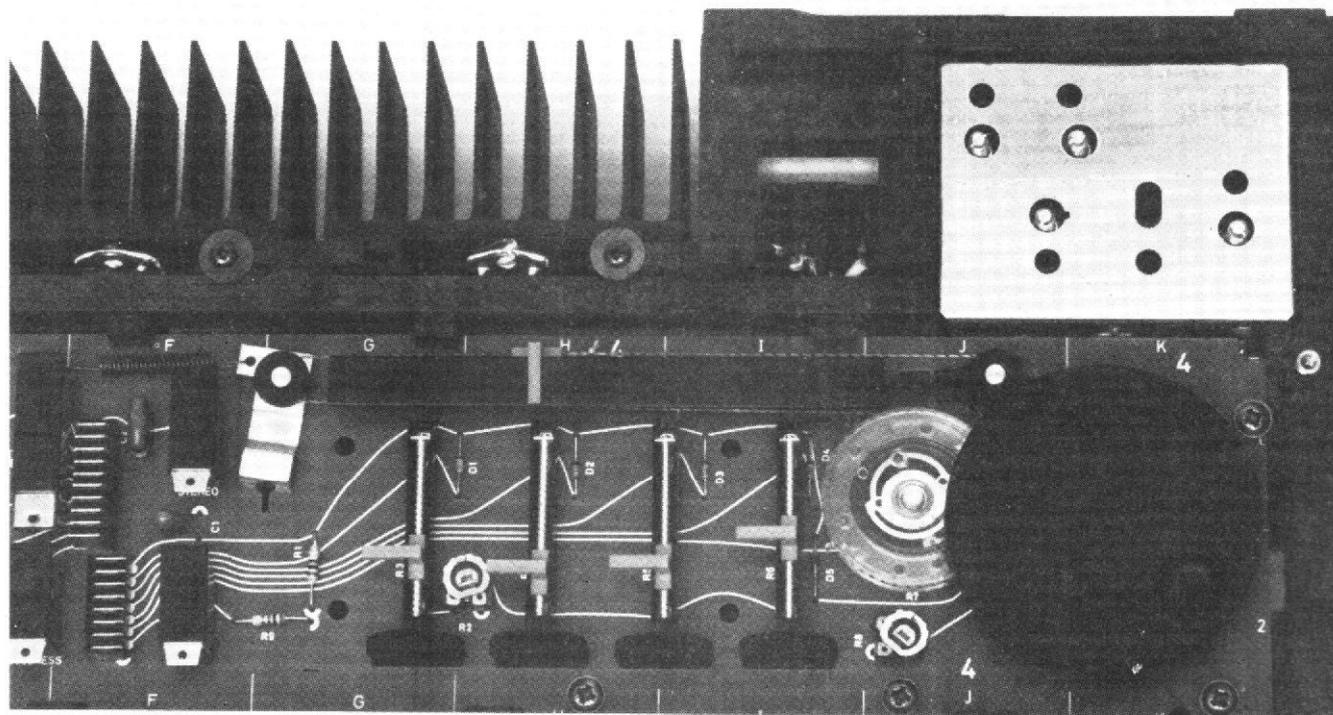
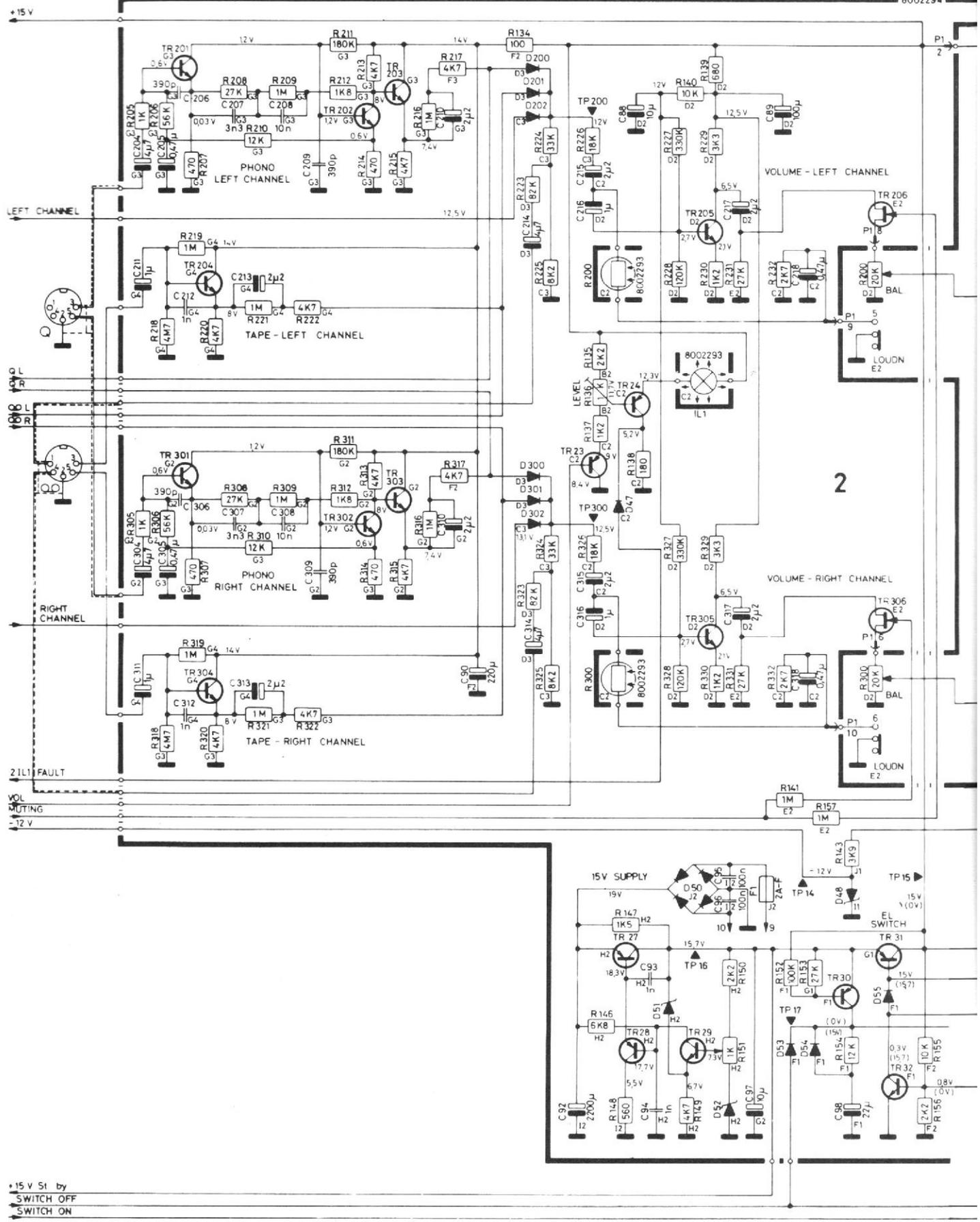
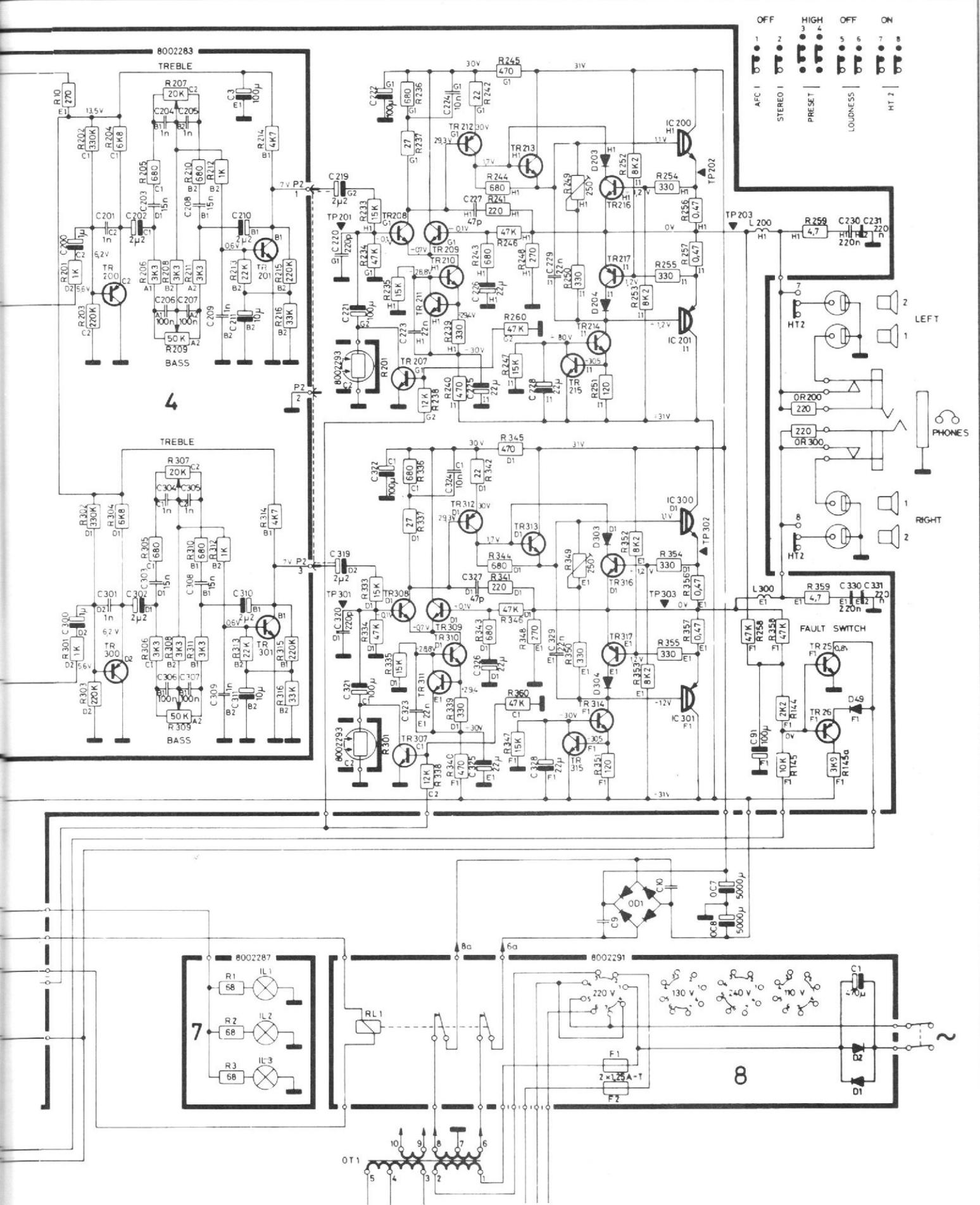


Photo 5. - Détail des commandes manuelles. Potentiomètres de pré-réglage et potentiomètre d'accord à entraînement par câbles.



+15 V St by
 SWITCH OFF
 SWITCH ON



- OFF 1
- STEREO I 2
- PRESET 3
- LOUDNESS 5
- HT 7
- HIGH 4
- OFF 6
- ON 8

directe il n'y a pas de condensateur, en série avec les enceintes, les transistors TR₂₅ et TR₂₆ détectent toute présence de continu. Le condensateur C91 filtre l'alternatif. Pour les tensions positives, c'est le transistor TR₂₅ qui entrera en service, pour les tensions négatives, c'est cette fois TR₂₆. Ces deux transistors agissent sur la base de TR₃₂, transistor qui sert également à couper l'alimentation par l'intermédiaire de la touche d'attente.

ALIMENTATION

L'alimentation de l'amplificateur de puissance se fait par l'intermédiaire du secondaire du transformateur 6, 7, 8 c'est un relais qui assure la commutation. Le redressement est du type à double alternance avec point milieu. Les alimentations 15 V sont assurées par un régulateur à trois transistors. Ce régulateur alimente directement les circuits oscillateurs et de mise en route de l'électronique. L'alimentation des autres circuits électronique est assurée par un commutateur électroïque.

Le transformateur toroïdal ne supporte pas les courants continus qui pourraient venir du secteur. Pour les éviter, un condensateur chimique travaillant sous très faible tension permet le passage de la tension au voisinage du zéro tandis que les diodes le remplacent alternativement pour les autres alternances. Aucune tension continue inférieure au seuil des diodes ne peut parvenir au transformateur pour le saturer.

FABRICATION

Si vous avez surveillé la presse un peu spécialisée dans la haute fidélité, vous aurez appris que chez B.O. les cir-

cuits imprimés sont montés à partir d'un système audiovisuel qui projette sur le circuit imprimé l'image du composant et qui présente aussi à l'opératrice un godet rempli de ces composants. Une merveille d'automatisme humain.

Les techniques les plus modernes ont été mises ici en application. Par exemple, le châssis est en matière plastique moulée. Avec la pénurie de pétrole ou plus exactement son prix de plus en plus élevé, on aurait pu s'attendre à voir regresser les matières plastiques. En haute fidélité, ce n'est pas du tout le phénomène qui se produit et plusieurs constructeurs se lancent dans son exploitation. La matière plastique utilisée ici est particulièrement rigide. Tous les composants sont montés sur un cadre épais. Les circuits imprimés sont soudés à la vague et les queues des composants sont moulées après soudure pour éviter tout dépassement. Le circuit imprimé a été étudié pour plusieurs appareils et en particulier, on peut remarquer un emplacement qui a été prévu pour installer une commande à ultra-sons commandant une dizaine de fonctions, lorsque les touches sont électroniques, rien n'empêche la commande à distance. Mais il faudra attendre au moins jusqu'au Festival du Son, si ce n'est plus, pour voir apparaître un nouvel appareil.

La fabrication d'un appareil très plat comme ce 1900 a imposé l'emploi de deux circuits imprimés superposés. Celui du dessus reçoit les éléments de commande qui sont dissimulés sous la trappe centrale, celui du dessous tous les autres composants. La tête HF, le circuit de commande de niveau, l'alimentation, ont reçu un circuit imprimé particulier, ainsi d'ailleurs que les ampoules d'éclairage du cadran.

Les indications de position des potentiomètres de grave, d'aigu et de balance sont confiées à un système optique basé sur une superposition de

deux trames. Le point de réglage apparaît hachuré sur un fond rayé.

Les potentiomètres d'accord des stations pré-réglées sont très simples, ce sont des modèles à vis sans fin commandés directement par molette. L'aiguille de cadran est simplement rendue solidaire des curseurs. La commande variable est assurée par un système à ficelle qui serait classique si le CV n'avait pas été remplacé par un potentiomètre.

La qualité de la fabrication est très bonne, l'accessibilité aux composants par contre n'est pas évidente, il faut simplement démonter le fond pour accéder au câblage imprimé. Sur le vernis de protection, une sérigraphie permet de repérer très facilement l'emplacement et les bornes des composants, pour effectuer les mesures précédant les interventions. Pour l'accès aux composants, il sera bon de consulter les manuels techniques.

MESURES

La puissance de sortie mesurée pour les deux canaux en service est de $2 \times 42 \text{ W}$ à 1 000 Hz sur 4Ω . Sur une charge de 8Ω , la puissance passe à $2 \times 32 \text{ W}$. Le Béogram 1900 est donc un appareil d'une puissance confortable capable de satisfaire la plupart des besoins des amateurs de musique, même ceux qui auront choisi des enceintes de rendement moyen ou faible. La puissance trouvée est ici très supérieure à la puissance annoncée.

Le pré-réglage de niveau sonore donne trois niveaux de puissance : 0,22 mW, 2 mW et 22 mW. Ces puissances paraissent relativement faibles. En réalité, ces niveaux permettent de sortir un volume sonore très satisfaisant, le réglage sera choisi si on est habitué aux écoutes nocturnes. Ce réglage est un

pré-réglage du niveau et correspond à l'une des positions du potentiomètre électronique. Il est donc possible de passer à un niveau inférieur par action sur les commandes électroniques.

Le Béomaster 1900 est un appareil moderne dans lequel l'amplificateur a subi les traitements nécessaires pour reproduire le son avec une distorsion réduite. A la puissance maximale sur 4 ohms, nous avons relevé une distorsion harmonique de 0,04 % à 30 Hz, 0,05 % à 1000 Hz et moins de 0,04 % à 15 kHz. A mi-puissance sur la même charge, les valeurs deviennent les suivantes : 0,05 %, moins de 0,03 % et moins de 0,03 %.

Sur une charge de 8 ohms cette fois, le taux de distorsion augmente très légèrement pour passer à 0,06 % à 30 Hz et à 1000 Hz moins de 0,04 % à 15 000 Hz. A mi-puissance, le taux de distorsion est de 0,06 % à 30 Hz, moins de 0,02 % à 1000 Hz et moins de 0,03 % à 15 000 Hz. Ces valeurs sont excellentes.

Le taux d'intermodulation est lui aussi très faible, il est de 0,12 % à la puissance maximale sur 4 ohms (avant écrêtage), pour les fréquences DIN 250/8000 Hz comme pour les fréquences SMPTE 60/7000 Hz, rapport d'amplitude 4/1. Sur 8 ohms, on trouve un taux d'intermodulation pratiquement identique, par contre, à mi-puissance, la valeur tombe à 0,07 % sur 4 ohms et 0,06 sur 8 ohms.

La sensibilité de l'entrée phono est de 5 mV, c'est une sensibilité un peu inférieure à celle annoncée, elle satisfait toutefois aux normes DIN. La saturation est atteinte pour 55 mV à 1 000 Hz, cette dynamique relativement peu élevée quoi que suffisante est due à la basse tension d'alimentation de l'étage préamplificateur. La sensibilité de l'entrée magnétophone est de 300 mV.

Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono est de 62 dB en mesure linéaire et de 72 dB en mesure pondérée. Ce sont de bonnes valeurs, non excep-

tionnelles. Sur l'entrée magnétophone, le rapport signal sur bruit est de 75 dB en mesure non pondérée et passe à 86 dB une fois le filtre de pondération mis en service. La bande passante à -3 dB va de 10 Hz à 64 kHz, ce sont des valeurs excellentes, mesurées ici à la puissance maximale de l'appareil.

Le correcteur de basses a une efficacité de ± 11 dB à 100 Hz, celui d'aigu de $\pm 13,5$ dB à 10 000 Hz.

CONCLUSION

Le Béomaster 1900 se présente comme un appareil HiFi très sophistiqué sur le plan technique. Ses performances sont bonnes mais c'est une manipulation particulièrement moderne que nous avons le plus appréciée. L'ensemble fonctionne parfaitement et se présente avec une présentation futuriste. Le règne du presse-bouton est presque terminé, puisqu'il n'y a même plus à presser sur les organes de commande...

E. LÉMERY

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Puissance de sortie à 1 000 Hz : 2 x 30 W/40 Ω , 2 x 20 W/8 Ω
 Impédance de charge : 4 Ω
 Taux de distorsion harmonique : moins de 0,05 % à 50 mW
 DIN 45500 40 - 12 500 Hz
 Taux d'intermodulation DIN 45500 : moins de 0,15 %
 Gamme de fréquence DIN 45500 : $\pm 1,5$ dB : 20 à 40 000 Hz
 Largeur de bande pour distorsion de 1 % : 10 à 40 000 Hz
 Facteur d'amortissement + de 70
 Entrée phono : 3 mV / 47 000 Ω
 Entrée magnétophone : 220 mV / 470 k Ω
 Rapport signal/bruit
 Entrée phono 50 mW : + de 60 dB
 Entrée magnétophone 50 mW : + de 65 dB
 Séparation entre canaux :

+ 65 dB à 1 000 Hz ; + de 38 dB de 250 Hz à 10 000 Hz
 Sortie DIN 45500 magnétophone : 100 mV / 100 k Ω
 Casque d'écoute : max 6 V / 200 Ω
 Réglage des basses mesuré à 40 Hz : ± 18 dB
 Réglage des aigus mesuré à 12 500 Hz : ± 15 dB
 Récepteur MF
 Sensibilité à 46 dB stéréo : meilleure que 30 μ
 Rapport signal/bruit stéréo : meilleure que 30 μ V
 Gamme de fréquence : $\pm 1,5$ dB : 20 à 15 000 Hz
 Taux de distorsion harmonique DIN 45500 : moins de 0,4 %
 Séparation entre canaux : 1 000 Hz plus de 35 dB
 Suppression de la fréquence pilote : + de 45 dB
 38 kHz : + 50 dB
 Alimentation : 110, 130, 220, 240 V, consommation 25 à 185 W
 Dimensions : 62 x 6 x 25 cm
 Poids : 7,6 kg

WELLER W.T.C.P.

• Les performances d'un matériel professionnel

• Un prix : **335 F** (T.V.A. et frais de port en recommandé inclus).

Vous êtes exigeants pour la qualité de vos soudures. Nous le sommes pour la qualité de notre matériel.

- Fer ultra léger alimenté en basse tension par l'intermédiaire d'un transformateur : meilleure protection de l'utilisateur et des composants.
- Sélection et régulation de température pour un travail parfait.
- Panne en cuivre plaqué fer et métaux précieux (chrome et nickel) pour une plus grande durée de vie.
- Mise en route instantanée et inertie thermique faible.
- Protection par fusible.
- Interrupteur général avec voyant de contrôle.
- Cordon en silicone thermo-résistant.
- "Eponge nettoyante" assurant la propreté et la longévité de la panne.

GENERIM distribue et assure la maintenance de tous les produits **WELLER** : fers et accessoires. (documentation sur demande)



GENERIM
GENERAL IMPORT

Avenue des Andes - Zone d'Activités de Courtabœuf
91403 ORSAY - Tél. 907.78.78 - Téléc 691700 F

BON DE COMMANDE A RETOURNER A : GENERIM, Avenue des Andes, Zone d'Activités de Courtabœuf, 91403 ORSAY.

Veillez m'envoyer un fer WELLER W.T.C.P. au prix de **335 F** (Prix T.T.C. et franco de port France métropolitaine).

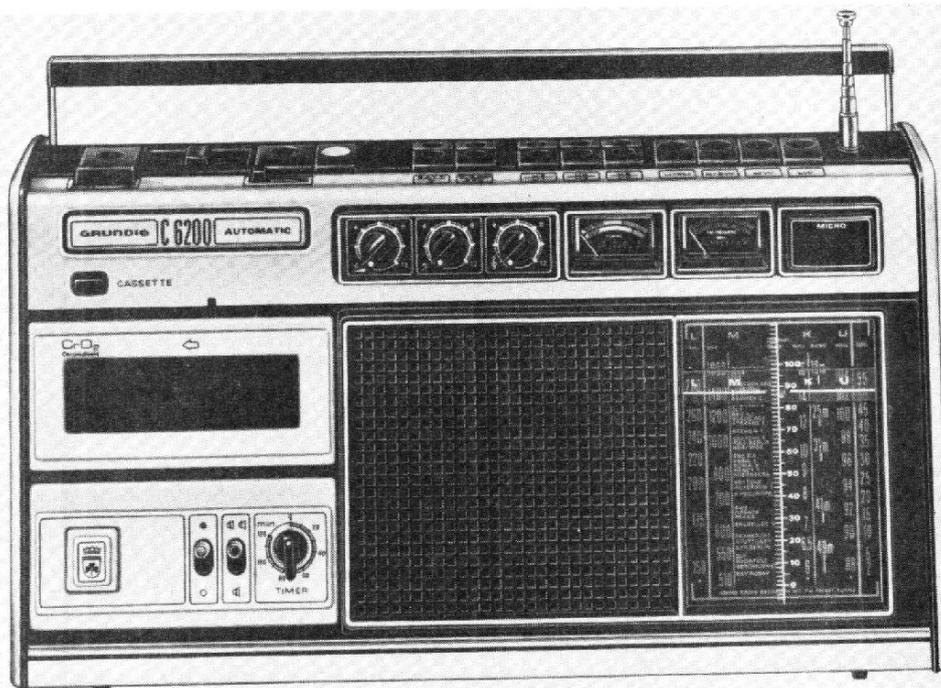
- Ci-joint un chèque bancaire ou C.C.P. ou mandat à l'ordre de **GENERIM GENERAL IMPORT.**
- Je réglerai "contre remboursement" (4 F de supplément à réception) .

NOM PRENOM
 ADRESSE
 CODE POSTAL

SIGNATURE :



le radio ~ recorder



GRUNDIG C 6200

MALGRÉ l'attrait évident que procure l'échappée-belle des vacances, les vrais amateurs de musique regrettent – souvent sans l'avouer – de ne pas pouvoir emporter dans leurs bagages leur chaîne à haute fidélité.

Le récepteur portable n'est qu'une piètre solution car il ne peut dispenser le programme de son choix à l'heure la plus propice.

Quant au magnétophone, il présente l'inévitable défaut d'être coupé du reste du monde !

Le caractère portable des deux équipements interdit, en général, la perfection dans la reproduction, ce qui rebute, bien légitimement, l'amateur averti ou le mélomane, dans leur acquisition comme dans leur emploi.

Or, une certaine catégorie de récepteurs semble se généraliser, comblant le vide existant

entre les portatifs et les chaînes HiFi.

Il s'agit d'équipements de grande qualité munis d'un ou deux haut-parleurs de petit diamètre mais de rendement acoustique excellent pour les faibles dimensions du coffret.

Regroupant un récepteur toutes ondes, MF et MA, et un magnétophone à cassette, pour lecture et enregistrement, cette catégorie de « radio-recorder » concilie les exigences de tous.

Le modèle piles-secteur C6200 Grundig que nous proposons en banc d'essai répond à ces critères favorables.

ESSAIS DE RÉCEPTION DU C6200

L'emporter avec soi sur les routes de France et de Navarre – et même au-delà ! –

n'est pas décevant : l'écoute des cassettes mise à part, les possibilités de réception sont intéressantes grâce à l'excellente sensibilité du récepteur. La gamme d'ondes courtes nous a semblé, notamment, digne d'intérêt, les stations défilant le long du cadran avec une précision et une stabilité rares.

Durant le périple estival, lequel a conduit nos essais dans le Sud-Ouest, le Centre, la Bretagne et la Normandie, nous n'avons rencontré aucune difficulté de réception dans le cas de la modulation de fréquence.

Les stations de grandes ondes étaient présentes partout (même Radio-Luxembourg est reçue assez confortablement au Pays Basque !).

La gamme « Petites Ondes » fut sans problème, compte tenu du fait de la grande pauvreté de stations françaises dans ce domaine.

Le soir, par contre, toute l'Europe – ou presque ! – est à portée de nos doigts sans siffler ni interférence notable.

DESCRIPTION GÉNÉRALE

Présentation

Le radio-recorder C6200 se présente sous la forme d'un coffret de L : 435, H : 250, P : 110 mm et d'un peu plus de 5 kg (sans les piles, cas d'une alimentation secteur).

La partie réception est localisée à droite du coffret, avec le choix des gammes sur le clavier supérieur ainsi que les stations pré-réglées.

La platine magnétophone se situe à gauche (fig. 1) au-dessus de l'interrupteur « arrêt-gauche », l'inverseur commutant 1 ou 2 haut-parleurs et du

minuteur (timer : voir figure 2).

Minuteur :

Il permet de différer la mise en route de 0 à 2 h si l'interrupteur « arrêt/marche » est sur « marche » et de couper l'écoute, si ce dernier se trouve sur « arrêt », au bout du temps compris dans les limites ci-dessus.

Ce minuteur agit sur l'alimentation générale de l'appareil donc sur le magnétophone et sur le récepteur.

Magnétophone :

Le support de cassettes, vertical, s'ouvre au moyen d'une touche marquée précisément « cassette », lorsque la touche « stop » du clavier supérieur est enclenchée (voir figure 3).

Microphone :

Pour l'enregistrement au moyen d'un microphone, il faut de plus appuyer sur une touche du clavier supérieur frappée du sigle adéquat (au-dessus de la touche AFC. Signalons que le C6200 possède, incorporé en haut et à droite du coffret, un microphone de qualité. Un connecteur rend également disponible l'entrée microphone, au dos du coffret).

Un compteur enregistre le défilement de la bande, quand la touche « start » est appuyée pour l'écoute (remise à zéro possible par touche latérale). Pour l'enregistrement, il faut agir, à la fois, sur les touches « start » et « Rec. » (enregistrement d'une émission).

L'avance ou le recul de la bande est évidemment possible, de même que la pause, grâce à deux touches séparées.

Diffusion A.F.

Les haut-parleurs occupent la partie centrale, celui d'aigu étant concentrique du grave.

L'équipement AF possède des réglages de graves et d'aigus séparés ; celui du volume sonore y est attendant (figure 4).

Accord de fréquence :

La recherche des stations s'effectue au moyen d'un cadran fort lisible (fig. 5), gra-

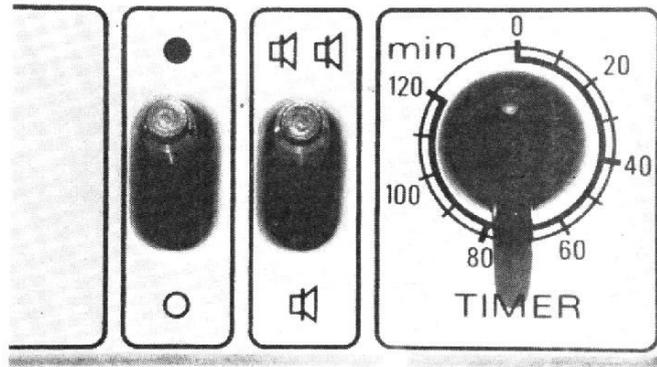


Fig. 2. - Détail du timer (minuteur).

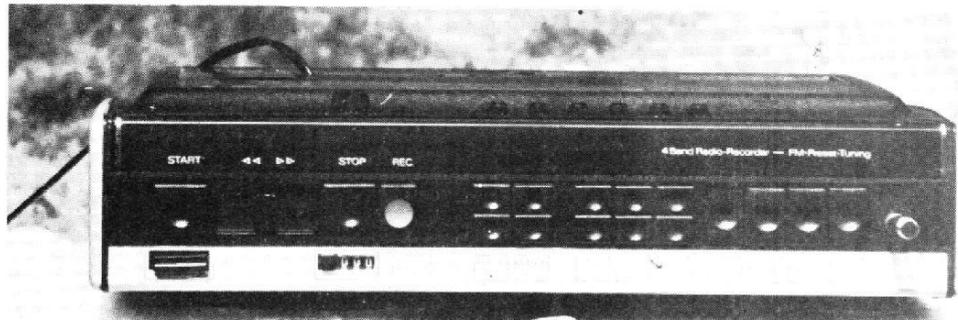


Fig. 3. - Vue des touches sur le clavier supérieur.

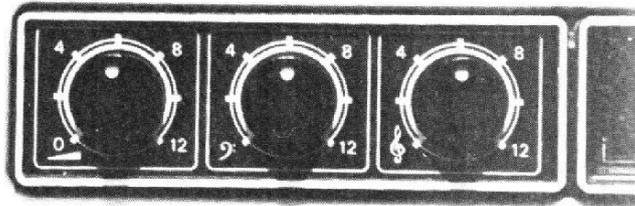


Fig. 4. - Réglages de puissance sonore, de graves et d'aigus.

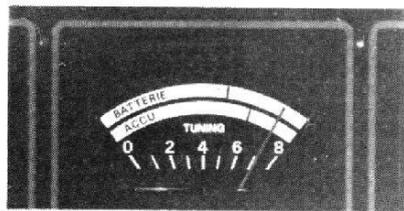


Fig. 8

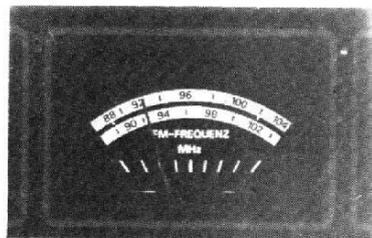


Fig. 7. - Vu-mètre d'accord MF.

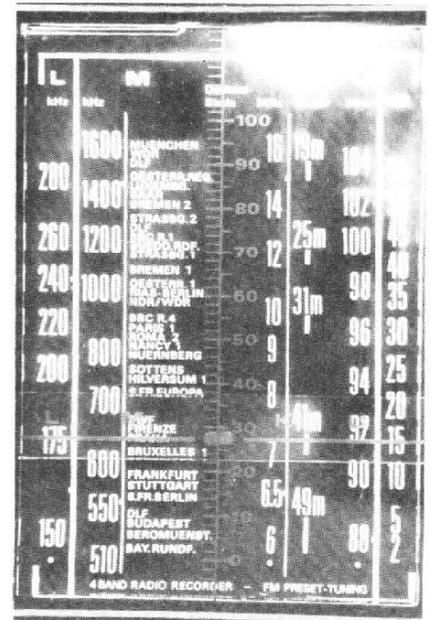


Fig. 5. - Cadran de fréquence.

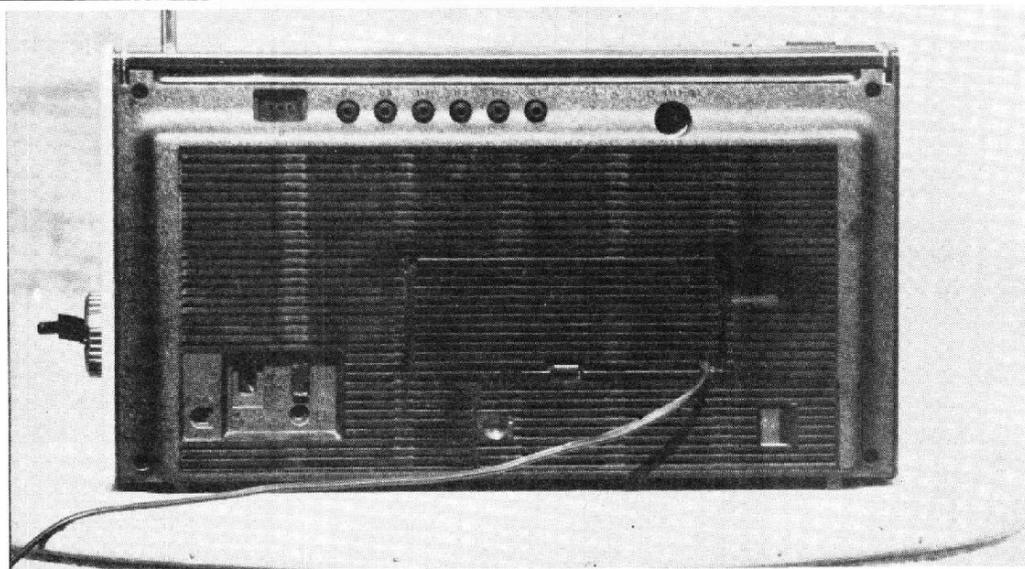


Fig. 6. - Au dos du coffret de l'appareil, apparaissent les pré réglages des stations, le casier à piles et la remise du cordon secteur.

Une prise disponible au dos du coffret permet, éventuellement, de brancher une source continue supérieure à 9 V (un accumulateur de 9 à 16 V maximum).

L'alimentation peut, enfin, se faire à partir de 6 piles de 1,5 V branchées en série dans un boîtier qui vient se loger dans une trappe spéciale. Les piles peuvent être avantageusement remplacées par des accumulateurs au cadmium-nickel de mêmes dimensions.

Le passage de l'alimentation secteur aux piles, nécessite la pression d'une touche spéciale placée près de l'inverseur 110-230 V.

Signalons que l'appareil est protégé par plusieurs fusibles dont le changement nécessite le démontage du coffret (125 mA en alternatif ; 1 A en série avec le redresseur ; pratiqué par un fil de cuivre de 20/100^e pour le branchement

dué en fréquence mais possédant une échelle linéaire sans parallaxe.

Le bouton de réglage à manivelle, est situé à droite du coffret, sur le côté, bien en main.

L'appareil est évidemment muni d'un C.A.F. pour la réception de la modulation de fréquence, ainsi, les stations reçues sont calées au mieux de leur accord. Toutefois, une touche marquée AFC doit être enfoncée pour que ce contrôle automatique de fréquence agisse.

L'action du C.A.F. étant assez vigoureuse, il sera neutralisé, lors du réglage des stations pré réglées.

Gammes :

Les différentes gammes, se choisissent sur le clavier supérieur de droite, près de l'antenne télescopique (fig. 3). Les stations pré réglées (six, au nombre...) se commutent au moyen du clavier central alors que le réglage s'opère par des potentiomètres accessibles au dos du coffret (fig. 6).

Vu-mètres :

La situation de l'accord en MF - VHF est rappelée sur un Vu-mètre gradué en fréquence (fig. 7), ce qui s'avère fort commode, dans le cas des touches pré réglées, pour rappeler l'emplacement de la station dans la gamme. Le niveau de champ est évalué par un

petit voltmètre appelé « tuning » (fig. 8).

Il a pour seconde mission de vérifier l'accord sur un maximum de champ. En appuyant sur la touche « batterie » (clavier central supérieur), le Vu-mètre ci-dessus donne une indication sur la charge des accumulateurs incorporés (au besoin) ; si l'on emploie des piles, c'est la capacité restante qui se trouve contrôlée ; des secteurs verts découpés à droite du cadran, renseignent, dans l'un ou l'autre des cas, sur la valabilité de la source d'alimentation.

Eclairage :

Les graduations des Vu-mètres sont éclairées lorsque l'alimentation de l'appareil est faite à partir du secteur. Le cadran de fréquence est également éclairé (fig. 5).

Lorsque l'alimentation est effectuée à partir de piles ou d'accumulateurs l'éclairage est, partout, éteint. Une touche symbolisée par une lampe permet, dans ce cas, un éclairage temporaire des cadrans, ne serait-ce que pour situer les conditions de fonctionnement ; la touche n'étant qu'un poussoir, en la relâchant, le contrôle étant fait, on économise les piles ou les accumulateurs.

Alimentation :

Le radio-recorder C6200 possède une alimentation et

un transformateur permettant le branchement sur des réseaux de 110 à 230 V (commutation à l'arrière de l'appareil) figure 10.

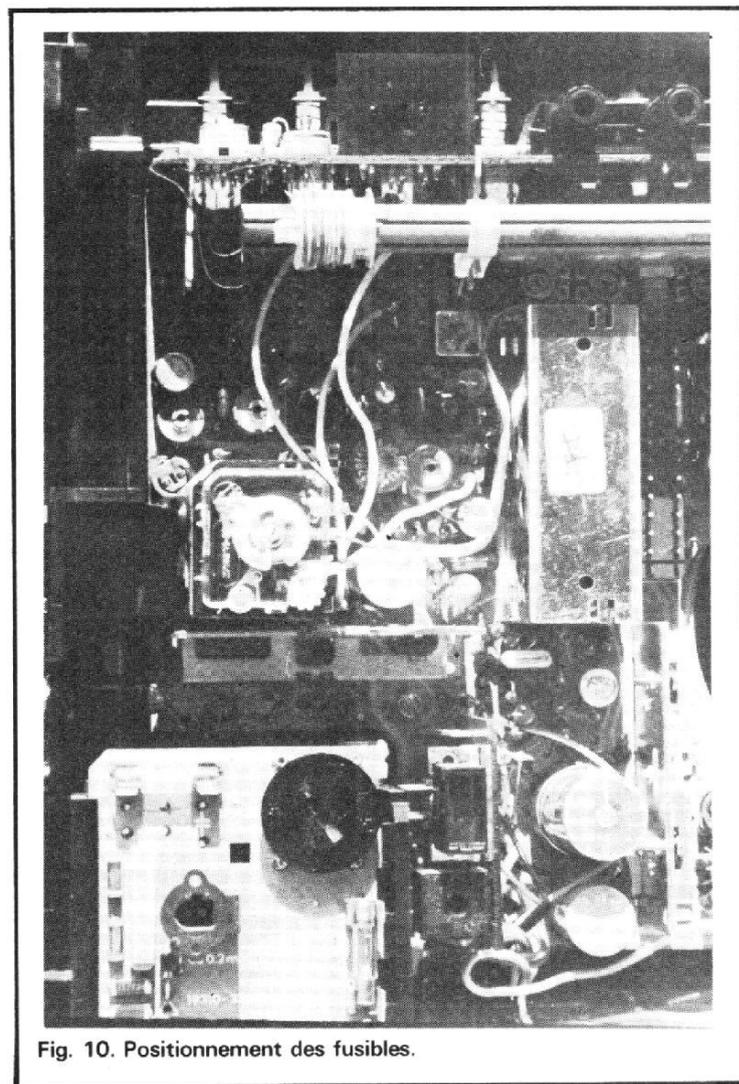


Fig. 10. Positionnement des fusibles.

de l'accumulateur extérieur 9 à 16 V) : figure 10.

Branchements extérieurs :

Un jack de petit diamètre (Ø 3 mm) permet de connecter un casque ou un haut-parleur extérieur au lieu et place de ceux du récepteur (sorties au dos du coffret).

En fonctionnement « magnétophone », un socle DIN 8 broches permet de disposer d'une entrée accessible aux circuits d'enregistrement et d'une sortie « lecture » (fig. 11).

Une entrée « tourne-disque » est également prévue sur la fiche précédente.

Antennes :

Le récepteur comporte un cadre ferrite pour les petites et grandes ondes.

Pour la gamme d'ondes courtes ainsi que pour la MF, une antenne télescopique orientable est incluse dans l'appareil.

On peut accroître les possibilités de réception, en OC, en ajoutant une antenne longue (quelques dizaines de mètres) branchée sur l'antenne télescopique à travers un condensateur d'une centaine de pF.

Pour la MF, une entrée « antenne » symétrique 300 Ω (pour descente bifilaire) supplée à l'insuffisance de l'antenne télescopique, en cas de réception à longue distance.

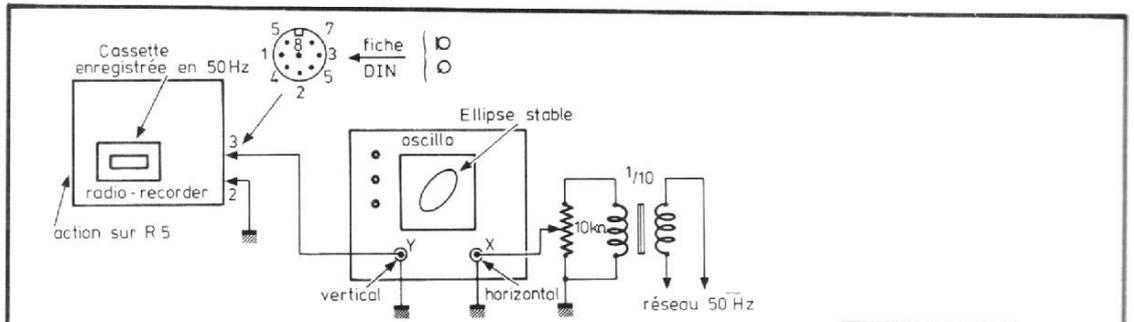


Fig. 11. - Détail des composants (partie HF) et fiche AF DIN.

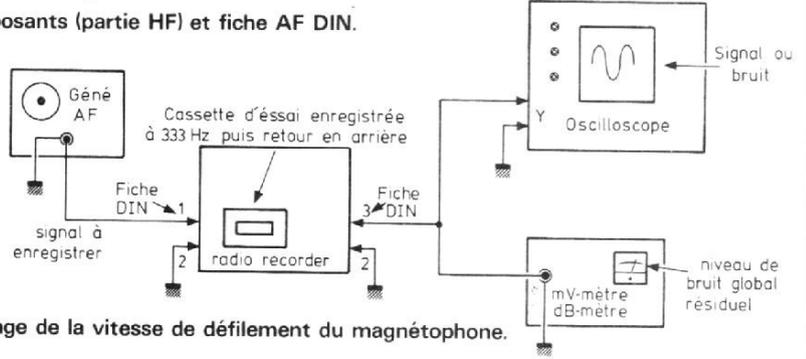


Fig. 12. - Contrôle et réglage de la vitesse de défilement du magnétophone.

CARACTÉRISTIQUES

Magnétophone :

Notre banc d'essai s'est surtout attaqué à la qualité de reproduction ; ayant trouvé tout à fait standard le lecteur de cassette, nous n'avons pas jugé utile de faire des essais d'ordre mécanique, autres que ceux qui résultent de l'interprétation électrique. Il faut, en effet, se montrer circonspect sur la qualité des cassettes avant de juger du rendement du lecteur.

L'expérience montre qu'il existe, hélas, des cassettes de qualités très dissemblables. Avant d'incriminer un lecteur, il faut s'assurer que les cassettes compactes ne présentent pas les défauts suivantes. Certains rubans magnétiques résistent mal à l'effet abrasif du déroulement. Ces bandes déposent sur les têtes magnétiques et les galets d'entraînement et de guidage des poussières qui encrassent les pièces polaires. Un nettoyage à l'alcool enlève ces dépôts.

Par ailleurs, les cassettes mal enroulées présentent des irrégularités ou frottent ce qui provoquent des effets de pleurage et des phénomènes statiques. Dans ce cas, le remède est le rejet de la cassette.

S'il se produit malgré tout un léger pleurage - ce que nous n'avons constaté au niveau d'une lecture normale - il pourra être vérifié si le cabestan n'est pas encrassé (voir cause ci-dessous) ; un nettoyage à l'aide d'un chiffon de lin imbibé d'alcool puis d'essence s'impose.

Vitesse de défilement :

On fait appel à une cassette de mesure possédant des fréquences étalons. La lecture se fait sur une séquence à 50 Hz.

La tension reproduite par la tête de lecture est prélevée sur les sorties AF de la fiche DIN 8 broches (3-2) et conduite sur un oscilloscope fonctionnant en figure de Lissajous (fig. 12).

L'image à obtenir sur l'écran est un cercle aussi stable que possible (théoriquement un trait incliné à 45°) si les sensibilités des voies verticale et horizontale rendent identiques les déviations X et Y.

Sinon, la fréquence reproduite étant différente, le cercle tourne sur lui-même.

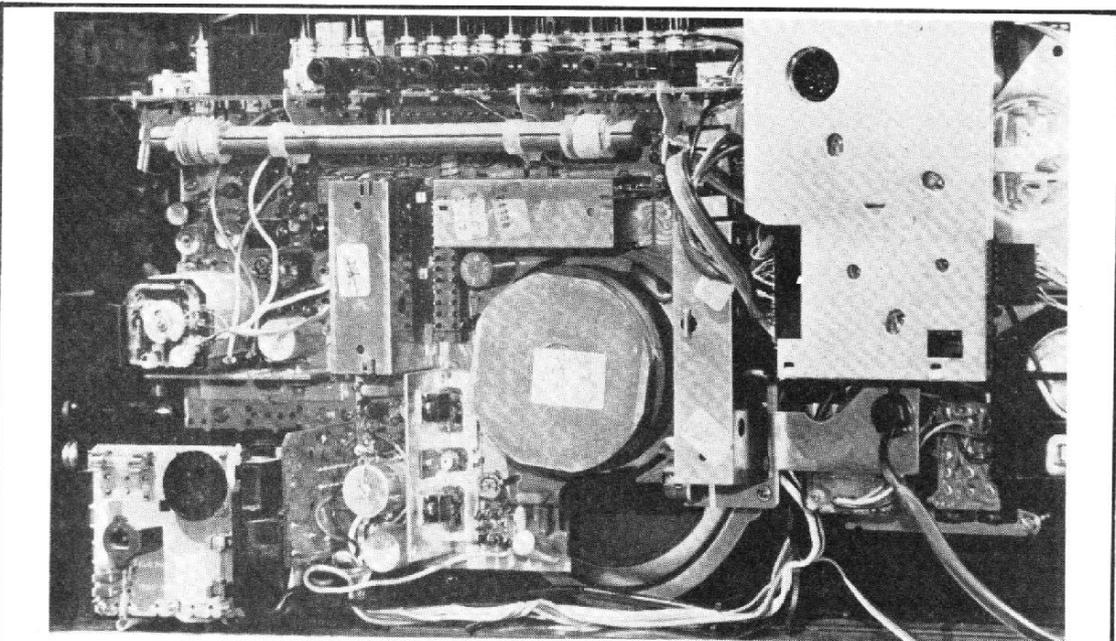


Fig. 13. - Contrôle de la sensibilité puis du bruit résiduel.

On peut régler la vitesse de déroulement de bande en modifiant le courant d'alimentation du moteur (réglage interne : R_3).

Contrôle de la tête de lecture :

En utilisant toujours la cassette « étalon » on balaye les fréquences enregistrées de 50 à 8 kHz. La sortie AF précédente doit donner 500 à 550 mV à 330 Hz, ce qui est le niveau de sortie normal.

Si à 6,3 kHz, la tension délivrée tombe en dessous de 20 mV, un réglage de la tête est conseillé. Si cette opération ne donne rien, il faut changer la tête magnétique.

Prémagnétisation :

En branchant un fréquence-mètre sur la tête adéquate, ce, au moyen d'une sonde capacitive, on trouve une fréquence de 70 kHz \pm 2,5 kHz. Les tensions prélevées varient entre 37 et 50 V selon les fils de sortie.

Consommation :

Sur pile, en lecture, le courant nécessaire au moteur s'élève à 80 mA. En enregistrement, l'apport des circuits complémentaires entraîne une consommation de 180 mA.

La partie MF demande, sans signal, 35 mA.

En BF, la consommation varie selon la puissance de sortie ; en gros : + 0,8 Vp.

Vérification de l'enregistrement :

En enregistrant à 300/400 Hz, avec une attaque AF de 180 mV sur une cassette $C_r O_2$, la lecture qui en résulte doit respecter la fréquence (voir essai ci-dessus) et un niveau compris entre 635 et 1 270 mV (résultat 820 mV). Quant au taux de distorsion il avoisine 3 % (limites permises : 2 à 4 %). Le courant de tête peut, à la rigueur, doser au mieux les grandeurs mesurées, pour un minimum de distorsion. Notons que cet essai correspond à une attaque « plein niveau ».

Bruit de la bande :

Cet essai doit se faire par rapport à la mesure à « plein niveau » ci-dessus. Ayant repéré le niveau de sortie à

333 Hz (820 mV), on efface cette partie de la bande par un retour en arrière de ladite plage, et on mesure la tension résiduelle au voltmètre ou à l'oscilloscope placé en sortie AF (sortie 3-2 du socle DIN 8 broches). Voir figure 13.

Le rapport, exprimé en dB, peut aussi se contrôler au décibel-mètre, cet appareil a l'avantage de mesurer des tensions résiduelles de forme quelconque. Pour cette mesure, on utilise non pas la cassette étalon mais une cassette auxiliaire de bonne qualité.

Dans les conditions de travail normal le rapport doit dépasser 40 dB (résultat : 44 dB avec filtre normalisé).

Régulation dynamique :

La compression de niveau agissant sur l'enregistrement

peut aussi se contrôler par une augmentation importante de l'attaque et par la mesure de l'accroissement de tension de relecture. On utilise toujours le dispositif de la figure 13. Dans la séquence d'enregistrement à niveau moyen (par exemple $v_e = 150$ mV), la relecture de la bande donne 700 mV. Un nouvel enregistrement à 1,5 mV (20 dB de plus...) ne doit pas entraîner un accroissement important du niveau d'enregistrement. Une relecture de cette seconde séquence donne 860 mV soit un peu moins de + 2 dB. La compression est donc bonne.

Gabarit d'enregistrement :

La réponse en fréquence dans le sens « enregistrement » nécessite une correction destinée à relever le

niveau des aigus par rapport au bruit propre au ruban magnétique.

Pour le contrôle, il faut isoler l'amplificateur d'enregistrement, des points-tests sont prévus dans le châssis pour l'injection du signal et la mesure de la tension de sortie (point A pris sur la tête d'enregistrement via une cellule correctrice et le filtre accordé).

Pour ce relevé, l'appareil est placé en position « ENR/START », de plus, on neutralise le système de compression automatique de niveau et l'oscillateur de prémagnétisation.

Pour ce faire, certains points du châssis (G et H, B et C), sont court-circuités. La courbe obtenue montre une remontée à partir de 1 kHz,

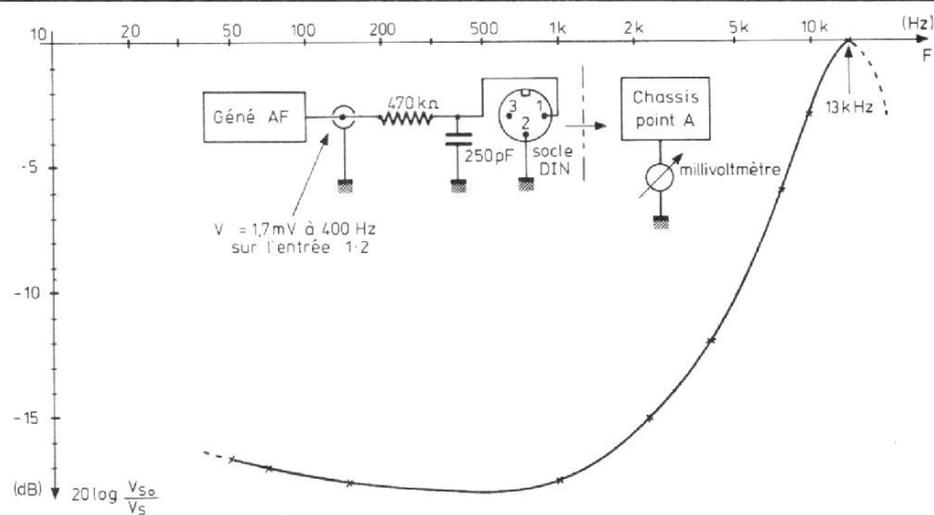


Fig. 14. - Réponse du préamplificateur d'enregistrement.

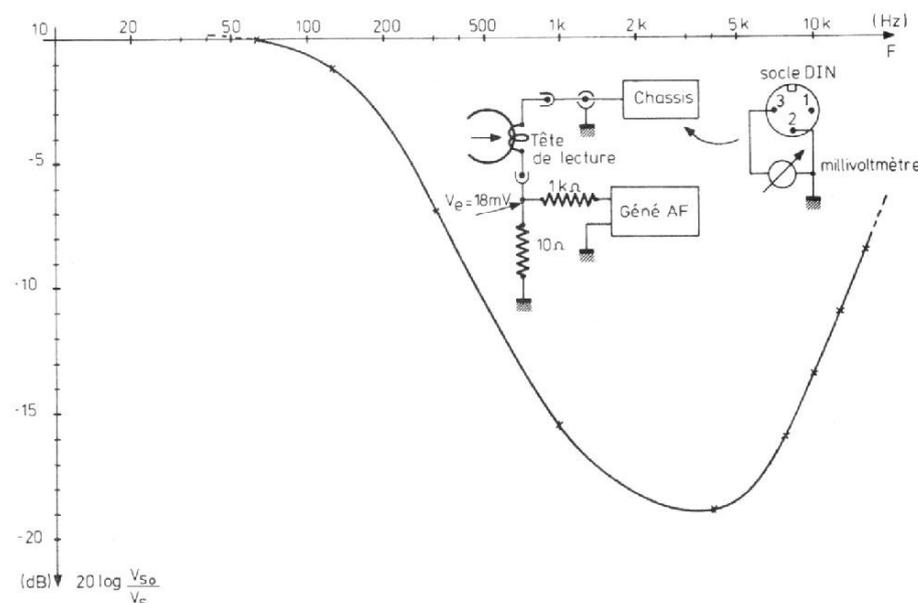


Fig. 15. - Réponse du préamplificateur de lecture.

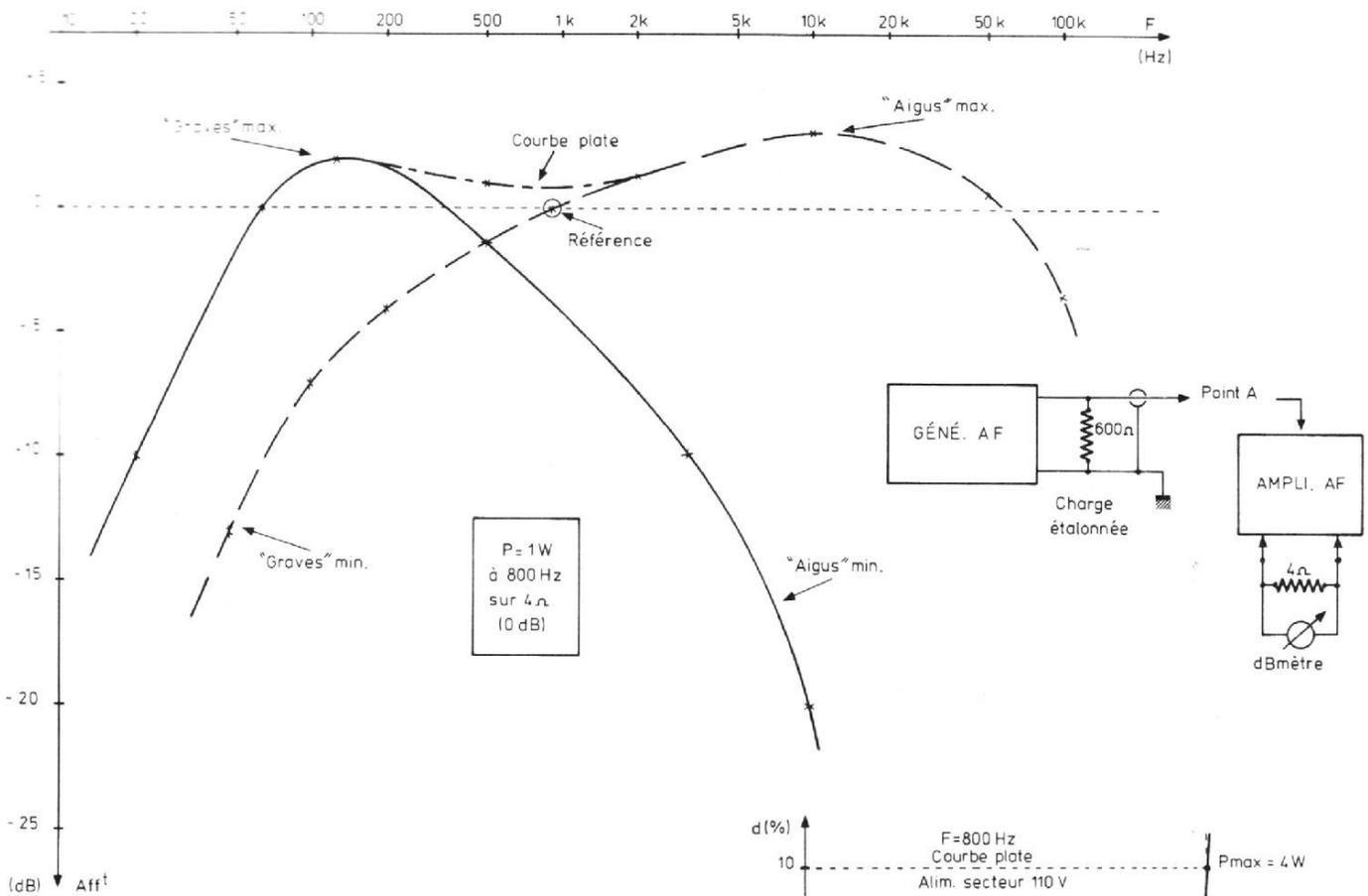


Fig. 16. - Courbe de réponse de l'amplificateur AF.

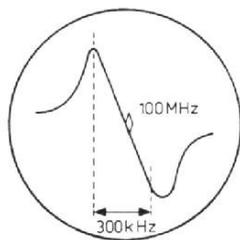


Fig. 18. - Réponse du discriminateur pour $V_{ant.} = 1 \mu V$ (voir texte).

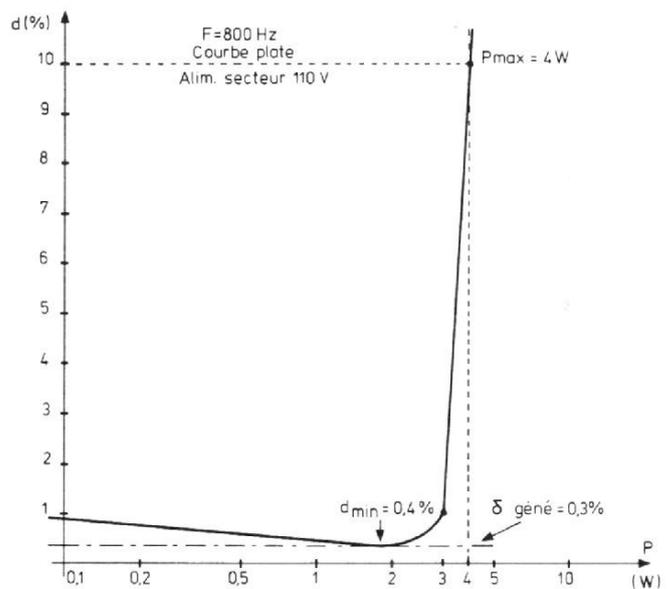


Fig. 17. - Courbe de distorsion en fonction de la puissance.

avec point culminant vers 13 kHz. Voir figure 14.

Gabarit de lecture :

En position lecture, on trouve un gabarit inverse mais pas complémentaire car il faut tenir compte de l'action inductive des bobines d'enregistrement ou de lecture.

L'injection se fait **en série** avec la bobine (voir montage figure 15); la mesure est pratiquée en sortie normale.

On assiste sur la courbe

(fig. 15) à une décroissance de 50 à 5 000 Hz qui compense le « $L\omega$ » des bobines, la remontée qui a lieu ensuite est une résonance qui maintient les hauts aigus.

Amplificateur AF :

L'amplificateur est utilisé avec l'entrée AF (en 9 du schéma - voir fin du journal - partie schémathèque). Les réglages de tonalité interviennent, ce qui nous oblige à doser au mieux l'attaque de

telle sorte qu'il n'y ait aucune saturation. Le choix s'est porté sur $P_3 = 1 W$ à 0 dB pour $f = 800 Hz$, grave minimum, aigu maximum.

Aucune saturation puisque, pour le maximum constaté à 20 kHz, la puissance ne dépasse pas 1,5 W.

Les courbes relevées figure 16 montrent une maîtrise convenable des registres des graves et aigus.

Courbe de la puissance AF :

L'essai s'effectue avec alimentation secteur et pour une attaque variable à 800 Hz (distorsion du générateur : 0,3%). La courbe de la puissance sur $R_{HP} = 4 \Omega$ suit la montée rapide de la figure 17. Les haut-parleurs sont remplacés par une charge ohmique branchée au moyen du jack.

La distorsion croît pour les faibles niveaux par suite du

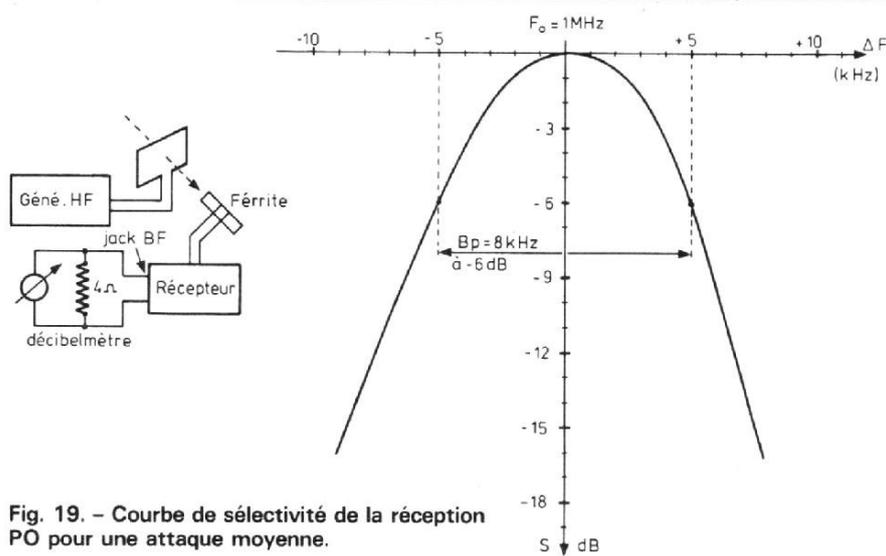


Fig. 19. - Courbe de sélectivité de la réception PO pour une attaque moyenne.

TABLEAU A
Sensibilité des gammes MF-PO-OC-GO

Fréquences	Gammes	Mesure	Conditions de sensibilité
88 MHz	MF	0,5 μ V	Brute : $Z_{ant} = 60 \Omega$ $P_s = 1 W$ $Z_{ant} = 240 \Omega$ $P_s = 2 W$
88 MHz	MF	1,8 μ V	
88 MHz	MF	2 μ V	Utilisable : $S/B = 26 dB - Z_{ant} = 60 \Omega$ $S/B = 26 dB - Z_{ant} = 60 \Omega$
102 MHz	MF	2 μ V $\pm 1 dB$	
560 kHz	PO	} couplage par cadre } 1 μ V 0,6 μ V 1,3 μ V 1 μ V 3 μ V 2 μ V } x 2,5 à 3 pour S/B = 10 dB	Brute : $P_s = 50 mW$ " } mesure " } sur 4 Ω " } avec " } mV-mètre " } quadratique
1 460 kHz	"		
160 kHz	GO		
240 kHz	"		
6,5 MHz	OC	} Couplage par C=15 pF	" } mV-mètre " } quadratique
15 MHz	"		

La sortie HP est branchée sur un dB-mètre dont la déviation restera constante, correspondant à une puissance Af faible mais nettement située au-dessus du bruit. Le générateur est modulé à 30 % par du 800 Hz et son niveau compense l'affaiblissement dû à la sélectivité. En fonction de la fréquence, grâce à une lecture précise au vernier, on relève la courbe de la figure 19. La sélectivité traduite en dB montre une bande passante de 8 kHz à -60 dB pour $f_0 = 1 MHz$. Une légère dissymétrie des flancs est constatée.

La bande « audio » globale en MA ne doit donc pas dépasser $8/2 = 4 kHz$, résultat courant en soi, pour ce type de réception à modulation d'amplitude.

Sensibilité :

Pour mesurer la sensibilité dans les gammes PO et GO, on conserve la liaison par cadre mais on mesure la tension induite sur la ferrite au moyen d'un millivoltmètre à sonde, ce, pour une attaque importante pour que cet appareil puisse dévier. Ensuite, ayant défini le rapport de transmission « cadre/ferrite » on réduit l'attaque du cadre et on procède par proportionnalité directe pour connaître la sensibilité à la fréquence considérée pour le test ci-dessus.

Les conditions de mesure sont : soit une puissance de sortie de 50 mW (sensibilité brute), soit un rapport S/B de 10 dB (choix arbitraire).

Dans le tableau A, pour chaque extrémité de gamme, on obtient des chiffres de sensibilité brute extrêmement bas : 0,6 à 1,3 μ V. Ces valeurs sont multipliées par 2 à 3, pour un rapport S/B de 10 dB. Il faudrait multiplier par 10 fois l'attaque pour une protection contre le bruit de 26 dB même pour ces résultats la performance est à souligner.

Pour l'essai de la gamme OC on branche le générateur à hautes fréquences sur l'antenne télescopique par l'intermédiaire d'une capacité de 15 pF. On trouve des ten-

type amplificateur « type B » employé pour les transistors de sortie. La distorsion minimale avoisine 0,4 % soit une distorsion réelle de :

$$\delta_{ampli} = \delta_{mes}^2 - \delta_{gén.}^2 = 0,26 \%$$

pour $P_s = 2 W$.

Rapport signal/bruit :

Court-circuitons l'attaque dans les conditions d'un volume sonore permettant $P_s = 2 W$ (distorsion minimale). La tension mesurable en résiduelle s'élève alors à 0,8 mV ; par rapport à 2,83 V correspondant à 2 W sur 4 Ω , cela conduit à un rapport S/B voisin de 70 dB.

Signalons qu'en MF, ce rapport passe à 45 dB dans les conditions d'une réception moyenne ($V_{ant} = 1 mV$).

Réponse du discriminateur :

Une attaque au moyen d'un volublateur sur l'entrée 300 Ω symétrique nous permet de contrôler, à la fois, la réponse globale de la voie MF et la courbe de discrimination. L'oscilloscope est branché à la sortie HP ou mieux, à la sortie AF du détecteur de rapport (MP 11).

La courbe de la figure 18 montre une grande linéarité dans la plage de discrimination, sur près de 300 kHz.

La dissymétrie entre les maxima provient d'une attaque trop grande, bien que proche du niveau de sensibilité utilisable.

Ce phénomène reste propre au détecteur de rapport et ne

constitue pas un défaut du moment que la plage linéaire appréciée s'étendent sur un intervalle de fréquence suffisamment large ($\Delta f > 2 \times 75 kHz$). Ceci suppose une bande passante des circuits sélectifs au moins égale à cette plage linéaire et, comme celle-ci est suffisamment large, celle-là peut être jugée convenable sans en pratiquer l'essai.

Sélectivité MA :

Limitons l'essai à la gamme P.O. Le couplage au récepteur s'effectue au moyen d'un cadre, qui rayonne un champ variable en fréquence et en niveau. Le générateur HF possède donc un atténuateur calibré (atténuateur à piston de préférence).

Wellenbereiche/Bands/GAMME D'ONDES/GAMME D'ONDA
 LW-GO-OL 145 ca. 280 kHz
 MW-PD-DM 510 1670 kHz
 KW-SW-DC 5.9 15.7 MHz
 UKW-FM 87.5 104 MHz

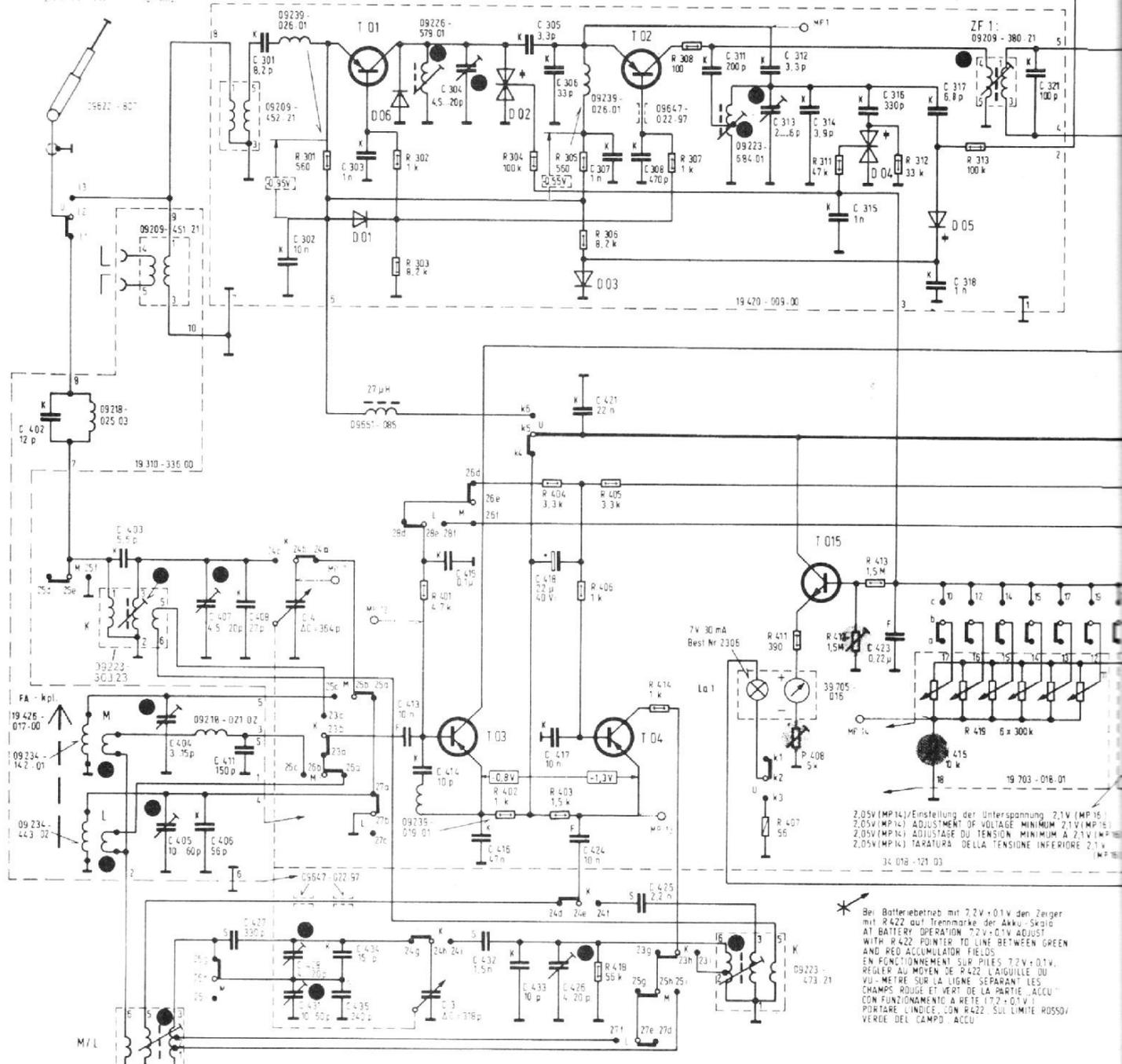
Reglerplatte
 CONTROL BOARD
 PLAQUE DE REGLAGE
 PIASTRA DI REGOLAZIONE
 19 310 - 341 00

HF - NF - Platte
 RF - AF - PRINTED BOARD
 HF - BF - PLATINE
 HF - BF - PIASTRA
 19 310 - 329 00

Netzteillplatte
 POWER SUPPLY BOARD
 PLAQUE D'ALIMENTATION
 PIASTRA DI ALIMENTAZIONE
 19 310 - 334 00

Trägerplatte
 SUPPORTING PLATE
 PLAQUE DE SUPPORT
 PIASTRA PORTANTE
 19 310 - 335 00

UKW - Mischteil
 FM - MIXED STAGE
 MELANGEUR - FM
 SEZIONE MISCOLATRICE
 19 420 - 009 00



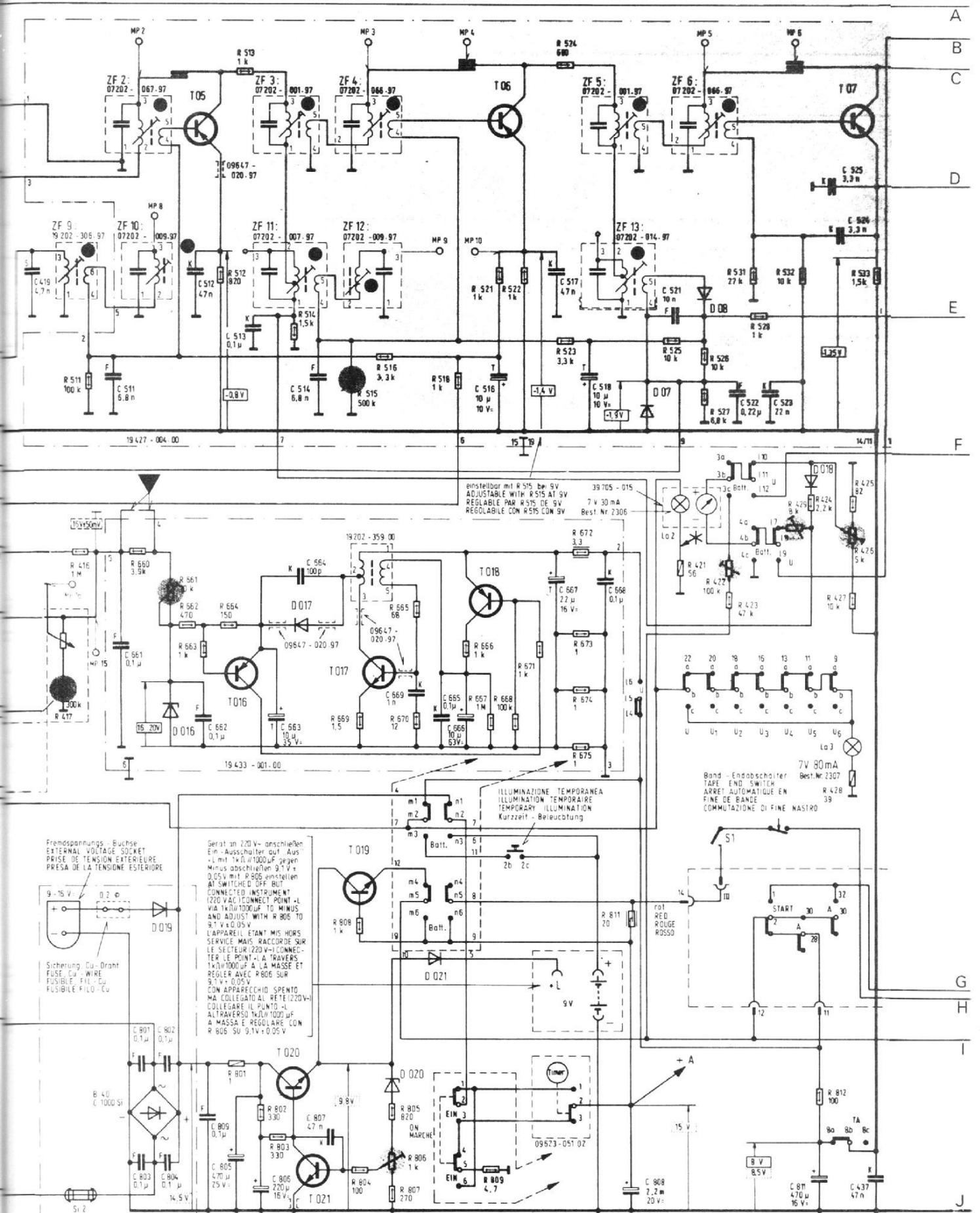
Bei Batteriebetrieb mit 7,2V ± 0,1V den Zeiger mit R422 auf Trennmarke der Akku-Skala AT BATTERY OPERATION 7,2V ± 0,1V ADJUST WITH R422 POINTER TO LINE BETWEEN GREEN AND RED ACCUMULATOR FIELDS EN FONCTIONNEMENT SUR PILES 7,2V ± 0,1V REGLER AU MOYEN DE R422 L'AIGUILLE DU VU-METRE SUR LA LIGNE SEPARANT LES CHAMPS ROUGE ET VERT DE LA PARTIE ACCU CON FUNZIONAMENTO A RETE 7,2V ± 0,1V PONTARE L'INDICE CON R422, SUL LIMITE ROSSO/VERDE DEL CAMPO ACCU

- T 01 AF 374
- T 02 BF 441
- T 03 BF 441
- T 04 BF 441
- T 05 BF 441
- T 06 BF 441
- T 07 BF 441
- T 08 BF 441
- T 09 BF 441
- T 10 BF 441
- T 11 BF 441
- T 12 BF 441
- T 13 BF 441
- T 14 BF 441
- T 15 BF 441
- T 16 BF 441
- T 17 BF 441
- T 18 BF 441
- T 19 BF 441
- T 20 BF 441
- T 21 BF 441
- T 22 BF 441
- T 23 BF 441
- T 24 BF 441
- T 25 BF 441
- T 26 BF 441
- T 27 BF 441
- T 28 BF 441

- D 01 BZ 102/1V4 od BZX 75 C1V4
- D 02 BB 104 grün
- D 03 BZ 102/1V4 od BZX 75 C1V4
- D 04 BB 104 blau
- D 05 BA 124
- D 06 1N 4151
- D 07 BZ 102/1V4 od BZX 75 C2V1
- D 08 AA 112
- D 09 AA 112
- D 10 AA 112
- D 11 AA 112

- D 012 C 377
- D 013 C 377
- D 014 BZ 102/2V1 od BZX 75 C2V1
- D 015 AA 143
- D 016 2*W19 09554-293 04
- D 017 1N 4146
- D 018 AA 112
- D 019 1N 4001
- D 020 2K 735
- D 021 1N 4001

- S1 1 125 mA AT 0820-458
- S1 2 1 AT 0820-458

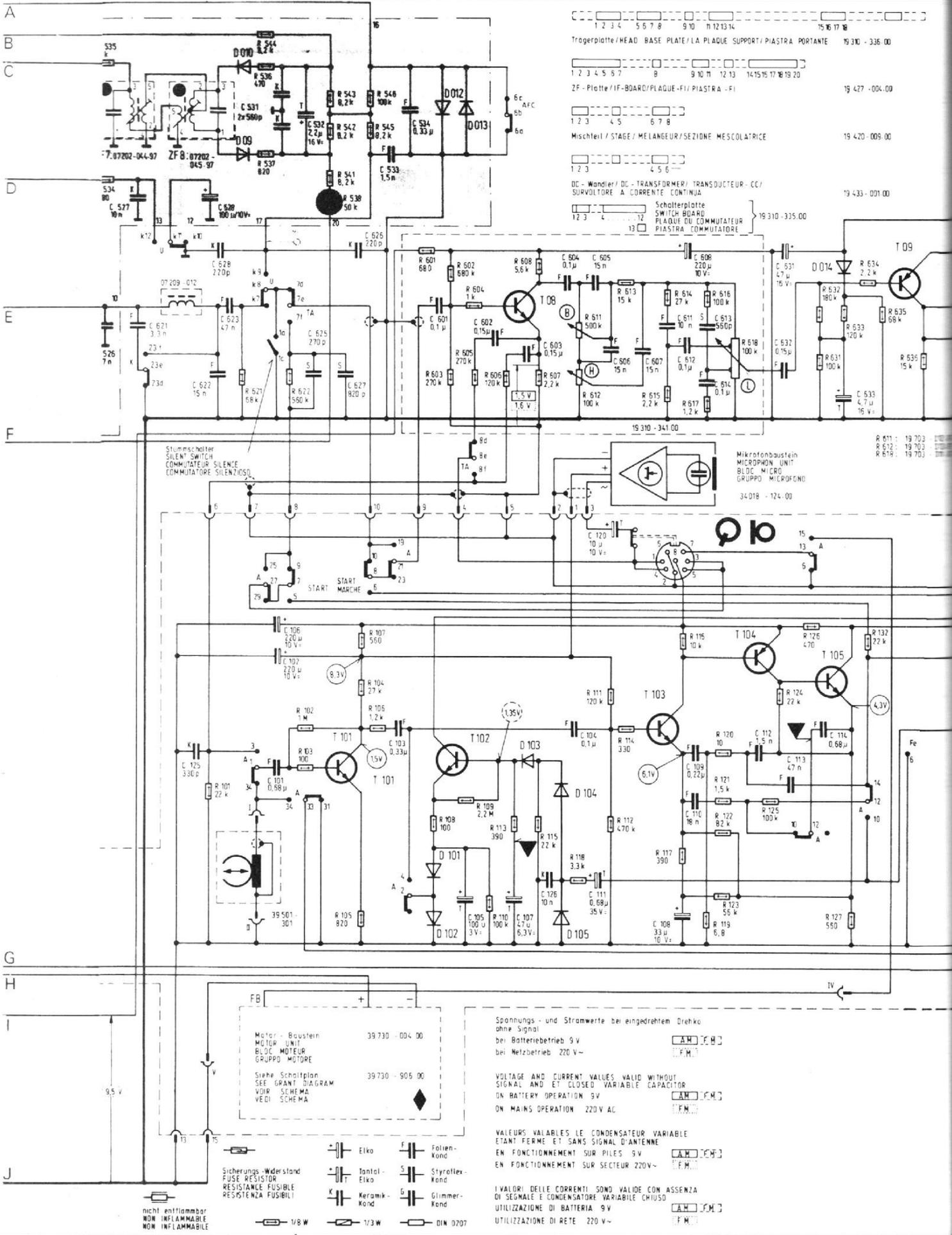


Laufwerk Kpl
 TURNABLE
 ENSEMBLE D'ENTRAINEMENT
 COMPLESSO DI MOVIMENTO

Leiterplatte
 PRINTED CIRCUIT BOARD
 PLAQUE IMPRIME
 PIASTRA STAMPATA

ZF - Boostein
 IF - UNIT
 BLOC - FI
 UNITA MODULARI - FI

Ferritantenne Kpl
 FERRITE AERIAL
 ANTENNE FERRITE COMPL
 ANTENNA DI FERRITA



1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14	15 16 17 18
Trägerplatte / HEAD BASE PLATE / LA PLAQUE SUPPORT / PIASTRA PORTANTE 19 310 - 336 00	
1 2 3 4 5 6 7	8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20
ZF-Platte / IF-BOARD / PLAQUE-FI / PIASTRA -FI 19 427 - 004 00	
1 2 3	4 5 6 7 8
Mischteil / STAGE / MELANGEUR / SEZIONE MESCOLATRICE 19 420 - 009 00	
1 2 3	4 5 6
DC-Wandler / DC-TRANSFORMER / TRANSDUCTEUR-CC / SUVOLTORE A CORRENTE CONTINUA 19 433 - 001 00	
Schalterplatte SWITCH BOARD PLAQUE DU COMMUTATEUR PIASTRA COMMUTATORE 19 310 - 335 00	

Stummenschalter
SILENT SWITCH
COMMUTATEUR SILENCE
COMMUTATORE SILENZIOSO

Mikrofonbaustein
MICROPHONE UNIT
BLOC MICRO
GRUPPO MICROFONO
34 018 - 124 00

Motor - Baustein
MOTOR UNIT
BLOC MOTEUR
GRUPPO MOTORE
39 730 - 004 00
Siehe Schaltplan
SEE GRANT DIAGRAM
VOIR SCHEMA
VEDI SCHEMA
39 730 - 905 00

Spannungs- und Stromwerte bei eingedrehtem Drehko
ohne Signal
bei Batteriebetrieb 9 V
bei Netzbetrieb 220 V ~

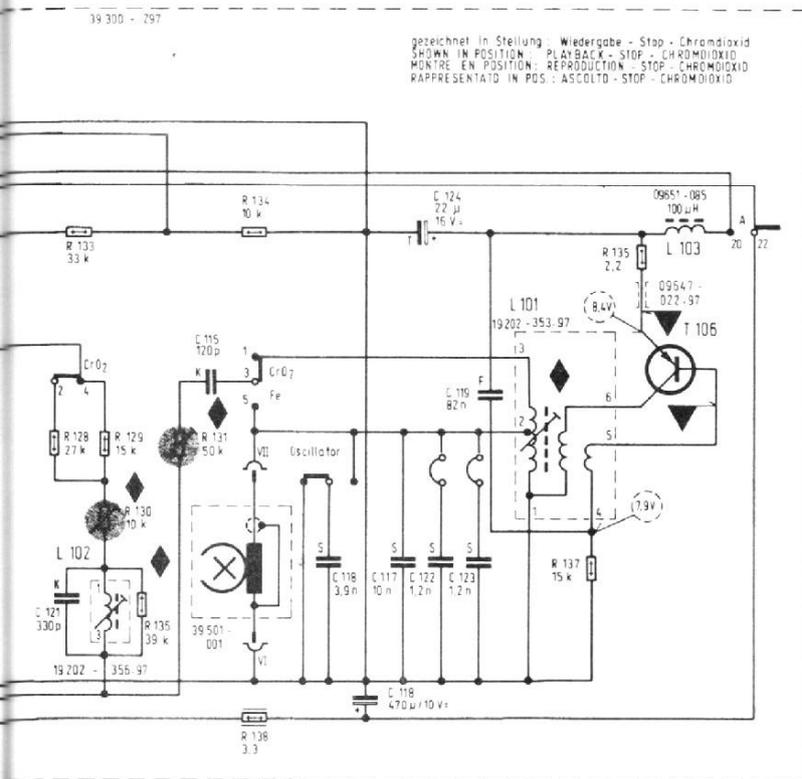
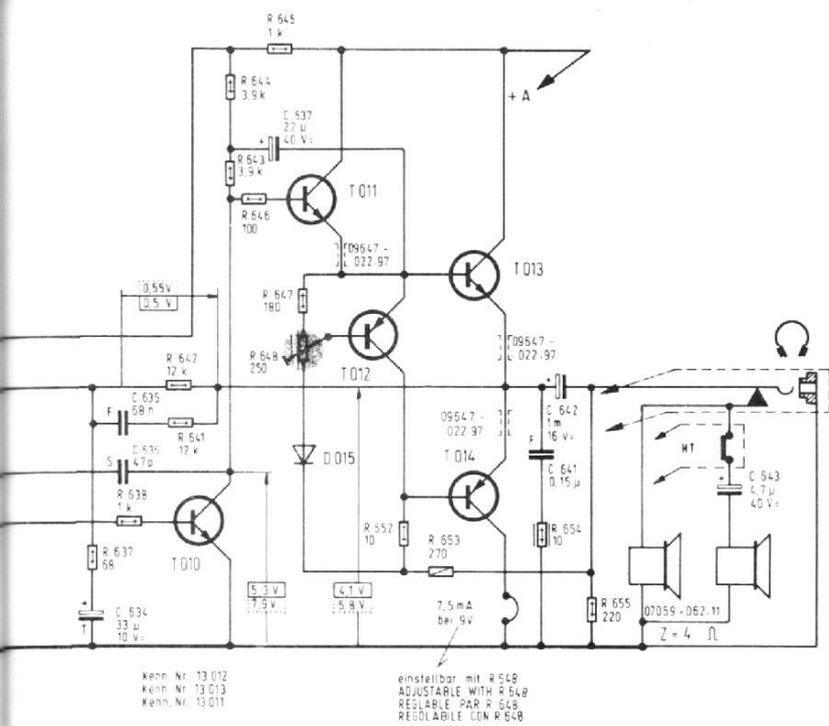
VOLTAGE AND CURRENT VALUES VALID WITHOUT
SIGNAL AND ET CLOSED VARIABLE CAPACITOR
ON BATTERY OPERATION 9 V
ON MAINS OPERATION 220 V AC

VALEURS VARIABLES LE CONDENSATEUR VARIABLE
ETANT FERME ET SANS SIGNAL D'ANTENNE
EN FONCTIONNEMENT SUR PILES 9 V
EN FONCTIONNEMENT SUR SECTEUR 220V ~

I VALORI DELLE CORRENTI SONO VALIDE CON ASSENZA
DI SEGNALE E CONDENSATORE VARIABLE CHIUSO
UTILIZZAZIONE DI BATTERIA 9 V
UTILIZZAZIONE DI RETE 220 V ~

- Sicherungs-Widerstand
FUSE RESISTOR
RESISTENZA FUSIBILE
RESISTENZA FUSIBILE
- Elko
- Tantal-Elko
- Keramik-Kond
- Folien-Kond
- Styrollex-Kond
- Glimmer-Kond
- 1/8 W
- 1/3 W
- DIN 0207

nicht entflammbar
NON INFLAMMABLE
NON INFLAMMABLE



sions induites allant de 2 à $3 \mu\text{V}$ pour 50 mV à 800 Hz (modulation 50 %).

En modulation de fréquence la liaison se pratique sur la prise antenne pour une charge de 240Ω ou, au lieu et place de l'antenne télescopique, en liaison 60Ω . Le tableau A donne des chiffres de sensibilité de $0,5$ à $2 \mu\text{V}$ selon la puissance ou le rapport S/B.

Ces résultats, comme les précédents qualifie le bon fonctionnement du radio-recorder.

CIRCUITS VHF MODULATION DE FRÉQUENCE

La réception s'effectue au moyen d'une antenne télescopique orientable commutable soit sur la gamme FM, soit sur la gamme OC. L'appareil comporte également une entrée antenne 240Ω bipolaire suivie d'un transformateur adaptateur d'impédance relié au circuit d'entrée. Ce dernier attaque, sans accord préalable, le transistor TO_1 par son émetteur.

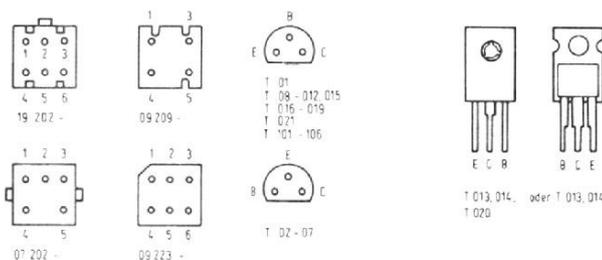
Le premier circuit accordé CD se trouve dans le circuit collecteur de TO_1 ; cet accord est pratiqué au moyen d'une diode Varicap DO_2 . La diode DO_6 clampé à zéro le collecteur pour les attaques négatives fortes.

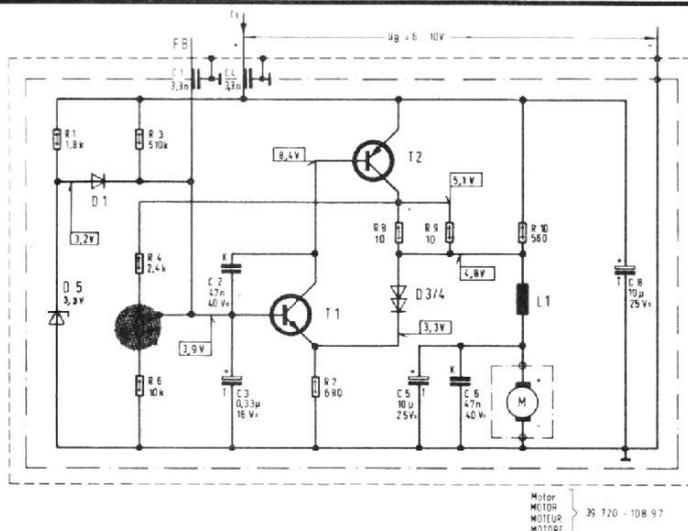
Le transistor TO_2 fonctionne en oscillateur mélangeur. L'oscillation locale possède son circuit propre en AB; le couplage de réaction s'effectue par C 312 à l'émetteur de TO_2 ; l'accord par Varicap est en DO_4 .

L'alimentation du bloc est commutée par l'inverseur U ($\text{K}_5 - \text{K}_6$).

Le C.A.F. arrive via R 313 et DO_5 sur la ligne.

L'alimentation des diodes Varicap; cette tension est ajustée par R 417 pour la gamme d'accord continu ou par R 419 pour les touches des stations pré-réglées.





TO₁₅ alimente le galvanomètre à partir des tensions de Varicap, afin de situer la fréquence d'accord.

SOURCE DE TENSION POUR VARICAP

La source nécessaire pour agir sur les varicaps étant supérieure à la tension minimum des piles, un bloc spécial fournit une oscillation régulée en amplitude. TO₁₇ est le transistor oscillateur couplé au transformateur 19202. DO₁₇ redresse la tension qui est filtrée par C 663 ; TO₁₈ fonctionne en ballast réglé par la tension de sortie. Si celle-ci vient à dériver, l'espace émetteur-base de TO₁₆ décèle une variation aux bornes de R₆₆₄, l'amplifie et la réapplique sur la base de TO₁₈. Le collecteur de ce dernier commande la base du transistor TO₁₇ de telle sorte que l'oscillation reste constante en niveau.

CIRCUITS DE RÉCEPTION PO-GO-OC

En PO-GO, la réception s'effectue sur cadre ferrite FA Kpl dont les secondaires d'adaptation débouchent, via une commutation complexe et C 413 sur la base de TO₃.

Ce transistor fonctionne en changeur de fréquence dont le collecteur est chargé par le

transformateur de filtrage FI ZF9 et 10. La gamme OC utilise un circuit d'entrée (10), muni d'un couplage « en tête », C₄₀₃ et dont l'antenne est précédée d'un circuit bouchon bloquant les gammes MF.

L'accord de ces gammes PO-GO-OC est réalisé au moyen d'un condensateur variable C₄.

L'oscillateur local utilise le transistor TO₄ et les circuits 1 et 8. Le couplage avec le changeur de fréquence s'effectue en série avec les circuits d'entrée M et L pour les gammes PO et GO (circuit 1) et K (pour la gamme OC circuit 8). L'accord est réalisé par C₃.

Les différents paddings et trimmers (2, 5 et 9) sont également commutés par les inverseurs K, L et M.

CIRCUITS FI

Les étages FI sont communs à la réception AM et à celle de la FM. Ils sont au nombre de 3 pour la FM et de 2 pour l'AM.

L'attaque du premier transistor TO₅ s'effectue par la base avec, en série, les circuits FI - FM « ZF 2 » et FI - AM « ZF 9 ».

La séparation de ces deux circuits se fait par un découplage parfait pour la FI - FM de 10,7 MHz (R₅₁₁ - R₅₁₆ - C₅₁₁) mais insuffisant par la FI - AM de 480 kHz ; ce découplage assure par R₅₁₆ l'alimen-

tation de la base de TO₅, soumise au C.A.G.

En série avec le secondaire FI - AF du circuit V, un circuit série « ZF 10 » filtre également le retour à 480 kHz vers la masse.

La charge du collecteur TO₅ est obtenue par une structure série de deux circuits « bouchons » « ZF 3 » et « ZF 11 » qui s'ignorent mutuellement vu leur sélectivité propre et la grande différence de fréquence d'accord.

Les circuits FI - FM « ZF 3 » et « ZF 4 » sont couplés par le secondaire de « ZF 3 ».

L'attaque de TO₆ est identique à celle de TO₅ et il en est de même pour sa charge, par les circuits « ZF 5 » et « ZF 6 » et « ZF 13 ».

Alors que « ZF 13 » débouche sur la détection AM, « ZF 6 » attaque un troisième transistor FI - FM TO₇.

Les transistors précédents sont neutrodynés tous les trois par des couplages capacitifs avec les circuits FI - FM de base. Le sens des enroulements secondaires est choisi de telle sorte que les étages n'oscillent pas.

C.A.G.

Le C.A.G. n'agit que sur les transistors TO₅ et TO₆.

Un C.A.G. direct, issu de la détection DO₈, via R₅₂₃ et R₅₂₅, aboutit à la base de TO₆ ; le niveau de C.A.G. est réglé

par R₅₁₅. TO₅ reçoit un C.A.G. différé et amplifié par TO₆ ; celui-là apparaît sur l'émetteur et R₅₂₂, puis se trouve filtré par R₅₂₁ et C₅₁₀ afin d'être débarrassé de toute modulation, avant d'être appliqué sur la base de TO₅.

DÉMODULATIONS

En AM, la détection est classiquement effectuée par une diode DO₈ et dont le circuit revient sur une polarisation de base de - 1,9 V créé par DO₇ ; cette polarisation vient s'ajouter à la ligne de C.A.G. ou contribue à alimenter les bases de TO₃ et de TO₄.

Après un découplage par circuit capacitif et selfique (07209-012), avant d'être commuté soit vers le magnétophone soit vers l'amplificateur AF, le signal AF apparaît débarrassé de toute composante à fréquence intermédiaire.

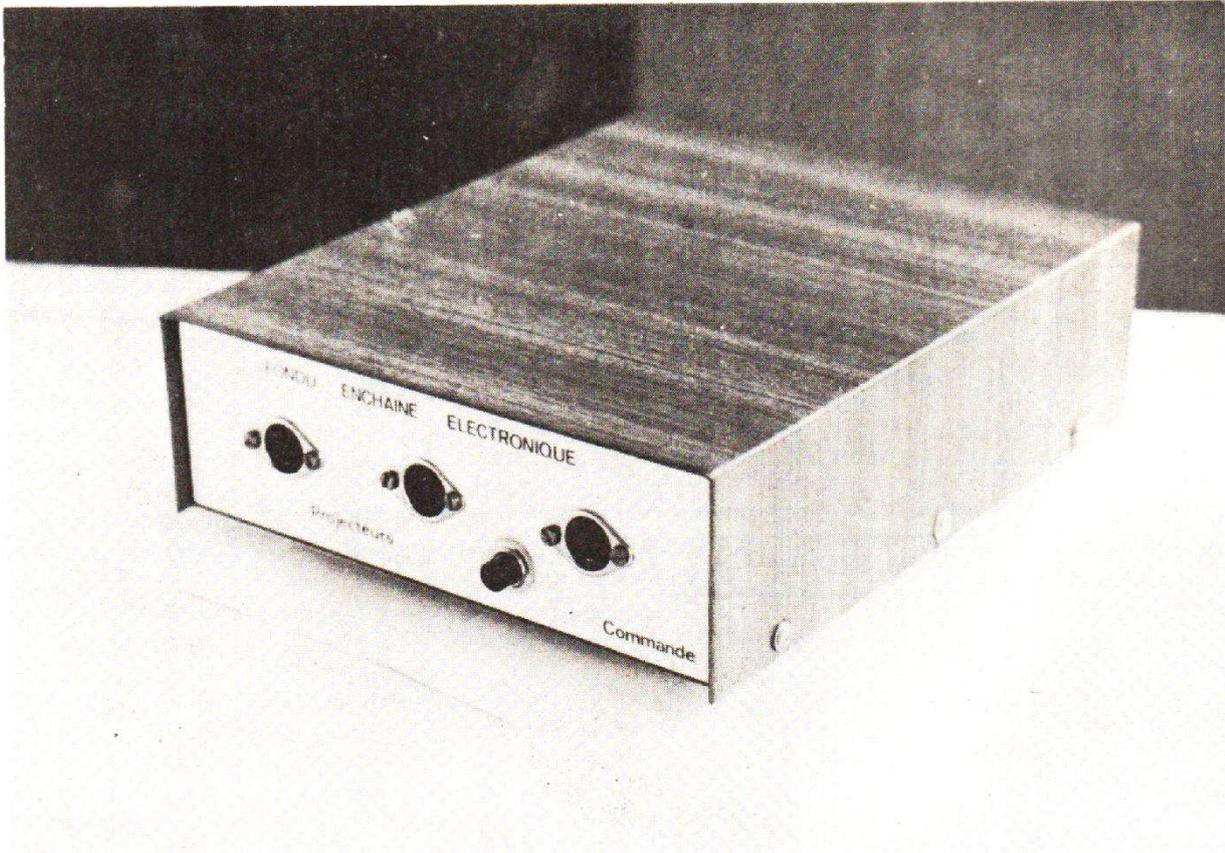
La démodulation MF est effectuée au moyen d'un détecteur de rapport DO₁₀ et DO₉. Le signal AF est prélevé au point médian créé par R₅₄₂ et R₅₄₃ via un découplage constitué par R₅₄₆ et C₅₃₃ et diverses capacités.

La tension de C.A.F. est reconstituée au même point puis limitée par DO₁₂ et DO₁₃ avant d'être conduite via R₃₁₃ aux diodes varicap.

La tension de blocage accumulée dans le détecteur de

UN FONDU ENCHAINE

logique



A travers l'abondant courrier que m'a valu un article précédent est apparu l'intérêt de réaliser un dispositif simple et fiable, à la portée du plus grand nombre d'amateurs qui ne souhaitent pas toujours un matériel très élaboré et coûteux.

Celui que nous proposons, répond à un triple objectif :

- être simple à réaliser, économique,
- permettre à ceux qui possèdent déjà un projecteur, un synchro dia et des montages audio-visuels, de réutiliser le tout, y compris les bandes magnétiques enregistrées,

— être d'un emploi facile.

C'est pourquoi nous avons opté pour la solution « LOGIQUE SÉQUENTIELLE ». Une pression sur un bouton, ou une impulsion de synchro dia, et le fondu effectue son cycle automatiquement.

Supposons le projecteur gauche allumé. Il s'éteint progressivement tandis que le projecteur droit s'allume. Lorsque le projecteur gauche est éteint, la vue se change. Le même cycle se produira à l'impulsion suivante, rallumant le projecteur de gauche et éteignant le droit qui change de vue.

DESCRIPTION

Le schéma d'organisation est donné figure 1. L'étage d'entrée est constitué par un montage bistable symétrique d'Eccles Jordan. Il change d'état chaque fois qu'une impulsion est appliquée aux bornes d'entrée. Cette impulsion s'obtient au moyen d'un bouton-poussoir et d'un circuit de mise en forme. L'étage bistable possède deux sorties q et \bar{q} , commandant chacune un interrupteur électronique qui assure la charge et la décharge d'un élément capaci-

tif de forte valeur (1 000 μ F) pour obtenir une grande constante de temps.

La différence des potentiels v_c existant aux bornes de ce condensateur est appliquée à l'entrée d'un gradateur de lumière contrôlant l'intensité lumineuse de la lampe de projection. Lorsque $v_c = 0$, la lampe s'éclaire à plein, lorsque $v_c \approx 7$ V, la lampe est éteinte.

Enfin, lorsque $v_c = 8$ V, le montage monostable actionne un relais qui reste fermé une demi-seconde, le temps d'assurer le déclenchement du mécanisme de changement de vues du projecteur.

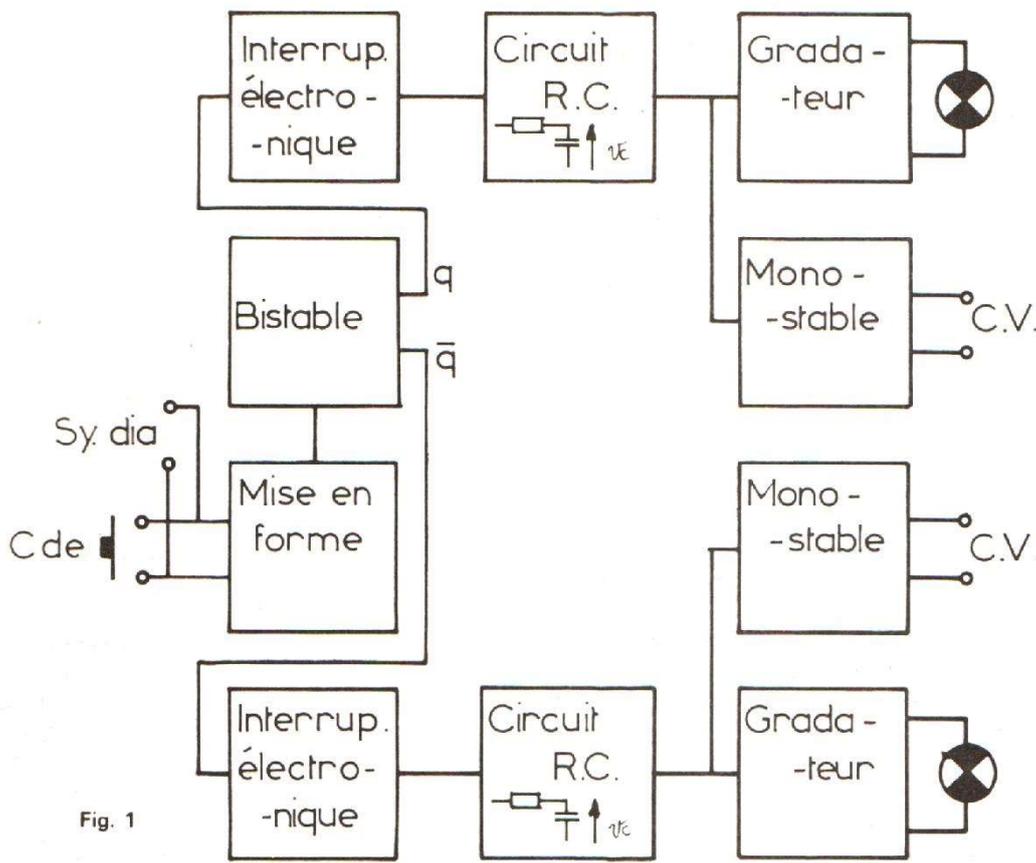


Fig. 1

Etant donné que les deux sorties q et \bar{q} sont complémentaires, un projecteur est obligatoirement allumé lorsque l'autre est éteint.

En projection automatique pilotée par le magnétophone, c'est le synchrodia qui fait basculer le bistable.

Toutes ces fonctions sont alimentées directement à partir du 24 volts alternatif de l'un des projecteurs, redressé et filtré stabilisé.

FONCTIONNEMENT

L'étage bistable d'Eccles Jordan est absolument classique. Il est constitué par les transistors T_1 et T_2 et les éléments associés. Il change d'état chaque fois qu'on lui applique une impulsion négative d'une amplitude voisine de 1 volt sur les cathodes des diodes D_1 et D_7 , par la fermeture du bouton poussoir K_1 , ou du relais du synchrodia.

Mais, lorsque l'on ferme un interrupteur à poussoir, lorsqu'un relais est excité, l'on constate des « rebondissements », la fermeture n'est pas franche. Au contraire, une série de fermetures et d'ouvertures se succèdent avant la fermeture stable. Il en résulte que chaque rebondissement délivrant une impulsion, on aura autant de changements d'état du bistable, ce qui n'est pas acceptable.

Cela nous a conduit à étu-

dier un circuit de mise en forme très simple mais efficace. La figure 2a en montre le principe. R_e est la résistance d'entrée du bistable soit $47\text{ k}\Omega$, V_{cc} la tension d'alimentation de 15 volts, V_z la différence des potentiels aux bornes de la diode stabilisatrice D_{11} , soit 5,1 V.

Compte tenu des valeurs relatives $R_{39}, R_{37} \ll R_{34}$, une transformation de Thévenin donne le schéma 2b, et comme $R_E \ll R_{34}$ et $C_{18} \ll C_{16}$, l'on peut simplifier ce qui donne le schéma 2c, lequel nous permet d'étudier le fonctionnement.

L'interrupteur K_1 étant initialement ouvert, les condensateurs C_{16} et C_{18} sont chargés. Donc la différence des potentiels v_{AB} vaut $-V_z/2$. Le condensateur C_{16} est chargé à une tension de $V_{cc} + V_z/2$. Au moment de la première fermeture du bouton poussoir K_1 , à la date t_0 , le condensateur C_{16} est mis en court-circuit, et le condensateur C_{18} se décharge dans R_E . L'amplitude de la tension v_E baisse donc brusquement d'une valeur égale à $V_z/2$ (fig. 2d) pendant le bref instant de la décharge du condensateur C_{18} .

Lors de l'ouverture du bouton-poussoir K_1 , le condensateur C_{16} va se recharger dans le temps :

$$t = 5,0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^6 \text{ secondes} = 5 \text{ secondes.}$$

Or, nous avons vu que pour faire basculer le bistable il faut une impulsion d'une amplitude minimum de -1 V , ce qui implique que la ddp aux bor-

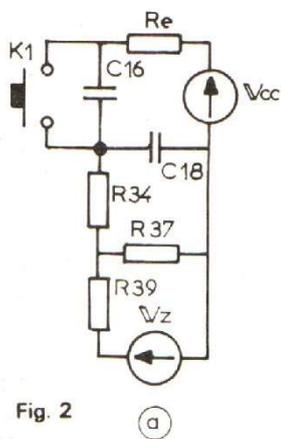
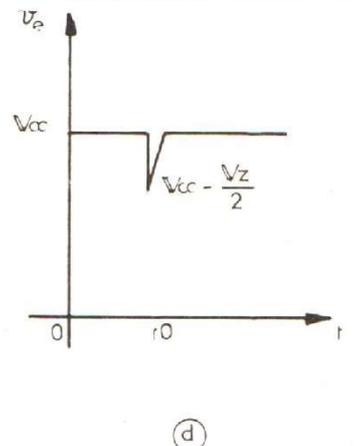
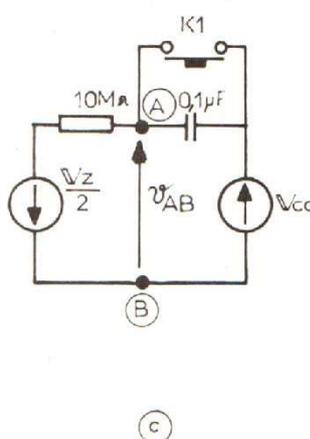
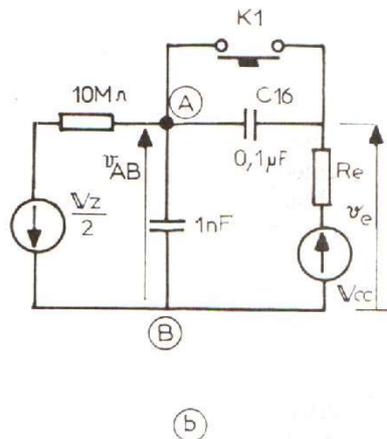


Fig. 2



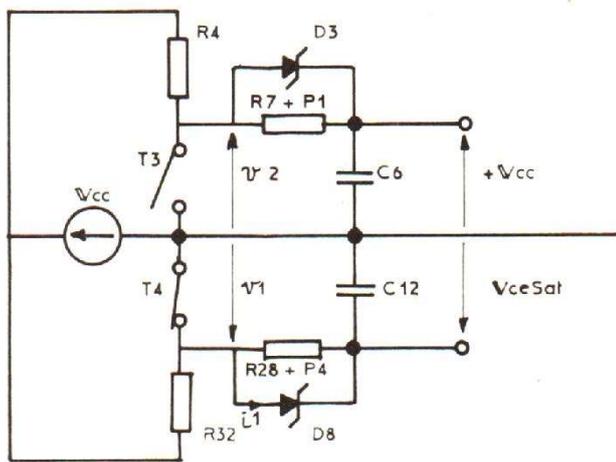


Fig. 3

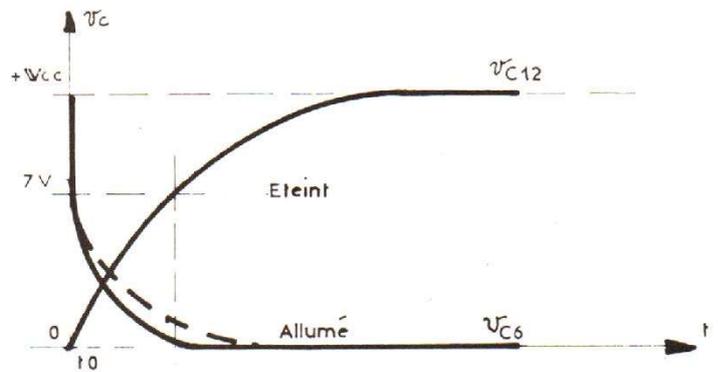


Fig. 4

nes du condensateur C_{16} soit de $15 + 1 = 16$ volts. Un rapide calcul montre qu'il faudra 2 secondes pour atteindre cette valeur. Comme les rebondissements durent environ 20 ms, l'on voit que l'on recueillera seulement une impulsion unique et brève.

Les transistors T_3 et T_4 fonctionnent en commutation. Les ponts de base sont tels que lorsque le transistor T_1 est saturé, le transistor T_3 est bloqué, le transistor T_2 est bloqué, le transistor T_4 est saturé et vice-versa.

En d'autres termes, le transistor T_3 a la caractéristique d'un interrupteur ouvert, le transistor T_4 celle d'un interrupteur fermé, figure 3a. Il en résulte que le condensateur C_6 est chargé à V_{cc} tandis que le condensateur C_{12} est déchargé.

A la date t_0 , le bistable reçoit une impulsion, change d'état, entraînant la saturation du transistor T_3 et le blocage du transistor T_4 . Ceci correspond à l'ouverture de l'interrupteur T_4 de la figure 3. Le condensateur C_{12} commence à se charger. Ce courant de charge i_1 traverse la diode D_8 dans le sens direct. La constante de temps est alors :

$$\theta_1 = 1500 \times 10^3 \cdot 10^{-6} = 1,5 \text{ s.}$$

Donc, v_1 vaudra V_{cc} soit 15 V au bout d'un temps de :

$$5 \times 1,5 = 7,5 \text{ s}$$

Or, ce sont les ddp v_1 et v_2 qui sont appliquées aux bor-

nes d'entrée du gradateur de lumière, lequel exige environ 7 volts pour éteindre les lampes de projection. Cette extinction aura lieu 1 s environ après la date t_0 , mais v_2 continue de croître jusqu'à V_{cc} .

C'est précisément à cette valeur qu'est chargé le condensateur C_6 à la date t_0 , et nous voulons provoquer l'allumage progressif de la lampe du projecteur dès la date $t_0 + \epsilon$. Pour que cette condition soit remplie, il faudrait que le condensateur C_6 ne fût chargé qu'à 8 V environ alors qu'en fait il l'est à 15.

Au moment où T_3 se ferme, la diode stabilisatrice D_3 de 6,8 V voit 15 V. Elle conduit, et décharge quasi instantanément le condensateur C_6 jusqu'à $6,8 \text{ V} + V_{CEsat}$. A cet instant elle cesse de conduire, et la décharge s'effectue à travers les éléments R_7 et P_1 associés en série, d'une valeur telle qu'elle dure environ 1 s. L'on a donc les courbes de la figure 4.

Toutefois, comme l'inertie thermique d'une lampe de projection est moins importante à l'allumage qu'à l'extinction, les potentiomètres P_1 et P_4 seront ajustés pour allonger le temps de décharge (courbes en interrompu).

Il est possible d'obtenir un fondu plus lent en connectant les condensateurs C_5 et C_{11} en dérivation sur les condensateurs C_6 et C_{12} .

Par l'intermédiaire des potentiomètres P_2 et P_3 , les condensateurs C_6 et C_{12} sont réunis aux bornes d'entrée des gradateurs de lumière.

Chacun de ces gradateurs, est constitué d'un circuit intégré type L120 SGS (CI_1 et CI_2) contrôlant un triac TXAL 2210B. Il est très vivement recommandé d'utiliser cette catégorie de triacs, spécifiés dans les quatre quadrants, à l'exclusion de types industriels ou non spécifiés.

Le fonctionnement de cette association est le suivant :

Selon la puissance lumineuse, donc électrique dont nous avons besoin, le triac est amorcé à des phases différentes de la sinusoïde : figure 5. De la date t_0 à la date t_2 , on dispose de toute la puissance, le triac est amorcé dans les premier et troisième quadrants. De la date t_2 à la date t_4 , l'on dispose d'un peu moins de la moitié de la puissance, le triac est amorcé dans les deuxième et quatrième quadrants. De même pour la période allant de T_4 à T_6 . D'où la recommandation précédente si l'on veut un fonctionnement correct.

Pour amorcer le triac, il faut lui appliquer entre gâchette et anode 1, une impulsion positive dans les quadrants 1 et 3, et négative dans les quadrants 2 et 4. Ces impulsions de polarité caractérisée et de phase variable, sont élaborées par le circuit intégré L120.

Bien que l'on ne puisse pas

intervenir à l'intérieur de ce circuit intégré, il est quand même intéressant d'en connaître le fonctionnement.

Le schéma d'organisation de ce circuit est donné figure 6. On remarque de suite qu'il ne requiert aucune alimentation extérieure en courant continu.

Le secteur, ici 24 V, est appliqué aux bornes 9 et 12 avec insertion d'un élément résistif (330Ω pour 24 V). Il est redressé, bloc 1, en positif et négatif, filtré par les condensateurs électrochimiques de $220 \mu\text{F}$ connectés aux bornes 10 et 8, et régulé par le bloc 2. Tous les blocs sont alimentés à partir de ces deux tensions.

Le bloc 4 est un générateur de rampe linéaire synchrone. Ce synchronisme est assuré par le bloc 3, détecteur de passage à zéro de la tension d'alimentation. La rampe débute sa croissance à chaque passage à zéro. Elle dure 10 ms et son amplitude est une fonction linéaire du temps. Elle est appliquée aux bornes d'entrée d'un comparateur, bloc 5. La référence de ce comparateur est donnée par la ddp continue appliquée aux bornes 3-5 et amplifiée par le bloc 6. Selon la valeur de cette référence, V_{R1} ou V_{R2} par exemple (figure 7), le comparateur changera d'état aux dates t_1, t_2 ou autre, chaque fois que la rampe atteindra les valeurs V_{R1}, V_{R2} , ou autre. Ce changement d'état est synchrone avec le

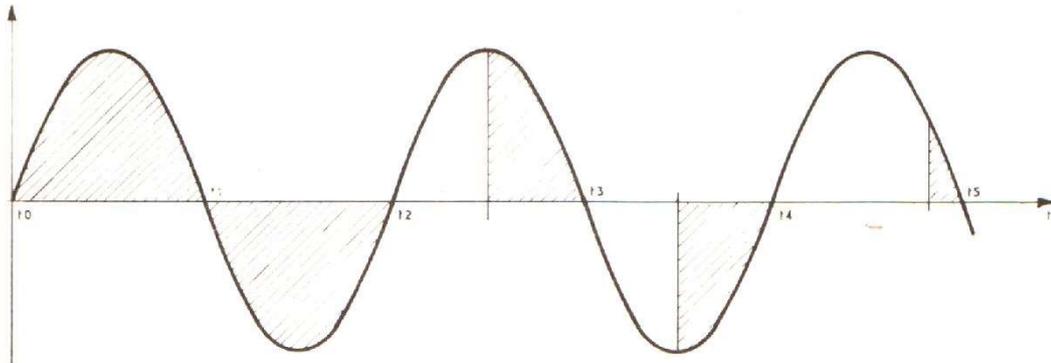


Fig. 5

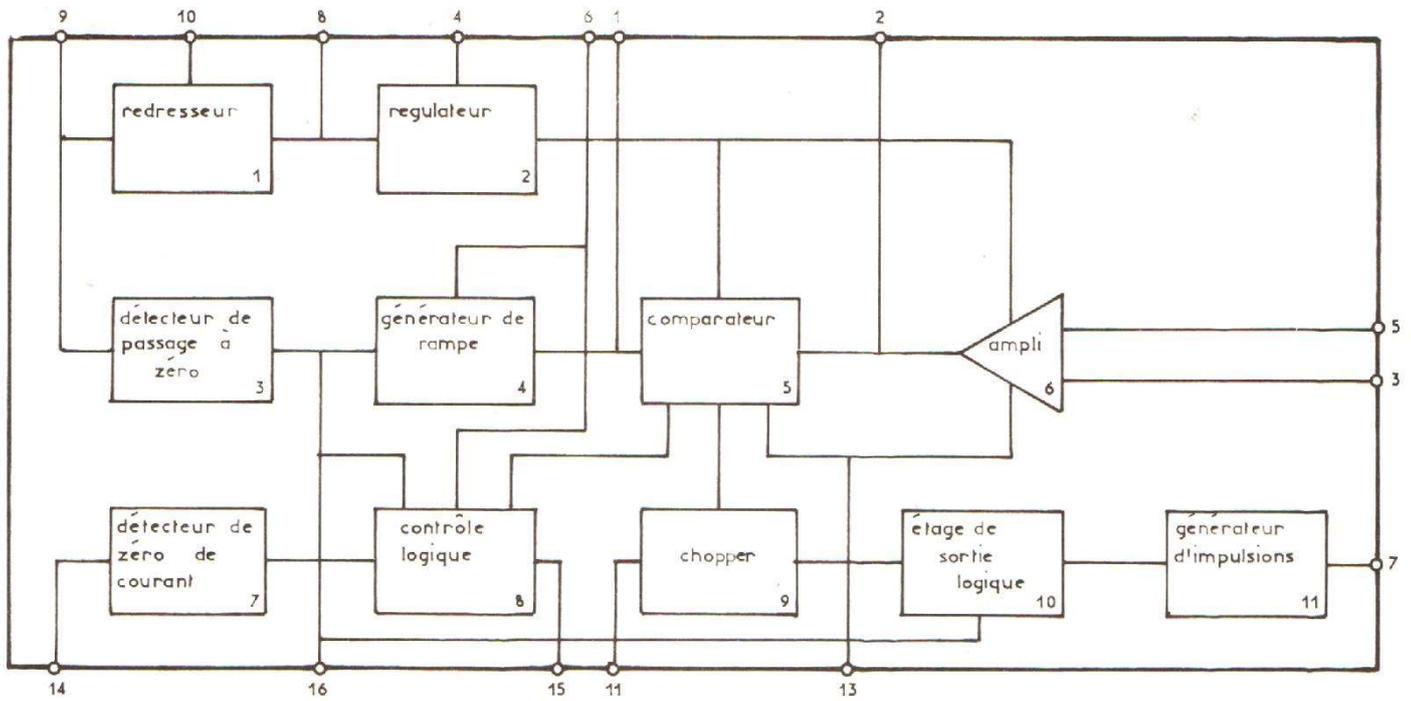


Fig. 6

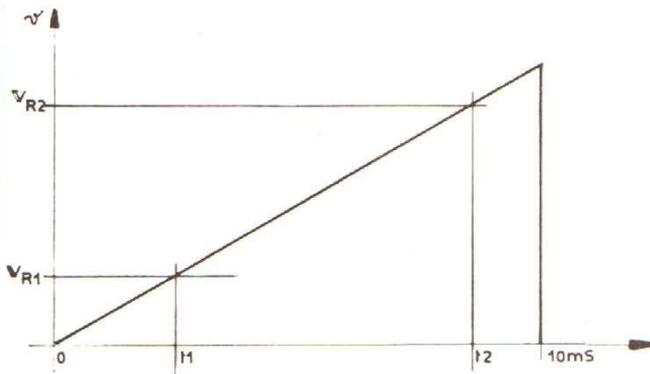


Fig. 7

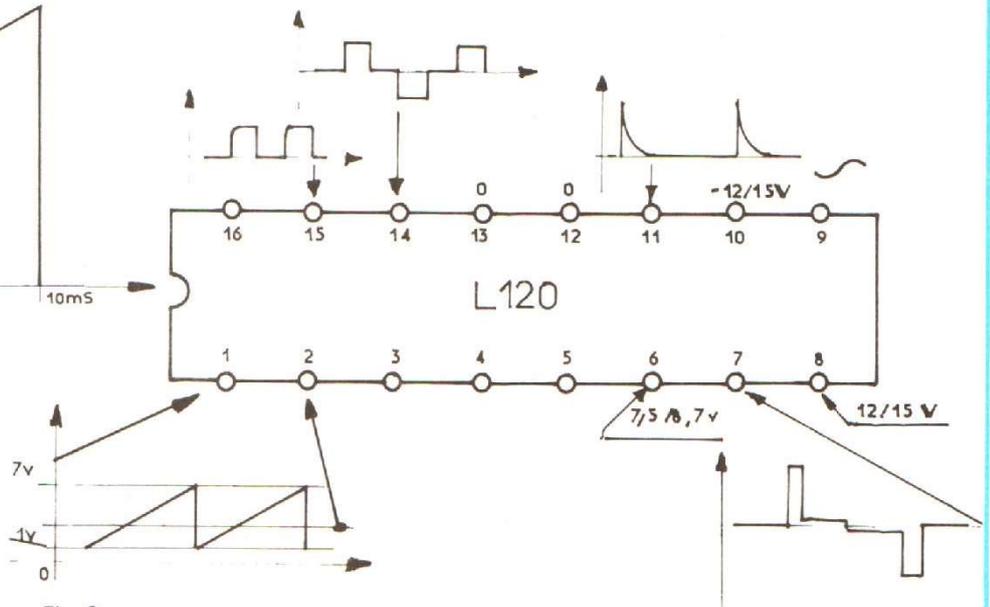


Fig. 8

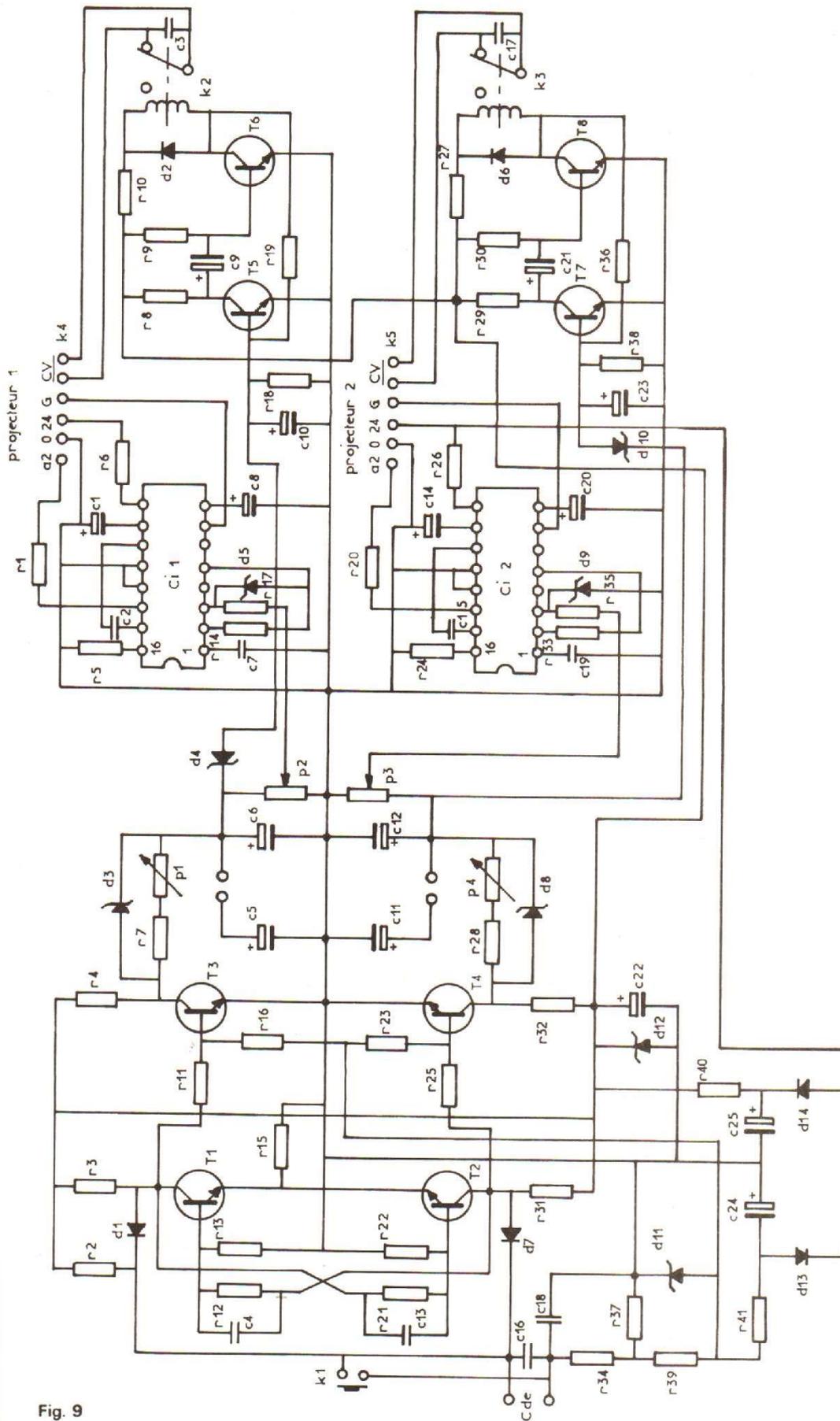


Fig. 9

secteur, mais sa phase varie. La sortie du comparateur actionne le bloc 9, chopper, lequel agit sur le bloc 10, étage de sortie logique, également commandé par le détecteur de passage à zéro de la tension. Selon le sens de ce passage, le bloc 10 délivre une impulsion positive ou négative, amplifiée ensuite par le bloc 11. Mais cette impulsion ne sera délivrée que si :

- La tension de rampe atteint le niveau de référence.
- Le secteur est à 0.
- Le courant dans la charge est nul.

Le bloc 7 constitue le détecteur de passage à zéro du courant dans la charge, simplement par le fait qu'à ce moment toute la tension secteur se trouve aux bornes du triac. Le bloc 8 est un opérateur logique à mémoire qui délivre l'impulsion lorsque toutes les conditions sont remplies. Ce bloc prend toute son importance en cas de charge inductive.

La figure 8 montre les différents oscillogrammes idéalisés tels que l'on peut les observer aux bornes de ce circuit intégré.

Etudions maintenant le fonctionnement des dispositifs de changement de vues. Chacun d'eux est constitué par un montage monostable : transistors T_5, T_6 et T_7, T_8 . Les entrées sont connectées aux condensateurs C_6 et C_{12} par l'intermédiaire des diodes stabilisatrices D_4 et D_{10} , de 8,2 V, d'où :

$$V_{R18} = V_{C6} - 8,2 \text{ V}$$

$$V_{R18} \geq 0$$

Au repos, le transistor T_6 est saturé, ce qui a pour effet de faire coller le relais K_2 dont la bobine constitue avec l'élément résistif R_{10} la résistance de collecteur. $V_{CE T6} = V_{CEsat}$ soit 0,2 V pour un transistor ASY 28. $V_{BE T5}$ est alors inférieur à $V_{BE \text{ seuil}}$ et le transistor T_5 est bloqué. $V_{CE T5} = V_{cc}$, valeur à laquelle est chargé le condensateur C_9 .

Lorsque v_{C6} commence à dépasser 8,2 V, v_{R18} atteint le seuil de conduction du transis-

Nomenclature électrique
Éléments résistifs tolérance ± 10 %

R ₂	100 kΩ	à couche	1/4 W	COGECO CR 25
R ₂	47 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₃	1,5 kΩ		1/2 W	COGECO CR 37
R ₄	1,5 kΩ		1/2 W	COGECO CR 37
R ₅	100 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₆	330 Ω	bobinée	4 W	SFERNICE
R ₇	270 Ω	à couche	1/4 W	COGECO CR 25
R ₈	680 Ω	à couche	1/2 W	COGECO CR 37
R ₉	15 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₁₀	120 Ω		1/2 W	COGECO CR 37
R ₁₁	10 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₁₂	10 kΩ			
R ₁₃	4,7 kΩ			
R ₁₄	10 kΩ			
R ₁₅	270 Ω			
R ₁₆	10 kΩ			
R ₁₇	10 kΩ			
R ₁₈	2,2 kΩ			
R ₁₉	4,7 kΩ			
R ₂₀	100 kΩ			
R ₂₁	10 kΩ			

R ₂₂	4,7 kΩ			
R ₂₃	10 kΩ			
R ₂₄	100 kΩ			
R ₂₅	10 kΩ			
R ₂₆	330 Ω	bobinée	4 W	SFERNICE
R ₂₇	120 Ω	à couche	1/2 W	COGECO CR 37
R ₂₈	270 Ω		1/4 W	COGECO CR 25
R ₂₉	680 Ω		1/2 W	COGECO CR 37
R ₃₀	15 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₃₁	1,5 kΩ		1/2 W	COGECO CR 37
R ₃₂	1,5 kΩ		1/2 W	COGECO CR 37
R ₃₃	10 kΩ		1/4 W	COGECO CR 25
R ₃₄	10 MΩ		1/4 W	
R ₃₅	10 kΩ			
R ₃₆	4,7 kΩ			
R ₃₇	100 kΩ			
R ₃₈	2,2 kΩ			
R ₃₉	100 kΩ			
R ₄₀	100 Ω	bobinée	4 W	SFERNICE
R ₄₁	1,5 kΩ	à couche	1/2 W	COGECO CR 37

Potentiomètres

P ₁	1 kΩ	ajustable miniature pour CI à plat
P ₂	10 kΩ	ajustable miniature pour CI à plat
P ₃	10 kΩ	ajustable miniature pour CI à plat
P ₄	1 kΩ	ajustable miniature pour CI à plat

Transistors Circuits intégrés

Ci ₁	circuit intégré	L 120	SGS
Ci ₂	circuit intégré	L 120	SGS
T ₁	transistor	2N 2222	
T ₂	transistor	2N 2222	
T ₃	transistor	2N 2219	
T ₄	transistor	2N 2219	
T ₅	transistor	ASY 28	
T ₆	transistor	ASY 28	
T ₇	transistor	ASY 28	
T ₈	transistor	ASY 28	
T ₉	triac	TXAL 2210B	Silec
T ₁₀	triac	TXAL 2210B	Silec

Diodes

D ₁	diode de commutation	BAX 13	RTC
D ₂	diode de commutation	BAX 13	RTC
D ₃	diode stabilisatrice	BZY 88/C6,8	RTC
D ₄	diode stabilisatrice	BZY 88/C8,2	RTC
D ₅	diode stabilisatrice	BZY 88/C8,2	RTC
D ₆	diode de commutation	BAX 13	RTC
D ₇	diode de commutation	BAX 13	RTC
D ₈	diode stabilisatrice	BZY 88/C6,8	RTC
D ₉	diode stabilisatrice	BZY 88/C8,2	RTC
D ₁₀	diode stabilisatrice	BZY 88/C8,2	RTC
D ₁₁	"	BZY 88/5,1	RTC
D ₁₂	"	BZY 95/C15	RTC
D ₁₃	diode de redressement	1N 4001	Silec
D ₁₄	diode de redressement	1N 4001	Silec

Divers

B ₁	Commutateur à poussoir 1 contact fugitif travail COMEPA
K ₂	Relais Varley V2C26R avec support pour CI
K ₃	Relais Varley V2C26R avec support pour CI
K ₄	Connecteur 7 broches M et F pour CI MFOM
K ₅	Connecteur 7 broches M et F pour CI MFOM
3	fiches femelles châssis 6 broches DIN
4	fiches mâles 6 broches DIN

Condensateurs

C ₁	220 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		16 V _{cc}
C ₂	10 nF	\pm 10 %	plastique plat	RTC C 280	250 V _{cc}
C ₃	0,1 μ F	"	"	" "	"
C ₄	10 nF	"	"	" "	"
C ₅	470 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		25 V _{cc}
C ₆	1000 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		25 V _{cc}
C ₇	0,1 μ F	\pm 10 %	plastique plat	RTC C 280	250 V _{cc}
C ₈	220 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		16 V _{cc}
C ₉	47 μ F	-10+50 %	"		25 V _{cc}
C ₁₀	4,7 μ F	"	"		63 V _{cc}
C ₁₁	470 μ F	"	"		25 V _{cc}
C ₁₂	1000 μ F	"	"		25 V _{cc}
C ₁₃	10 nF	\pm 10%	plastique plat	RTC C280	250 V _{cc}
C ₁₄	220 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		16 V _{cc}
C ₁₅	10 nF	\pm 10 %	plastique plat	RTC C280	250 V _{cc}
C ₁₆	0,1 μ F	"	"		"
C ₁₇	0,1 μ F	"	"		"
C ₁₈	1 nF	"	"		"
C ₁₉	0,1 μ F	"	"		"
C ₂₀	220 μ F	-10+50 %	électrochimique BT		16 V _{cc}
C ₂₁	47 μ F	"	"		25 V _{cc}
C ₂₂	220 μ F	"	"		25 V _{cc}
C ₂₃	4,7 μ F	"	"		63 V _{cc}
C ₂₄	220 μ F	"	"		40 V _{cc}
C ₂₅	1000 μ F	"	"		40 V _{cc}

tor T₅, V_{CE T5} décroît, ce qui entraîne une désaturation du transistor T₆ par l'intermédiaire du condensateur C₉, donc une croissance de V_{CE T6} et de V_{BE T5} par l'intermédiaire du pont R₁₉-R₁₈. Ce phénomène cumulé entraîne de façon quasi instantanée la saturation du transistor T₅ et le blocage du transistor T₆. Le condensateur C₉ se décharge alors, et tend à se recharger dans l'autre sens, mais dès que V_{BE T6} atteint le seuil de conduction, le transistor T₆ redevient conducteur, quel que soit l'état du transistor T₅. La constante de temps C₉-R₉ est telle que le transistor T₆ reste bloqué environ 1/2 seconde. Pendant cette période de blocage, le relais K₂ passe à l'état de repos fermant momentanément le contact « repos » ce qui a pour effet de provoquer le changement de vue dans le projecteur.

La diode D₂ sert à écouler le courant qui circulait dans la bobine du relais K₂ au moment du blocage du transistor T₆. L'on évite ainsi la surtension qui se produirait et mettrait en péril la vie du tran-

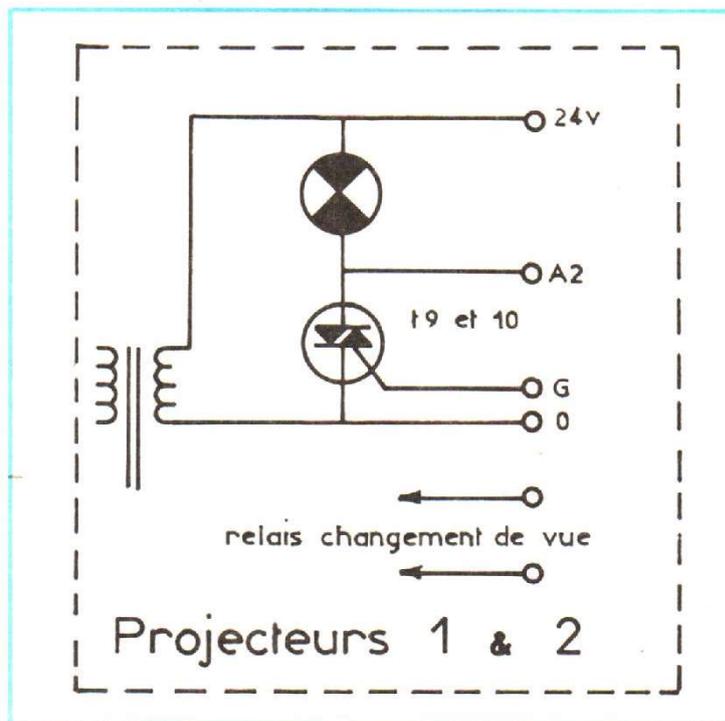
sistor T₆ par claquage collecteur émetteur. Le condensateur C₃ agit en étouffeur de parasites, le condensateur C₁₀ empêche ces derniers d'atteindre la base du transistor T₅ supprimant tout changement de vue indésirable.

Lorsque C₆ décroît et tombe à moins de 8,2 V, le

transistor T₅ se bloque à nouveau, permettant la recharge du condensateur C₉.

Le même raisonnement s'applique bien sûr à l'autre étage. C'est bien lorsque la lampe de projection est éteinte que le changement de vue s'opère.

Les diodes D₅ et D₉ limitent



à 8,2 volts la différence de potentiel appliquée à l'entrée des circuits intégrés L120.

Les alimentations n'offrent aucune particularité : redressements mono-alternance imposés par la mise à la masse de l'une des deux bornes de l'enroulement 24 volts du transformateur de projecteur.

RÉALISATION

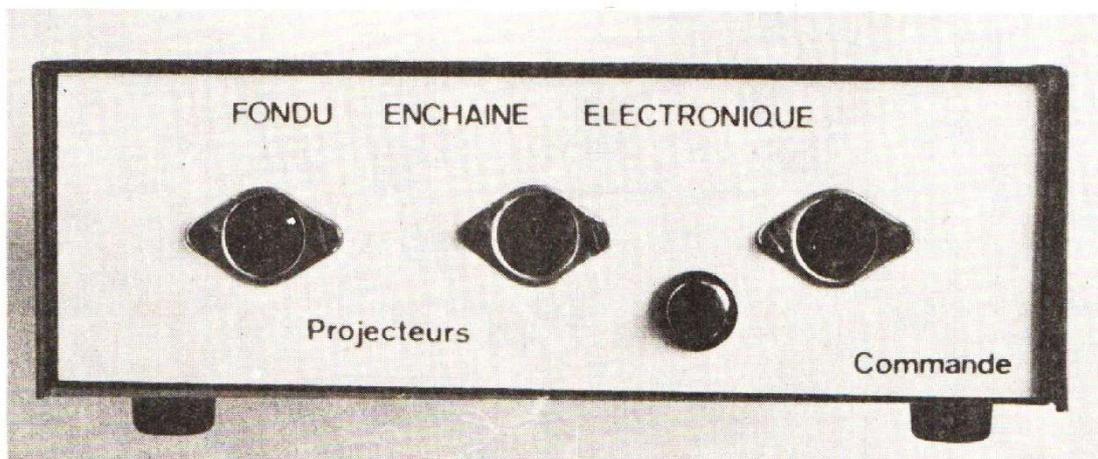
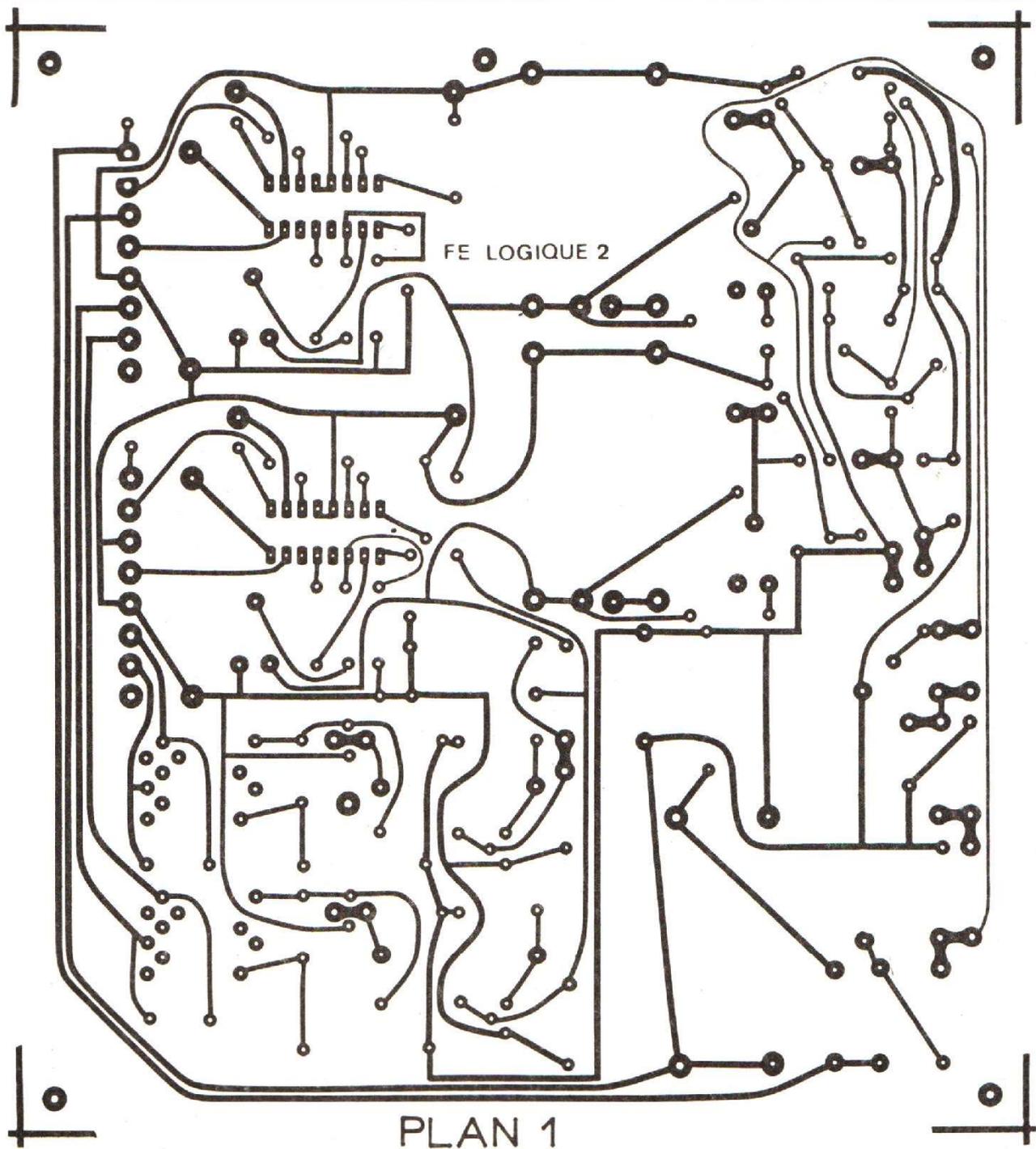
Tout le matériel est logé dans un coffret en tôle de 1 mm (photo 1), commandes et prises sur la face avant, une seule plaque de câblage imprimé (photo 2) dont le typon est donné à l'échelle 1 plan 1, tandis que le plan 2 indique l'implantation des composants, le plan 3 le brochage des fiches DIN de raccordement.

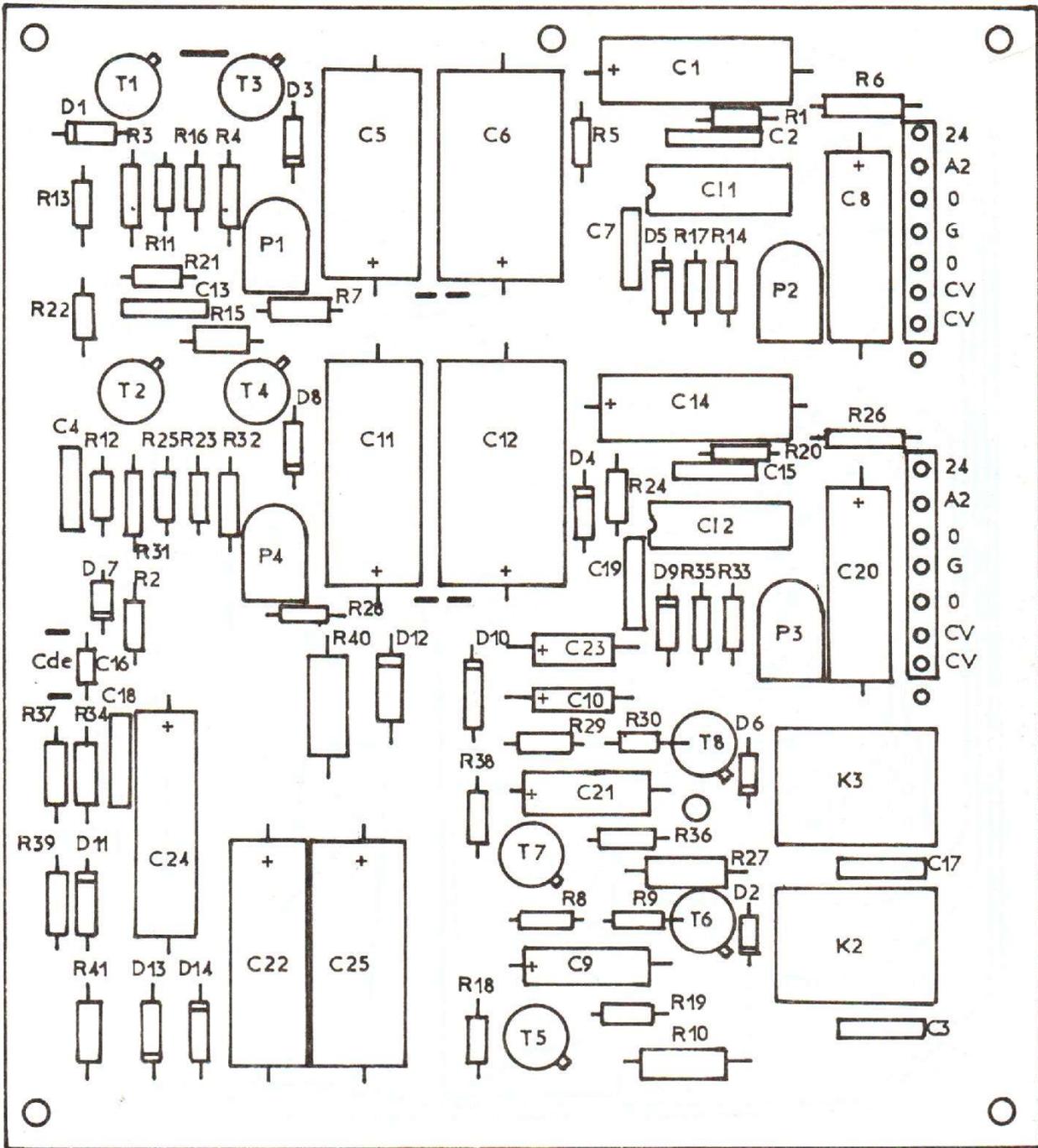
Attention, les dispositions des connexions de « masse » sur le typon ne sont pas quelconques !!! Nous en avons fait l'expérience. C'est pourquoi nous nous permettons de suggérer aux lecteurs la reproduction fidèle du plan de câblage.

Le plan 4 permettra de réaliser la tôlerie. Celle-ci est ensuite recouverte de vénilia adhésif pour la finition. Le plan 5 suggère la réalisation d'une face avant soit en scotch cal plastique ou métallique ou en aluminium photogravé. Ce détail donnera à votre appareil un cachet professionnel.

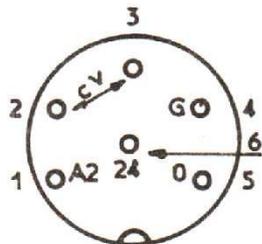
Le montage et le câblage ne présentent aucune difficulté particulière. Les circuits intégrés sont utilisés sans support, ce qui outre l'économie de cet accessoire évite de mauvais contacts.

Il convient maintenant de modifier les projecteurs pour y installer les triacs. Nous ne pouvons pas évidemment envisager d'examiner tous les cas correspondants aux différents types de projecteurs, actuels mais aussi anciens. Aussi nous donnerons à titre d'exemple les indications valables pour des projecteurs Prestinox 524A et dérivés.



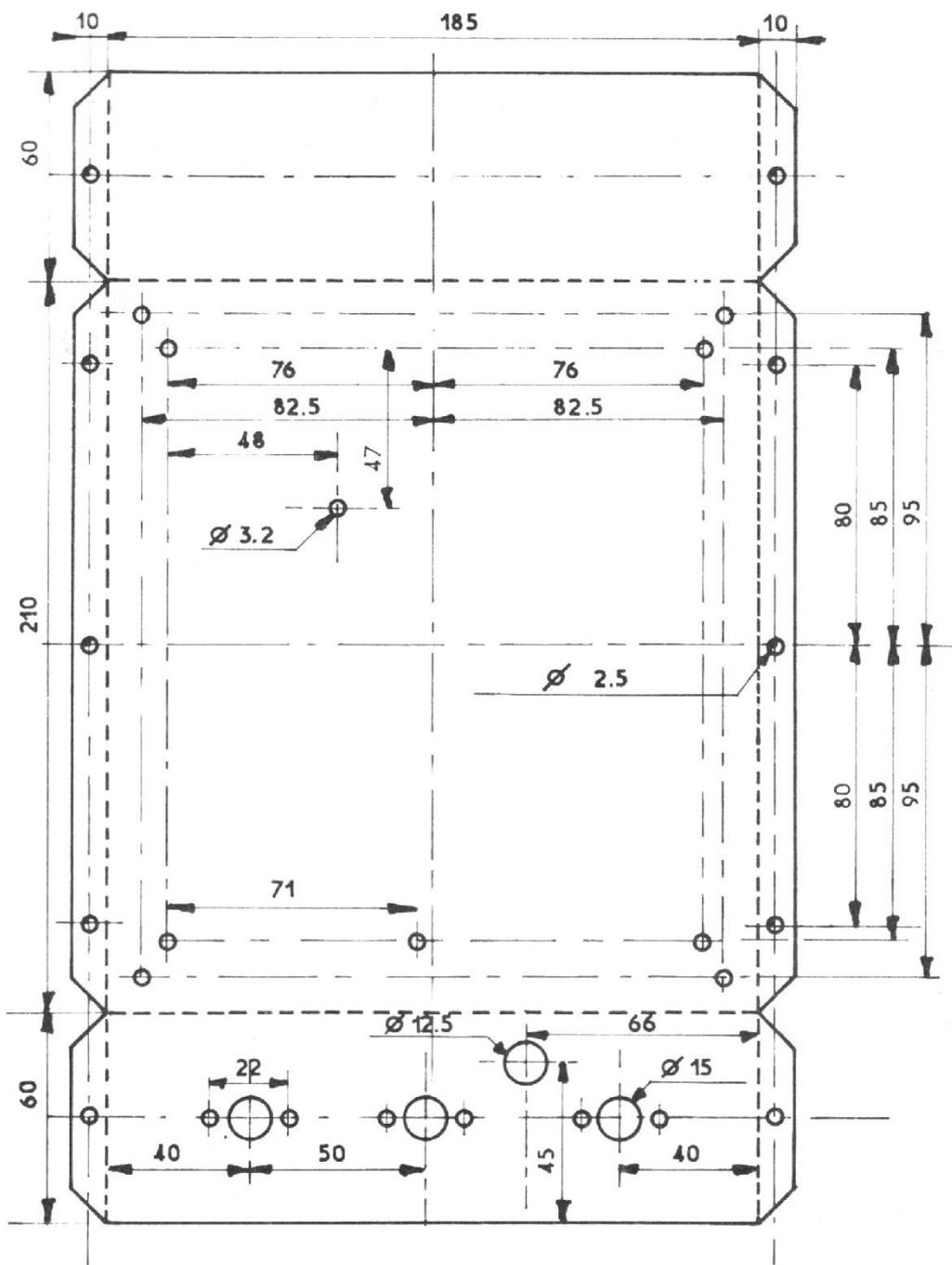


PLAN 2



raccordement projecteurs
 socle vu coté fiche
 socle commande : raccorder
 en 2 et 3 cv

PLAN 3



PLAN 4/1 échelle 1/2

Oter le capot protecteur, en manœuvrant le levier à l'avant sous le bâti et en otant la vis cruciforme à l'arrière. Au besoin, déposer le bouton du commutateur de tension. Désolidariser le bâti métallique du socle plastique en otant les vis de fixation et en redressant les pattes coudées. On logera le triac sur une petite équerre (photo 3) dans la veine d'aspiration de la turbine et l'on complète la fiche DIN de raccordement conformément au plan 3. Prendre garde aux courts-circuits et mauvaises soudures. Ne pas hésiter si besoin est, à désolidariser le dos du bâti du projecteur pour accéder plus aisément à la prise DIN.

Lors du remontage, procéder en sens inverse, sans recouder les pattes. Un nouveau démontage est toujours à envisager.

Confectionnez les cordons de liaison projecteurs-fondu. Vérifiez plutôt deux fois qu'une qu'il n'y a ni erreur, ni court-circuit immédiat ou futur, ni coupure, ni mauvaise soudure, et que les câbles sont bien maintenus mécaniquement. Les triacs et L120 ne s'en porteront que mieux par la suite.

Vous êtes prêts pour la mise en service.

MISE EN SERVICE RÉGLAGES

Raccordez projecteurs et fondu. Mettez sous tension les deux projecteurs. Si tout est correct, un projecteur s'allume, l'autre change de vue. Une pression sur le bouton poussoir et toute la séquence se déroule.

Ne jamais brancher ou débrancher un cordon de liaison lorsque le projecteur est sous tension. Il y a danger de mort pour le triac et le circuit intégré qui lui est associé.

Placez les curseurs des

potentiomètres P_2 et P_3 côté C_6 et C_{12} . Chronométrez le temps d'extinction de chaque lampe. Au cas où il existerait une différence sensible, ajuster le potentiomètre P_2 (ou P_3) du projecteur qui s'éteint le plus rapidement afin d'obtenir le même temps d'extinction pour les deux projecteurs. Ne plus retoucher ensuite à ces réglages. Ajuster maintenant les potentiomètres P_1 et P_4 pour obtenir la synchronisation entre l'allumage de chacun des projecteurs avec l'extinction de son homologue.

Fermez le couvercle, c'est terminé, c'était simple !

EN CAS DE DIFFICULTÉS

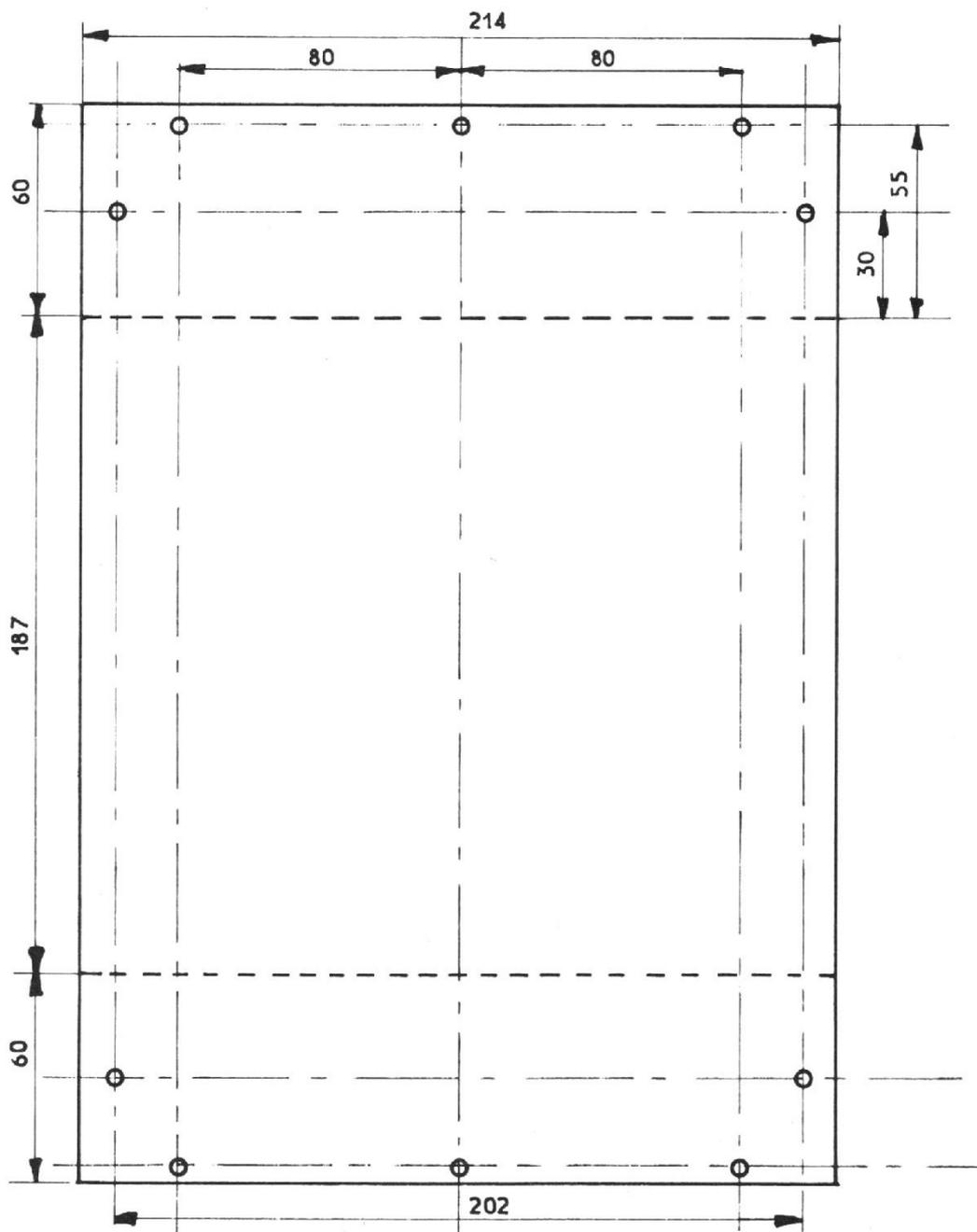
Avec des composants en bon état et un montage correct, cette éventualité est peu probable. Les étages bistables et monostables ne posent aucun problème, un défaut est facilement repérable.

Il en va différemment avec les circuits intégrés qui semblent rebuter certains amateurs.

Sauf cause extérieure, le circuit intégré est rarement défectueux, aussi, avant de l'incriminer, vérifiez tout ce qui le concerne, et notamment le triac. Pour le vérifier, procéder comme suit.

Coupez l'alimentation secteur du projecteur dont le triac est supposé défaillant. Débrancher le cordon de liaison, puis remettre sous tension.

Si le montage est réalisé correctement, mécaniquement et électriquement, et que la lampe s'allume en permanence, le triac est en court-circuit. La lampe étant éteinte, connecter un élément résistif de 22Ω entre l'anode 2 et la grille du triac. La lampe doit s'allumer tout le temps que l'élément est placé, s'éteindre dès qu'on le retire.



PLAN 4/2 capot échelle 1/2
tôle alu 1mm

FONDU ENCHAÎNE ELECTRONIQUE

Projecteurs

Commande

plan 5

Avant de remplacer un triac défectueux, s'assurer que sa destruction n'est pas due à une cause extérieure telle que celles mentionnées plus haut.

Si tout est correct côté projecteur, couper l'alimentation secteur et rebrancher. Mettre à nouveau sous tension. Véri-

fier les tensions et oscillogrammes aux différents points critiques en vous référant aux explications de fonctionnement et à la figure 8. Vous aurez tôt fait de localiser qu'une mauvaise soudure, qu'une coupure dans le cuivre ou tout autre défaut.

UTILISATION

Lors de la mise sous tension, c'est indifféremment le projecteur de droite ou de gauche qui s'allume. Cela est normal, une simple action sur le

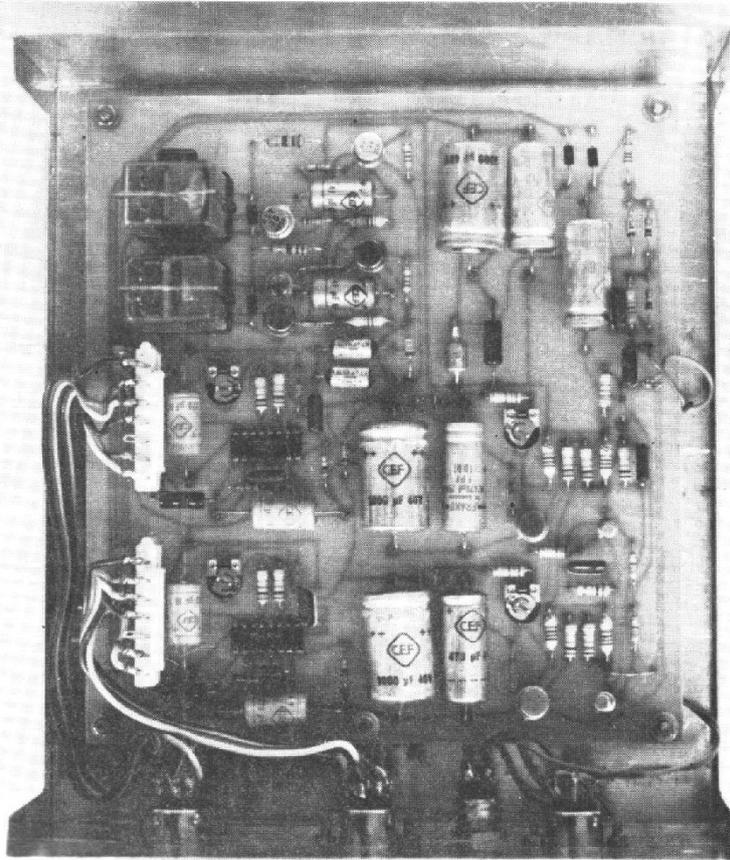
bouton poussoir de commande amène éventuellement l'allumage du projecteur par lequel l'on commence la projection.

Vous pouvez bien sûr utiliser l'appareil en manuel, les fondus sont très agréables à l'œil et ne requièrent aucune dextérité ni apprentissage.

Mais il sera surtout intéressant de l'utiliser en automatique en y raccordant un synchro-dia. C'est alors le magnétophone qui déclenche les séquences.

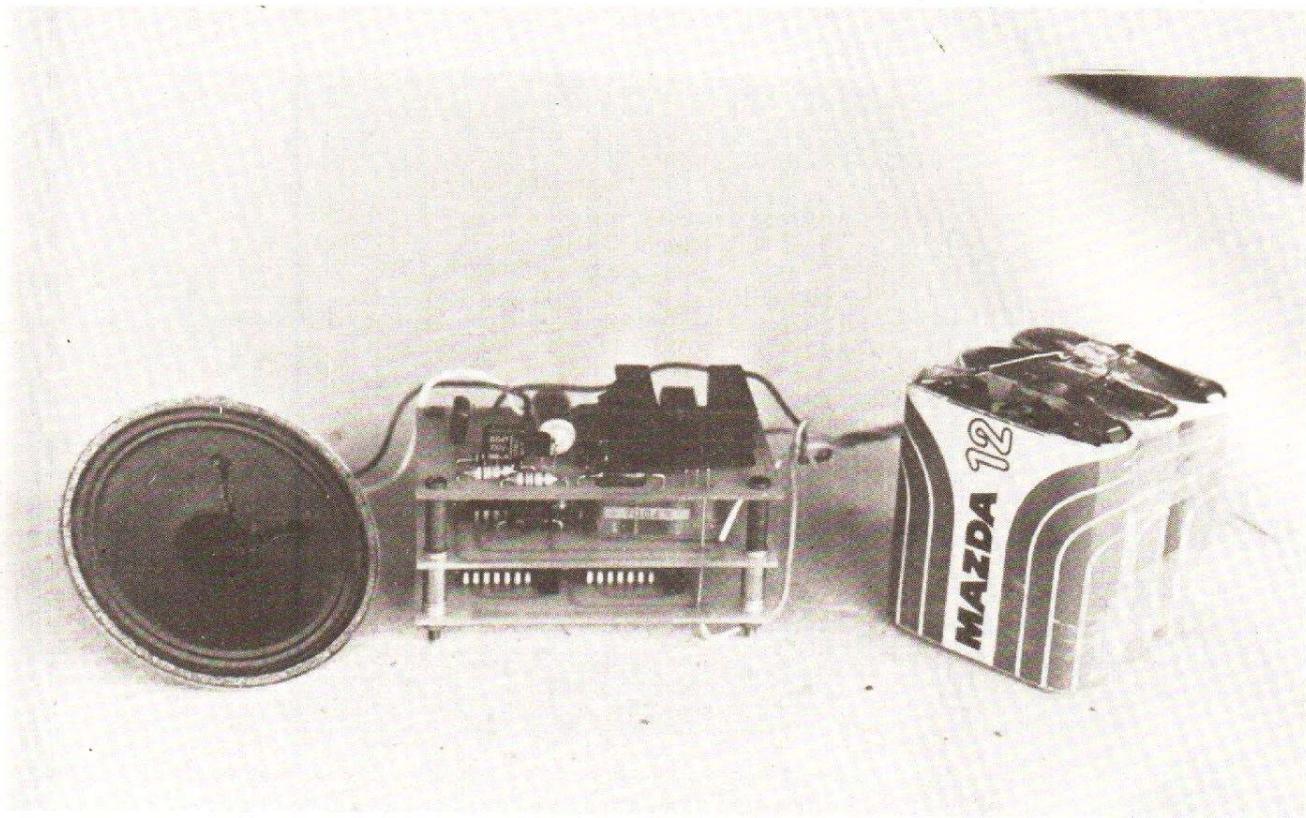
Enfin si vous utilisez déjà un seul projecteur avec un synchro-dia, il vous suffit de dédoubler les paniers : photos de rang impair à placer dans le panier du projecteur gauche par exemple, photos de rang pair à placer dans le panier du projecteur droit. Et c'est tout. La bande magnétique est utilisable telle quelle, nous en avons fait l'expérience.

Lorsque vous aurez votre « fondu » bien en main, vous découvrirez qu'une série impaire de commandes rapides provoque le retour en arrière de l'image et un effet « d'aller et retour » sur l'écran. Mais c'est là le seul effet possible. Il nous paraît difficile d'en demander plus à un montage aussi simple.



M. LABRE

REALISEZ CETTE SIRENE



POUR CAR DE POLICE

QUELLE que soit l'heure de la journée (et même de la nuit), dans les villes, retentit la sirène de la police. Ce « pim-pom » fait accourir les enfants aux fenêtres et ils attendent l'apparition du fourgon bleu marine.

Bien entendu les fabricants de jouets ont remarqué l'intérêt que portaient les enfants à ce corps de métier et l'on trouve dans le commerce des fourgons de police téléguidés fort bien imités (à l'exception tout de même de la sirène). Celle-ci (de par sa conception mécanique) ressemble plus à un grognement qu'au traditionnel « pim-pom ».

Si le phare clignotant sur le toit amuse les enfants, il n'en est pas de même de cette musique stridente assez agaçante. Pour cette raison nous avons réfléchi au problème et essayé de trouver un système électronique simple fonctionnant, bien entendu, sur piles.

I - SYNOPTIQUE DU MONTAGE

Celui-ci est présenté à la figure 1. Le « pim-pom » nécessite bien entendu deux tons différents, bien détachés, d'où obligatoirement une commutation. Un relais fait fort bien l'affaire, les positions « repos-travail » de ce composant permettant de mettre en service alternativement deux géné-

rateurs, l'un produisant la fréquence « pim » et l'autre la fréquence « pom ». Les circuits logiques intégrés, quant à eux, permettent de réaliser des générateurs de signaux carrés avec un minimum de composants annexes.

Le point commun du relais étant relié à un amplificateur BF, ce module transmet à un haut-parleur les 2 notes, alternativement, et on obtient cette sirène bien connue.

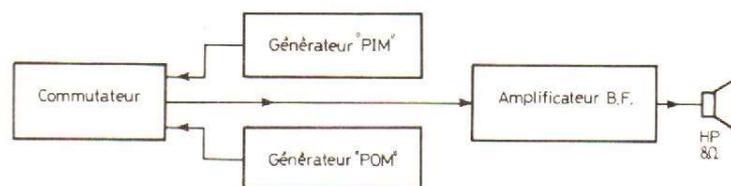


Fig. 1

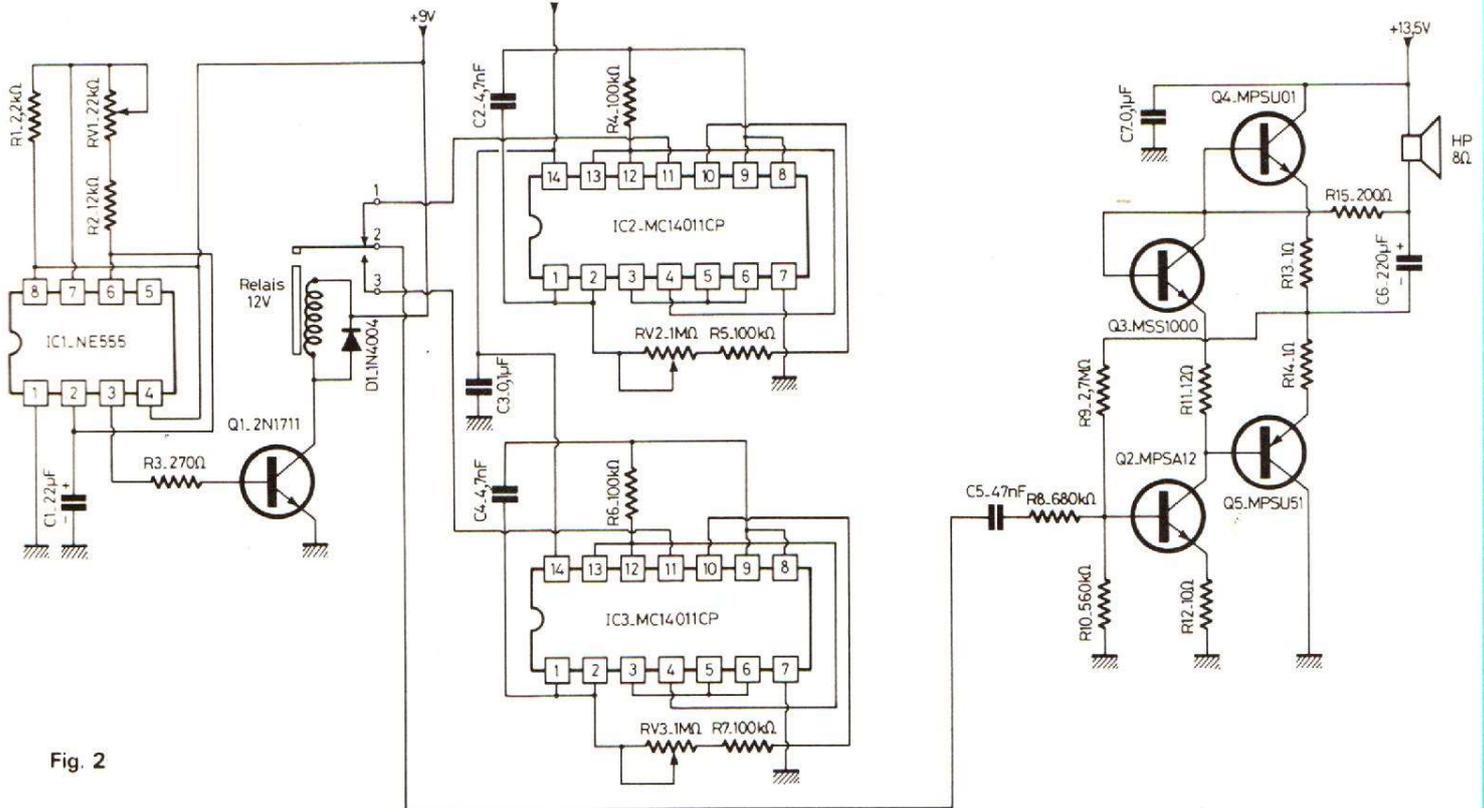


Fig. 2

II - LE SCHEMA DE PRINCIPE

Celui-ci est proposé à la figure 2, et permet de reconnaître les 3 étages :

- 1) Le commutateur ;
- 2) Les 2 générateurs ;
- 3) L'amplificateur B.F.

A) Le commutateur :

Celui-ci est réalisé autour d'un circuit intégré IC₁ - NE 555. Le montage est simple et demande peu de composants.

Le circuit intégré IC₁ est un générateur d'impulsions qui commande le transistor Q₁ - 2N 1711. IC₁ fonctionne comme multivibrateur astable. Le temps de commutation dépend de la position du curseur du potentiomètre ajustable RV₁ - 22 kΩ. La fréquence de commutation du relais peut varier de 300 ms à 2 secondes avec le condensateur C₁ - 22 μF. Une valeur plus élevée, C₁ = 100 μF par exemple porte le retard à 9 secondes max. et à 1 s minimum.

Le transistor Q₁ est un amplificateur de courant. La résistance R₃ - 270 Ω évite que la tension de commande appliquée à la base de Q₁ ne vienne claquer la jonction base/émetteur.

Le transistor Q₁ conduit lorsqu'il reçoit sur sa base une impulsion positive. Il se blo-

que immédiatement lorsque la tension retombe à 0. Pendant la période de conduction, un courant circule dans le collecteur de Q₁. Le collecteur étant chargé par un relais, celui-ci « colle » et passe de la position « repos » à la position « travail ». Pendant cette période de conduction, la consommation du montage est de 50 mA environ (elle est évidemment fonction du relais utilisé).

B) Le générateur :

Là encore, le circuit intégré permet de simplifier au maximum la mise au point d'un générateur. IC₂ - MC 14011P permet d'obtenir un signal carré absolument parfait dont la fréquence dépend de la valeur des composants C₂ - 4,7 nF et RV₂ - 1 MΩ.

Une capacité de 4,7 nF (4 700 pF) permet de balayer une bande de fréquence allant de 100 Hz à 4 000 Hz et ce avec l'ajustable RV₂.

L'amplitude du signal carré est fonction de la tension d'alimentation, cette amplitude étant de 40 % de V_{alim.}

La consommation de IC₂ est très faible, de l'ordre de 1,5 mA.

Le circuit intégré IC₃, identique à IC₂, est bien entendu destiné à générer la 2^e note de la sirène.

C) L'amplificateur BF :

Ce circuit amplificateur permet de disposer d'une puissance de l'ordre de 2 watts

avec une charge de 8 Ω. Il nécessite l'utilisation de 4 transistors.

Le potentiel au point milieu (point commun de R₁₃ et R₁₄) doit être égal à la moitié de la tension d'alimentation, afin d'assurer un signal d'amplitude maximale au haut-parleur.

Le potentiel entre la base de Q₂ et la masse est légèrement supérieur à la tension V_{BE} de ce transistor. La différence apparaît comme tension aux bornes de R₁₂ - 10 Ω, laquelle détermine le courant collecteur de Q₂ - MPS A12. Ceci fixe le potentiel du point milieu de l'amplificateur. Si la tension au point milieu augmente, la tension aux bornes de R₁₂ augmente, le courant collecteur de Q₂ augmente, la tension aux bornes de R₁₅ - 200 Ω augmente et, finalement, la tension au point milieu décroît à une valeur identique à celle du départ.

Le gain en alternatif du montage en boucle fermée est fixé par le rapport des résistances R₉/R₈.

Le gain en continu du circuit est déterminé par R₉ - 2,7 MΩ.

L'impédance d'entrée est approximativement égale à R₈ - 680 kΩ.

La distorsion de raccordement des 2 alternances est minimisée par une polarisation correcte des transistors de puissance Q₄ - MPSU01 et Q₅ - MPSU 51.

Un courant de repos de l'ordre de

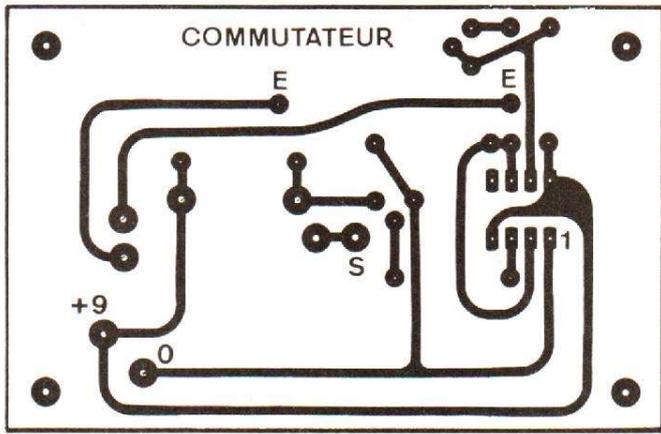


Fig. 3

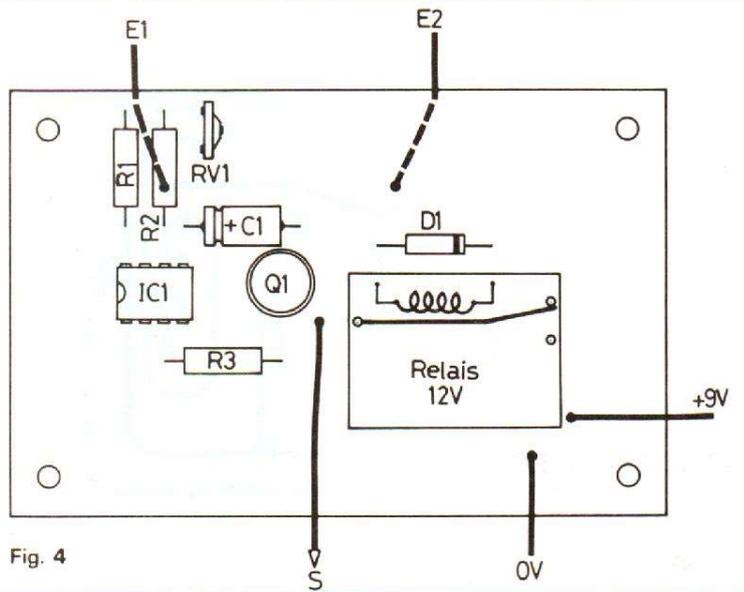


Fig. 4

17 mA convient parfaitement. Le courant de repos est créé par la tension de polarisation de Q_3 monté en diode et la tension aux bornes de $R_{11} - 12 \Omega$.

La consommation à pleine puissance est de l'ordre de 240 mA.

III - RÉALISATION DES MODULES

Cette sirène est réalisée sous forme modulaire (3 modules empilés les uns sur les autres).

A) Le commutateur :

1) Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé figure 3 à l'échelle 1. Les dimensions de la plaquette sont de 87 x 56 mm. Les liaisons ne sont pas nombreuses, ce qui facilite la gravure du C.I.

Une fois gravé, tous les perçages sont effectués avec un foret de $\varnothing 0,8$ mm. Les 4 trous de fixation sont repris avec un foret de $\varnothing 3,2$ mm. Il est également nécessaire de reforer les 5 pastilles du relais à un \varnothing de 1,5 mm.

La plaquette percée, avant de commencer le câblage, bien désoxyder les pistes cuivrées qui doivent retrouver leur éclat métallique. Il suffit simplement de les frotter avec un tampon Jex.

2) Le câblage du module

Le plan de câblage est donné à la figure 4. Le peu de composants à mettre en place n'autorise aucune erreur. Toutes les soudures effectuées, on dissout la résine avec du trichloréthylène, ce qui donne à la maquette un aspect professionnel.

3) Nomenclature des composants

R_1 : 2,2 k Ω - 0,5 W $\pm 5\%$
 R_2 : 12 k Ω 0,5 W $\pm 5\%$

R_3 : 270 Ω 0,5 W $\pm 5\%$

RV_1 ajustable VA05 V Ohmic de 22 k Ω

IC_1 : NE 555

Q_1 : 2N 1711

D_1 : 1N 4004

C_1 : 22 μF /12 V

Relais 12 V 1 repos/travail

b) Le générateur « pim-pom » :

1) Le circuit imprimé

Les dimensions de la plaquette sont identiques à celles du commutateur ; 87 x 56 mm.

Là encore, les liaisons sont peu nombreuses (voir figure 5). Cependant, la présence des 2 circuits intégrés Dual In Line à 2 x 7 pattes demande de la précision. Le plus simple est d'utiliser du C.I. présensibilisé et des pastilles adhésives.

Tous les perçages sont à effectuer avec un foret de $\varnothing 1$ mm, à l'exception de 4 trous de fixation forcés à $\varnothing 3,2$ mm.

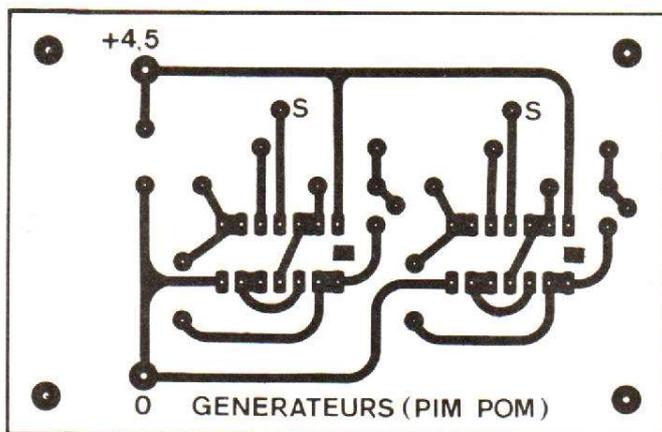


Fig. 5

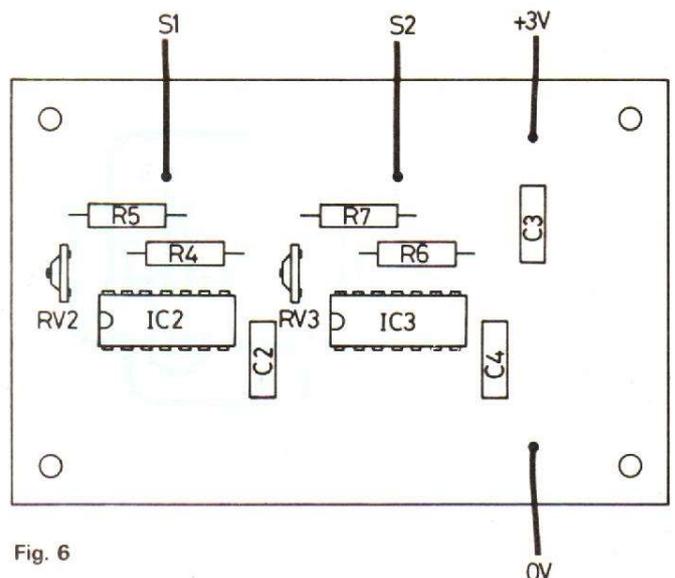


Fig. 6

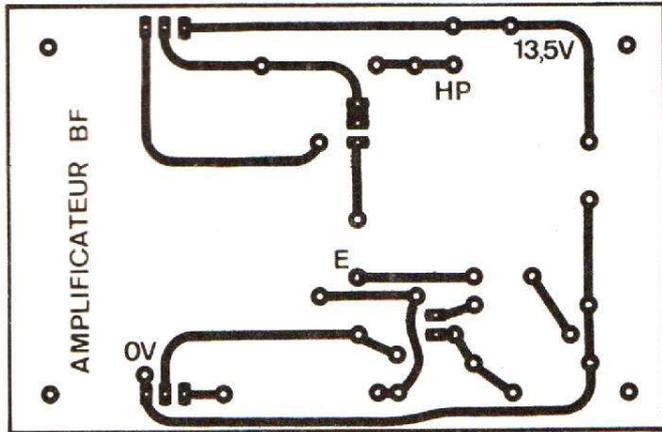


Fig. 7

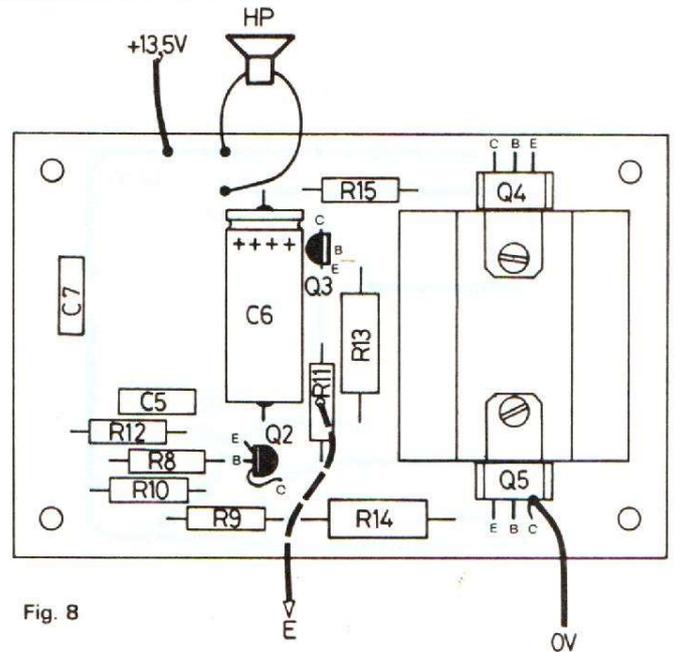


Fig. 8

2) Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 6 met en évidence le peu de composants à mettre en place pour les 2 générateurs. Bien orienter les 2 circuits intégrés IC₂ et IC₃, c'est la seule précaution à prendre. Si on a peur de « cramer » ces bêtes fragiles, on peut utiliser des supports. Cependant c'est dommage, car un support coûte aussi cher que le circuit intégré lui-même.

Là encore, après câblage, on dissout la résine avec du trichloréthylène.

3) Nomenclature des composants

IC₂ - IC₃ : MC 14011 CP ou CD 4011
RV₂ - RV₃ : VAO5 V Ohmic de 1 M Ω

C₂ - C₄ : 4 700 pF/100 V

C₃ : 0,1 μ F/63 V

R₄, R₅, R₆, R₇ : 100 k Ω 0,5 W \pm 5 %.

C) L'amplificateur BF :

1) Le circuit imprimé

Là encore on fait appel à une plaquette aux dimensions de 87 x 56 mm.

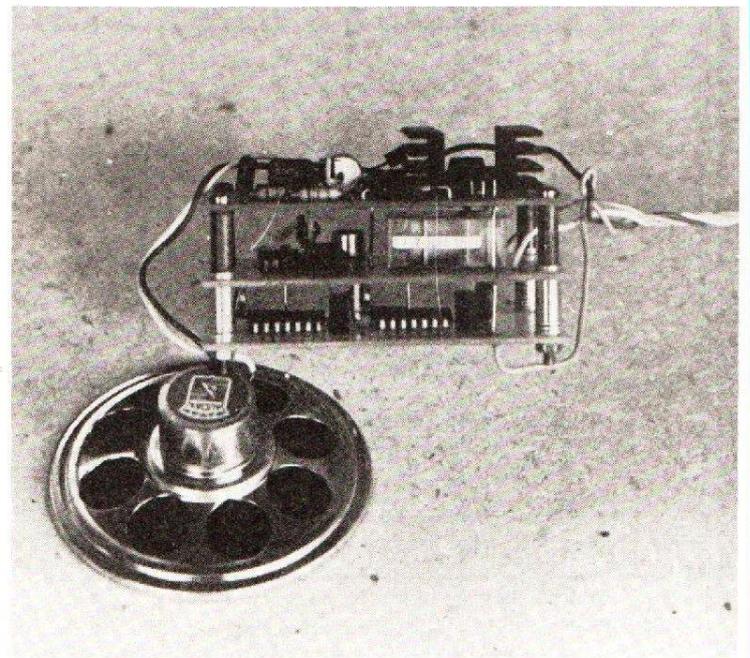
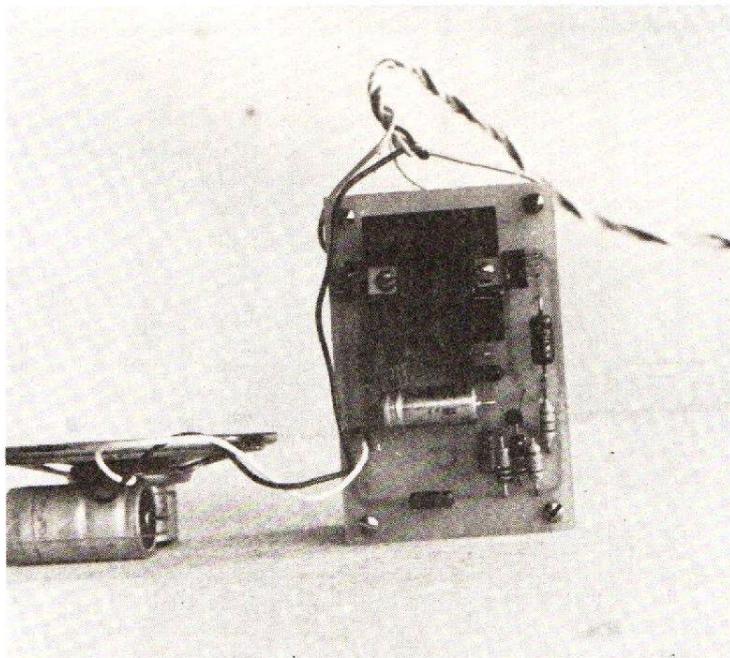
Le tracé des pistes cuivrées est donné à la figure 7, toujours à l'échelle 1. Les liaisons sont un peu plus nombreuses. De la bande de 1,27 mm de largeur et des pastilles de \varnothing 2,54 mm font parfaitement l'affaire. Tous les perçages sont effectués à un diamètre de \varnothing 1 mm. On reprend

ensuite les 4 trous de fixation à \varnothing 3,2 mm. (Il en sera de même par la suite pour la fixation des transistors Q₄ et Q₅).

2) Câblage du module

Le plan de câblage est fourni à la figure 8, il n'est pas trop chargé. Les composants sont encore repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur de chacun d'eux. On commence par mettre en place toutes les résistances, puis les condensateurs C₅ - C₇ et l'électrochimique C₆. On termine par les transistors Q₂ - Q₃ - Q₄ et Q₅.

La mise en place des transistors de puis-



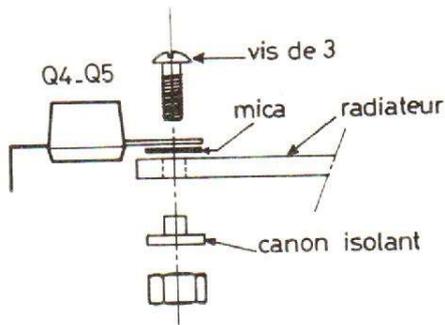


Fig. 9

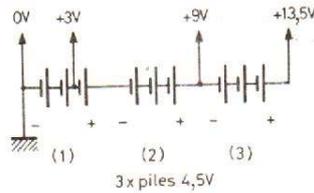


Fig. 10

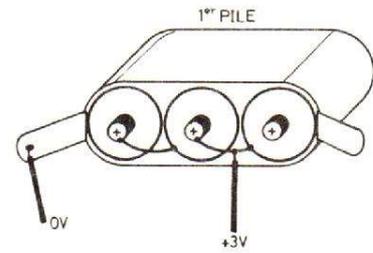


Fig. 11

sance Q_4 et Q_5 demande quelques explications, appuyées par le schéma figure 9.

Le collecteur des transistors Q_4 et Q_5 étant relié à la bride métallique de fixation, ceci oblige à isoler ces collecteurs du dissipateur thermique pour ne pas mettre l'alimentation en court-circuit.

La figure 9 montre clairement la fixation de Q_4 et Q_5 sur le radiateur, ne pas oublier la **rondelle de mica** et le **canon isolant** pour visserie de 3.

On termine par le décapage de la résine des points de soudure avec du trichloréthylène.

3) Nomenclature des composants

- R_8 : 680 k Ω 0,5 W \pm 5 %
- R_9 : 2,7 M Ω 0,5 W \pm 5 %
- R_{10} : 560 k Ω 0,5 W \pm 5 %
- R_{11} : 12 Ω 0,5 W \pm 5 %
- R_{12} : 10 Ω 0,5 W \pm 5 %
- R_{13}, R_{14} : 1 Ω / 3 W bobinée
- R_{15} : 200 Ω 0,5 W \pm 5 %
- C_5 : 47 nF/100 V

- C_6 : 220 μ F/25 V
- C_7 : 0,1 μ F/63 V
- Q_2 : MPSA 12
- Q_3 : MSS 1000
- Q_4 : MPSU 01
- Q_5 : MPSU 51
- Dissipation thermique
- Visserie de 3
- Canons isolants
- Rondelles mica
- Haut-parleur de 8 Ω /2 W

IV - ALIMENTATION DES MODULES

Si on se reporte au schéma de principe de la figure 2, on constate que la tension d'alimentation la plus élevée est de 13,5 volts (amplificateur BF). Devant être alimentée par des piles, cette sirène demande donc l'utilisation de 3 piles standards de 4,5 V montées en série. C'est ce

qu'indique la figure 10. Trois tensions sont nécessaires pour faire fonctionner cette maquette : + 13,5 V - + 9 V et + 3 V.

La tension + 3 V est prélevée sur la pile (1), comme l'indique la figure 11, une pile standard de 4,5 V est réalisée à partir de 3 éléments cylindriques de 1,5 volt, le + 3 V est donc obtenu par les 2/3 de la pile (1).

V - ESSAI DES MODULES

Les trois modules sont essayés indépendamment. On commence par l'amplificateur BF. Dès la mise sous tension, en touchant l'extrémité du condensateur d'entrée C_5 , on doit entendre un grognement dans le haut-parleur.

On met ensuite sous tension le module générateur « pim-pom ». On injecte alternativement les 2 signaux dans l'amplifica-

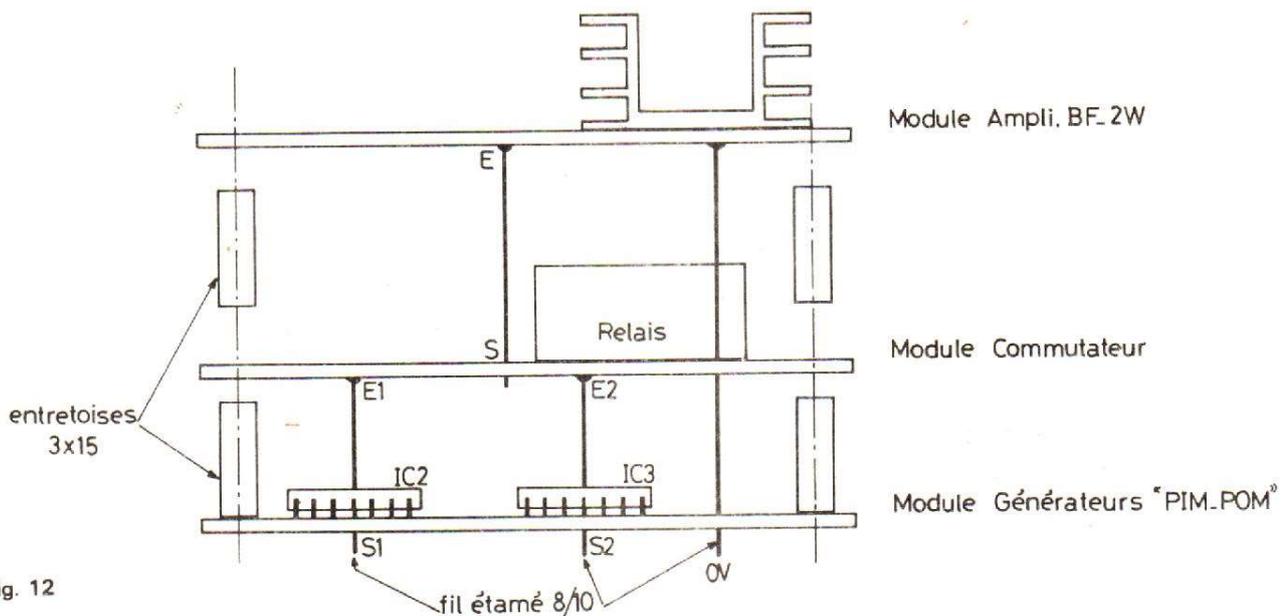
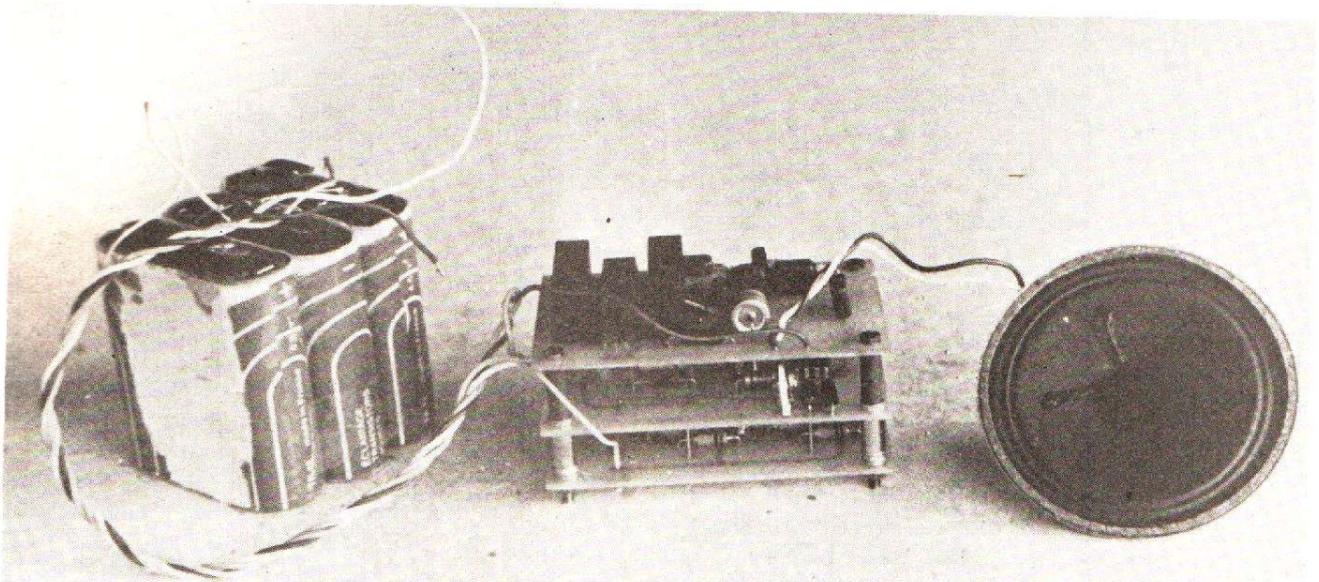


Fig. 12



teur afin de constater le bon fonctionnement des MC 14011 CP.

Dès que l'on applique la tension + 9 V au module commutateur, le relais doit commuter avec une fréquence plus ou moins rapide, fonction de la position de l'ajustable RV_1 .

VI - ASSEMBLAGE DES 3 MODULES

Afin de réaliser une maquette dans un faible volume, les 3 modules sont empilés les uns sur les autres, comme l'indique la figure 12, dans l'ordre suivant :

- Module amplificateur BF
- Module commutateur
- Module Générateurs « pim-pom »

Chacun de ces modules est espacé par des colonnettes de 15 mm de hauteur, ce qui est suffisant pour les composants utilisés.

L'étude de ces 3 modules a été effectuée de telle sorte qu'une fois les plaquettes empilées, on puisse effectuer entre eux des

liaisons directes avec des fils de cuivre étamé de 8/10.

La figure 12 permet de voir ces liaisons : le 0 V, $S_1 \rightarrow E_1$, $S_2 \rightarrow E_2$, $S \rightarrow E$.

Cette disposition permet de fixer cette électronique aisément à l'intérieur d'un fourgon de police téléguidé, tout comme la batterie de piles et le haut-parleur.

VII - RÉGLAGE DES AJUSTABLES RV_1 - RV_2 et RV_3

On commence par ajuster RV_1 pour un temps de commutation max., soit environ 2 secondes.

Avec RV_2 on cherche la fréquence de la première note « pim » (on a pour cela 2 secondes).

Le calage en fréquence obtenu, même opération avec RV_3 après commutation du relais. On recherche alors le « pom ».

On revient sur RV_1 afin de précipiter le temps de commutation pour obtenir le « pim-pom ». Si les fréquences sonnent

mal à l'oreille, retoucher légèrement RV_2 et RV_3 .

La sirène de police est alors prête à retentir.

VIII - ET POURQUOI PAS LES POMPIERS !

Peut-être avez-vous déjà remarqué (si vous habitez une grande ville, c'est certain !) que la sirène des pompiers ressemble énormément à celle de la police, à un petit détail près, le temps de commutation est plus long pour les véhicules rouges.

Il suffit donc tout simplement d'ajuster RV_1 pour obtenir des impulsions plus espacées et ainsi sonoriser votre maquette de pompier.

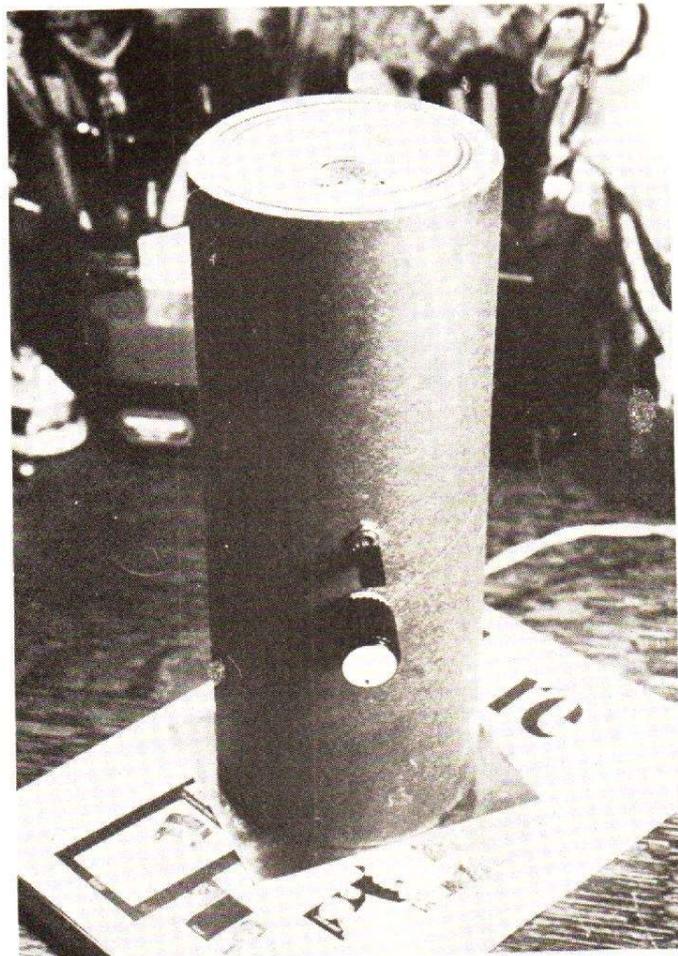
IX - NOTA

La consommation totale des modules n'étant tout de même pas négligeable, il est intéressant d'utiliser des piles rechargeables.

AMPLIFICATEURS

EN

C. MOS



UNE des applications les plus amusantes et les plus pratiques des inverseurs CMOS – circuits initialement prévus pour travailler en logique tout ou rien – est l'amplification directe de faibles signaux provenant de microphones, de capteurs magnétiques ou autres sources de signal.

L'Hexuple inverseur 4069 ou 74C04, qui a déjà fait l'objet d'une attention toute particulière de la part du « Haut-Parleur », constitue dans l'amplificateur que voici la pièce maîtresse.

La figure 1 donne son schéma d'ensemble. Nous y remarquons un potentiomètre de volume P_v pouvant être installé en entrée ou même entre deux étages intermédiaires, dans le cas où on voudrait améliorer le rapport signal/bruit et en supposant qu'on eut la plage de variations des signaux à amplifier. Suivent deux étages d'amplification dont le gain peut être

réglé par le jeu des résistances R_3 , R_2 , suivies d'un 3^e étage d'amplification obtenu par la mise en parallèle des 4 parmi les 6 inverseurs. Ceci a pour but d'augmenter le courant de charge qui est constitué par un étage de sortie à deux transistors complémentaires, polarisés par l'intermédiaire de deux diodes D_1 , D_2 et par la résistance R_6 . L'étage final bénéficie d'un contre-réaction positive par la résistance R_6 qui crée une polarisation dynamique, en fonction du signal. Les 4 inverseurs en parallèle sont contre-réactionnés directement sur la sortie du signal, au point commun des émetteurs de transistors T_1 , T_2 , à travers les résistances R_5 et R_4 . Sur tous les étages, à l'exception du premier, le gain peut être réglé pour toute valeur inférieure à 80 – 100 à l'aide des rapports R_3/R_2 , ou R_5/R_4 . Nous bénéficions, ainsi, d'une réjection des distorsions dues aux variations de charge ou des tensions

d'alimentation ou bien aux non-linéarités d'amplification de chaque étage.

Dans notre cas, le gain du premier étage est fixé par la résistance R_1 et par le potentiomètre P_v . Avec les jeux de résistances que nous avons choisies, les rapports sont :

- R_3/R_2 , d'environ 5
- R_5/R_4 , d'environ 2.

et, compte tenu du gain variable entre 10 et 100 du 1^{er} étage, nous obtenons une amplification globale d'environ 100 à 1 000. Nous avons choisi des amplifications très faibles, pour les étages intermédiaires, afin de linéariser au maximum les caractéristiques statiques et les réponses en fréquence.

D'autres amplifications sont permises. On pourrait, en plus, utiliser un 3^e ou un 4^e étage d'amplification sur les 4 mis en parallèle.

Nous vous rappelons que la mise en parallèle des sorties des inverseurs est permise quand ils reçoivent le même signal d'entrée. Ceci suppose

que leurs caractéristiques ne diffèrent pas de plus de 1 ou 2 %.

Rappelez-vous que tout se passe comme dans les transformateurs où on met des enroulements en parallèle.

REALISATION

Le circuit imprimé, que nous avons réalisé, vous est présenté sur la figure 2.

Nous avons utilisé la méthode qui enlève le minimum de cuivre pour profiter des qualités de refroidissement de la feuille de cuivre. En effet, du point de vue thermique, seule compte, pour le dégagement de la chaleur, la surface de contact avec l'air ambiant ; la masse du radiateur n'intervient que du point de vue de l'inertie thermique. L'analogie que nous pourrions faire, entre les radiateurs thermiques et les circuits électriques connus, est la suivante :

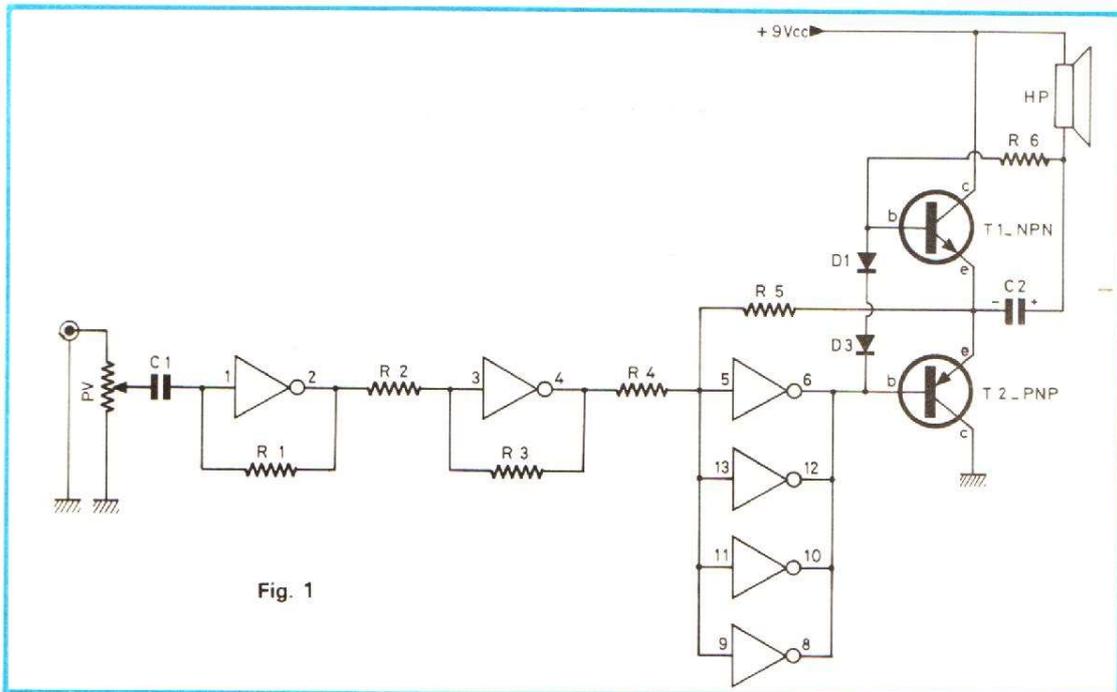


Fig. 1

refroidir restera, en moyenne, constante.

Dans notre exemple, vu la puissance relativement modeste de sortie (4 W maximum) la surface de cuivre que nous avons allouée au refroidissement de chaque transistor, même si elle n'a pas une grande capacité thermique, est suffisante pour la bonne marche de l'amplificateur.

La figure 3 vous donne l'implantation des composants. Le câblage est archi-simple, ne demandant d'attention particulière qu'à l'établissement d'un bon contact entre les collecteurs de transistors, qui représentent en même temps le plus et le moins de la tension d'alimentation, et les surfaces du cuivre de refroidissement.

Pour mieux refroidir encore, il serait souhaitable de peindre en noir ces zones de cuivre. La photo 1 vous donne le côté cuivre de la réalisation. Nous y remarquons deux vis

Imaginez une source d'impulsions positives qui débite sur une charge. Il y a des moments où la tension crête instantanée peut dépasser certaines valeurs maxima-

les permises. Que faites-vous pour maintenir une valeur moyenne raisonnable de la tension sur la charge? On branche un condensateur en parallèle sur celle-ci. Ce

condensateur filtrera les crêtes dangereuses. Un radiateur massif est, par analogie, ce condensateur. Il prendra sur lui les crêtes de puissance et la température des transistors à

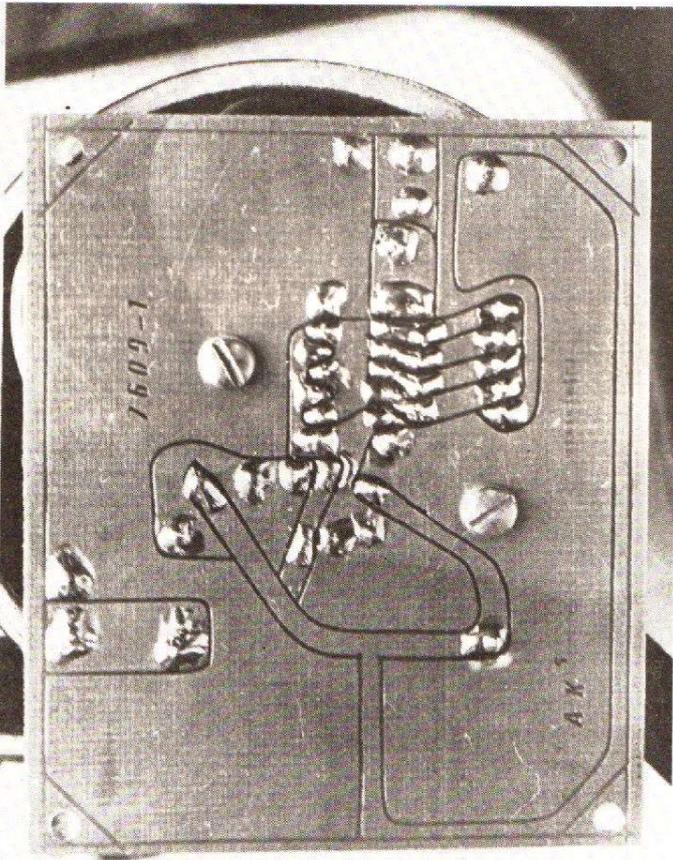


Photo 1

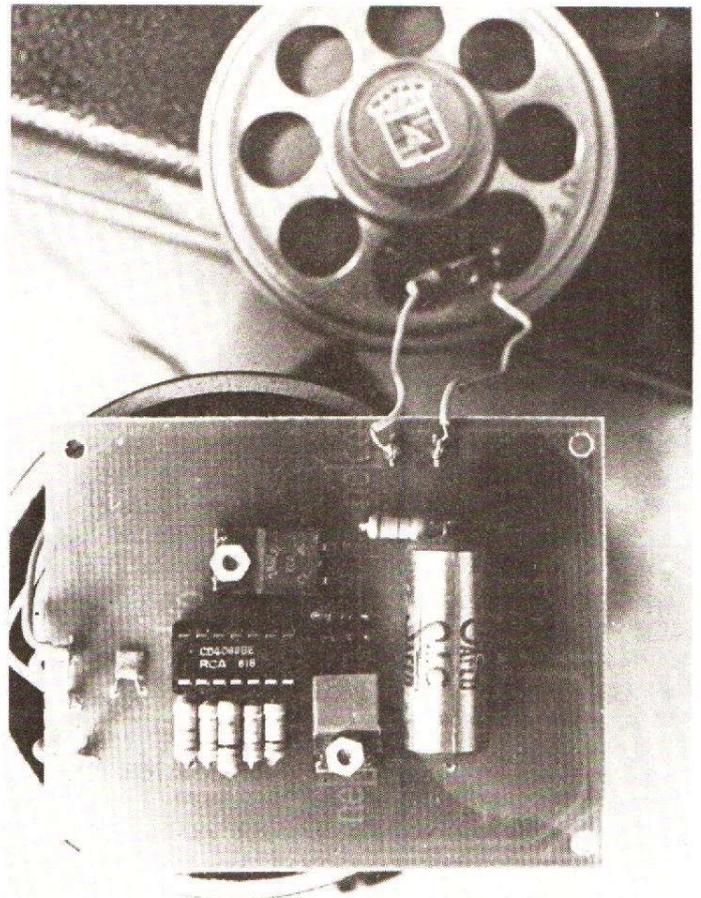


Photo 2

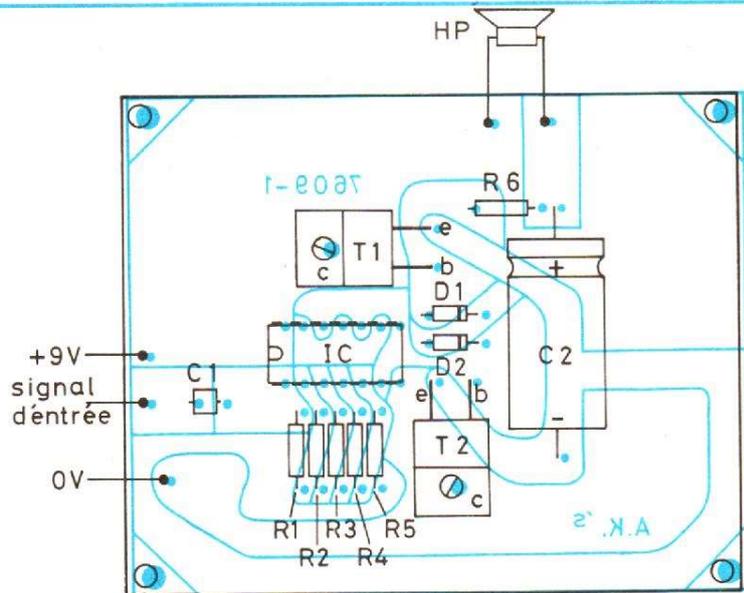


Fig. 2

LISTE DE COMPOSANTS

- P_v : 1 M Ω , log.
- C_1 : 47 pF/10 V.
- R_1 : 22 M Ω ; 0,2 W.
- R_2 : 47 k Ω ; 0,25 W.
- R_3 : 200 k Ω ; 0,25 W.
- R_4 : 47 k Ω ; 0,15 W.
- R_5 : 100 k Ω ; 0,25 W.
- R_6 : 680 Ω ; 0,25 W.
- C_2 : 1 000 μ F/10 V.
- $D_{1,2}$: 1 N 914.
- T_1 : 2 N 6291.
- T_2 : 2 N 6108.
- CI : CD 4069, RCA, ou bien MM 74C04 National semi-conducteur, ou MC 14069 Motorola, etc.

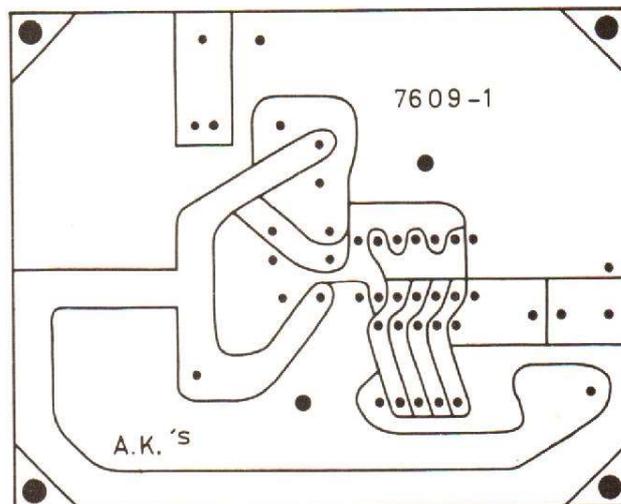


Fig. 3

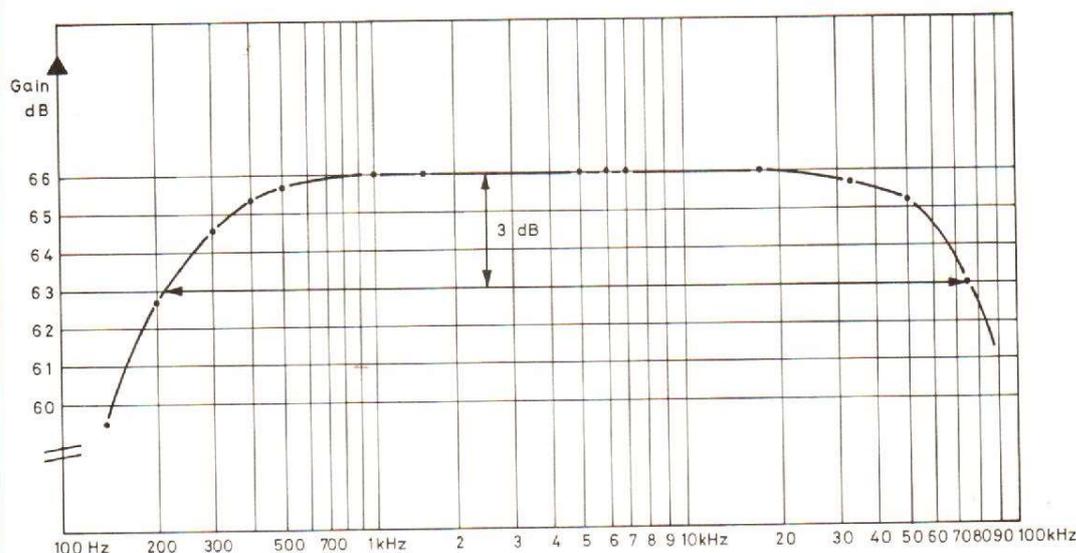


Fig. 4

à tête bombée très large, en laiton ou en cuivre pour une meilleure circulation de la chaleur.

La photo 2 montre le côté pièces du circuit final, ainsi que le câblage du haut-parleur.

RESULTATS ET MESURES

En alimentant à 9 V l'amplificateur et sur un haut-parleur de 2 Ω , nous avons obtenu les courbes de fréquence que vous montre la figure 4. La tension de sortie présente moins de 1 % de distorsion, jusqu'à 4 V crête à crête correspondant à une puissance d'environ 1 W à la sortie.

Comme le montre la photo 3, le tout se trouve monté à l'intérieur d'un tube en carton, provenant d'un rouleau consommé de papier à photocopier. Nous avons mis un couvercle sur un des côtés. En remontant de la base, on trouve deux piles plates de 4,5 V., le potentiomètre de volume et le commutateur de marche-arrêt. Le circuit imprimé est sur la diagonale du cylindre et le haut-parleur à l'autre extrémité.

La principale qualité de ce circuit est son prix très très modique (1,70 F pour le circuit intégré, par 100 pièces). Ce qui est aussi à retenir est qu'on a toujours la possibilité d'une utilisation non-destructive d'un circuit intégré pour un autre but que celui dans lequel il a été conçu initialement.

Nous tirons, par exemple, notre chapeau à ceux qui, les premiers, ont utilisé les amplificateurs opérationnels 741, à sorties par les bornes d'alimentation, pour en faire des amplificateurs de puissance.

ECLAIRAGE PERMANENT

DES TRAINS

MODELE REDUIT

EN regardant un réseau miniature, on voit la gare bien éclairée, le signal passer au vert, le train bien éclairé s'approcher de la station. Mais alors ses wagons s'obscurcissent progressivement, pour s'éteindre avant l'arrêt du train. L'illusion partie, les trains miniatures montraient une fois de plus leurs limites. Mais il est très facile de prévoir un éclairage permanent. Et de plusieurs façons.

Jusqu'à présent, du moins dans la majorité des cas, la tension du moteur est également utilisée pour l'éclairage des trains. Nous avons donné le résultat ci-dessus : à chaque modification de vitesse, l'éclairage varie, pour s'éteindre à l'arrêt.

Pour éviter cela, il faut une source indépendante pour l'éclairage. Mais il n'existe que deux rails, déjà utilisés pour le courant de traction. Il faut pourtant que la tension d'éclairage ait au moins un pôle séparé du circuit de traction.

Le plus simple consiste à utiliser la caténaire. Le schéma correspondant est

représenté par la figure 1. Ici, le courant de traction parvient à la locomotive par les rails. R_1 est un potentiomètre bobiné de puissance suffisante, en série entre la source de courant de traction B_1 et le moteur M_1 . Il permet de faire varier la vitesse du train. Le courant de l'ampoule d'éclairage La_1 de la locomotive circule dans la caténaire, est prélevé par le pantographe et enfin passe dans l'ampoule. Le retour commun par un rail ne provoque aucune interférence entre le courant de traction et celui de l'éclairage. On peut considérer ce rail comme une masse commune. Le courant d'éclairage est obtenu par

une seconde source B_2 , et une deuxième résistance ajustable R_2 permet de commander le niveau d'éclairage.

Mais on peut procéder autrement. Par exemple comme sur les chemins de fer allemands - ou du moins de façon très similaire. Les chemins de fer sont éclairés à partir de batteries d'accumulateurs rechargés par des dynamos durant la circulation. Des dynamos comparables seraient trop coûteuses pour les modèles réduits. On utilise simplement la tension des rails pour la charge. Comme indiqué par la figure 2.

Comme la polarité de la tension peut être inversée selon le sens de circulation des trains (ce qui est souligné par l'inverseur de polarité), il faut prévoir un redresseur en pont formé par les diodes D_1 à D_4 . Le petit accumulateur B_4 est alors toujours chargé avec la polarité correcte. Les

ampoules La_2 et La_3 sont donc éclairées même à l'arrêt du train. Mais leur luminosité ne peut plus être commandée de l'extérieur. Comme on désire en général une luminosité régulière, une petite résistance ajustable (R_4) dans le train suffit presque toujours. Grâce au redresseur en pont, ce montage est également utilisable avec les trains à courant alternatif.

Pour éviter une surcharge des accumulateurs, leur tension maximale de charge doit être supérieure à la tension maximale de traction moins les 2 V de chute de tension aux bornes des diodes. Les accumulateurs dont la charge est ainsi toujours incomplète ne peuvent donc éclairer le train que pendant une durée limitée. Le montage de la figure 3 exige moins de moyens, mais n'est pas sans inconvénients. Il est alimenté en alternatif par un généra-

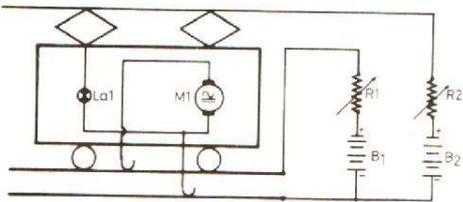


Fig. 1. - Eclairage du train par la caténaire.

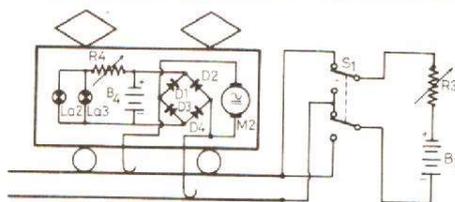


Fig. 2. - Eclairage du train par accumulateur embarqué.

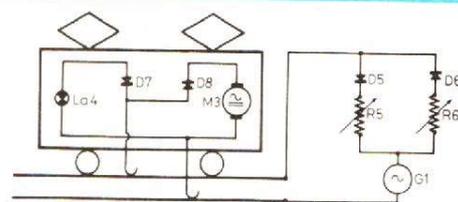


Fig. 3. - Courant de traction et d'éclairage du train par des demi-alternances séparées.

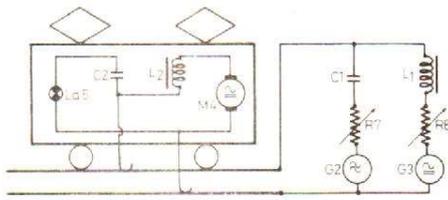


Fig. 4. - Eclairage du train par un générateur BF G2.

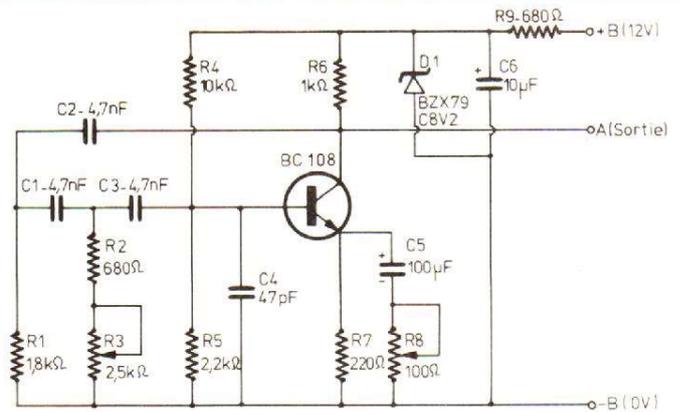


Fig. 5. - Schéma du générateur BF.

teur G_1 qui représente ici l'enroulement secondaire correspondant d'un transformateur. Les diodes D_5 et D_7 ainsi que D_6 et D_8 font que les alternances positives n'agissent que sur le moteur M_3 et les négatives uniquement sur l'éclairage de l'ampoule La_4 . On peut les régler individuellement par les potentiomètres R_5 et R_6 . Comme le courant ne circule dans chaque circuit que pendant la moitié du temps, il faut que la tension délivrée par le transformateur soit presque une fois et demi (exactement 1,41 fois) celle requise, et qu'il puisse délivrer la puissance nécessaire. Les deux rails de la voie suffisent ici pour transporter individuellement les deux courants. Mais l'inversion du sens de marche n'est absolument plus possible avec les locomotives à courant continu, et difficile à réaliser

avec les locomotives à courant alternatif.

Il ne reste donc que la possibilité de fréquences différentes. C'est la méthode la plus élégante, mais malheureusement aussi la plus coûteuse. Son principe est exposé par la figure 4. Alors que la tension de traction est prélevée comme précédemment sur le générateur G_3 , c'est-à-dire d'un pupitre de commande continu ou alternatif, le générateur d'éclairage délivre une tension de fréquence nettement plus élevée, par exemple de 10 kHz. Grâce à la grande différence des fréquences, celles-ci peuvent être additionnées par des impédances, puis à nouveau séparées.

On sait que l'impédance des condensateurs décroît lorsque la fréquence augmente. Les bobinages ont un comportement exactement inverse. Ils sont d'autant plus conduc-

teurs que la fréquence est faible. On exploite ces deux comportements. Dans le circuit de traction, on trouve les inductances à fer L_1 et L_2 , qui laissent passer le courant de traction presque sans aucun affaiblissement, mais opposent une impédance tellement élevée au courant d'éclairage qu'il ne peut circuler ni dans le moteur, ni dans le générateur. De la même façon, les condensateurs C_1 et C_2 du circuit d'éclairage ne laissent passer que le courant d'éclairage, bloquant celui de la traction.

Pour diverses raisons, la tension d'éclairage doit être pratiquement exempte d'harmoniques. C'est pourquoi on ne peut utiliser que des tensions sinusoïdales. Il faut donc prévoir des générateurs BF et amplificateurs de puissance de caractéristiques Hi-Fi. Seule la construction par

l'amateur reste dans des limites de prix acceptables, surtout que certaines conditions sont posées à l'amplificateur au point de vue immunité aux courts-circuits. Car les trains miniatures ont tendance à dérailler.

Liste des composants du générateur BF :

- 1 circuit imprimé ELO 11
- 1 transistor BC 109 C ou BC 173 C, BC 174 C, BC 238 ou similaire.
- 1 diode zener ZPD 8,2 ou similaire.

Résistance 1/10 W

- 1 220 Ω - 1 1,8 k Ω .
- 1 280 Ω - 1 2,2 k Ω .
- 1 1 k Ω - 1 10 k Ω .
- 1 ajustable 100 Ω
- 1 ajustable 2,5 k Ω .

Condensateurs

- 1 47 pF céramique ou feuille métallisée.
- 3 4,7 nF feuille métallisée.
- 1 chimique 10 μ F/25 V
- 1 chimique 100 μ F/25 V

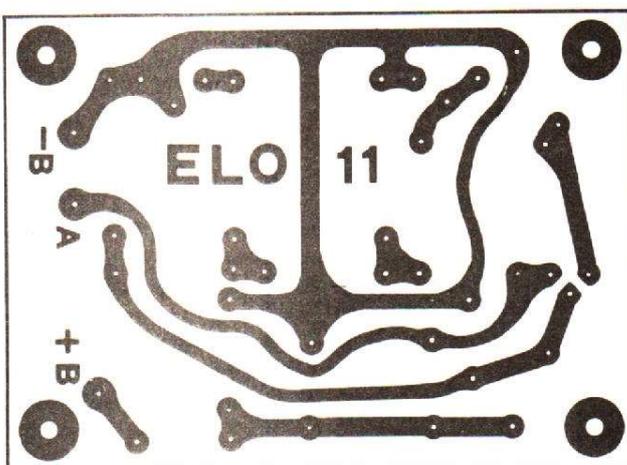


Fig. 6. - Le circuit imprimé est très simple.

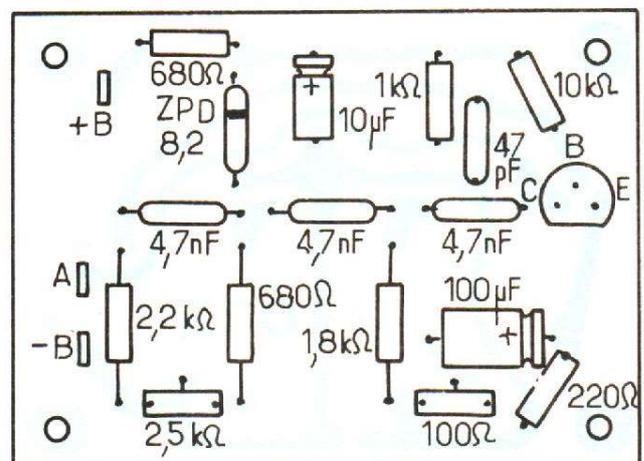


Fig. 7. - Disposition des composants.

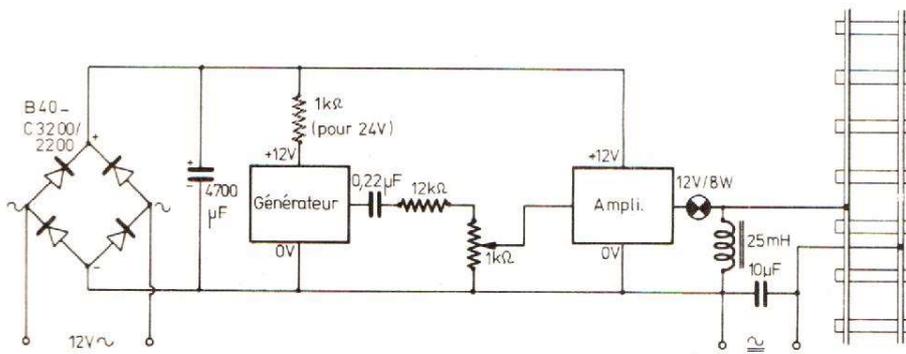


Fig. 8. - Branchement du générateur BF et de l'amplificateur à circuit intégré. L'alimentation est prélevée sur le pupitre de commande. Les tensions ne sont qu'indicatives.

Le générateur BF, un simple oscillateur RC, est monté selon la figure 5, et construit selon les figures 6 et 7. Pour une tension d'alimentation de 12 à 16 V, il délivre une tension de sortie de 2 V exactement. Cette tension est stabilisée. C_2 , R_1 , C_1 , R_2 et R_3 ainsi que C_3 et la mise en parallèle de R_4 et R_5 sur la résistance d'entrée du transistor T_1 constituent le triple circuit de déphasage du générateur. Sa fréquence peut varier d'environ $\pm 20\%$ à l'aide de R_3 , pour éliminer les éventuels sifflements audibles. Pour T_1 , il faut utiliser un transistor ayant un gain en courant d'au moins 200. Pour éviter un accrochage en bande II (FM), on a prévu C_4 .

R_8 permet d'ajuster la contre-réaction. C'est elle qui permet de réduire les harmoniques de la tension de sortie, donc le rayonnement parasite. La tension d'alimentation est stabilisée par une diode zener de 8,2 V avec une résistance série R_9 .

La figure 8 montre comment brancher le générateur BF et l'amplificateur sur la source d'alimentation et les rails. On voit que l'installation complète est alimentée sous 12 à 14 V continus obtenus par un transformateur à secondaire 12 V - 2 A. Un condensateur électrochimique unique suffit pour le filtrage. Il doit avoir une capacité de 47000 μF et une tension de service de 20 V ou plus. L'ampoule automobile de

12 V et 6 à 10 W placée à la sortie de l'amplificateur BF constitue une protection supplémentaire contre les courts-circuits. Elle s'éclaire en cas de surcharge et indique celle-ci. L'inductance est de 25 mH, et doit être prévue pour des courants moteurs jusqu'à 1 A. Ses caractéristiques sont : noyau M 42 x 0,35 x 0,5 (Transformateur pour petit haut-parleur) avec 245 tours en 65/100 émaillé. Le courant de traction est prélevé sur le pupitre normal. Pour éviter qu'un courant d'éclairage circule dans le circuit de traction, on a prévu en outre un condensateur électrochimique de 10 μF .

La commande de luminosité de la figure 8 peut varier entre zéro et la pleine puissance. Elle a deux autres tâches : éviter la saturation de l'amplificateur et donc la création d'harmoniques, et faciliter la mise sous tension de l'éclairage lorsque le train comporte la totalité ou presque des vingt ampoules d'éclairage autorisées. Toutes les ampoules possèdent une très faible résistance tant qu'elles sont éteintes. Cette résistance peut être jusqu'à dix fois plus faible pour l'ampoule allumée. Les ampoules ont donc besoin d'un très grand courant lors de la mise sous tension, capable de surcharger l'amplificateur. Ce qui est impossible si on agit lentement sur le potentiomètre de 1 k Ω .

Si on veut illuminer simul-

tanément jusqu'à 40 ampoules, l'amplificateur peut être alimenté sous 24 V. Mais la borne positive du générateur BF doit alors être alimentée à travers une résistance de 1 k Ω /0,25 W. Elle est représentée en pointillé sur la figure 8 et n'est pas nécessaire sous 12 V. En fonctionnement sous 24 V, Les ampoules se branchent en série par groupes de deux, et la résistance de 12 k Ω est à ramener à 6,8 k Ω .

L'amplificateur travaillant en permanence, il est conseillé dans les deux cas de le refroidir. Pour cela, on visse un radiateur ayant au moins les dimensions du circuit imprimé sur le circuit intégré. Attention, il doit être isolé des pièces sous tension.

La figure 9 montre comment les ampoules sont branchées. Chacune est en série avec un condensateur de 0,22 μF qui empêche la tension du moteur de se superposer à celle de l'éclairage. Sinon chaque modification de vitesse ferait varier l'éclairement. Les ampoules 12 V/30 mA (p. ex. Philips type 12 522) se sont avérées idéales pour cet emploi.

L'inductance représentée en série avec le moteur sur la figure 4 peut être supprimée. L'impédance à 10 kHz des moteurs usuels est suffisamment élevée. Mais une résistance doit être placée en série avec les ampoules de la locomotive pour éviter leur surcharge si elles ne sont pas ali-

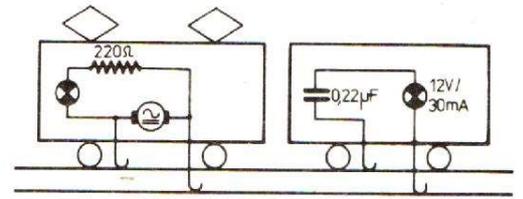


Fig. 9. - Alimentation des ampoules d'éclairage du train. La résistance de 220 Ω en série avec l'ampoule de la locomotive doit être déterminée expérimentalement.

mentées à travers un condensateur. La valeur de cette résistance sera déterminée par essais successifs.

Si les feux avant et arrière de la locomotive sont commutés par des diodes, ce montage devient inopérant, et tous les feux s'allument à demi-brillance en cas d'absence de courant de traction. Si les trains doivent rester éclairés sur des tronçons de voie (blocs) hors tension, tous les blocs doivent être reliés entre eux par des condensateurs de 10 μF .

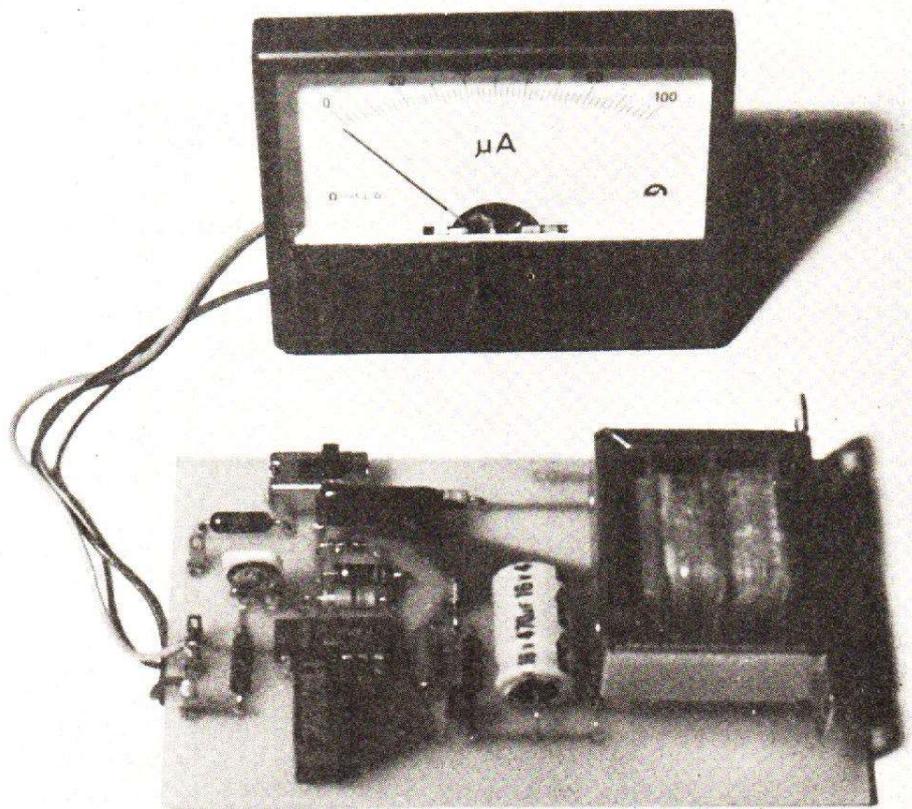
Un mot encore sur le réglage de la contre-réaction du générateur BF. Pour les premiers essais, on place R_8 sur la valeur la plus faible. La tension de sortie est alors au maximum, mais présente une forte distorsion. Lorsque tout fonctionne correctement, on augmente la valeur de R_8 jusqu'à ce que l'éclairement des ampoules baisse. On a alors atteint le réglage présentant le moins d'harmoniques.

Le circuit imprimé nécessaire à la réalisation de ce montage pourra être fourni aux lecteurs qui en feront la demande à la rédaction.

BIBLIOGRAPHIE

Knobloch W. : Dauerlicht für Modelleisenbahnen, ELO 4/75, PP. 46 - 48.

Un compte-tours expérimental



à base de TTL

À U cœur du dispositif est un monostable MIC 74121 qui convertit les mesures digitales en affichage analogique par l'intermédiaire d'une bobine à cadre mobile.

La valeur mesurée est transmise sous forme de cadence d'impulsions.

Un signal électrique proportionnel à la vitesse de rotation est délivré soit mécaniquement, optiquement ou magnétiquement comme dans notre montage où figure un relais Reed, ce qu'indique le schéma de la figure 1.

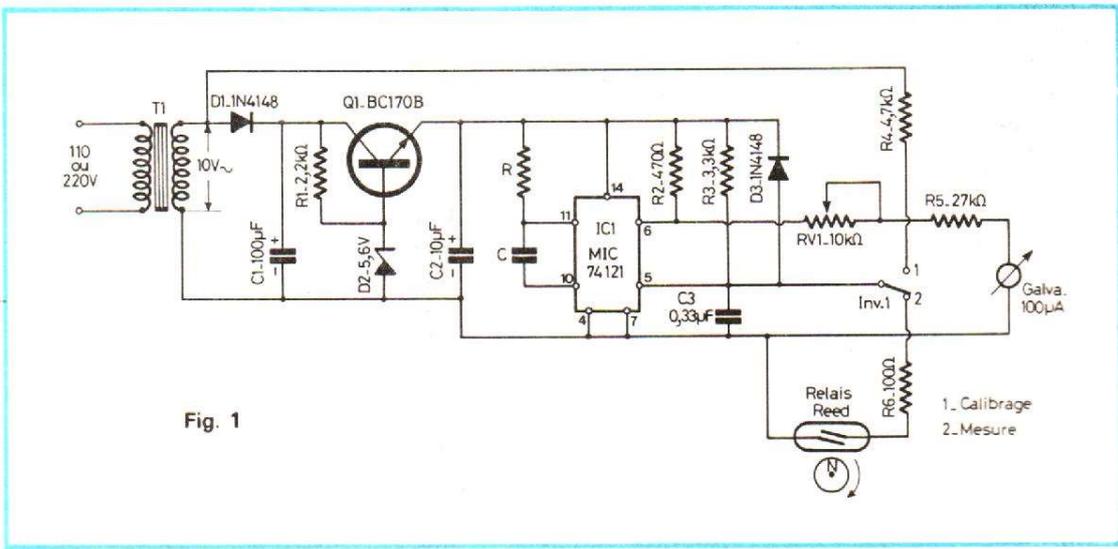


Fig. 1

Plage	R	C
1kHz	22kΩ	47nF
10kHz	22kΩ	4,7nF
100kHz	2,2kΩ	4,7nF
1MHz	2,2kΩ	470pF

TABLEAU I

Plage	R	C
1000T/min.	12kΩ	4,7μF
6000T/min.	22kΩ	0,47μF
10 000T/min.	12kΩ	0,47μF

TABLEAU II

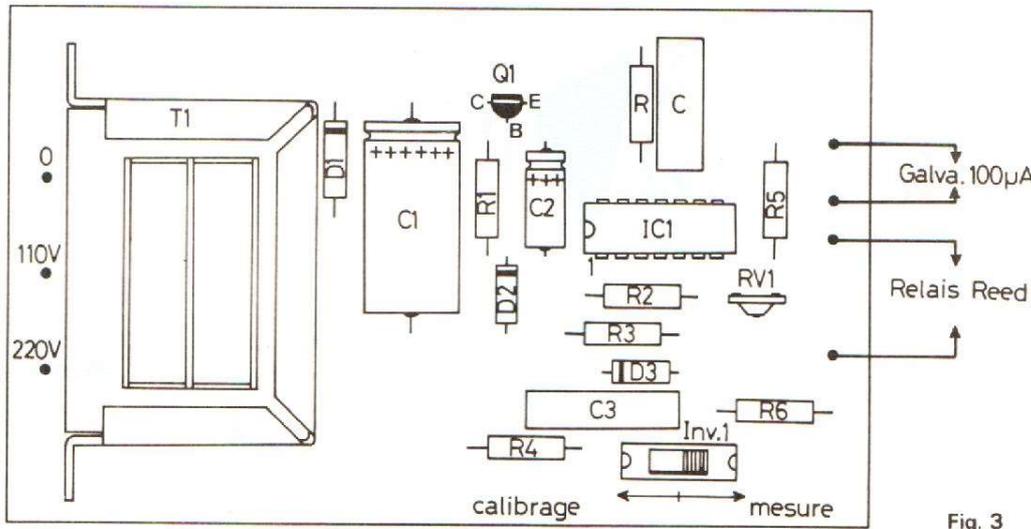
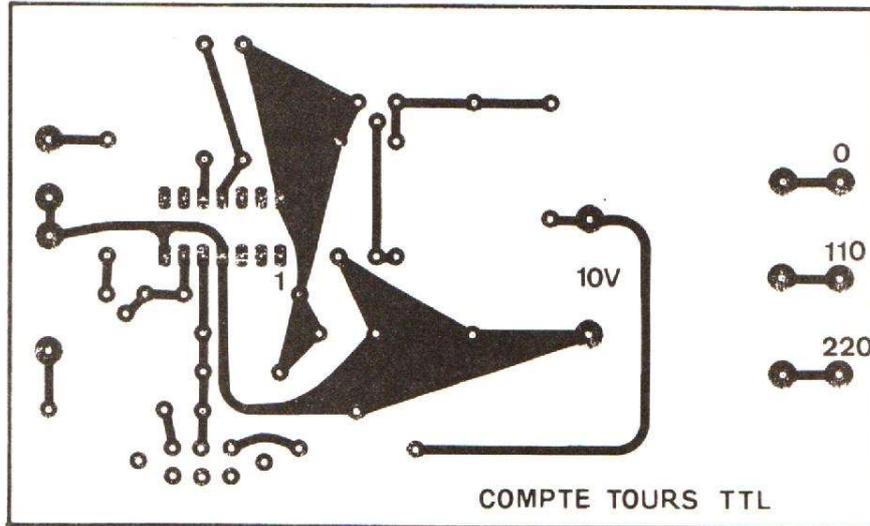


Fig. 3

Le relais délivre des impulsions à l'entrée positive de déclenchement du monostable (broche 5 du MIC 74121). Le condensateur à cette entrée sert à supprimer le rebond du contact, pour éviter que la bascule ne soit déclenchée plusieurs fois par la même impulsion. La durée

d'impulsion à la sortie du monostable est constante, étant déterminée par le réseau RC aux broches 10 et 11 de IC₁. Les valeurs de R et C pour différentes plages de mesure sont fournies au tableau I.

A la sortie (broche 6) est branchée la bobine à cadre

mobile de 100 μA, à travers la résistance ajustable RV₁ - 10 kΩ qui sert au calibrage de l'affichage. L'inertie de la bobine transforme la tension de sortie pulsée en affichage direct linéaire.

Le circuit proposé peut également servir de fréquence-

ges de 10 Hz à 1 MHz. Le monostable sera alimenté par des impulsions positives compatibles avec la TTL, dont la durée périodique sera faible par rapport à la fréquence. Le condensateur C₃ - 0,33 μF à l'entrée de la TTL pourra alors être supprimé.

La précision du compte-tours sera égale aux tolérances des composants, car celles-ci ne sont pas éliminées par un ajustage, à moins que l'on ne remplace R par un trimmer pour ajuster chaque plage, par exemple à l'aide d'un générateur d'impulsions.

En principe, le circuit sera ajusté à l'aide de la fréquence du secteur : 50 Hz. La tension secondaire du transformateur est délivrée au monostable à travers un commutateur. A l'aide du trimmer RV₁, on positionnera l'aiguille de l'afficheur sur 3000 t/mn. L'affichage étant directement proportionnel à la tension d'alimentation, celle-ci sera stabilisée et aura un faible coefficient de température. Pour une consommation de 15 mA, la stabilisation en série proposée est suffisante.

Si le circuit sert de fréquence-

compteur, le tableau 2 donne les valeurs de R et C pour différentes plages de mesure.

En reprenant la formule

$$F = \frac{1}{T}$$

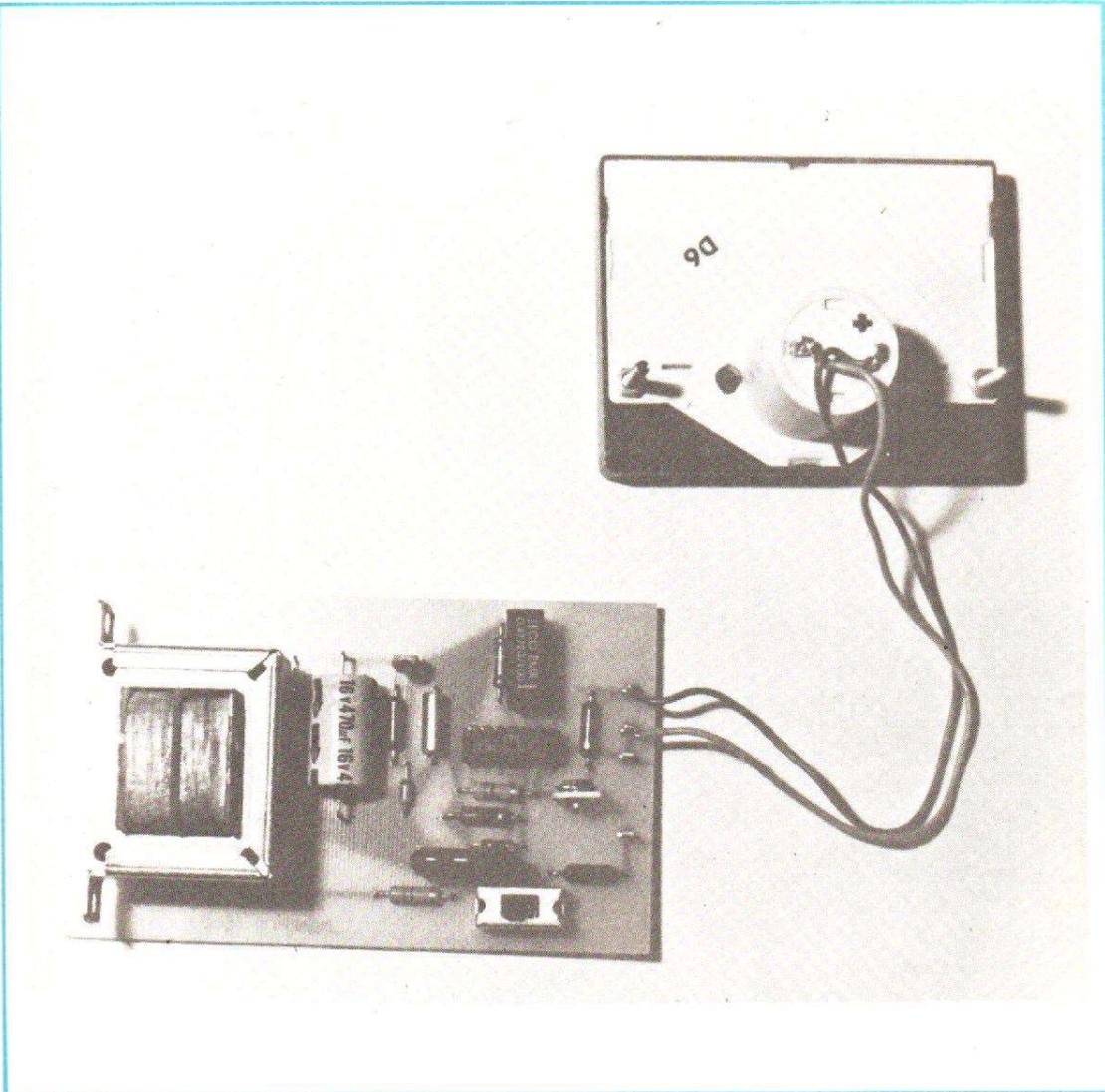
(avec F en Hz et T en seconde) et en appliquant celle-ci à la fréquence 50 Hz du secteur, nous en déduisons une période de :

$$50 = \frac{1}{T}$$

T = 0,02 s soit 20 ms (pour 1 tour ou période).

Un compte-tours étant gradué en t/minute, il nous faut convertir ce 1 t/20 ms ; ce qui dans un premier temps nous donne déjà 50 t/seconde (50 t/1 000 ms).

Comme 1 mn = 60 s, nous arrivons (pour une fréquence de 50 Hz) à 50 t x 60/minute = 3 000 t/mn.



- Résistance $\pm 1\%$ 1/2 W :
- R - 22 k Ω (pour la plage 6 000 t/mn)
- Ajustable VA 05V : RV₁ - 10 k Ω
- Condensateurs :
- C₁ - 100 μ F à 470 μ F/16 V
- C₂ - 10 μ F/25 V
- C₃ - 0,33 μ F/250 V
- C - 0,47 μ F/63 V $\pm 5\%$ ou $\pm 10\%$ max (pour la plage 6 000 t/mn)
- Semiconducteurs :
- D₁ - D₃ - 1N 4148
- D₂ - Diode zener 5,6 V/500 mW
- Q₁ - BC 170B - ITT
- IC₁ - MIC 74121 ITT
- Transformateur pour circuit imprimé 9 V (ACER)
- Relais Reed
- Galvanomètre 100 μ A (ACER)
- Commutateur pour circuit imprimé (double inverseur Jeanrenaud).

V - RÉGLAGE DU MODULE

Comme nous l'avons souligné dans le premier paragraphe, le réglage s'effectue à partir du secteur, soit à partir du 50 Hz. Les calculs nous ont amenés à une valeur de 3 000 t/mn.

Le commutateur est alors positionné en calibrage. Si les composants R et C ont pour valeurs 22 k Ω et 0,47 μ F (soit la plage 6 000 t/mn), il est évident que l'aiguille du galvanomètre doit être ajustée à la moitié de sa déviation maximale et ce avec le potentiomètre RV₁ - 10 k Ω .

Malheureusement, le galvanomètre étant gradué de 10 en 10, jusqu'à 100, la lecture de cette plage n'est pas aisée. Par contre si on choisit la plage 10 000 t/mn, le galvanomètre permet une lecture directe avec un facteur multiplicateur de 100.

Dans ce cas, le 3 000 t/mn se retrouve à la graduation 30, chose qui est facilement vérifiable en prenant pour R une valeur de 12 k Ω .

D.B.

II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Celui-ci est proposé aux lecteurs à l'échelle 1 à la figure 2. Les dimensions de la plaquette sont de 115 x 68 mm. Les liaisons ne sont pas trop nombreuses ce qui facilite la gravure d'un tel circuit.

La maquette a été réalisée avec de la bande de 1,27 mm de largeur et des pastilles de \varnothing 2,54 mm (à l'exception de l'emplacement du transformateur et des picots de sorties, les pastilles étant alors d'un \varnothing de 3,96 mm).

Tous les perçages sont effectués avec un foret de \varnothing 1 mm pour les pastilles de 2,54 mm et un foret de \varnothing 1,5 mm pour les pastilles de 3,96 mm.

Avant de commencer le câblage de la plaquette imprimée, bien désoxyder les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon Jex. Le cuivre doit retrouver son éclat métallique.

III - CÂBLAGE DU MODULE

L'emplacement des différents composants sur le circuit est donné à la figure 3. Ceux-ci étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale.

On commence par souder toutes les résistances, puis les diodes en les surélevant légèrement de la plaquette.

Ensuite on met en place les

condensateurs, le transistor, l'ajustable et le commutateur. On termine par le transformateur et le circuit intégré.

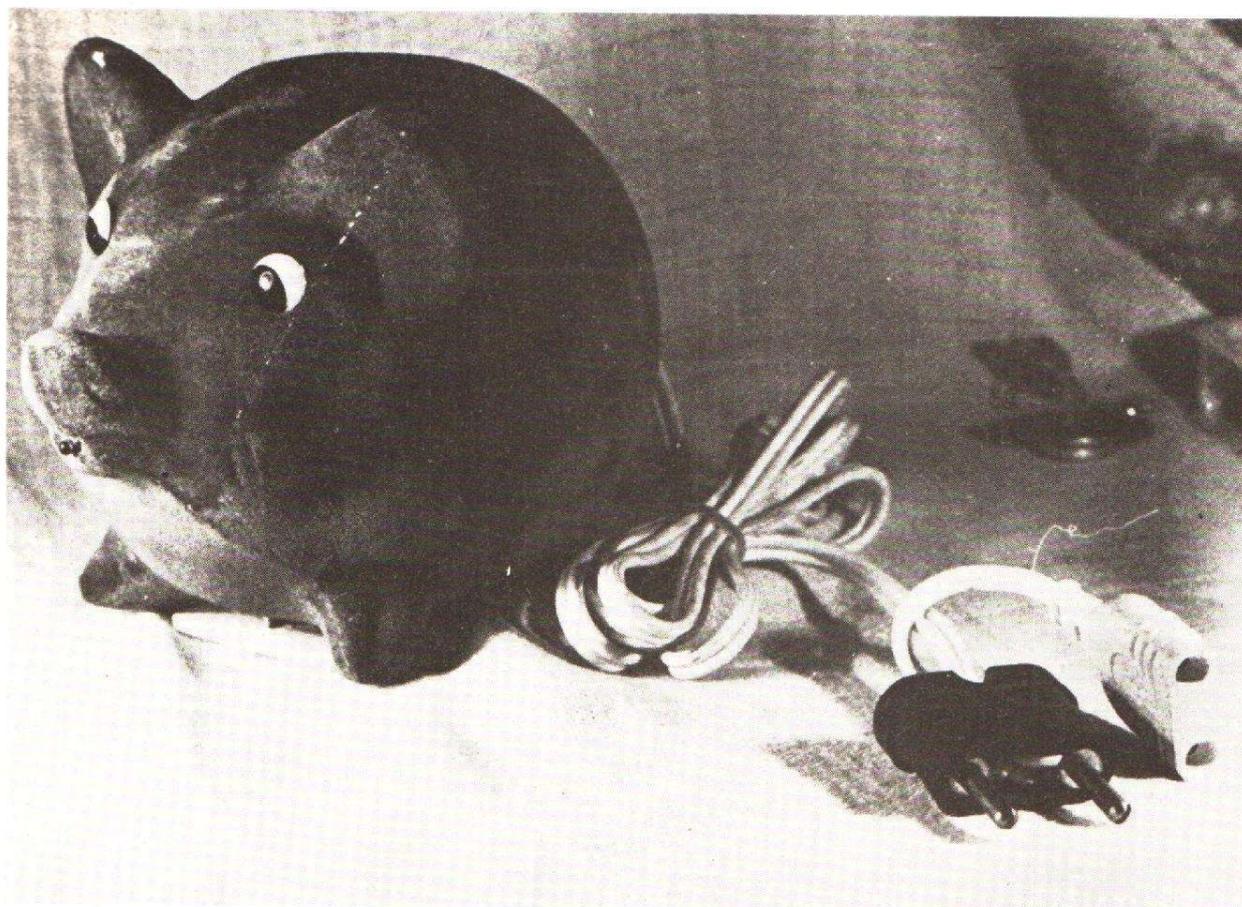
L'interconnexion du module aux composants extérieurs peut se faire en utilisant des picots soudés sur la plaquette.

Le module câblé, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène.

IV - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances à couche $\pm 5\%$ 1/2 W :
- R₁ - 2,2 k Ω
- R₂ - 470 Ω
- R₃ - 3,3 k Ω
- R₄ - 4,7 k Ω
- R₅ - 27 k Ω
- R₆ - 100 Ω

LE COCHON TIRELIRE



COMMUTATEUR à télécommande optique

LE cochon-tirelire que vous présente notre titre est unique en son genre : il est électronique et emploie un circuit de commutation nouveau, ou tout au moins ignoré.

Il sert à l'allumage et l'extinction, à l'aide d'une lampe de poche, d'un poste de télévision ou tout autre appareil ménager ne dépassant pas comme consommation 220 V, 10 A. Sa principale qualité est une consommation nulle au repos, ne nécessitant pas de commutateur marche/arrêt. Il consomme, pour être plus précis, environ 10 à 20 μ A quand il est alimenté par une pile de 6 à 9 V.

Page 238 - N° 1575

Cette consommation, comme nous le verrons plus loin, assure un fonctionnement théorique, en attente, de plus de 10 ans, âge qui dépasse la longévité de toutes les piles connues. Les meilleures tirelires qu'on connaît ne durent pas davantage. Une impulsion lumineuse effleurant le museau du cochon, commute un télérupteur et met en route les charges électriques.

La qualité d'attente du dispositif et l'importante puissance qu'il commute en recevant un signal optique en font un antivol idéal. Toutes les grosses alarmes, qu'elles soient à radars, à lasers, ultrasons,

etc., ont besoin de sérieuses batteries d'accumulateur. Avec les commutateurs que nous vous proposons ici, une pile ordinaire, de petites dimensions, permet de dissimuler le dispositif facilement et de commuter les sirènes d'alarmes ou les lanceurs de gaz somnifères ou autres, sur le réseau.

Il est beaucoup plus facile de mettre en miettes une batterie d'accumulateurs d'une de ces grosses valises qu'on propose dans le commerce pour antivol, que le réseau 220 V, qui pique plus les doigts que le 12 V-batterie. Si l'antivol est minuscule

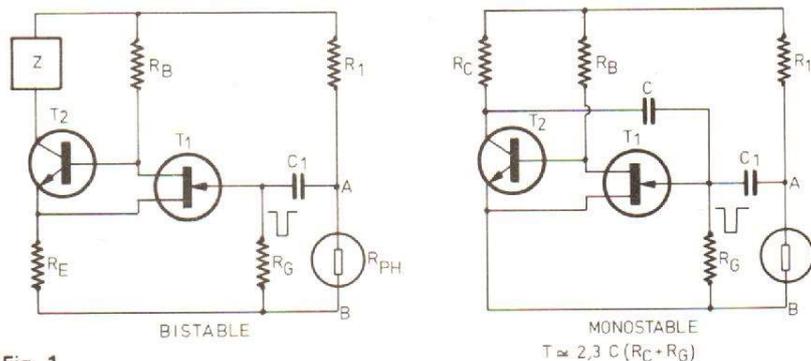


Fig. 1

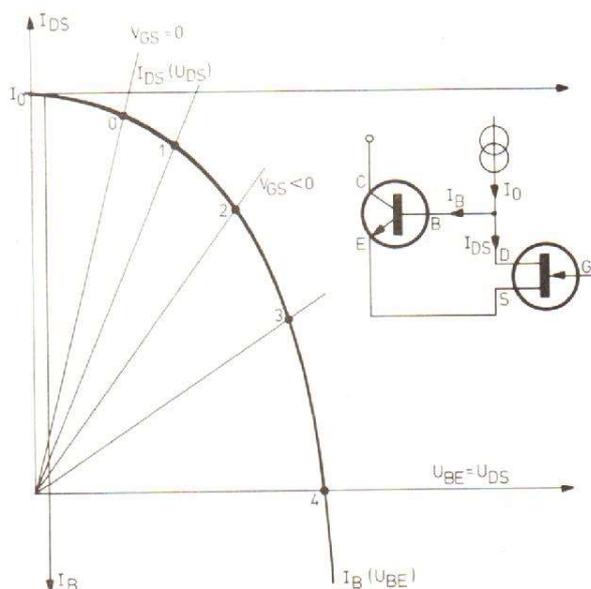


Fig. 2

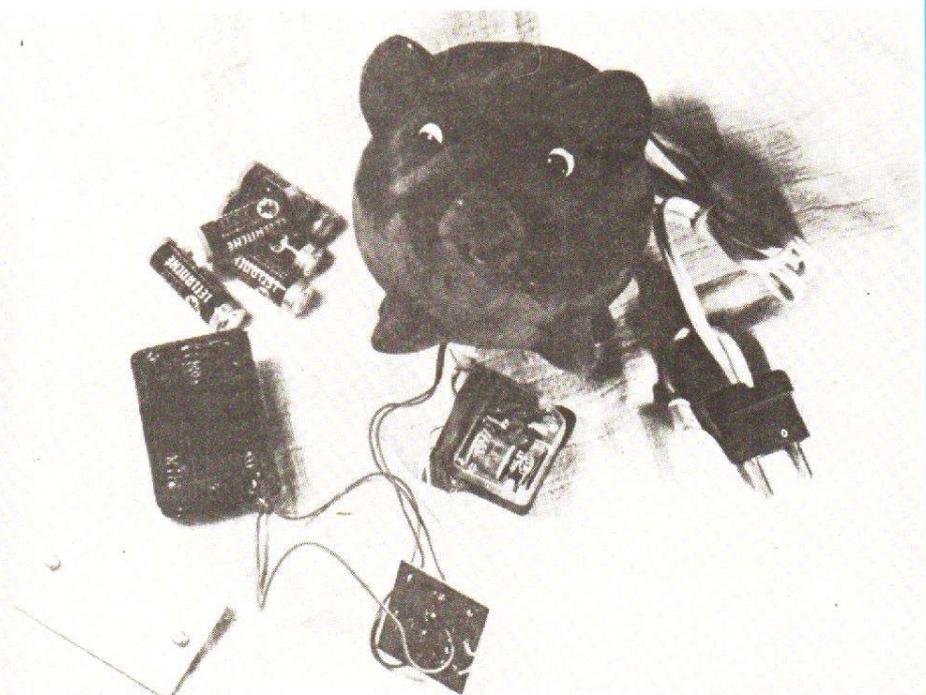


Photo 2

et introuvable, la surprise est garantie meilleure.

Une autre application possible de ce commutateur est le changement de chaîne de télévision par commande optique. Un commutateur de 10 chaînes paraîtra bientôt, mais vous pouvez dès à présent en imaginer un, qui utiliserait au lieu d'un télérupteur à deux voies uniquement, un relais pas à pas comme ceux qu'on emploie en téléphonie et qu'on trouve dans presque tous les fouillis des casseurs.

Une application remarquable est la télécommande des modèles réduits. Une mini guerre pourrait être imaginée, si vous disposez plusieurs commutateurs et plusieurs capteurs sur un même engin. Votre lampe de poche deviendrait alors un véritable faisceau de démolition, car, touché en un point, l'appareil émettrait de la fumée, en un autre il changerait de cap, etc.

PRINCIPE

Il utilise principalement une combinaison de transistors bipolaire et unipolaire - à effet de champ - qui peuvent fonctionner en monostable ou bistable avec une consommation négligeable au repos. La commutation peut se faire aux variations lentes ou très rapides de la lumière, comme le montrent les deux circuits de la figure 1, qui représentent respectivement le fonctionnement en bistable et en monostable.

Pour comprendre la faculté de blocage de ce circuit il faut se rappeler qu'un transistor à effet de champ fonctionnant à très faible tension drain-source, de l'ordre de grandeur d'une tension V_{BE} d'un transistor bipolaire, se comporte en résistance commandée électriquement et fonctionne parfaitement pour une tension V_{DS} nulle et même négative (la résistance continue à répondre à la commande).

Dans la mesure où la tension d'alimentation E est beaucoup plus grande que la tension V_{BE} du transistor bipolaire, la résistance R_B joue un rôle de générateur de courant. Le courant qu'elle fournit est égal, en première approximation à :

$$I_0 \approx E/R_B$$

Ce courant se divise en deux parties : $I_0 = I_B + I_{DS}$. Les points 0, 1, 2, 3 de fonctionnement de la figure 2 correspondent à diverses partitions du courant. Or, le courant I_B croît exponentiellement avec la tension V_{BE} . Il est donné par la formule :

$$I_B = I_{Bsat} (e^{U_{be}/h} - 1)$$

ou $h = kT/q$, a la dimension d'une tension, d'environ 26 mV à 25 °C. Grâce à cette variation exponentielle, les points de fonc-

tionnement 0, 1, 2, 3, 4 correspondent, par exemple à des courants I_B égaux à $0,1 \mu A$; $10 \mu A$; $100 \mu A$; $1 mA$.

Au niveau d'une charge de collecteur cela se traduit par une commutation de l'état bloqué à un état de conduction. Quand on bloque le transistor à effet de champ avec une tension négative suffisante de grille, le transistor bipolaire reçoit le plein courant. Ce courant ne l'envoie pas forcément en saturation : il suffit de ne pas dépasser le courant - base de saturation incipiente. Donc le commutateur pour simple qu'il soit est aussi très rapide. Seuls les circuits en logique ECL - à couplage par émetteurs, commutent sans saturation des transistors bipolaires.

Mais dans cette application ce n'est pas la vitesse qui nous intéresse. Dans l'état bloqué, le seul courant qui circule est I_0 , qui peut être aussi petit que l'on veut, pourvu que le transistor bipolaire ait suffisamment de gain pour commuter la charge à partir du courant I_0 de base.

Nous avons réalisé deux circuits - monostable et bistable - qui au repos ne consomment pas plus de $10 \mu A$ sous $9 V$ d'alimentation. Pour un tel courant et une capacité des piles d'alimentation de $2 Ah$, nous obtenons un fonctionnement, en attente, de $200\ 000$ heures, environ 22 ans, si les piles ne se déchargent pas, entre-temps, d'elles-mêmes. Au moment où une impulsion négative arrive sur la grille, le transistor bipolaire qui est composé, de type Darlington, commute dans tous les cas plus d'un ampère. Nous avons utilisé ce courant pour commander des relais et par-là des charges de $220 V/10 A$.

L'entrée sur la grille du FET étant à très haute impédance, nous pouvons attaquer ces montages avec des signaux de très faible puissance.

Le circuit R , R_{PH} , par exemple, ou R_{PH} est une photorésistance où la résistance équivalente d'un générateur de courant que constituerait une photodiode, peut fournir des impulsions négatives nécessaires et suffisantes au bon fonctionnement du commutateur par télécommande optique.

Voici maintenant une **réalisation en bistable**. Nous avons choisi cet exemple parce qu'il se prête le mieux à deux types d'excitation : impulsionnelle, comme sur la figure 1, ou en continu. Cela signifie qu'on peut commuter soit avec une impulsion brève de lumière (un coup de pinceau de lampe de poche) soit avec une variation lente.

Pour une commande par impulsion brève nous avons réalisé, le bistable de la figure 3, le circuit imprimé que vous montre la figure 4, la disposition des composants étant celle de la figure 5.

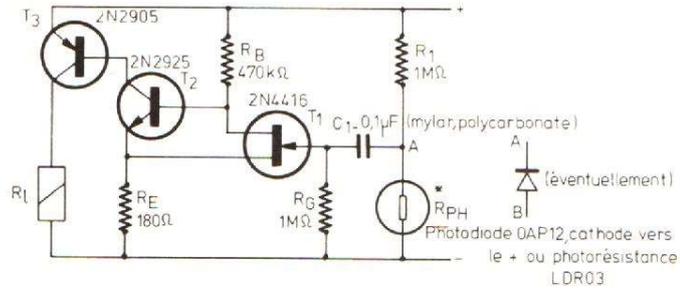


Fig. 3

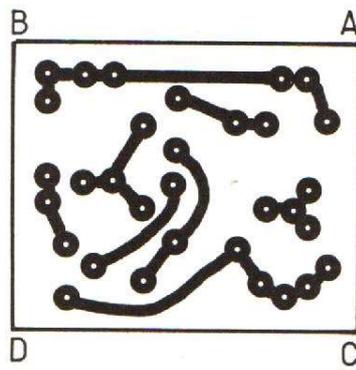


Fig. 4

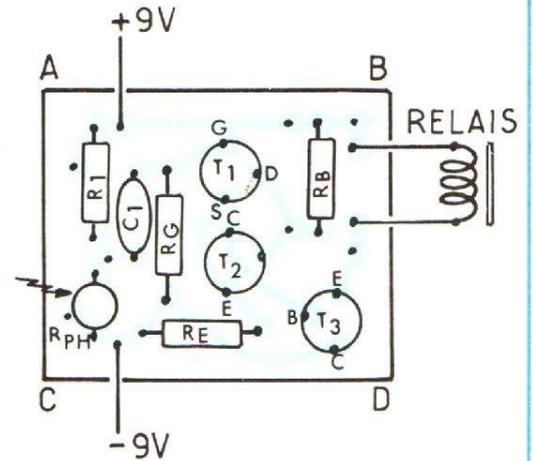


Fig. 5

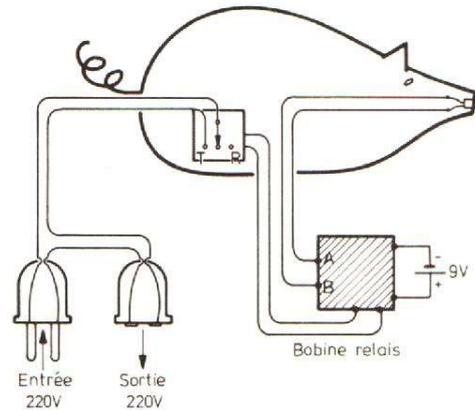


Fig. 6

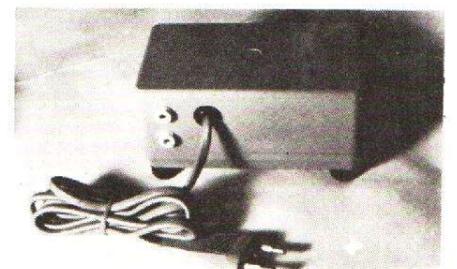
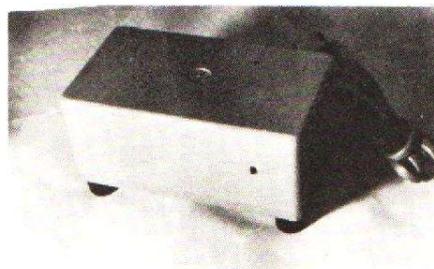


Photo 3

RÉALISATION PRATIQUE

Nous avons utilisé le circuit à l'aide d'un télérupteur, pour allumer et éteindre des appareils électro-ménagers. La photo 2 vous montre tous les dessous de l'affaire : nous avons commencé par agrandir le trou du clapet à clef d'un cochon tirelire, jusqu'à pouvoir passer le porte-piles qui est la pièce la plus volumineuse de l'ensemble. L'alimentation se fait en 9 V, à l'aide de 6 piles. Les petites piles « Tiger » de 9 V ne durent pas plus de six mois, alors qu'avec ce jeu de piles, le cochon « fonctionne » depuis plus de deux ans.

Une opération délicate a été l'installation d'une photodiode (OAP 12/RTC) dans le museau. Le trou du postérieur, un peu agrandi a servi pour le passage du câble de réseau. Le câblage du cochon vous est donné en détail sur la figure 6. Nous l'utilisons pour mettre en marche et arrêter un poste de télévision et pour épaier les amis, entre autres.

RÉALISATION EN MONOSTABLE

L'imagination nous ayant manquée cette fois-ci, nous avons réalisé un commutateur de caractéristiques équivalentes, dans un boîtier en plastique, simple, comme vous pouvez le voir sur la photo 3. L'avantage du monostable sur le bistable est la moindre consommation. Comme nous l'avons déjà souligné, au repos il n'y a guère plus de $10 \mu\text{A}$, correspondant à un terme d'usure de piles de 22 ans.

La principale usure des piles se produit lorsqu'on leur demande des impulsions de 1 A et plus pour commander les relais.

Si on utilise un bistable, la durée de l'impulsion est donnée par C_1 et les résistances de grille. La temporisation s'obtient par le temps que met le signal d'entrée pour passer à travers les seuils de basculement. Elle n'est pas très précise. En monostable, par contre, on peut mieux régler le temps de commutation et le ramener au minimum nécessaire pour que le relais ou télérupteur, enclenche. Par cette économie on use moins les piles.

La figure 7 vous donne le circuit monostable utilisé. Comme avant, entre les points A-B on peut connecter soit une photorésistance, soit une photodiode. La différence entre les deux est le temps de réponse. La photorésistance est caractérisée par une inhibition après chaque coup de lumière. Un peu amoindrie, elle met un certain temps avant de pouvoir en recevoir

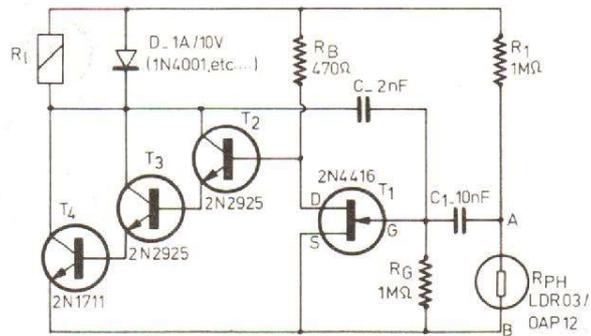


Fig. 7

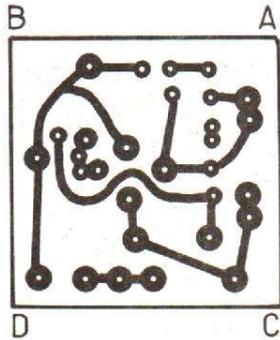


Fig. 8

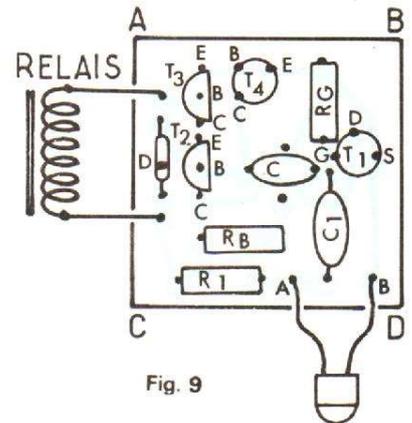


Fig. 9

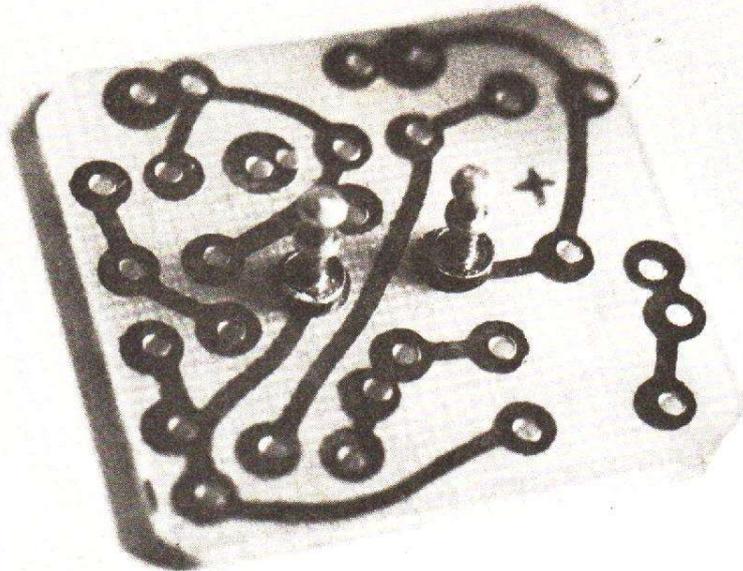


Photo 4

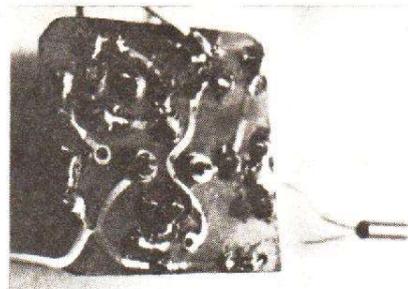


Photo 5

un autre. Les photodiodes ont une réponse plus rapide et on peut, en écartant les doigts d'une main et à l'aide d'une lampe de poche, réaliser cinq commutations en un coup de main, correspondant à des signaux se répétant toutes les fractions de seconde, ce qu'une photorésistance ne pouvait pas faire. Pour des applications ne nécessitant pas de vitesse ces dernières sont quand même utilisables.

Ce qui est à remarquer également, c'est l'apparition d'une diode D, nécessaire parce que se trouvant dans le circuit de contre-réaction du monostable. Sans elle, l'inductance du bobinage du relais produirait des oscillations.

Les figures 8 et 9 vous montrent respectivement le circuit imprimé et la disposition des composants. Nous avons construit le circuit imprimé dans le but de pouvoir l'encliquer dans une pile cubique de 9 V, comme on en trouve dans le commerce en France (mais pas en Allemagne).

Pour cela, avant de commencer la soudure des composants il faudrait installer, côté cuivre, deux cosses comme vous le montre la photo 4. La photo 5 vous montre le côté cuivre du circuit imprimé câblé. Pour le câblage de l'ensemble servez-vous des photos 6 et 7 montrant le côté cuivre et le côté pièces.

La photo 8 vous donne les détails de la mise en boîte. Nous avons installé deux douilles pour l'alimentation des appareils à commuter à même le boîtier. Un petit trou sur la face avant laisse dépasser le bout de la photodiode vers l'extérieur. Par rapport aux photorésistances, les photodiodes ont une directivité par construction. Il y a tou-

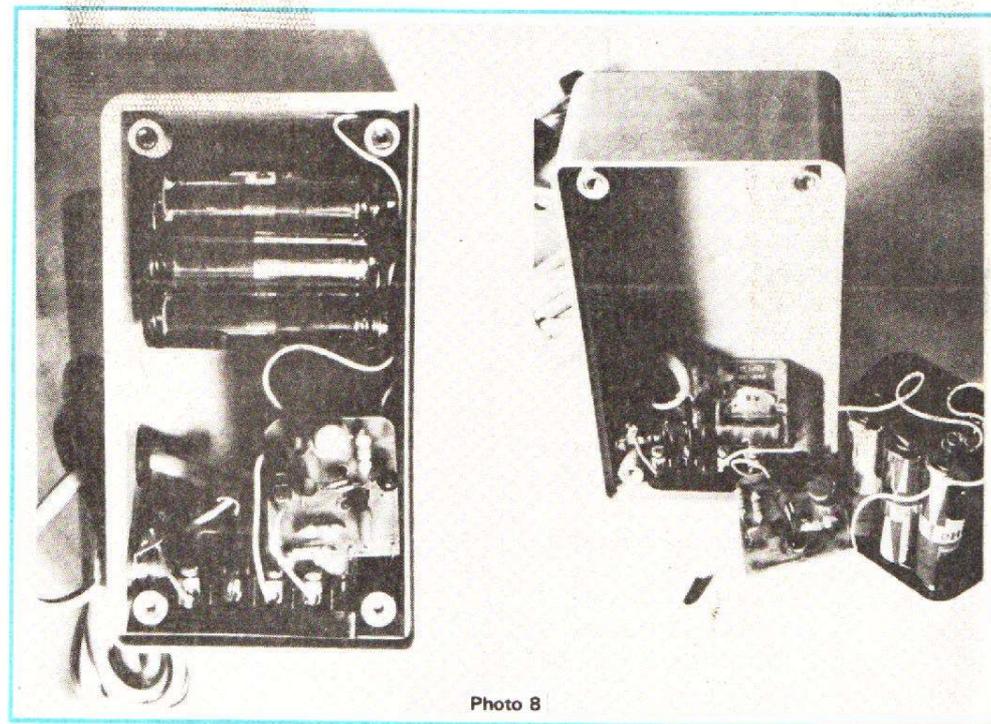


Photo 8

jours un système de focalisation (le verre bombé qu'on voit à l'extérieur) pour concentrer la lumière dans la région de la jonction PN. De ce fait il y a, dans un plan, un angle compris entre 20 et 30° par lequel on peut envoyer la lumière. Cette qualité de directivité, qu'on rencontre également à toutes les transmissions du son par infrarouge, par exemple, peut sembler un avantage ou un défaut en fonction de l'application.

Un dernier mot sur les relais : la bobine, unique, doit être prévue pour 6 à 8 V eff en alternatif si l'on veut pouvoir commuter

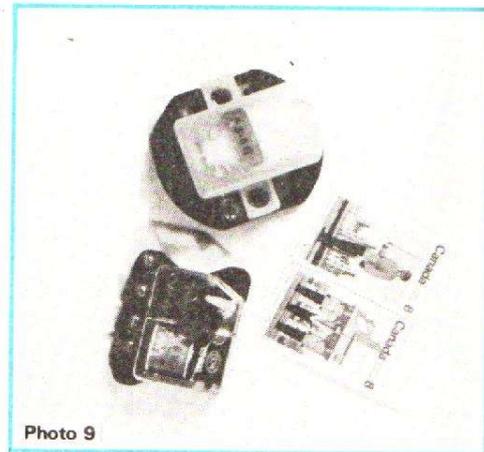


Photo 9

avec une pile de 9 V et un transistor-ballast en série. Nous les avons trouvés dans nos tiroirs et tout ce que nous pouvons dire sur leurs origines vous le trouverez sur la photo 9. Nous espérons que les fabricants respectifs se manifesteront pour mieux servir nos lecteurs.

Ces montages fonctionnent depuis plus de deux ans avec les mêmes piles. Nous vous conseillons, pour obtenir d'aussi longues longévités, de vous assurer, après avoir branché pour la première fois les piles, que le courant de repos ne dépasse pas 10, 15 ou au maximum 20 μ A. De passer ensuite le faisceau d'une lampe de poche sur le capteur de lumière et de vous assurer de la bonne commutation. Si vous entendez un bruit et qu'il n'y ait pas de commutation, diminuez légèrement la résistance R_B , dans tous les cas, ou augmentez la résistance R_1 . Vous augmenterez soit le courant I_0 , fourni par le générateur de courant, soit le signal d'entrée.

A. K.

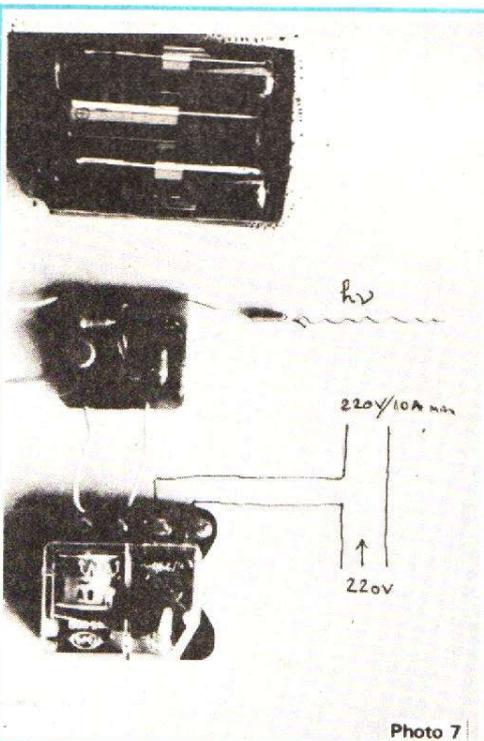


Photo 7

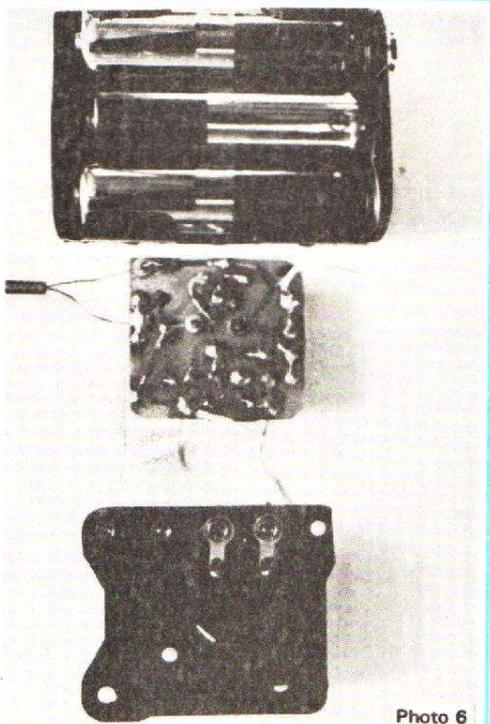


Photo 6

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE LA PHOTOGRAPHIE ET DU CINÉMA

L'ÉLECTRONIQUE joue un rôle de plus en plus grand dans la constitution et le fonctionnement des appareils de photographie et de cinématographie. Les prises de vues et la reproduction des images peuvent désormais être assurées par des procédés uniquement électroniques et magnétiques grâce à l'emploi des magnétoscopes de tous genres et les systèmes de restitution sur téléviseur. De nombreux éléments des caméras et des projecteurs sont de plus en plus électroniques.

Des montages électroniques sont utilisés pour la variation et la régulation des vitesses d'entraînement du film des caméras de cinéma, pour le réglage exact de la durée d'exposition dans les caméras photographiques, en fonction de l'éclairage des objets, de la sensibilité des films et de l'ouverture du diaphragme. Des montages analogues déterminent l'ouverture du diaphragme dans les

caméras de cinéma en fonction de l'éclairage de la cadence de prises de vues, et de la sensibilité des émulsions. D'autres dispositifs peuvent assurer la mise au point automatique aussi bien dans les caméras que dans les projecteurs, faire varier la distance focale des objectifs zooms, modifier l'ouverture de l'obturateur, assurer des effets de trucage et de fondu, de mixage, etc.

Il y a, bien entendu, par ailleurs, les systèmes de plus en plus divers assurant la sonorisation des films de cinéma et diapositives, tant au moment de la prise de vue qu'à la lecture, et tous ceux qui permettent de passer de la méthode d'inscription optique et chimique des images à la méthode électronique. Les dispositifs de report de l'image photographique à l'image électronique, ou vice-versa, les cinélecteurs, ou appareils de télécinéma, peuvent permettre de reproduire les images photographiées ou filmées sur l'écran d'un téléviseur, etc.

The advertisement features a central image of a man in profile, wearing a suit and tie, talking on a telephone. To his right is a large, stylized graphic of a camera lens or viewfinder, with the word 'infra' written across it. The background is dark with several small 'infra' logos scattered around. Text elements include 'tournez la page' in a speech bubble and 'infra vous informe' in a box at the bottom.

infra

tournez la page

infra

infra
vous
informe

**UNE CAMÉRA
DE CINÉMA
À MONTAGE
ÉLECTRONIQUE
SOPHISTIQUÉ**

Un grand nombre de modèles de caméras récentes Super-8 permettent l'enregistrement direct des sons et, par suite, sont munies d'un montage électronique complet. Sous ce rapport, les nouvelles caméras **Nizo Sound de Braun** présentent des nouveautés originales (fig. 1).

Quatre moteurs électriques sont utilisés pour l'enregistrement, le défilement du film, la commande de l'objectif zoom électrique et, enfin, pour régler l'exposition ; les cadences de prises de vues sont régulées électroniquement.

Un moteur spécial commande l'ouverture du diaphragme, de façon à constituer un ensemble de posemètre précis et sensible. Une exposition correcte peut ainsi être assurée pour tous les films Super-8 de sensibilité comprise entre 25⁰ et 400⁰ ASA, soit 15⁰ à 25⁰ DIN en lumière du jour, ou entre 40⁰ et 650⁰ ASA, soit 17⁰ ou 29⁰ DIN en lumière artificielle.

Le déclenchement des moteurs s'effectue par un système électro-magnétique, de sorte que la vitesse exacte est obtenue sans distorsion en

une fraction de seconde, ce qui est très important pour l'inscription sonore.

L'enregistrement du son sur la piste magnétique est assuré automatiquement au niveau optimum moyen par un circuit de réglage de gain ou CAG, mais qui laisse à l'opérateur le choix entre trois niveaux de sensibilités. Le montage électronique correspondant est ainsi complexe ; il comporte quatre circuits intégrés, 30 transistors, et 33 diodes (fig. 2).

Bien qu'il s'agisse d'une caméra sonore, c'est-à-dire nécessitant une vitesse de défilement constante pour la prise de son, cette caméra permet de réaliser des effets de truquage accélérés, des vues d'animation, manuellement ou automatiquement, à condition, bien entendu, de ne pas effectuer en même temps de prise de son. La sonorisation peut être réalisée après coup sur la piste magnétique, par la méthode habituelle du doubleage.

Le viseur lumineux à optique réglable et comportant deux ceillères interchangeables permet de contrôler directement l'ouverture du diaphragme, le défilement du film, la position du filtre de conversion, l'état des piles d'alimentation, et les conditions d'enregistrement du son.

Les systèmes de contrôle automatique débrayables sont

au nombre de 5 ou 6 suivant les modèles ; ils concernent l'ouverture du diaphragme de l'objectif, la distance focale, la mise en marche de l'enregistrement, les effets de fondu, l'exposition image par image, les conditions d'alimentation électrique.

L'opérateur peut choisir entre six cadences de prise de vues, deux cadences « normales », de 18 et 24 images/seconde, deux cadences « vidéo » de 16 2/3 et 25 images/seconde, prévues pour la reproduction électronique dans un téléviseur au moyen d'un ciné-lecteur. Deux autres enfin, servent pour les prises de vues muettes, avec des effets d'accélééré et de ralenti de 9 images/seconde et de 36 images/seconde. (fig. 3).

Le contrôle de l'exposition est effectué à travers l'objectif par un posemètre à cellule CdS, qui commande l'ouverture du diaphragme par l'intermédiaire d'un servomoteur silencieux. Une compensation de l'ordre d'une ouverture du diaphragme est prévue, ce qui permet d'éclairer les ombres du sujet principal, par exemple, en contre-jour.

Une correction d'ouverture par 1/3 d'une valeur de graduation peut être programmée depuis, une ouverture en plus jusqu'à une ouverture en moins. Enfin, une position de réglage fixe permet de bloquer

l'ouverture du diaphragme à la valeur relevée par la mesure « en spot », c'est-à-dire sur une surface réduite de l'objet grâce au télé-objectif.

L'obturateur fonctionne avec une ouverture de 200⁰ et la synchronisation est réalisable avec un flash électronique image par image.

Le réglage du gain de l'enregistreur de son déterminé automatiquement est cependant extrêmement souple. L'automatisme est, en effet, programmable avec trois niveaux de sensibilité déterminés automatiquement : pour les extérieurs à une distance moyenne de 4 mètres, pour les intérieurs à une distance moyenne de 2 mètres, et pour le reportage à 50 cm. En outre, un réglage manuel s'effectue à volonté avec une touche de pause brève et un effet de fondu sonore couplé avec l'effet de fondu d'image (fig. 4).

En utilisant le couple obtenu et la régularisation de la vitesse du moteur d'enregistrement, un sélecteur permet de régler avec précision le délai de démarrage de l'enregistrement, de 0,2 ou 2 secondes après le commencement de la prise de vue. Le choix de la deuxième valeur facilite le montage des films, évite les risques de chevauchement de l'image et du son appartenant à deux plans différents.

Enfin, un sélecteur adapte

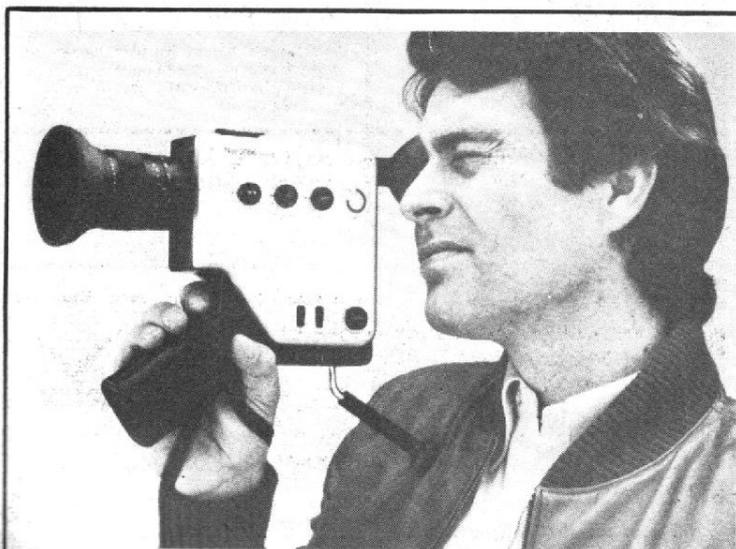


Fig. 1

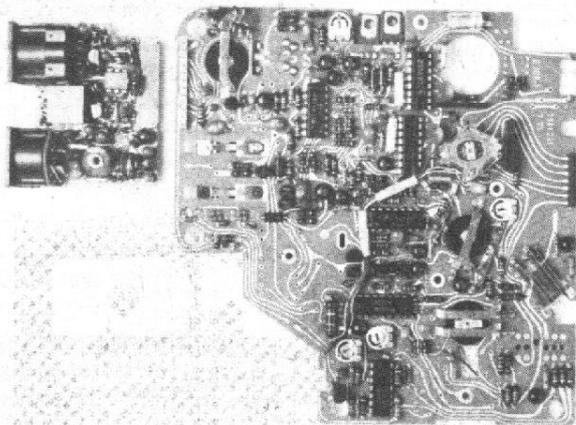


Fig. 2

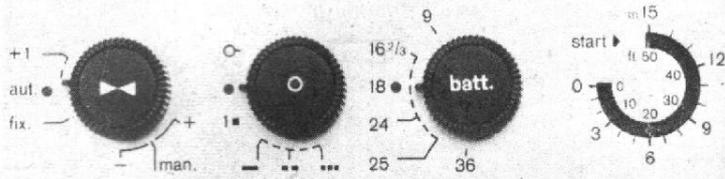


Fig. 3

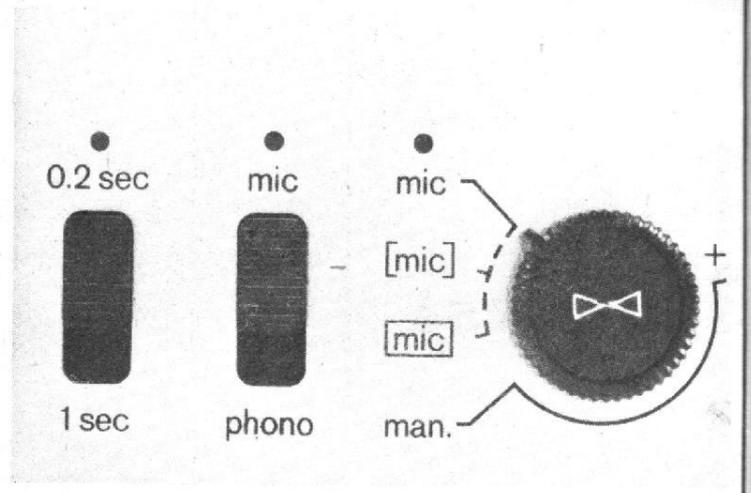


Fig. 4

le niveau de tension et l'impédance d'entrée lorsqu'il faut relier à la caméra un microphone ou un appareil sonore de « ligne ». Un tourne-disques, un magnétophone ou un radio-récepteur, pour effectuer un enregistrement de « play-back » sans distorsion.

La caméra utilise habituellement un microphone dynamique omnidirectionnel à télécommande avec prise DIN ; le câble de liaison mesure 2 mètres et on peut lui adapter un prolongateur de 5 mètres. Un autre accessoire permet le raccordement de deux microphones ou d'un microphone et d'un câble de liaison pour la surimpression. Le contrôle de l'enregistrement peut être effectué par un écouteur auriculaire, ce qui complète les indications données par les diodes lumineuses apparaissant dans le viseur.

L'alimentation est effectuée au moyen de six éléments de piles de 1,5 volt ou par un petit accumulateur nickel-cadmium disposé dans la poignée.

LA PRISE DE VUE ULTRA-RAPIDE PAR RÉGULATION ÉLECTRONIQUE

Les caméras cinématographiques habituelles, dans lesquelles l'entraînement inter-

mittent du film est effectué normalement par des griffes, permettent d'obtenir des cadences de prises de vues maximales de l'ordre de 25 à 50 images/seconde, ce qui permet déjà d'obtenir des effets de ralenti. Pour des prises de vues très rapides, des applications techniques ou scientifiques, l'analyse des mouvements, on va beaucoup plus loin ; mais, il faut alors la plupart du temps, avoir recours à des dispositifs d'entraînement du film très spéciaux, et au défilement continu du film avec compensation optique.

En conservant le système d'entraînement par griffes et en ayant recours à des dispositifs de régulation électronique, il devient cependant pos-

sible de réaliser des appareils 16 mm, permettant une gamme de vitesses de prise de vue de 16 à 500 images/seconde, ce qui permet, en particulier, d'obtenir des effets surprenants d'ultra-ralenti, utilisés récemment dans des buts artistiques, par exemple, pour l'étude des mouvements des animaux sauvages.

Il en est ainsi pour les caméras Photo-sonics de 16 mm, qui peuvent comporter des chargeurs de 360 mètres, et dont l'apparence est analogue à celle des caméras ordinaires, avec possibilité d'utiliser des objectifs standard, et des systèmes de visée réflex continue (fig. 5).

Ces appareils sont réduits

en tenant compte de la capacité du magasin ; le boîtier ne mesure que 30 x 35 x 10 cm ; l'entraînement du film est classique, c'est le module électronique incorporé qui constitue l'élément essentiel.

Il permet de choisir et de contrôler une gamme de vitesses remarquablement étendue de 16, 24, 50, 100, 200, 300, 400 et 500 images/seconde, avec une précision de $\pm 1\%$ ou de ± 1 image au minimum.

Pourtant l'entraînement du film est intermittent avec deux griffes de stabilisation du film et deux griffes d'entraînement, ce qui permet de maintenir le film exactement avec la stabilité nécessaire derrière l'ouverture de la

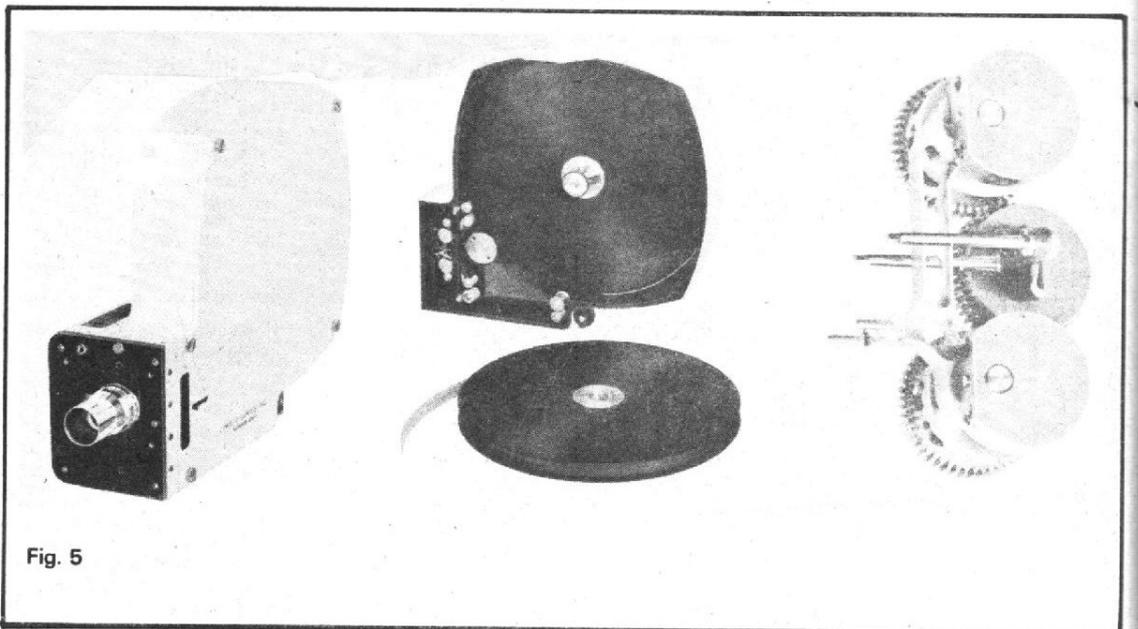


Fig. 5

fenêtre de prise de vue, et à tout instant (fig. 6).

La tension d'alimentation est régulée à la sortie du régulateur on obtient la tension nécessaire déterminée par le circuit du contrôle de la vitesse, cette vitesse est maintenue à une valeur de 15 volts $\pm 1\%$ pour une gamme d'entrée de 22 à 32 volts.

Le circuit de contrôle de la vitesse fonctionne suivant la méthode de contrôle de phase, pour maintenir constante la vitesse du moteur de la caméra.

L'oscillateur est équipé avec un montage de relaxation à transistor qui produit la fréquence de référence nécessaire au contrôle de phase. Cette fréquence est réglée avec des résistances ajustables choisies en agissant sur un sélecteur de vitesses ; la forme des impulsions est indiquée sur la figure 6. Le signal de sortie de l'oscillateur est constitué par des impulsions étroites positives, qui sont appliquées au détecteur de phase, par l'intermédiaire d'une diode.

Par ailleurs, les impulsions sinusoïdales à faible niveau provenant d'un tachymètre alternatif relié au moteur sont appliquées au déclencheur. A la sortie, on obtient des impulsions carrées, d'amplitude constante ; la fréquence de ces impulsions correspond à la vitesse de rotation de l'arbre

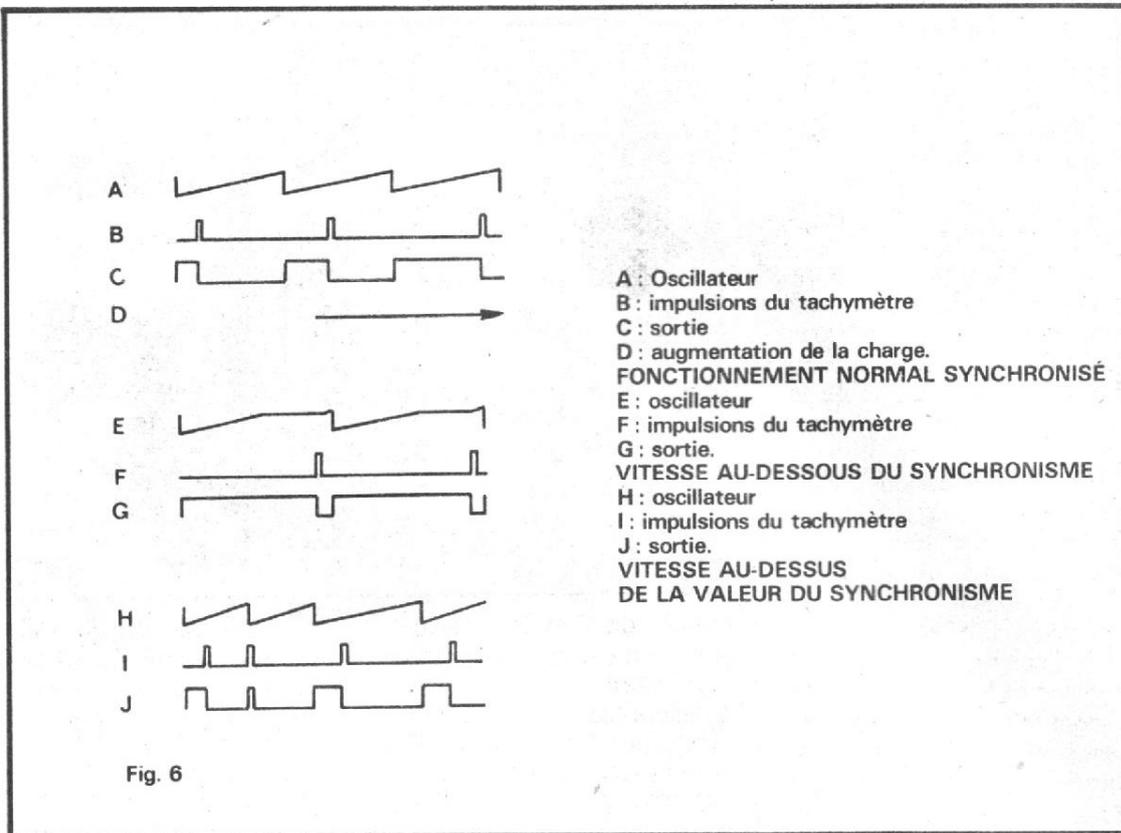


Fig. 6

du moteur. Ces impulsions sont appliquées à partir du collecteur d'un transistor au détecteur de phase et au circuit de stabilité du circuit.

Le détecteur de phase forme, en quelque sorte, un montage « flip-flop ». Une impulsion de déclenchement provenant de l'oscillateur détermine la condition d'état de marche, et fournit une impulsion du déclencheur. Le délai entre les impulsions représente la largeur des

impulsions de sortie, et correspond au temps pendant lequel le moteur est actionné.

En fonctionnement normal, le moteur tourne ainsi en synchronisme avec l'oscillateur. Les variations de la charge du moteur déterminent des variations de relation phase des impulsions de mise en marche et d'arrêt, modulant la largeur des impulsions de sortie, et maintenant une vitesse constante du moteur.

Le montage assurant la sta-

bilité comprend des transistors actionnés par les impulsions tachymétriques provenant du déclencheur. Ce montage assure le contrôle de l'oscillateur pendant les périodes de fonctionnement à vitesses inférieures ou supérieures à la vitesse normale.

Le contrôle d'accélération est assuré par un transistor qui fournit la tension au circuit de l'oscillateur, par l'intermédiaire de la résistance variable choisie par le sélecteur de

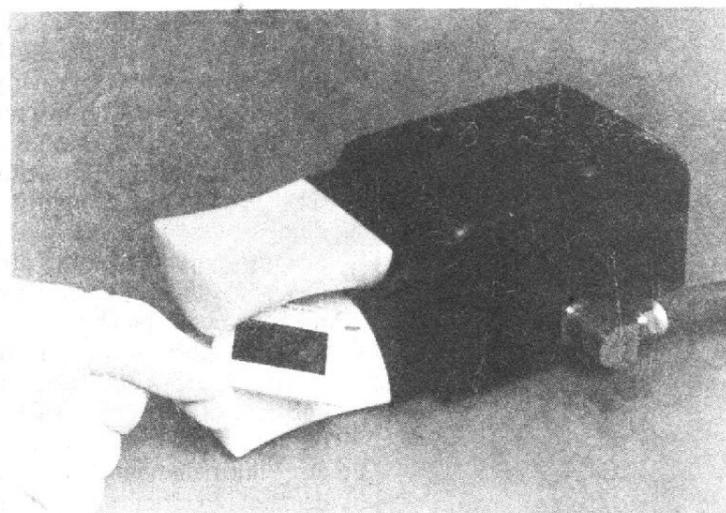


Fig. 7

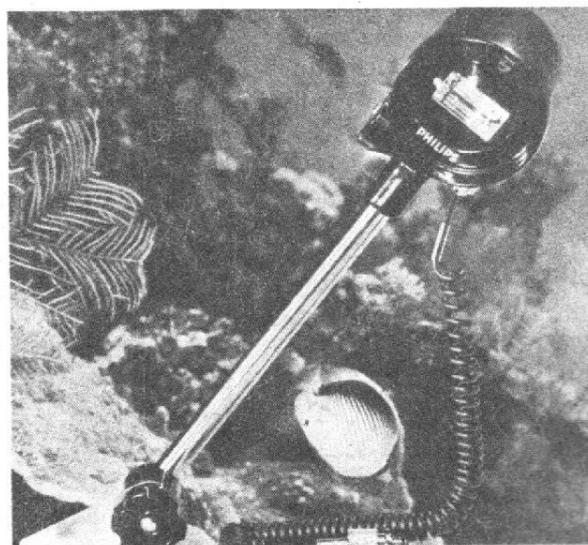


Fig. 8

vitesse. Le dispositif permet à l'oscillateur de fonctionner à sa fréquence normale pendant une durée choisie à l'avance, ce qui permet d'obtenir une bonne caractéristique de démarrage du moteur de la caméra.

L'amplificateur de puissance permet d'appliquer une alimentation en impulsions modulées en largeur au moteur d'entraînement de la caméra. Ce dernier comporte un système de protection contre les surtensions ; c'est un moteur série continu. Il comporte un tachymètre magnétique produisant 12 impulsions par tour pour le contrôle.

Enfin un système opto-électronique indiqué sur la figure 6, dont le fonctionnement est basé sur le défilement des perforations du film, permet d'assurer le synchronisme entre le mouvement de l'obturateur et la vitesse de défilement.

**LA SUPPRESSION
FACILE DE
L'ÉLECTRICITÉ
STATIQUE**

Le film photographique ou cinématographique est électrostatique, ce qui favorise l'attraction des poussières. Il est donc utile, lorsqu'on veut protéger les films et, en particulier, les diapositives, non seulement de les débarrasser des poussières, mais de les décharger de leur électricité statique.

Des appareils de faible encombrement peuvent être utilisés dans ce but. Il en est ainsi pour un nouveau modèle très compact 3M (fig. 7) ; ce dispositif comporte deux têtes incurvées, entre lesquelles est dirigé un souffle d'air ionisé, c'est-à-dire à travers lequel a eu lieu une décharge électrique.

Cet air ionisé agit sur les deux faces de la diapositive ou du cliché négatif. La poussière, les souillures, et la charge statique sont ainsi éli-



Fig. 10

minées, dès que le film passe entre les deux têtes, cette neutralisation de l'électricité statique évite l'attraction de nouvelles particules de poussière sur les deux faces du film.

Pour faire agir le courant ionisé, aucune manœuvre n'est nécessaire ; l'appareil est mis en marche uniquement par la légère pression exercée par la diapositive passant entre les deux têtes incurvées ; la durée est réglée automatiquement de une à plusieurs secondes.

**DES ÉTUIS
DE PROTECTION
SOUS-MARINS
POUR LES
FLASHES**

Pendant les vacances, les prises de vues sous-marines sont de plus en plus à l'ordre du jour. Dans ce domaine, le flash électronique offre un moyen efficace d'éclairage, et permet d'améliorer les prises de vues, en les rendant plus faciles dans toutes les condi-



Fig. 9

tions, et quelle que soit la profondeur. Mais, il faut évidemment employer un appareil étanche et réalisé spécialement.

Le flash électronique sous-marin Philips répond à ces conditions ; il peut, d'ailleurs, trouver d'autres applications, et peut servir, en général pour les prises de vues dans des conditions difficiles et particulières, en milieu humide, en atmosphère corrosive, et partout où il faut obtenir une grande étanchéité et une protection totale (fig. 8).

Cet appareil est utilisable jusqu'à une profondeur de 120 mètres ; la tête du flash mesure 95 x 115 mm, et sa densité assure la flottaison ; il est alimenté par 4 piles alcalines de 1,5 volt type crayon, ou 4 éléments d'accumulateurs nickel-cadmium rechargeables. L'intervalle entre deux éclairs ne dure que 7 secondes, et l'autonomie est de 250 éclairs.

La température de couleur très favorable est de 5 600 °K. L'angle du faisceau lumineux, 55° vertical et 70° horizontal, permet de couvrir le champ d'un appareil 24 x 36 équipé d'un objectif grand angle de 28 mm ; une lampe témoin permet de contrôler la charge, et le système est facilement orienté dans l'eau, verticalement et latéralement, au moyen de deux boutons molletés.

Notons, dans ce domaine, des étuis sous-marins Muray destinés à tous les appareils de photographie ou de cinéma permettant de réaliser des prises de vues sous-marines à une profondeur de 10 mètres. Ces étuis sont constitués d'une épaisse feuille de plastique transparente avec des profilés boulonnables, et sont hermétiquement étanches.

Des fenêtres de verre plans sont incorporées devant l'objectif et derrière le viseur, de sorte que la caméra peut être normalement commandée de l'extérieur, en regardant à travers le viseur. Les éléments de réglage sont aisés à manœuvrer.

**PROJECTEURS
DE CINÉMA
À ÉCRAN DE
TÉLÉVISION**

Les films de cinéma peuvent être reproduits sur l'écran d'un téléviseur, en utilisant des systèmes de transformation ou ciné-lecteurs, qui sont encore d'un prix élevé. Mais plusieurs constructeurs réalisent de petits projecteurs de cinéma en particulier, Super-8 ou 8 mm à écran incorporé dont l'aspect ressemble à celui du téléviseur, et dont la manœuvre est spécialement simplifiée.

Le projecteur **Eumig R 2000** comporte ainsi deux bobines coaxiales et un écran incorporé permettant d'obtenir une image de 300 x 224 millimètres en Super-8 et Single-8, et 250 x 185 mm en 8 mm standard. L'appareil assure d'ailleurs, la projection sur écran classique, grâce à un miroir réflecteur à 90°, avec l'objectif incorporé (fig. 10).

Il permet d'utiliser des bobines jusqu'à 120 m ; le chargement est automatique, le film est rebobiné extérieurement. Les vitesses sont variables avec ralenti à 0, 18, 12, 9, 6, 3 images/seconde et arrêt sur l'image sans scintillement. Il est possible de changer de vitesse pendant la projection, et les diverses positions de réglage de vitesses peuvent être utilisées en marche arrière.

Une prise est prévue pour le démarrage d'un magnétophone à cassettes synchronisé, assurant la mise en marche et l'arrêt synchrones du magnétophone par le projecteur.

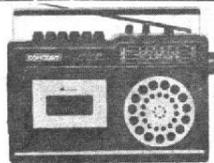
Avec cet appareil, il n'y a plus à obscurcir la salle et à installer un écran. On peut improviser à tout instant une séance de projection ; il est utilisable comme un poste de télévision en extérieur dans une vitrine, sur un stand, ou dans une salle de réunion. Toutes les commandes sont groupées à l'avant à gauche de l'écran incorporé.

(à suivre)
P.H.

AUCUNE EXPÉDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

BLOUDEX ELECTRONIC'S

104, rue Saint Maur 75011 PARIS 357.15.09 Métro PARMENTIER



**UNE PETITE MERVEILLE ÉLECTRONIQUE
LE RADIO CASSETTE CONCORDE**

- Lecteur enregistreur automatique
- Alimentation Piles-Secteur
- Prise enregistrement direct
- Prise Micro extérieur
- Monitor de contrôle
- Prise écouteur oreilles AVEC RADIO INCORPORÉE

● PO/GO MODULATION DE FRÉQUENCE
● Ondes Courtes en sélectionnant fourni avec : Cassette, Micro et Mode d'Emploi.
NOUVEAU MODÈLE PRIX 490 F Frais de port : 25 F

**CHAÎNE STÉRÉO 20 W
TITAN ÉLECTRONIQUE**

- Ampli Système Quadrophonique
 - Entrée : PU, TUNER, MAGNÉTOPHON
 - Contrôle Volume : GRAVE-AIGU, séparé pour chaque canal.
 - Platine GARRARD complète avec SOCLE, CAPOT et CELLULE MAGNÉTIQUE.
 - ENCEINTE ACOUSTIQUE B.S.T. HAUTE QUALITÉ 2 VOIES
- PRIX EXCEPTIONNEL**
CHAÎNE COMPLÈTE 1450 F
Frais d'envoi 60 F

CASQUES B.S.T.

SH 22 DYNAMIQUES

Importantes coquilles favorisant les fréquences basses.
Réglage de volumes et tonalité par POTENTIOMÈTRES LINÉAIRES
Réponse de 20/20000 HZ
4/16 Ohms

PRIX 161 F
Frais d'envoi 15 F

SH 30 MODÈLE LUXE

● POTENTIOMÈTRE de Volume
● Réponse 20/19000 HZ
● IMPÉDANCE 4/16 Ohms

PRIX 73 F
Frais d'envoi 15 F



ENCEINTE B.S.T.

- XL 200 - 2 VOIES
 - PUISSANCE 20 W
 - IMPÉDANCE 8 Ohms
 - Dim. : 420 x 250 x 210 mm
- PRIX 216 F**
Frais d'envoi 30 F



**ENCEINTE DE
HAUTE QUALITÉ**

- XL 300 - 3 VOIES
 - PUISSANCE 30 W
 - Dimensions : 500 x 280 x 210 mm
- PRIX 308 F**
Frais d'envoi 30 F

ENCEINTE MC 3000

- ÉQUIPÉE DE 4 H.P.
 - PRODUCTION des GRAVES jusqu'à 35 HZ
 - PUISSANCE 50 W - 3 VOIES
 - 4 H.P. BOOMER de 305 mm
 - MEDIUM clos 185 mm
 - 2 TWEETER compression 63 x 43
 - Dimensions : 660 x 360 x 245 mm
 - Réglage en façade
 - IMPÉDANCE 8 Ohms
- PRIX 730 F**
Frais d'envoi 70 F

POUR AMATEURS ÉCLAIRÉS VENTE A PRIX SACRIFIÉS GRANDES MARQUES

**AMPLI - PRÉAMPLI
DOKORDER 8060 A à 100 W**

**PRIX SANS PRÉCÉDENT
QUANTITÉ LIMITÉE 900 F**

AMPLI-TUNER DOKORDER 800 X

Puissance 200 W
Fréquence réponse 20-50.000 Hz
Équipé de 2 filtres hautes et basses fréquence de 2 égalizer Phono RRIAA et magnéto NAB
Sensibilité (INF) 1,5 mV = 3 dB à 98 MHz
Impédance d'antenne 300 Ohms
ENTRÉES : Phono, tête magnétique (3mV) auxiliaire, magnétophone.
VENDU à 50 % du Prix réel

2400 F frais de port 45 F

COMPACT DOKORDER MS 20

TUNER AM/FM haute sensibilité
PLATINE entraînement à courroie
2 ENCEINTEs acoustiques : impéd. 8 ohms. Bde passante 35 à 18000 Hz
QUANTITÉ 900 F
frais de port 50 F

**LECTEUR DE CARTOUCHE
DOKORDER AC 70 A**

Quadriphonique avec ampli incorporé 20 Watts sur 8 Ohms - Réglage individuel de ses 4 enceintes acoustiques - Répétition automatique des 8 pistes
PRIX fourni complet avec 4 enceintes et cartouche
frais de port 80 F **2200 F**

CHAÎNE HI-FI 20 W eff.

pour initiés (petite panne - pièces détachées sur demande) PLATINE BSR semi professionnelle P 127 - 2 ENCEINTEs acoustiques très finies - AMPLI incorporé 20 W PRISES : Magnéto, Tuner, contrôle : basse/aigue - Balance
400 F Frais de port 50 F

**PLATINE PROFESSIONNELLE
ACQUSTICAL 3009**

Plateau lourd - Arrêt instantané
Réglage de vitesse contrôlé par stroboscope
Bras SME avec cellule SHURE
frais de port 30 F PRIX **995 F**

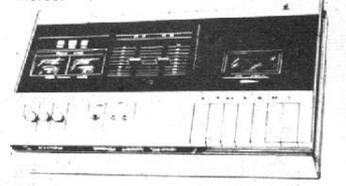
TUNER DYNACO FM 3

Très haute qualité **875 F** frais de port 25 F

AMPLI PRÉAMPLI FERROGRAPH

40 W eff. RMS **1400 F**
Frais de port 30 F

PLATINE A CASSETTE STÉRÉO Professionnelle avec préamplis et fourni avec ses 2 micros.



UN OUTIL DE TRAVAIL perfectionné pour les mélomanes les plus difficiles.
Frais d'envoi 45 F - Prix **690 F**

MC 10000 - 2 VOIES

- PUISSANCE 25 W
 - IMPÉDANCE 8 Ohms
 - BOOMER 205 mm
 - TWEETER COMPRESSION 70 mm
 - Dimensions : 500 x 280 x 210 mm
- PRIX 362 F**
Frais d'envoi 50 F

MC 2500

- NOUVELLES ENCEINTEs A HAUTES PERFORMANCES RESTITUTION SONORE DE HAUTE FIDÉLITÉ.
- Puissance 40 W
 - 1 BOOMER de 250 mm
 - 1 MEDIUM clos 160 mm
 - 1 TWEETER ADOME
 - HEMISPHERIQUE 600 x 330 x 210 mm
- PRIX 385 F**

ENCEINTE EN KIT

- KE 30 - 35 W - 3 VOIES
 - 33 LITRES
- PRIX 326 F**
Frais d'envoi 30 F
- KE 45 - 50 W - 3 VOIES
 - 4 H.P.
 - 73 LITRES
- PRIX 546 F**
LES ENCEINTEs en KIT sont FOURNIES COMPLÈTES avec :
● EBÉNISTERIE "PRÊT À COUPER"
● HAUT-PARLEUR
● + FILTRE + NOTICE

**ENCEINTEs fort rendement
DYNACO :**

Enceintes avec contrôle de fréquence par filtre, 5 positions.
PRIX EXCEPTIONNEL
A 25 puissance 35 W **475 F**
A 35 Puissance 45 W **575 F**
Frais de port pour 2 50 F

DYNACO :
A 10 Puissance 25 W **300 F**
Frais de port pour 2 30 F

I.M.F. :
Monitor 50 W **780 F**
Matériel de haute qualité (d'importation anglaise). Frais de port 50 F

LES TABLEAUX CONCERTO
L'enceinte inaperçue à accrocher au mur comme un tableau **390 F**
Frais de port 30 F

LOT DE HAUT-PARLEURS AMÉRICAINS UTAH, UNIVERSITY, TRUSONIC, etc...
Exemple : BOOMER Horton - 30 cm, 40 W
45 F frais de port 10 F

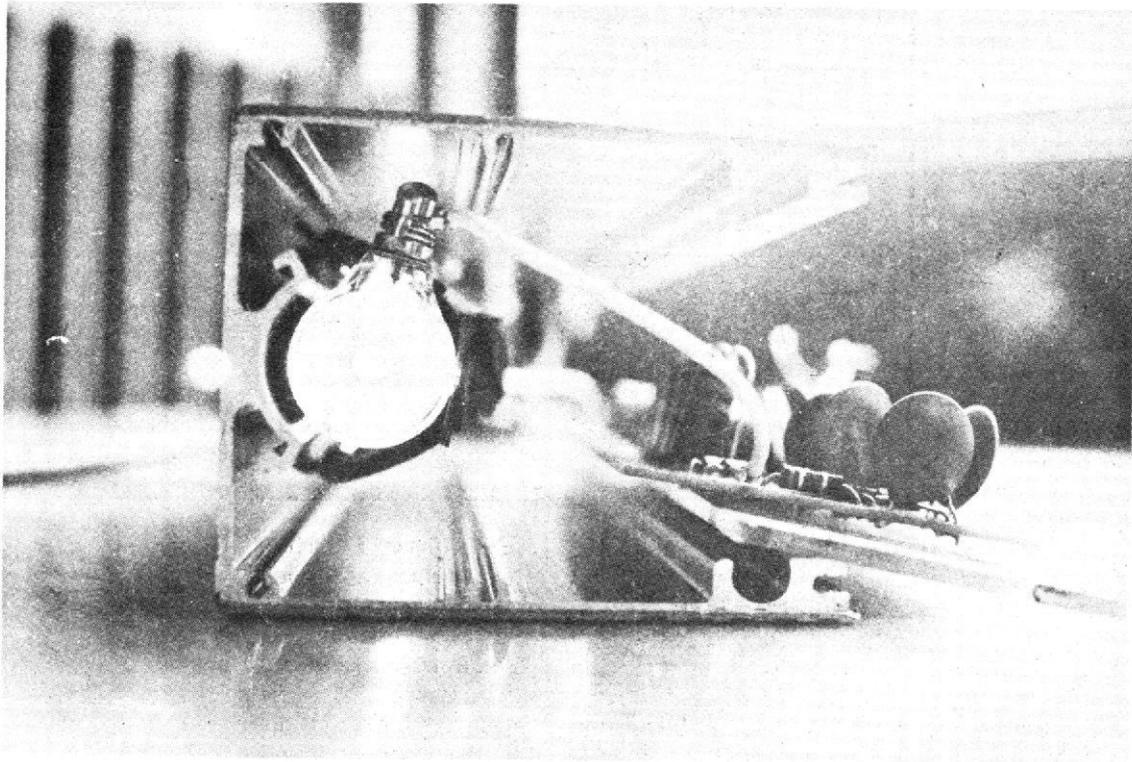
CASQUES STÉRÉOPHONIQUE MONARCH 35 F ÉLECTROSTATIQUE SUPEREK
Prix exceptionnel **390 F**

BRAS P.U.
Professionnel LUSTRE livré avec 2 coquilles et cellule SHURE
QUANTITÉ LIMITÉE **475 F**
Frais de port 10 F

MAGNÉTOPHONES PROFESSIONNELS A BANDES, nous consulter

BLOUDEX dépositaire du matériel B.S.T.

ANATOMIE D'UN LASER



POUR l'électronicien, le laser est une sorte de tube fluorescent, ayant des miroirs aux bouts, dont l'un laissant s'échapper un faisceau très intense et dirigé, pouvant servir à tout : coupe viande dans les cuisines des ménagères, télécommande pour modèles réduits, cloison antivol lumineuse sur plus d'un kilomètre, fil à plomb pour la tour Montparnasse, jeu de lumière quand on le réfléchit sur une membrane de haut-parleur en mouvement, etc.

Malheureusement, n'importe quel tube à néon, avec deux ou même trois miroirs au bout ne « lase » pas. C'est là que l'électronicien doit faire une excursion dans le domaine de la physique moléculaire ou atomique pour bien trouver les maté-

riaux qui peuvent « lase » et dans quelles conditions. Ainsi trouvera-t-il des gaz ou des solides dans lesquels il peut se produire et se maintenir un état de non équilibre, appelé « à inversion de population » ; les particules de plus grande énergie étant plus nombreuses que celles de moindre énergie,

contraire aux lois naturelles de l'équilibre Boltzmanien.

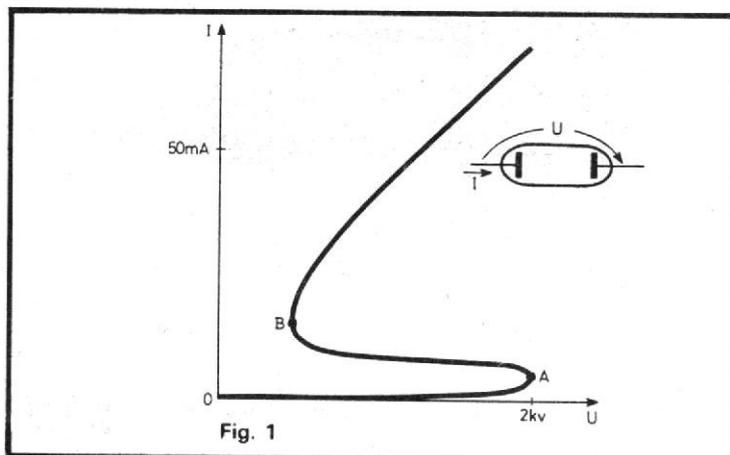
Les résultats les plus prometteurs et les plus économiques s'obtiennent avec des mélanges de gaz, du He-Ne, par exemple.

Ces problèmes de physique résolus, le problème se ramène en pratique à l'alimen-

tation d'un tube à gaz dont la caractéristique d'amorçage ressemble parfaitement à celle d'un tube à néon employé de longue date en électronique, comme le montre la figure 1. Cette caractéristique possède une portion AB de résistance négative qui pose le seul et unique problème pour l'alimentation et l'entretien de l'oscillation laser dans le tube.

Normalement on définit par résistance positive, ou résistance tout court, le dipôle, la bête électronique caractérisée par le fait qu'une croissance de la tension aux bornes entraîne une croissance du courant et vice-versa.

Or, sur la portion AB, la tension aux bornes, U, a beau diminuer, le courant I croît quand même. On appelle ce phénomène - résistance négative. Il y a deux sortes de résis-



tances négatives - de type S - comme la nôtre, qui donne des oscillations de relaxation si l'on place un condensateur en parallèle, ou de type N - comme celle de la diode tunnel, qui oscille en plaçant une inductance en série.

Or, toute alimentation actuelle est filtrée par un condensateur en tête. Ce condensateur venant se placer en parallèle sur le tube, essayer d'allumer le tube en l'alimentant directement, c'est le faire palpiter, osciller.

Ceci implique une alimentation spéciale: l'idéal étant, bien entendu, une alimentation en courant. Vu la haute tension d'amorçage, une alimentation régulée en courant est peu pratique et onéreuse.

On utilise alors une simple droite de charge comme le montre la figure 2. Plusieurs possibilités nous sont offertes: une droite de charge de type 1, allumera le laser et le maintiendra dans une position stable. Une droite de charge dans la région hachurée, bornée par les droites limite 2 et 3, donnera un fonctionnement bistable, le tube pouvant être soit éteint - en M, soit allumé et en bon fonctionnement - en N. Au-delà de la ligne 3, aucun allumage n'est possible.

Cela étant dit, nous pouvons résumer l'alimentation en deux possibilités: la solution « riche », « 1 »; ou la solution du bistable, nécessi-

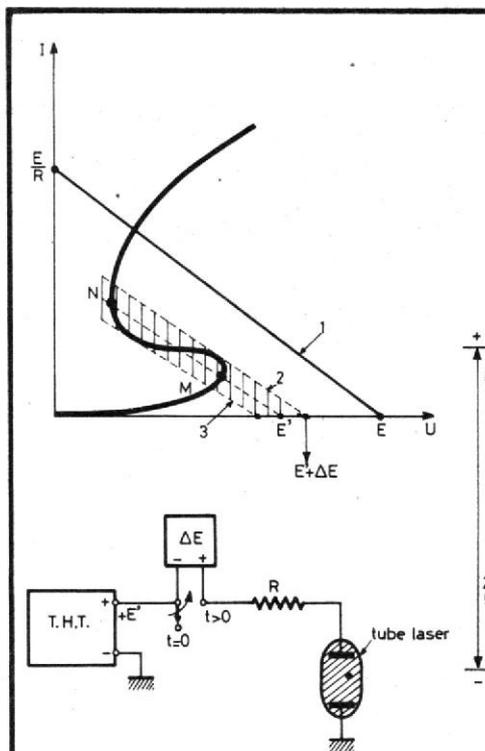


Fig. 3. - Schéma d'allumage et alimentation continue du laser.

tant un basculement initial dans la zone de travail, cas intermédiaire « 2-3 ».

La tension E' est de l'ordre de 3 kV, pour un tube à Hélium-Néon d'environ 24 cm de longueur. La tension E peut facilement atteindre le double. Comme il s'agit de tensions relativement élevées, le prix de la réalisation de E est double, lui aussi.

Voilà pourquoi la solution la plus économique, celle du fonctionnement bistable est la

plus utilisée. Le schéma bloc de principe d'une telle alimentation est celui de la figure 3.

Une source de haute tension fournit la tension de fonctionnement continu stable E' , pour une résistance de charge R . Au moment initial $t = 0$, une seconde source de tension est mise en série à la première, fournissant le décalage nécessaire pour l'allumage. Après l'allumage le commutateur met la source de tension supplémentaire ΔE en court-cir-

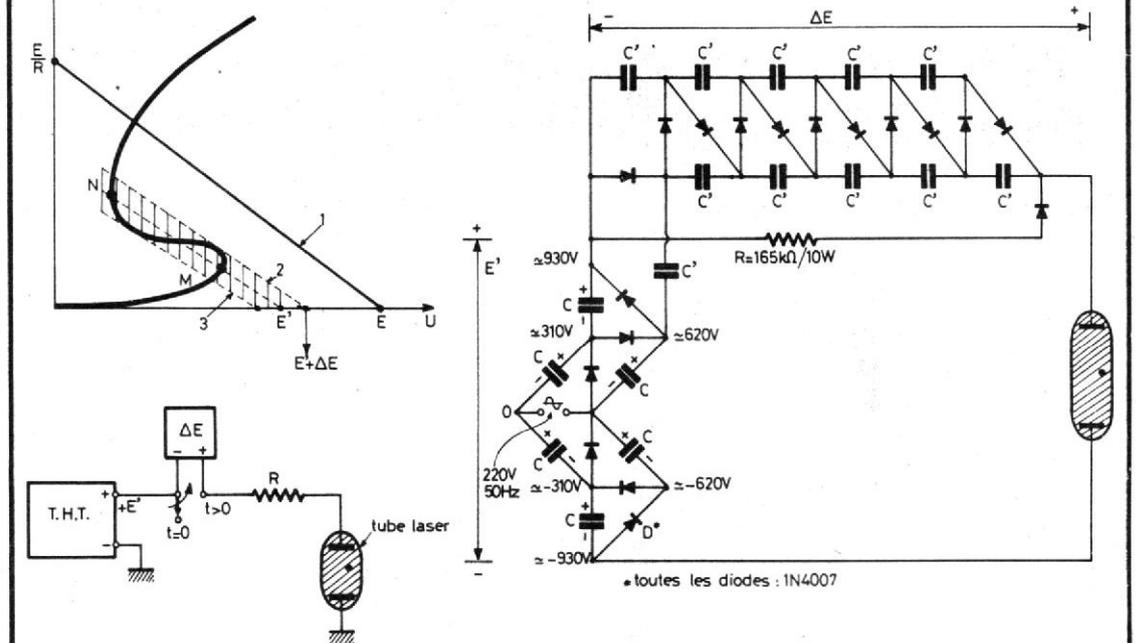


Fig. 4. - Alimentation haute tension.

cuit. Le laser une fois allumé rejoint une position de stabilité et ne s'éteint plus qu'en coupant l'alimentation.

Avec ces principes en tête, nous allons décrire le schéma de fonctionnement du modèle M 360 de Metrologic Instruments Inc, un vieux modèle qui ne se fabrique plus mais dont le schéma d'alimentation reste encore assez simple et facilement compréhensible.

Le tube ainsi que l'alimentation haute tension sont judi-

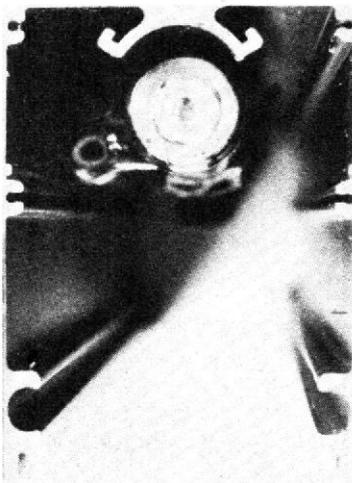


Photo A. - Vue détaillée du côté cathode du tube (- HT).

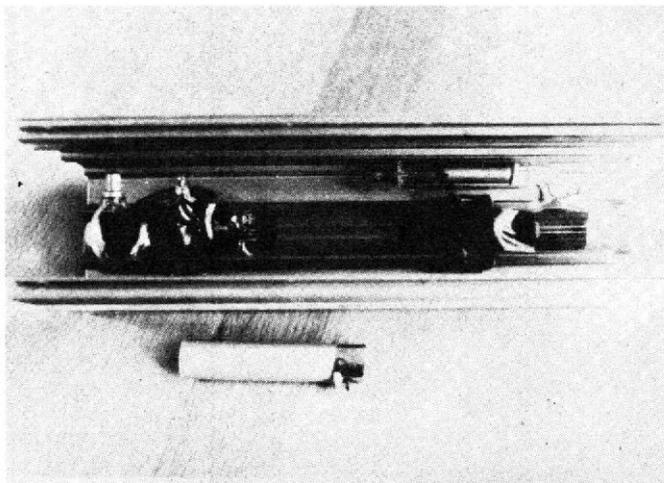


Photo B. - Vue du tube en longueur.

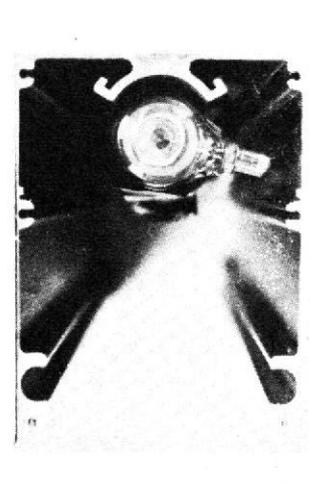


Photo C. - Vue détaillée de l'anode du tube (+ HT).

Fig. 5. - Circuit imprimé de l'alimentation à droite de charge résistive du laser.

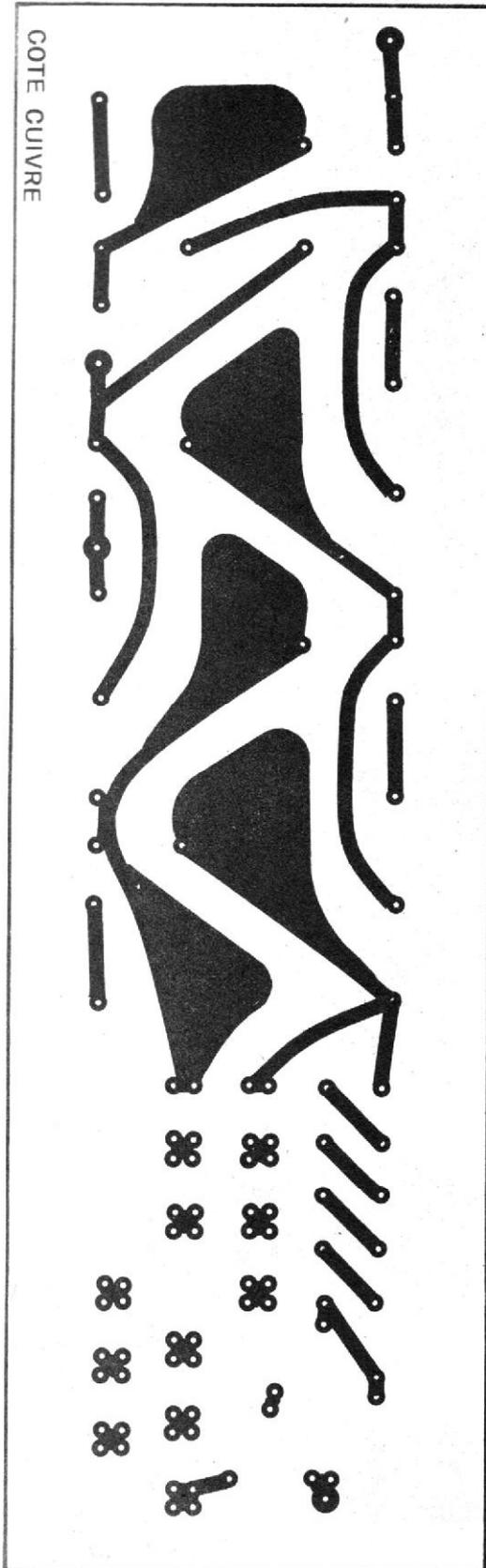
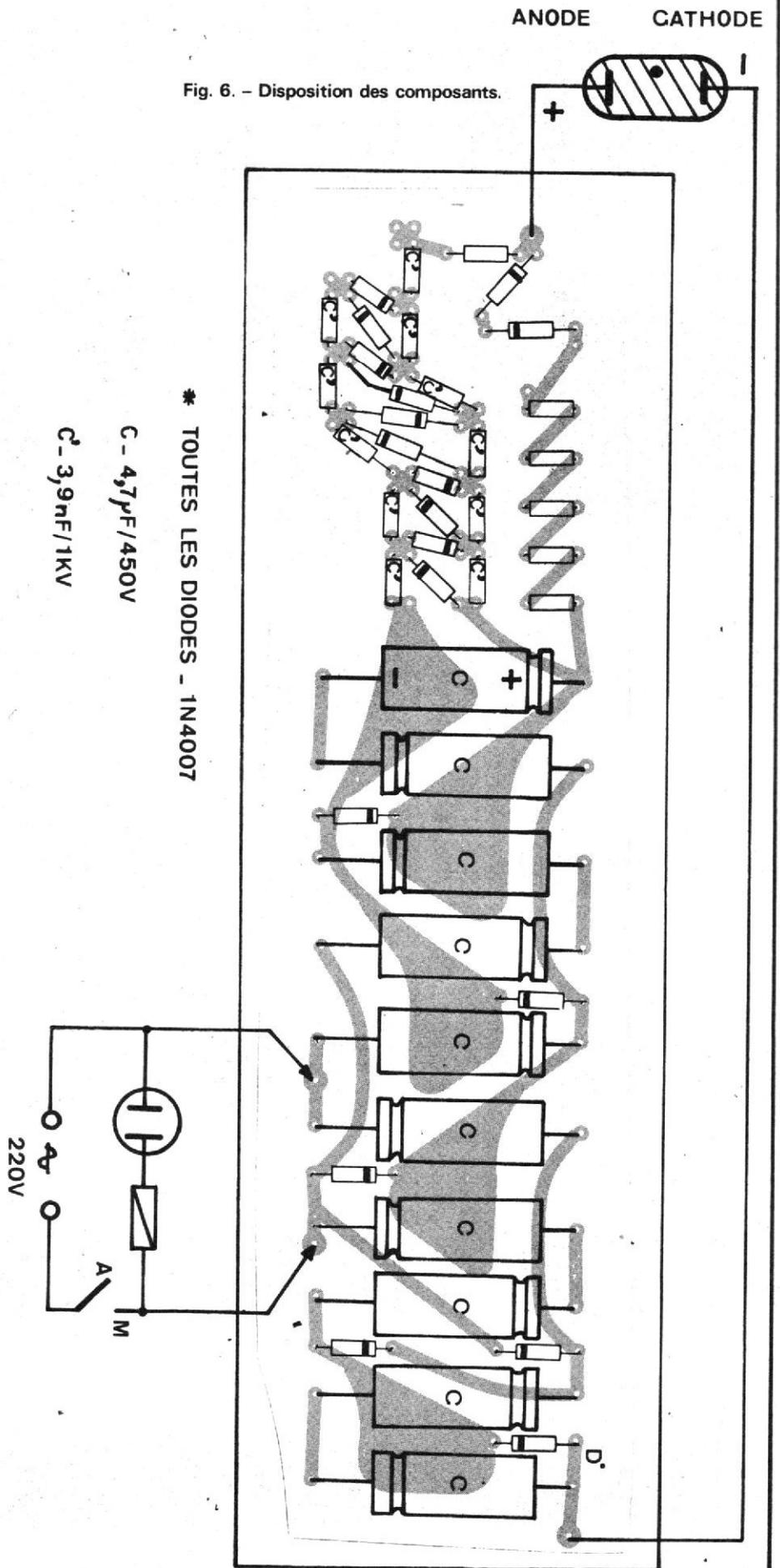


Fig. 6. - Disposition des composants.



ciusement placés dans une carcasse en profilé extrudé. (Photos A, B et C).

L'alimentation, sans transformateur, vous est présentée sur la figure 4. La haute tension s'obtient à l'aide de multiplicateurs de tension du type Cocroft-Walton.

On y distingue deux groupes de diodes-condensateurs :
 — L'un crée une tension E' d'environ $(2 \times 910 \text{ V}) \approx 2000 \text{ V}_{CC}$, à partir du réseau.

— L'autre, beaucoup moins puissant, ne sert qu'à donner un « peak » ΔE au moment de l'allumage. Dès que le tube s'allume, le courant de charge est tel que la constante de temps du multiplicateur de tension Cocroft-Walton se trouve anéantie, et la tension ΔE chute d'elle-même.

Les valeurs courantes des

condensateurs sont $4,7 \mu\text{F}$ pour C et $3,9 \text{ nF}$ pour C' ce qui explique le large décalage des constantes de temps au moment de l'allumage.

RÉALISATION

Deux parties distinctes interviennent lors du montage d'un laser. Il y a d'abord le tube et sa fixation mécanique et ensuite vient l'alimentation haute tension.

Le circuit imprimé et la disposition des composants vous sont donnés par les figures 5 et 6. La partie alimentation ne pose aucun problème, sinon celui de la très haute tension, même rémanente, qui demande les précautions de rigueur. Le montage mécanique, par contre, relève de

l'ingéniosité de chaque constructeur. Les photos 2, 3, 4 donnent un aperçu du tube He-Ne du laser M360 de Metrologic Instruments Inc. On distingue deux structures différentes des électrodes d'anode et de cathode, en raison du bombardement ionique différent et des phénomènes cathodiques qui ont lieu dans toutes les décharges. La cathode a même droit à une ramification, dans laquelle ont lieu les phénomènes de cathode, séparés du reste du tube.

Le prix d'un tel tube varie entre 400 et 600 F. On peut en trouver, entre autres chez Montelec à Courbevoie.

Les photos suivantes 5 et 6 vous montrent le côté cuivre et, respectivement, le côté pièces du circuit imprimé de la partie alimentation haute ten-

sion. Le tout se trouve logé dans un espace relativement petit, le briquet de la photo 3 en faisant foi.

Il y a un trou, que vous remarquerez aisément sur la photo F et un autre, à l'opposé, permettant la sortie du faisceau.

Les applications d'un tel laser sont nombreuses. Celui dont nous venons de vous parler est de faible puissance. Fait remarquable : en poussant l'alimentation, par une droite de charge plus verticale, par exemple - sur la figure 2, on n'obtient pas un faisceau plus intense ! Bien au contraire, au-delà des quelques 30 à 50 mA, la puissance dissipée par la décharge chauffe excessivement le gaz et des phénomènes de saturation ont lieu, menant même à une baisse de l'intensité du faisceau sortant.

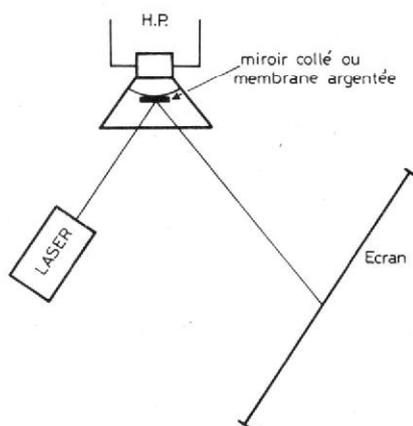


Fig. 7. - Un jeu de lumière très simple peut être obtenu par réflexion du faisceau laser sur une membrane de haut-parleur en mouvement. Le miroir peut être plan ou concave.

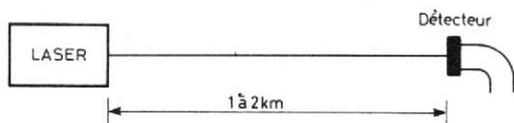


Fig. 8. - Cloison optique à longue portée.

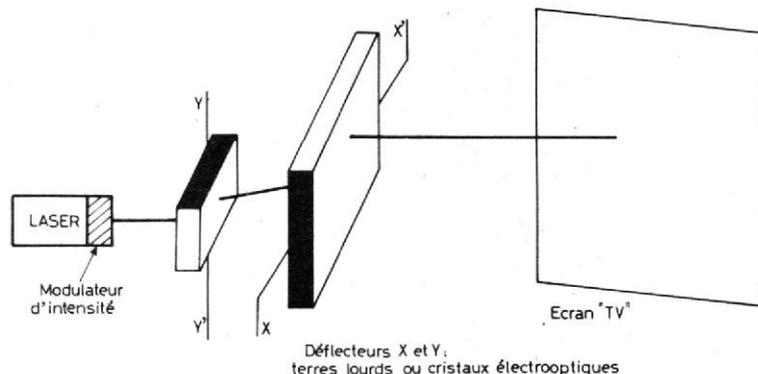


Fig. 9. - Télévision par laser : Focalisation permanente - Dimensions de l'écran variables à volonté.

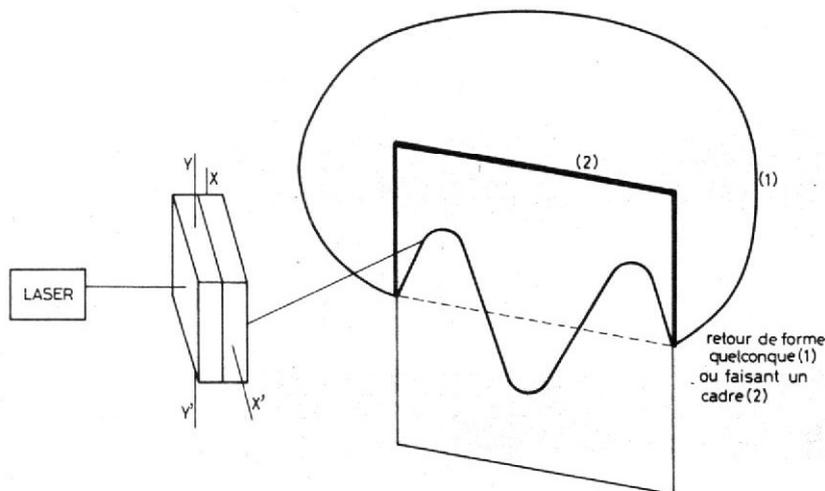


Fig. 10. - Oscilloscope à laser.

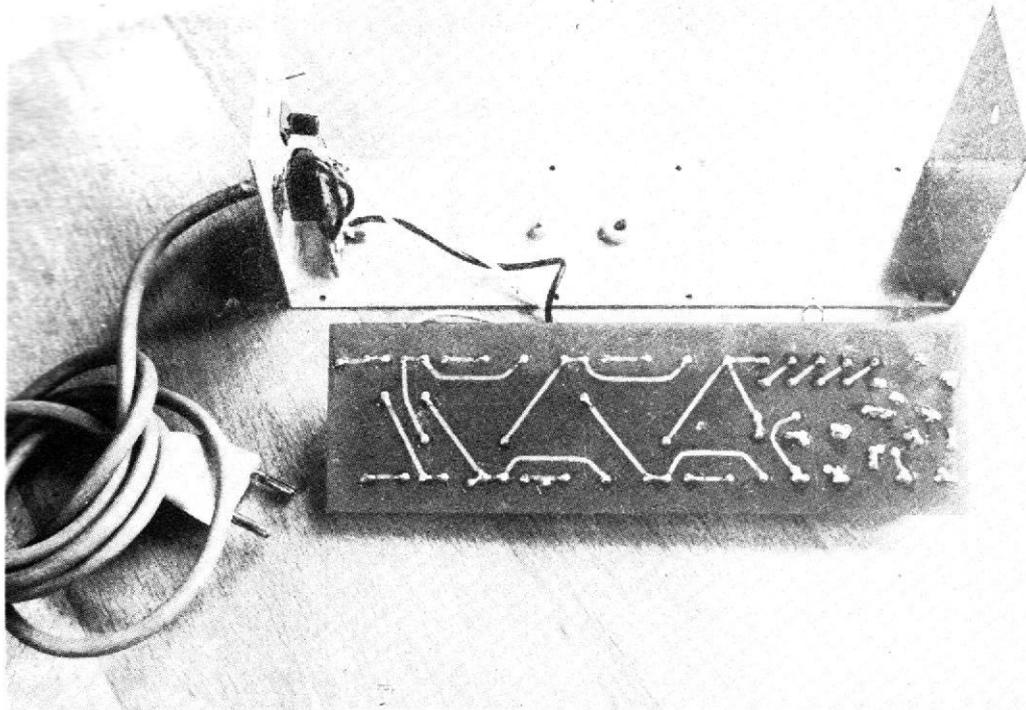


Photo D. - L'alimentation - Vue du côté cuivre du circuit imprimé.

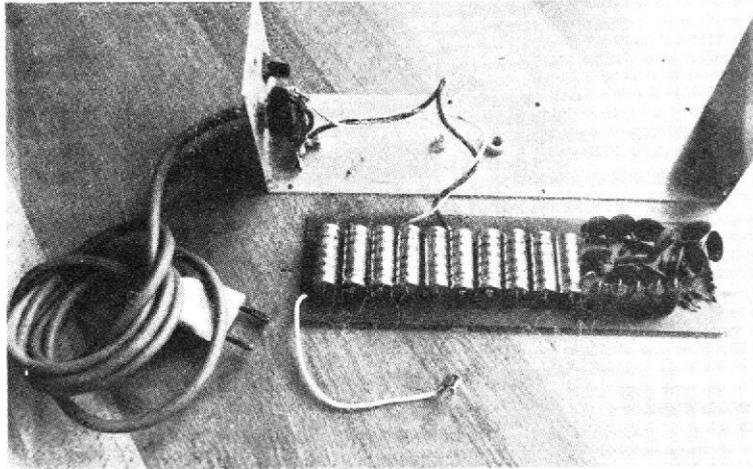


Photo E. - L'alimentation - Le circuit imprimé vu côté composants.

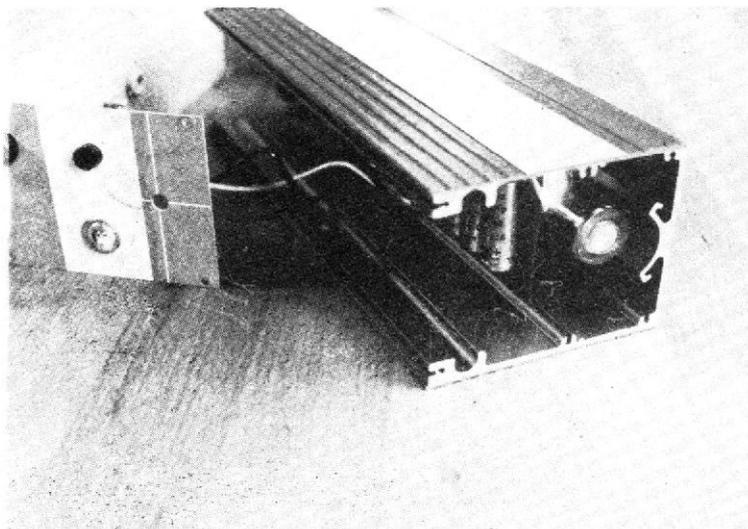


Photo F. - L'ensemble prêt à l'allumage.

Les seuls paramètres à modifier pour obtenir une intensité supérieure sont la mise en série de plusieurs lasers, pompés chacun par une alimentation propre et avec les miroirs aux extrémités de l'ensemble ; la modification du mélange gazeux ; le changement de la pression dans le tube - Une somme d'opérations inaccessibles, pratiquement au niveau du bricoleur, qui pourrait, néanmoins choisir la puissance lors de l'achat initial du tube à décharge.

Les applications du genre - découpage ou blindage des chars d'assaut - nous étant inaccessibles, restent néanmoins les idées d'application que vous donnent les figures 7, 8 et 9. Le jeu de lumière de la figure 7 demande une certaine adresse et ingéniosité pour l'emplacement du miroir. L'effet est plus marqué si l'on utilise plusieurs déflections. Il n'y a pratiquement pas d'effet si l'on utilise la membrane en piston et si l'on place le laser vers l'axe du haut-parleur. Les mouvements linéaires du miroir donnent de toutes petites taches. Il faut profiter d'un mouvement de faisceau sur une surface ronde.

La figure 8 montre une des plus simples applications : A plus d'un kilomètre un détecteur caché dans un buisson et un laser dissimulé, peuvent détecter le passage d'éventuels intrus. Les lasers infrarouges, invisibles sont plus efficaces encore. On obtient des faisceaux infrarouges avec des mélanges de He, Co₂ et N₂ (hélium, azote, bioxyde de carbone).

Le téléviseur de la figure 9 a déjà vu le jour. Trop d'intérêts sont en jeu pour que vous puissiez un jour prochain emporter avec vous un projecteur d'images T.V. sur n'importe quelle dimension d'écran. Vous pouvez néanmoins en faire un oscilloscope, qui ne demanderait pas une modulation d'intensité de faisceau, le retour du spot, figure 10, s'effectuant par l'extérieur de l'écran.

André DORIS

que le module comporte le premier transformateur FI, avec sortie à basse impédance). Nous ne conseillons pas, en effet, de se lancer dans la réalisation de circuit VHF, la mise au point nécessitant une instrumentation coûteuse et une certaine expérience que l'amateur n'a généralement pas.

Suivent ensuite, deux μA 703, micro-circuits de structure différentielle à 3 transistors (fig. 2) et dont la pente atteint 20 mA/V. De plus, la limitation d'amplitude apparaît pour $V_e = \pm 250$ mV (soit $\pm 12,5$ mV pour le premier étage). La charge concrète est constituée par une self de choc shuntée par 1 k Ω ; mais, en réalité, la charge tient compte de l'impédance d'entrée du filtre piézo-électrique FI. La self de choc est une bobine de correction vidéo quelconque. La liaison au microcircuit suivant s'effectue au moyen d'un circuit $C = 0,1 \mu F$ et $R = 330 \Omega$, la faible valeur de cette résistance permet l'adaptation du filtre piézo, cette valeur, sans être particulièrement critique doit permettre une bande passante équilibrée sans irrégularité sur le sommet.

Il est utilisé deux étages seulement pour l'amplification F.I., l'équipement ne présentera pas une grande sensibilité (gain F.I. voisin de 300 seulement). Si l'on utilise une tête V.H.F. ayant un gain propre de 100 minimum, le gain global atteindra 30 000. Pour **1 V de FI à détecter** on peut escompter sur une sensibilité « antenne » de 32 μV . Ceci est suffisant pour un tuner FM destiné à la réception des émetteurs locaux.

Si l'on veut davantage de sensibilité on doit ajouter un étage analogue à ceux exposés figure 1. L'ensemble doit toutefois comporter des filtres à quartz sélectionnés pour s'accorder sur la même fréquence. La courbe de sélectivité doit s'approcher du gabarit de la figure 3.

Pour la démodulation, il est utilisé un micro-circuit dont la constitution regroupe plu-

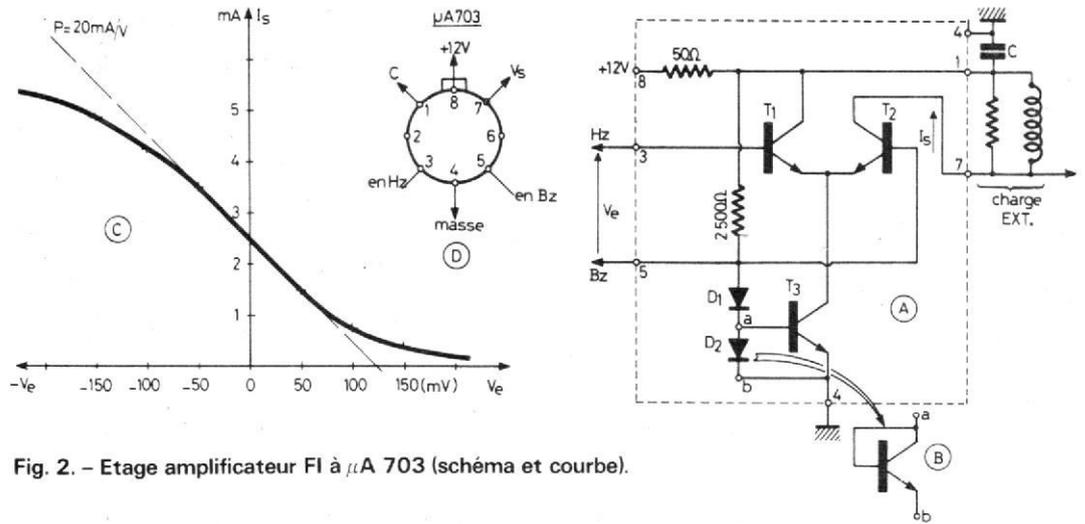


Fig. 2. - Etage amplificateur FI à μA 703 (schéma et courbe).

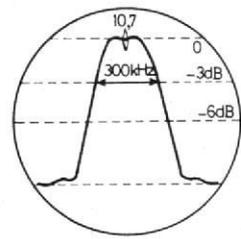


Fig. 3. - Allure de la réponse en fréquence d'un filtre piézo-électrique (exemple de courbe à 10,7 MHz).

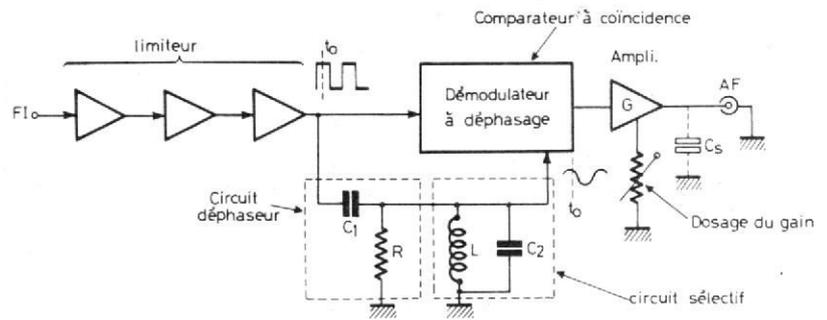


Fig. 4. - Schéma équivalent au circuit démodulateur.

sieurs étages de limitation suivis d'un démodulateur à déphasage. Ce système présente l'avantage de ne nécessiter qu'un seul circuit accordé, dont l'accord se pratique au maximum de clarté sonore.

Si l'on ajoute le gain des trois étages de limitation qui précèdent le démodulateur (fig. 4), le gain global devient bien supérieur à celui qui a été estimé ci-dessus.

Le tuner doit avoir une sensibilité voisine du μV . Le principe de fonctionnement sera exposé plus loin. Notons seulement que le condensateur ajustable C_1 dose à la fois la réjection de modulation d'amplitude, le taux de distorsion et le niveau de sortie. Pour une valeur donnée de C_2 , les courbes des paramètres ci-dessus montrent, figure 5, une valeur de C_1 assez critique pour la réjection AM et pour la tension de sortie; par contre, plus C_1 croît, moins

grande est la distorsion harmonique. Un compromis doit donc être envisagé. Un dosage de gain est disposé entre 13 et 9 (voir figure 1). Aucune désaccentuation n'est prévue afin de prévoir le branchement d'un décodeur Stéréo avec une bande suffisante.

Les valeurs des composants sont obtenues au moyen des relations groupées figure 1, elles se justifient par une théorie qui sera exposée plus loin.

La sortie AF filtrée jusqu'à 55 kHz est disponible sur la broche 16, via $C = 4,7 \mu F$.

AMPLIFICATEUR À FAIBLE RÉACTION INTERNE

Le montage amplificateur FI peut se ramener au schéma de la figure 6.

Le couplage par l'émetteur s'opère sur le propre émetteur de T_3 .

La réaction entre A et B est très faible par suite de la mise à la masse du point C. Ainsi, la capacité de réaction C_r (ou C_{12}) est sensiblement nulle. Par contre, il subsiste une résistance due à la conduction des courants. L'oscillation de l'étage n'est toutefois pas à craindre.

Si l'on admet un point de repos identique pour T_3 et T_2 , la charge de T_1 s'élève à

$$\frac{h_{11B}}{2}$$

D'où, successivement :

$$\begin{aligned} \frac{V_3}{e_1} &= \frac{h_{21(T1)}}{h_{11(T1)}} \cdot \frac{h_{11B}}{2} \\ &= g_{m(T1)} \cdot \frac{h_{11B}}{2} \end{aligned}$$

$$i_3 = \frac{V_3}{h_{11B}} = \frac{1}{2} G_{m(T1)} e_1$$

$$V_5 = Z_c i_3 = \frac{1}{2} G_{m(T1)} Z_c e_1$$

Il vient, par conséquent, le gain :

$$G_V = \frac{V_s}{e_1} = \frac{1}{2} g_{m(T1)} Z_c = \rho Z_c$$

« ρ » est, en général, donné par le constructeur du micro-circuit ; avec le μA 703 : $\rho = 20 \text{ mA/N}$.

La figure 2 donne un exemple de montage amplificateur à accord centré sur 10,7 MHz.

L'attaque se pratique en symétrique entre les bases de T_1 et T_2 . La base de T_2 se trouve toutefois découplée par un condensateur de $0,1 \mu F$. Précisons que l'alimentation en continu s'effectue par l'intermédiaire d'une résistance de découplage R_d ; les bases ont un potentiel stabilisé par le pont de diodes D_1 et D_2 (lesquelles sont, en fait, des transistors dont le collecteur et la base sont reliés : B) ; l'alimentation se fait par $R_d = 2500 \Omega$.

L'impédance d'entrée est celle d'un transistor (fig. 7) ; g_1 se trouve shunté par $Y_{12} (1+A_v)$ dû à l'effet Miller.

Le gain maximal s'élève à $\rho R_c = 20 \times 1 = 20$ puisque la charge réelle s'élève à $1 \text{ k}\Omega$.

L'effet Miller se chiffre à $Y_{12} (1 + A_v) = 42 \mu A/V$.

Comme $g_{11} = 330 \mu A/V$, la résistance d'entrée à 10,7 MHz s'élève à :

$$\frac{10^6}{330 + 42} = 2700 \Omega$$

Les 330Ω qui servent à l'adaptation du filtre à quartz et qui viennent en parallèle sur cette entrée stabilisent l'impédance d'entrée et neutralisent l'action des capacités.

CIRCUIT DÉMODULATEUR

Le système démodulateur dont le schéma équivalent est développé figure 4 comporte une suite d'étages limiteurs qui écrètent les séquences FI, pour les transformer en signaux rectangulaires (signaux α figure 8). Ceux-ci sont soumis aux entrées nommées « commutation » d'un discriminateur à coïncidence (fig. 9).

Les signaux écrêtés sont également disposés à l'entrée d'un réseau de déphasage « RLC₁ - C₂ » qui a pour double fonction de filtrer le signal à 10,7 MHz et de le déphaser

de 90° par rapport au signal écrêté.

Cette dernière particularité est obtenue par l'action de la cellule C₁R, la constante de temps est, en effet, rendue suffisamment faible pour que le déphasage s'approche de 90° à 10,7 MHz.

Le circuit accordé qui fait suite, ajoute son déphasage pour $f < 10,7 \text{ MHz}$ et le retranche de 90° pour $f > 10,7 \text{ MHz}$.

La courbe suit donc une progression de 180° à 0° avec une région très linéaire au voisinage de 10,7 MHz (fig. 10).

Lorsque la modulation de fréquence fait dévier la fréquence de repos de part et d'autre de 10,7 MHz, le déphasage du signal change linéairement autour de 90° ; par contre, la sélectivité du circuit accordé étant assez large, le niveau du signal ne varie guère.

On imagine, alors, très bien le décalage du signal déphasé « b » par rapport à la séquence rectangulaire « α » (fig. 8).

Si nous nous reportons maintenant au comparateur de durée de la figure 9, nous voyons que les transistors Q_1 et Q_2 vont conduire alternativement pour les intervalles

$t_2 - t_0$ et $t_4 - t_2$. Par contre, les transistors de Q_3 à Q_6 ne seront débloqués que pendant les instants où le retour des courants émetteurs est possible par Q_1 et Q_2 et lorsque les bases des paires différentielles Q_3/Q_4 et Q_5/Q_6 sont effectivement débloquées. Ceci n'est possible que pendant les intervalles $t_2 - t_1$ et $t_4 - t_3$.

La charge R_c est donc parcourue par des impulsions dont la largeur variera avec le décalage du signal déphasé par rapport aux temps t_1 et t_3 (fig. 8c et d). Si l'on dispose aux bornes de la charge R_c un condensateur, une intégration à la valeur moyenne s'opère. Or, cette valeur moyenne reflète la tension AF qui par ce démodulateur est donc constitué d'une suite de séquences de largeur variable, on a transformé la modulation de fréquence en modulation d'impulsion « en largeur » puis une détection de valeur moyenne reconstitue la modulation.

La structure symétrique du comparateur de durée rend le signal insensible aux variations de rapport cyclique du signal écrêté et aux perturbations diverses.

Cette détection FM, com-

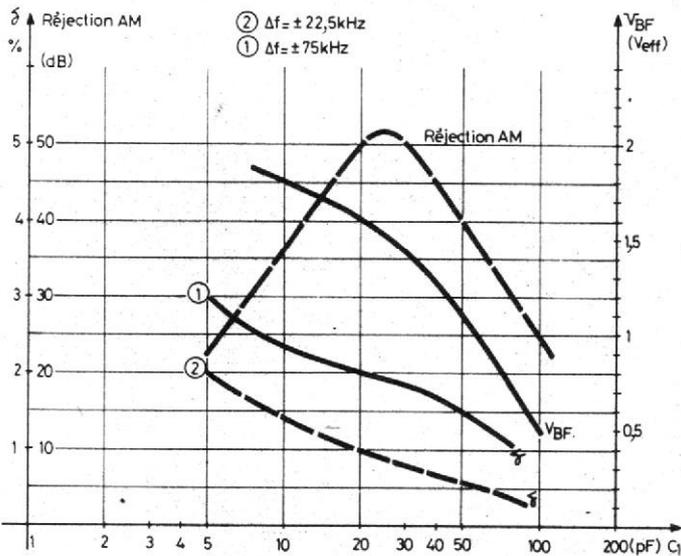


Fig. 5. - Exemple de courbes de fonctionnement d'un démodulateur à déphasage.

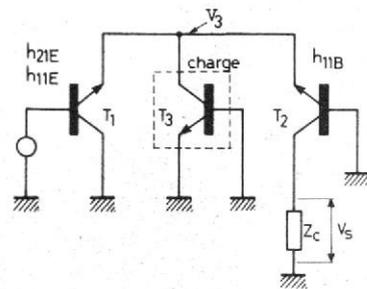
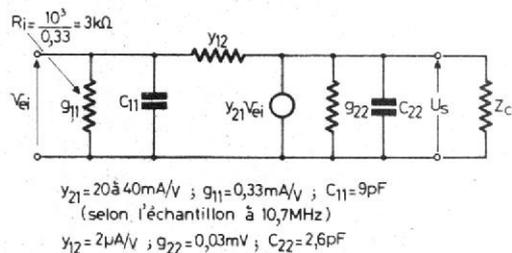


Fig. 6. - Schéma équivalent au μA 703 sans les composants d'alimentation.



$y_{21} = 20 \text{ à } 40 \text{ mA/V}$; $g_{11} = 0,33 \text{ mA/V}$; $C_{11} = 9 \text{ pF}$
(selon l'échantillon à 10,7 MHz)
 $y_{12} = 2 \mu A/V$; $g_{22} = 0,03 \text{ mV}$; $C_{22} = 2,6 \text{ pF}$

Fig. 7. - Quadripôle équivalent au CIL.

plexe dans sa réalisation, simple quant à son emploi fournit un signal AF affecté d'une légère distorsion harmonique, à cause de sa richesse en harmoniques. Après désaccoutation à $50 \mu\text{s}$, celle-ci tombe nettement en dessous de 1 % quant à la mise au point, elle se fait en accordant L au maximum de clarté pour une valeur compatible de C_1 (cette capacité peut d'ailleurs être rendue constante et égale à 33 pF). Notons enfin, que l'étage de préamplification AF qui fait suite au démodulateur présente un gain maîtrisé par un courant continu dosé par $P = 100 \text{ k}\Omega$.

CIRCUITS UTILISÉS

Pour le bloc VHF, on conseille le modèle Radiotechnique LP 1186 ; il comporte, en effet, un transformateur FI répondant aux normes prévues (voir figure 10a).

Les noyaux N_1 et N_2 seront réglés pour que la réponse avoisine celle de la courbe de la figure 10b.

Pour faciliter cette mise au point on peut intercaler entre le bloc LP 1186 et la platine FI un étage à transistors analogue à celui de la figure 11. En effet, une sortie détection d'amplitude normale permet le branchement d'un vobuloscope.

Les filtres à quartz sont des types SFE 10,7 se présentant comme des condensateurs céramiques à 3 fils (entrée - sortie - masse).

Le circuit accordé de démodulation utilise une bobine de $0,8 \mu\text{H}$ dont la réalisation peut se faire à partir d'un enroulement de 12 spires jointives de $65/100^e$.

La résistance d'amortissement est calculée pour permettre une bande passante de $B_p = 300 \text{ kHz}$ environ soit :

$$Q = \frac{f_s}{B_p} \approx 35$$

Ceci conduit à $R = QL\omega_0 = 1900 \Omega$. La valeur normalisée sera 1800Ω .

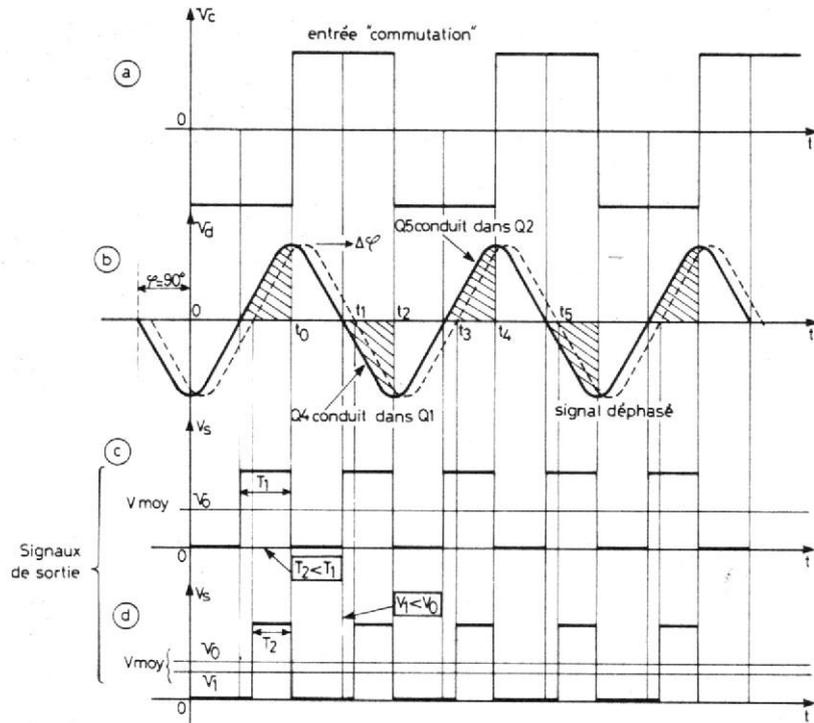


Fig. 8. - Diagramme de fonctionnement du démodulateur à déphasage.

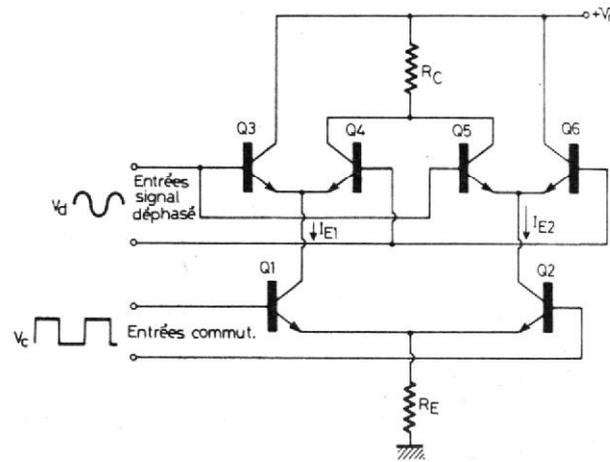


Fig. 9- Comparateur à coincidence équipant les discriminateurs à déphasage.

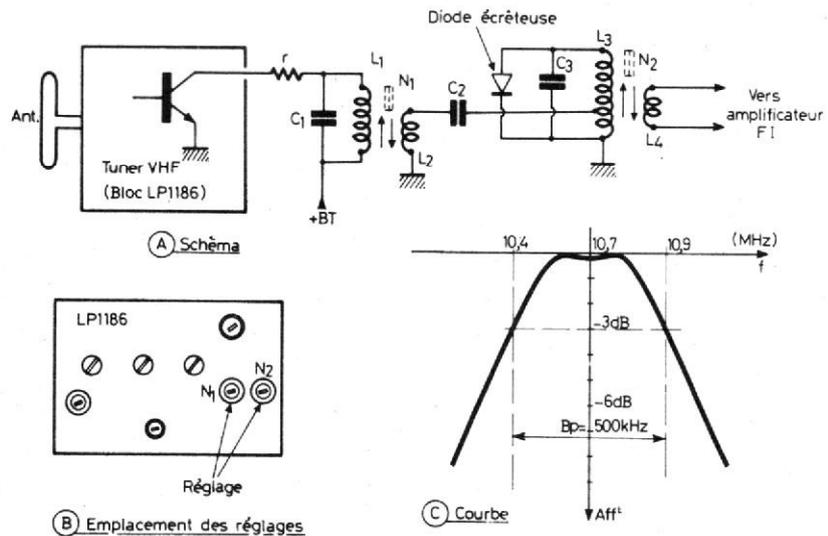


Fig. 10. - Exemple de bloc VHF LP 1186 Radiotechnique servant de tuner VHF-FM.

Partant de cette valeur, il est possible de calculer la capacité C_1 permettant d'apporter le déphasage de 90° :

$$C_1 = \frac{4,2}{2\pi f_0 R} \approx 34 \text{ pF}$$

Pour obtenir l'accord à 10,7 MHz avec $L = 0,8 \mu\text{H}$ il faut prévoir une capacité de 280 pF, valeur à laquelle on doit retrancher les 34 pF de la capacité C_1 de déphasage ; on choisira $C_2 = 250 \text{ pF}$, voire 270 pF, la valeur normalisée.

Les autres valeurs se retrouvent dans le schéma principal. Les résistances seront à 5% - 1/2 W. Quant aux condensateurs, leur choix doit permettre de supporter une tension double de la tension d'alimentation soit 24 V. Ceci est vrai quel que soit le type de condensateur, mais, toutefois, on choisira un isolement supérieur pour les condensateurs au papier ($0,1 \mu\text{F}$ à 22 nF. 150 V_{cc}).

Roger Ch. HOUZÉ
(Professeur à l'E.C.E.)

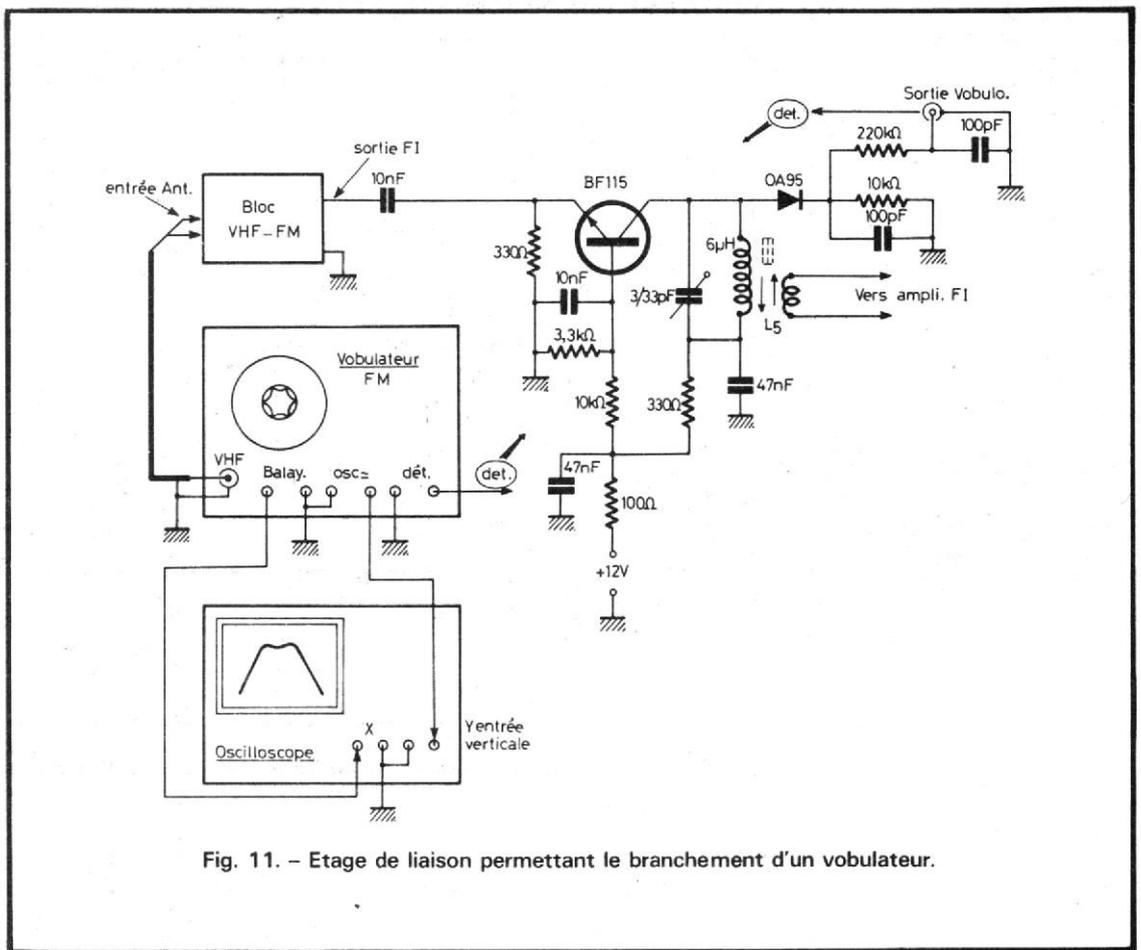
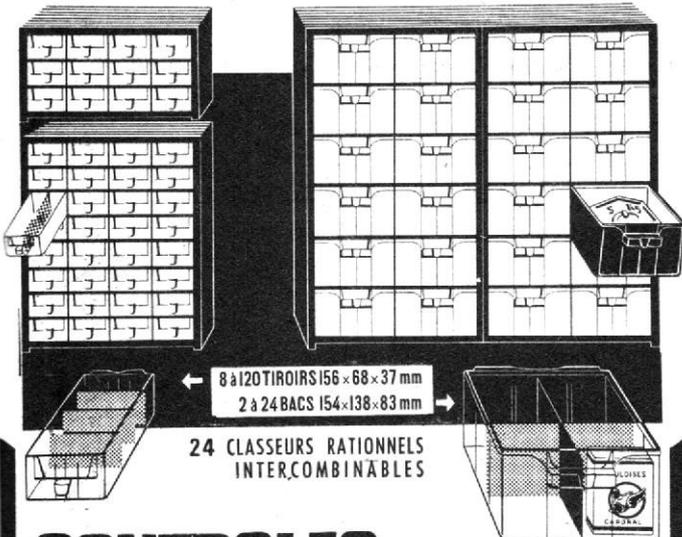


Fig. 11. - Etage de liaison permettant le branchement d'un vobulateur.

L'ORDRE... transparent!
pour vos petits objets et pièces

PLUS DE 120 KG SUR 1/10^e DE METRE CARRE



CONTROLEC

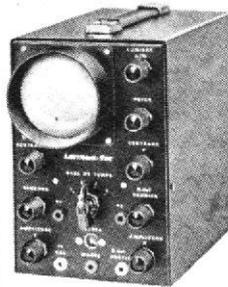
7bis, rue Robert Schuman
94 - ABLON (près Orly) 922 - 20 - 78

NOUVEAU !
TIROIRS
OPAQUES
super-solides

découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables,
sans expérience antérieure sans "maths"

notre méthode : **faire et voir**



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1** Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2** Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3** Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____
ADRESSE _____

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

DATA THÉQUE

DU

TRANSISTOR

(Suite voir N° 1557, N° 1561 et N° 1570)

Transistors de faible puissance

2.2 - AMPLIFICATEURS DE FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE (460 kHz et 10,7 MHz)

ON désire réaliser un amplificateur de fréquence intermédiaire (460 kHz), avec un minimum de composants et conçu, notamment de façon à pouvoir fonctionner sans neutrodynage. Cette dernière condition implique qu'il est, de toute façon, impossible d'utiliser entièrement le gain dont un transistor de technologie courante est capable. On utilise ainsi un type de gain en courant relativement faible, BF185 ou équivalent (annexes 16 à 18). La tension d'alimentation sera $V_{CC} = 9$ V. Quant aux bobinages, on effectuera le calcul en se basant sur un coefficient de qualité $Q = 50$, et on supposera, en première approximation, que ce coefficient est indépendant de la valeur de la capacité d'accord (C_1, C_2).

A. - VALEURS DES COMPOSANTS

Mode de polarisation ? - La stabilité du point moyen de fonctionnement n'est pas très critique dans le cas d'un amplificateur HF. On peut donc se passer du circuit de compensation en température ou, éventuellement, utiliser la diode fournissant la tension de com-

mande automatique de gain (CAG) pour une compensation partielle en température. Mais comme le gain en courant statique du BF 185 peut être compris entre 35 et 125 (annexe 14), l'intensité de collecteur de repos peut varier dans un rapport de 3,6, pour deux échantillons de caractéristiques extrêmes. On devra donc procéder à un tri préalable des transistors. On peut, dans ces conditions, assurer la

polarisation par une simple résistance (R_p , fig. 22-1), et le prix de revient du tri est nettement inférieur à celui des composants supplémentaires (deux résistances et un condensateur) qu'il faudrait prévoir pour une stabilisation du point moyen de fonctionnement. De plus, on peut « panacher » les transistors triés, en les distribuant sur les divers étages du récepteur de façon à obtenir un gain global homogène, pour tous les produits fabriqués.

On utilise donc le schéma de la figure 22-1, et on suppose qu'on trie les transistors disponibles en trois groupes de gain, soit 35 à 55, 50 à 85, 80 à 125, par exemple. Pour les calculs qui suivent, on retiendra le groupe central (gain moyen de 70). Statistiquement, ce groupe comportera le plus grand nombre d'échantillons.

Intensité de collecteur (I_C) ? - Comme le fabricant doit avoir quelque raison pour indiquer les paramètres du BF 185 (annexe 14) pour I_C

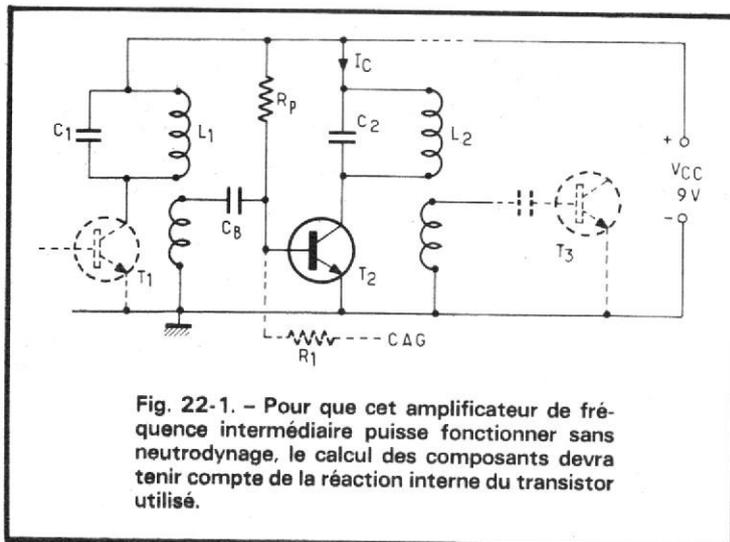


Fig. 22-1. - Pour que cet amplificateur de fréquence intermédiaire puisse fonctionner sans neutrodynage, le calcul des composants devra tenir compte de la réaction interne du transistor utilisé.

= 1 mA, on adopte cette dernière valeur.

Résistance de polarisation (R_p) ? - En se basant sur un gain statique moyen $B = 70$, en négligeant la tension V_{BE} (de T_2) et en supposant que l'intensité dans R_1 est nulle au repos (CAG sans action), on calcule :

$$R_p = \frac{B V_{CC}}{I_C}$$

Exemple :

$$R_p = \frac{70 \times 9}{1} = 630 \text{ k}\Omega$$

S'il s'agit d'un étage fonctionnant sans CAG, on prendra $R_p = 680 \text{ k}\Omega$. Dans le cas contraire, une mise au point (consistant à obtenir $I_C = 1 \text{ mA}$) peut être nécessaire, car l'intensité de repos dans R_1 n'est pas négligeable pour tout montage de CAG.

Schéma équivalent (fig. 22-2). - Si on veut qu'un amplificateur non neutrodyné ne devienne pas un oscillateur, on doit travailler avec des conductances globales d'entrée et de sortie assez fortes. Le schéma équivalent de la figure 22-2 montre que la conductance globale d'entrée de T_2 contient la conductance de sortie de T_1 , g_{22e1} , celle décrivant les pertes du circuit L_1, C_1 , et qu'on appelle G_0 et de celle d'entrée de T_2 , g_{11e2} . Mais c'est seulement cette dernière conductance qui intervient directement à l'entrée du transistor. Les autres, mises entre parenthèses dans le schéma de la figure 22-2, n'interviennent que par l'intermédiaire du rapport de transformation de L_1 (n), défini par le rapport entre les nombres de spires au primaire et au secondaire, soit :

$$G_1 = (g_{22e1} + G_0)n^2 + g_{11e2}$$

De la même façon, on trouve, pour la conductance globale de sortie :

$$G_2 = g_{22e2} + G_0 + \frac{g_{11e3}}{n^2}$$

Les éléments L et C du schéma équivalent n'inter-

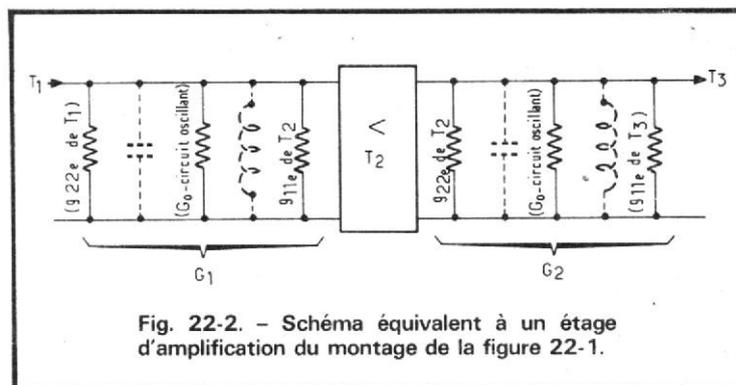


Fig. 22-2. - Schéma équivalent à un étage d'amplification du montage de la figure 22-1.

viennent pas, car on suppose que l'accord (sur la fréquence de 460 kHz) est réalisé. Pour simplifier les calculs qui suivent, on supposera T_1, T_2 et T_3 identiques, et on posera $g_{22e1} = g_{22e2} = g_{22e}$; $g_{11e2} = g_{11e3} = g_{11e}$.

Critère de stabilité (s_n, s) ? - Pour déterminer les conditions dans lesquelles un étage d'amplification peut encore être considéré comme stable (quant aux oscillations spontanées), on fait appel à un « critère » ou « coefficient » de stabilité (s), et qui devient inférieur à la limite d'entretien des oscillations. Comme il convient de rester assez loin de cette limite, on prend généralement $s = 4$. Des valeurs

plus grandes sont seulement nécessaires, quand il est important d'obtenir une courbe de résonance bien symétrique.

Pour déterminer ce coefficient de stabilité, on commence par relever, dans la documentation du fabricant, les valeurs :

$$\begin{aligned} g_{11e} &= 0,4 \text{ ms} \\ y_{12e} &= 2,7 \text{ }\mu\text{s} \\ \varphi_{12e} &= -90^\circ \\ y_{21e} &= 35 \text{ ms} \\ \varphi_{21e} &= 0 \\ g_{22e} &= 4 \text{ }\mu\text{s} \end{aligned}$$

Dans le cas de l'exemple ($I_C = 1 \text{ mA}$), on peut utiliser directement les valeurs fournies par le fabricant (annexe

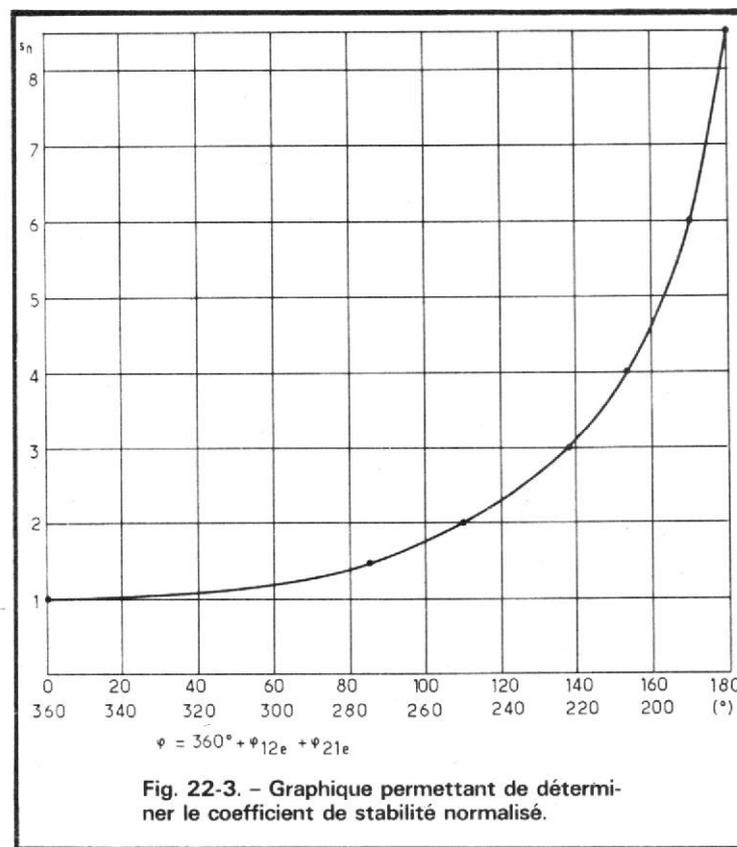


Fig. 22-3. - Graphique permettant de déterminer le coefficient de stabilité normalisé.

14). Si on adopte une valeur différente de I_C , on aura recours aux courbes correspondantes (annexes 17, 18). Les valeurs de b_{11}, c_{11}, b_{22} et c_{22} auraient seulement une importance dans le cas d'une charge résistive. Puisqu'on travaille avec des circuits accordés, on peut les négliger, car, comme dans le cas précédemment étudié, leur incidence sur les capacités d'accord reste très faible.

Calcul du critère de stabilité ? - En partant des valeurs qu'on vient de relever dans la documentation du fabricant, on détermine l'angle de phase global :

$$\varphi = 360^\circ + \varphi_{12e} + \varphi_{21e}$$

Exemple :

$$\varphi = 360 - 90 + 0 = 270^\circ$$

On porte cette valeur de φ dans le graphique de la figure 22-3 (ce graphique est également valable en « base commune »), pour déterminer la valeur correspondante du coefficient de stabilité « normalisé », s_n , et qui est de $s_n = 1,6$ pour $\varphi = 270^\circ$. Puis on « dénormalise », en introduisant le coefficient de stabilité désiré, $s = 4$, et en calculant le produit :

$$G_1 G_2 = \frac{s}{s_n} |y_{12e}| |u_{21e}|$$

Exemple :

$$\begin{aligned} G_1 G_2 &= \frac{4}{1,6} \times 2,7 \text{ }\mu\text{s} \times 35 \text{ ms} \\ &= 0,25 \text{ (ms)}^2 \end{aligned}$$

Prenant le rapport G_1/G_2 égal à celui des conductances correspondantes du transistor, on détermine :

$$G_1 = \sqrt{\frac{g_{11e}}{g_{22e}}} G_1 G_2$$

Exemple :

$$G_1 = \sqrt{\frac{400}{4}} \times 0,24 = 4,9 \text{ ms}$$

$$G_2 = \sqrt{\frac{g_{22e}}{g_{11e}}} G_1 G_2$$

Exemple :

$$G_2 = \sqrt{\frac{4}{400}} \times 0,24 = 0,049 \text{ ms}$$

Circuits de liaison (L, C, n)? - Supposant identiques les deux circuits de liaison de la figure 22-1, on doit avoir, pour le rapport de transformation entre primaires et secondaires :

$$n = \sqrt{\frac{G_1}{G_2}}$$

Exemple :

$$n = \sqrt{\frac{4,9}{0,049}} = 10$$

Si le bobinage comporte 100 spires au primaire, il faudrait donc 10 au secondaire. A 460 kHz, on utilise habituellement des bobinages sous forme de « pots ». Dans ces cas, le couplage entre les enroulements est presque parfait, si bien que le rapport entre le nombre des spires est effectivement égal au rapport de transformation.

La valeur de G_0 peut être tirée de l'une des équations qu'on avait établies à propos du schéma équivalent :

$$G_0 = G_2 - g_{22c} - \frac{g_{11c}}{n^2}$$

Exemple :

$$G_0 = 0,049 - 0,004 - \frac{0,4}{100} = 0,041 \text{ ms}$$

Partant d'un coefficient de qualité de $Q = 50$, on peut calculer les capacités d'accord par :

$$C = C_1 = C_2 = \frac{G_0 Q}{2 \pi f}$$

Exemple :

$$C = \frac{41 \mu\text{s} \times 50}{6,28 \times 0,46 \text{ MHz}} = 710 \text{ pF}$$

Un condensateur de précision peut être nécessaire, si la vis d'ajustage du bobinage ne permet qu'une compensation limitée de la dispersion.

Dans un cas contraire, on peut utiliser une valeur de 680 ou de 750 pF.

Connaissant f et C , on peut maintenant calculer l'inductance de l'enroulement primaire des bobinages :

$$L = L_1 = L_2 = \frac{1}{C (2\pi f)^2}$$

Exemple :

$$L = \frac{1}{0,71 \text{ nF} \times (6,28 \times 0,46 \text{ MHz})^2} = 0,168 \text{ mH}$$

Et s'il y a un problème technologique ? Il n'est pas certain qu'on pourra effectivement obtenir, avec le type de bobinage qu'on désire utiliser, la valeur qu'on s'impose pour Q (et qui peut être supérieure à 50) avec une capacité d'accord aussi forte que celle qu'on vient de calculer. Il se peut fort bien qu'on constate que la valeur prévue pour Q (et qui est liée à la bande passante de l'amplificateur) ne peut être obtenue qu'avec une capacité plus faible, par exemple $C_a = 270 \text{ pF}$. On est alors obligé de travailler avec une

nouvelle valeur de la conductance à la résonance :

$$G_{oa} = \frac{2\pi f C_a}{Q}$$

Exemple :

$$G_{oa} = \frac{6,28 \times 0,4 \text{ MHz} \times 0,27 \text{ nF}}{50} = 0,016 \text{ ms}$$

Pour réaliser l'adaptation au transistor, on doit alors faire appel au montage de la figure 22-4, où l'enroulement accordé comporte une prise pour le collecteur. L'emplacement de cette prise doit correspondre à un rapport de transformation.

$$n_a = \sqrt{\frac{G_{oa}}{G_0}}$$

Exemple :

$$n_a = \sqrt{\frac{0,016}{0,041}} = 0,62.$$

Si l'enroulement accordé de L_1 comporte 100 spires au total, il faut donc effectuer la prise à la 62^e spire. De même, il convient de multiplier par n_a le nombre de spires qu'on avait primitivement prévu au secondaire. On peut parfaitement arrondir à une spire près.

Condensateur de liaison (C_B) ? - Il suffit que sa réactance soit faible devant la résistance d'entrée du transistor :

$$C_B \gg \frac{g_{11e}}{2 \pi f}$$

Exemple :

$$C_B \geq \frac{400 \mu\text{s}}{6,28 \times 0,46 \text{ MHz}} \geq 140 \text{ pF}$$

(prendre 1 nF ou plus).

Les valeurs précédemment calculées se trouvent résumées dans la figure 22-5.

B - CALCUL DES PERFORMANCES

Gain en tension (A_v) ? - On peut définir le gain en tension comme le rapport entre les tensions qu'on mesure aux bornes des circuits oscillants de deux étages successifs. Si on mesure une tension v_1 aux bornes du premier, elle subira une division par n avant d'être amplifiée, pour donner lieu à une tension v_2 aux bornes du second circuit :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{y_{21e}}{n G_2}$$

Exemple :

$$A_v = \frac{35 \text{ ms}}{10 \times 0,049 \text{ ms}} = 71,4.$$

Le gain réel risque d'être quelque peu plus élevée que la valeur ainsi calculée, car, avec un coefficient de stabilité $n = 4$, l'effet de réaction interne n'est pas négligeable, et ce même, quand l'amplificateur a été réalisé de façon à éviter toute capacité externe collec-

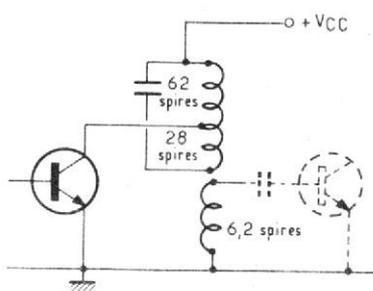


Fig. 22-4. - Variante avec prise sur l'enroulement accordé du circuit de liaison.

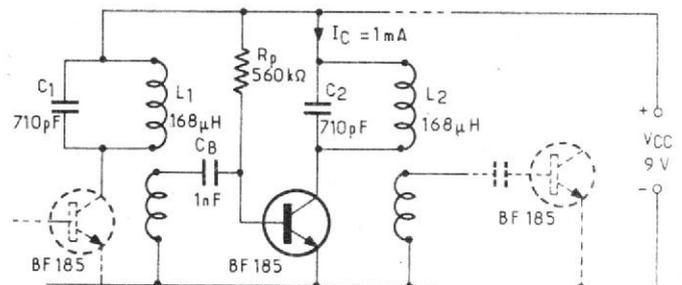


Fig. 22-5. - Schéma résumant les valeurs précédemment calculées pour le montage de la figure 22-1.

teur-base. A l'intérieur du transistor, cette capacité est de 0,65 pF (annexe 14). Il suffit donc qu'on ajoute très peu de capacité externe, pour que le beau calcul qu'on vient de faire deviennent parfaitement fantaisiste.

Bande passante (B) ? - Elle peut être déterminée en partant des valeurs précédemment calculées pour G_2 et C (capacité d'accord) :

$$B = \frac{G_2}{2\pi C}$$

Exemple :

$$B = \frac{49 \mu s}{6,28 \times 0,71 \text{ nF}} = 10,9 \text{ kHz}$$

Si on désire une bande plus réduite, il convient de reprendre le calcul avec une valeur plus élevée de Q, et inversement dans le cas contraire. Mais en pratique, la réaction interne déterminera un certain rétrécissement de la bande qu'on vient de calculer. De plus, la bande passante qui caractérise l'amplificateur entier est, bien entendu, celle qu'il faut retenir comme significative, et elle dépendra du nombre de circuits qu'on utilise.

Bande passante sur plusieurs étages ? - Pour la déterminer, on peut faire appel au graphique de la figure 22-6. Il donne, pour 1 à 6 circuits commandés par autant d'étage d'amplification ou de séparation, l'affaiblissement (par rapport au fonctionnement sur la fréquence de résonance, f_0) en fonction d'un « désaccord relatif » :

$$\Omega = Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

$$\# 2 Q \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right)$$

L'expression simplifiée, $\Omega = Q(f - f_0)/f_0$, est utilisable tant que $(f - f_0)/f_0$ reste inférieur à 0,1. Le terme $(f - f_0)$ est le désaccord absolu, c'est-à-dire la différence entre la fréquence de résonance et la fréquence de travail. Quant à Q, c'est maintenant le coefficient de

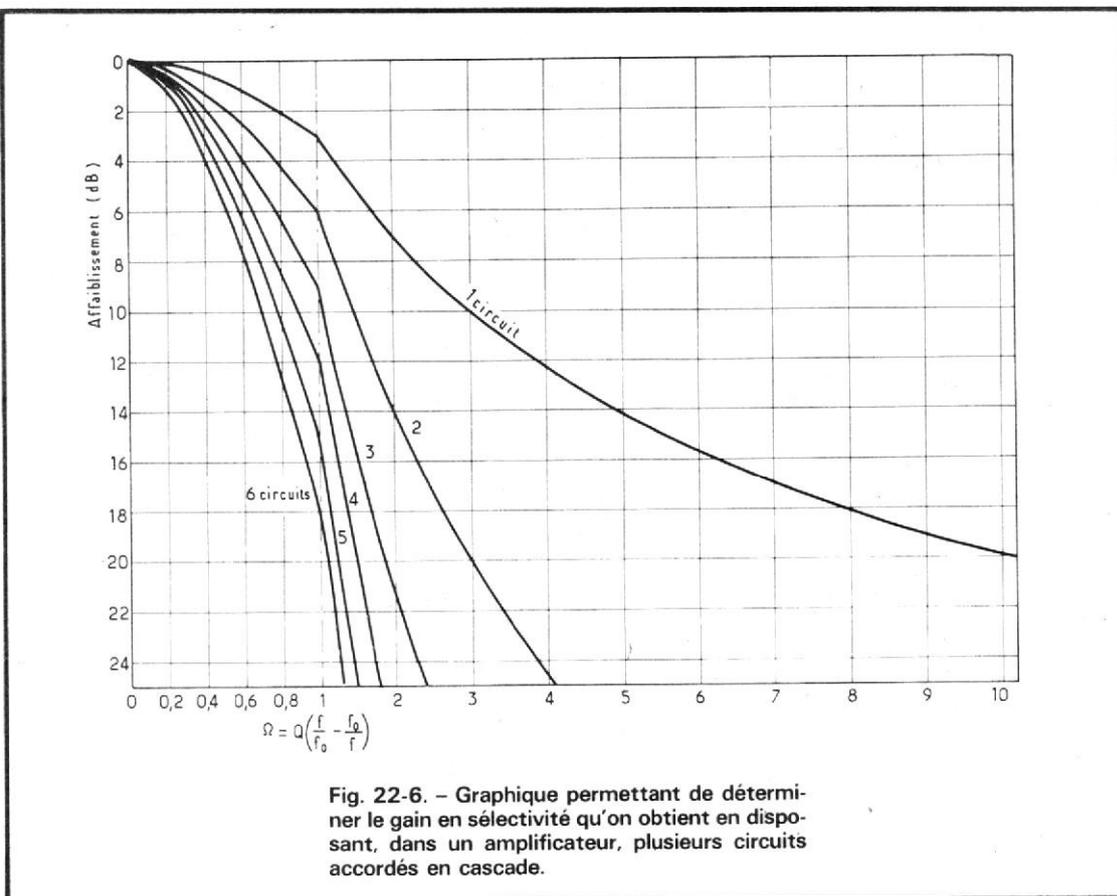


Fig. 22-6. - Graphique permettant de déterminer le gain en sélectivité qu'on obtient en disposant, dans un amplificateur, plusieurs circuits accordés en cascade.

surtension en charge qu'il faut utiliser. Avec les notations précédemment utilisées, il est donné par :

$$Q = \frac{2\pi f C}{G_2}$$

Exemple :

$$Q =$$

$$\frac{6,28 \times 0,46 \text{ MHz} \times 0,71 \text{ nF}}{0,049 \text{ ms}} = 41,9$$

En premier lieu, on peut utiliser le graphique de la figure 22-6 pour déterminer un affaiblissement en fonction d'une bande passante donnée. Soit, par exemple, la bande « radio-diffusion » de $\pm 4,5$ kHz par rapport à f_0 . On calcule d'abord :

$$\Omega = 2 Q \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right)$$

Exemple :

$$\Omega = 2 \times 41,9 \times \frac{4,5}{460} = 0,82.$$

Puis, se reportant au graphique, on voit que $\Omega = 0,82$ correspond à un affaiblissement de 2,15 dB pour un circuit de 4,3 dB pour deux circuits, 6,45 dB pour trois circuits, etc.

Par ailleurs, le graphique de la figure 22-6 permet également de déterminer la bande passante à 3 dB qu'on obtient, par exemple, avec trois circuits conformes aux données d'exemple. Le graphique donne, pour ces valeurs, $\Omega = 0,51$, et on calcule :

$$f - f_0 = \frac{\Omega f_0}{2 Q}$$

Exemple :

$$f - f_0 = \frac{0,51 \times 460}{2 \times 41,9} = 2,8 \text{ kHz}$$

Soit une bande passante de 2 (f - f_0) = 5,6 kHz. Pour un affaiblissement de 20 dB, cette bande serait de 20,8 kHz. Si on veut obtenir une bande passante à 3 dB plus large tout en réduisant la bande à 20 dB, on doit utiliser des liaisons par circuits couplés.

C-AMPLIFICATEUR ACCORDÉ SUR 10,7 MHz

On conserve le schéma précédent, avec $I_C = 1 \text{ mA}$ et $Q = 50$. Le mode de calcul étant le même que précédemment, on ne trouvera ci-dessous que les résultats :

$$\begin{aligned} \varphi &= 265^\circ \\ s_n &= 1,65 \\ G_1, G_2 &= 5,52 \text{ ms} \\ G_1 &= 26 \text{ ms} \\ G_2 &= 0,21 \text{ ms} \\ n &= 11,1 \\ G_0 &= 0,2 \text{ ms} \\ C &= 156 \text{ pF} \\ L &= 1,42 \mu\text{H} \\ C_B &= 100 \text{ pF} \\ A_v &= 15 \\ B &= 214 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Alors qu'on obtenait, à 460 kHz, un gain de 5100 avec deux étages, trois étages seraient nécessaires pour aboutir à un gain de 3375 à 10,7 MHz. Ce gain pourrait être nettement plus grand en cas de neutrodynage.

H. SCHREIBER

NPN**CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE**Types BF 184, BF 185 et similaires
Amplification HF-VHF de faible puissance
Technologie Planar Epitaxial - Silicium**CARACTÉRISTIQUES LIMITES**

Tension collecteur-base ($I_E = 0$)	V_{CBO}	30	V max
Tension collecteur-émetteur ($I_B = 0$)	V_{CEO}	20	V max
Tension émetteur-base (inverse)	V_{EBO}	5	V max
Intensité de collecteur	I_C	30	mA max
Puissance dissipée ($t_{amb} = 25\text{ °C}$)	P_{tot}	165	mW max
Température de jonction	T_j	175	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	0,9	°C/mW

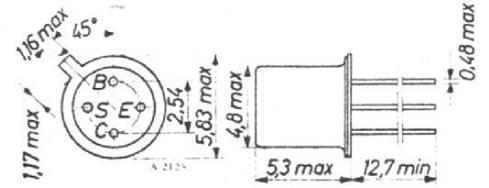


Fig. 184-1.

BF 184, BF 185 : Disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 72 (métal), électriquement relié à une connexion de blindage (S).

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENTmesurées à $I_C = 1\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$

		BF184			BF185			
		min.	nom.	max.	min.	nom.	max.	
Gain en courant statique	B, h_{2aE}	70	115	250	35	70	125	V
Tension de commande base-émetteur	V_{BE}	0,64	0,68	0,71	0,65	0,69	0,73	
Fréquence de transition	f_T		260			200		MHz
Capacité de réaction collecteur-base	C_{rc}		0,65	0,9		0,65	0,9	
Facteur de bruit (amplification), $f = 200\text{ kHz}$, $R_G = 500\ \Omega$	F		1,5					dB
$f = 1\text{ MHz}$, $R_G = 700\ \Omega$	F		1,2					
$f = 1\text{ MHz}$, $R_G = 50\ \Omega$	F		3,5			3,5		dB
$f = 100\text{ MHz}$, $R_G = 100\ \Omega$	F		4			4		
Facteur de bruit (conversion), $f = 200\text{ kHz}$, $R_G = 1,7\text{ k}\Omega$	F		3					dB
$f = 200\text{ kHz}$, $R_G = 850\ \Omega$	F					4		
$f = 1\text{ MHz}$, $R_G = 750\ \Omega$	F		2			2,5		dB

PARAMÈTRES DE QUADRIPOLEmesurés à $I_C = 1\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $t_{amb} = 25\text{ °C}$

	g_{11} (mS)	b_{11} (mS)	c_{11} (pF)	y_{12} (μ S)	$-\phi_{12}$ (°)	y_{21} (mS)	$-\phi_{21}$ (°)	g_{22} (μ S)	b_{22} (μ S)	c_{22} (pF)
BF184, 450kHz, émetteur commun	0,3	0,07	25	2,7	90	35	0	4	4	1,4
BF185, 450kHz, émetteur commun	0,4	0,07	25	2,7	90	35	0	4	4	1,4
BF184, 10,7MHz, émetteur commun	0,45	1,7	25	65	90	35	5	5,5	100	1,6
BF185, 10,7MHz, émetteur commun	0,55	1,95	29	65	90	35	5	4,5	100	1,6
BF184, 35MHz, émetteur commun	0,85	4,2	19	185	100	35	15	6	350	1,6
BF185, 35MHz, émetteur commun	1,1	4,85	22	185	100	35	15	5	350	1,6
BF185, 100MHz, émetteur commun	6	14,8	22	590	115	31	30	12	1000	1,6
BF185, 100MHz, base commune	33	5,6	9	480	92	31	150	12	1000	1,6

TYPES SIMILAIRES

	Type	Caractéristiques modifiées			Boîtier
		P_{tot} (mW)	C_{re} (pF)	Autres	
BF 184	BF 194	250	0,9	$V_{CEO} = 15 V$	SOT 25 bec
	BF 254	300	0,9		TO 92 bec
	BF 368	350	0,95		TO 92 ebc
	BF 494	300	0,85		TO 92 bec
	BF 594*	250	0,95		TO 92 bec
BF 185	BF 195	250	0,9	-	SOT 25 bec
	BF 255	300	0,9	-	TO 92 bec
	BF 369	350	0,95	-	TO 92 ebc
	BF 495	300	0,85	-	TO 92 bec
	BF 595*	250	0,95	-	TO 92 bec

* Ces types sont fournis avec des fils de sortie pliés suivant la configuration du boîtier TO 5 (connexions disposées sur un rayon de 2,54 mm).

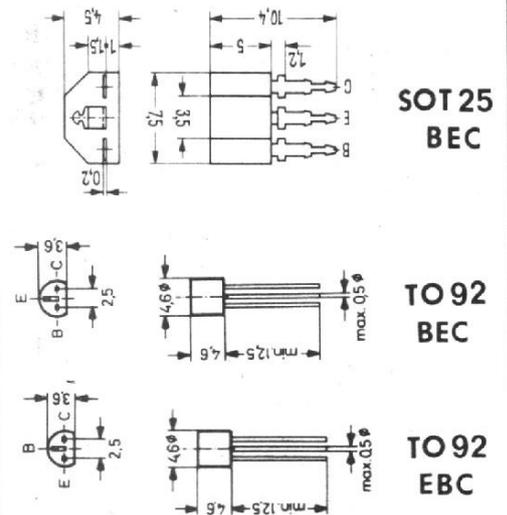
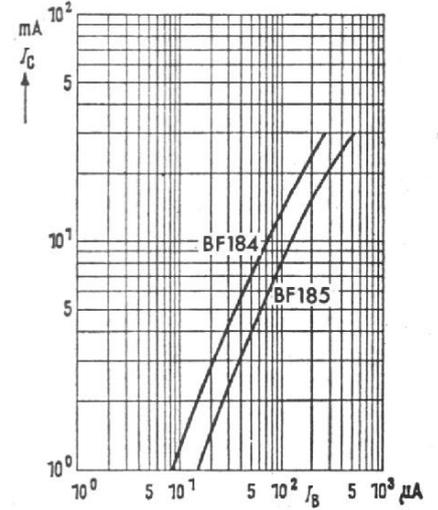
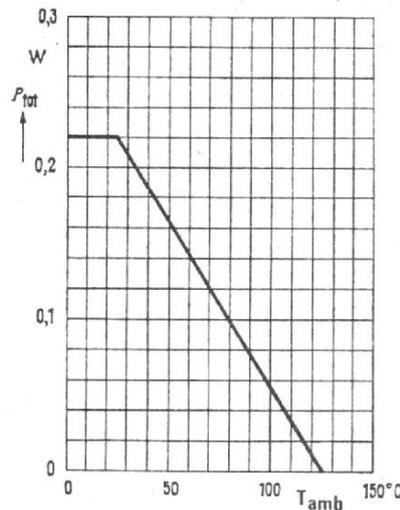
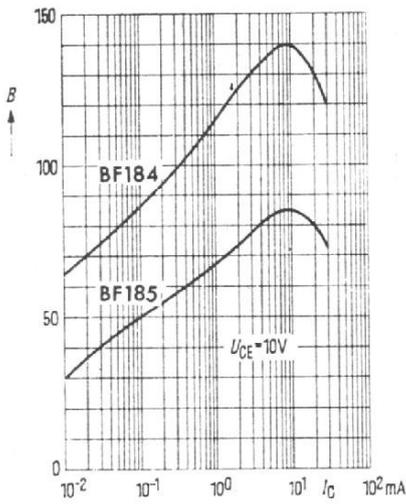
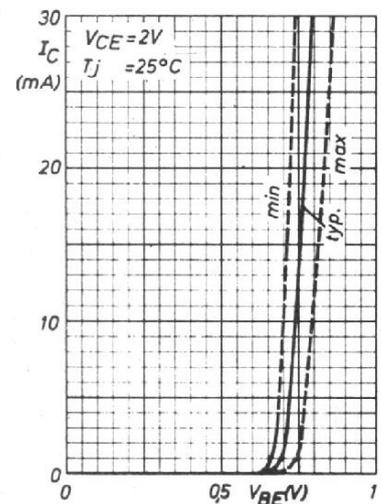
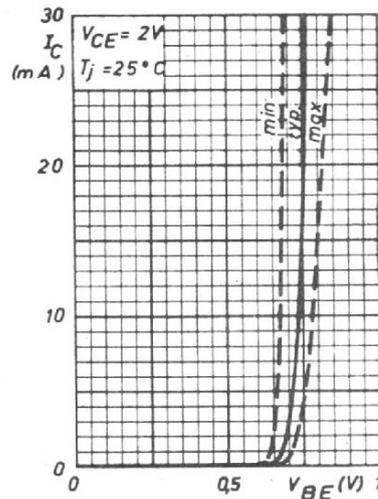


Fig. 184-2

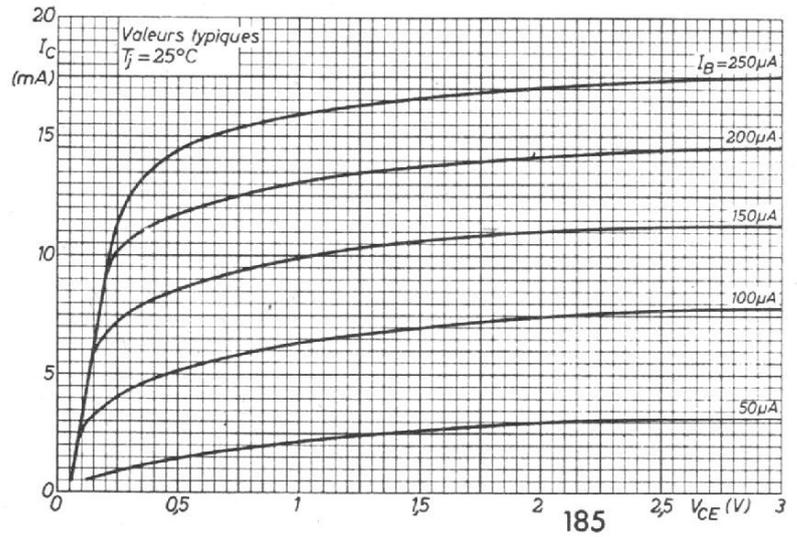
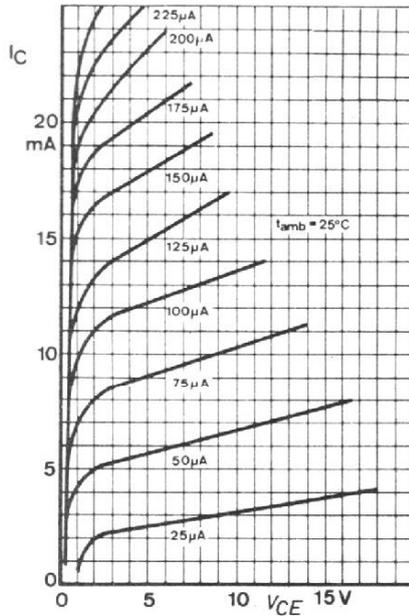
Types similaires à BF 184, BF 185 : Disposition des électrodes et encombrement. Température maximale de jonction 150 °C.



Ci-dessus : BF 184, BF 185 : Gain en courant statique (B) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C). Dissipation maximale (P_{tot}) en fonction de la température ambiante (T_{amb}). Intensité de collecteur (I_C) en fonction de l'intensité de base (I_B).



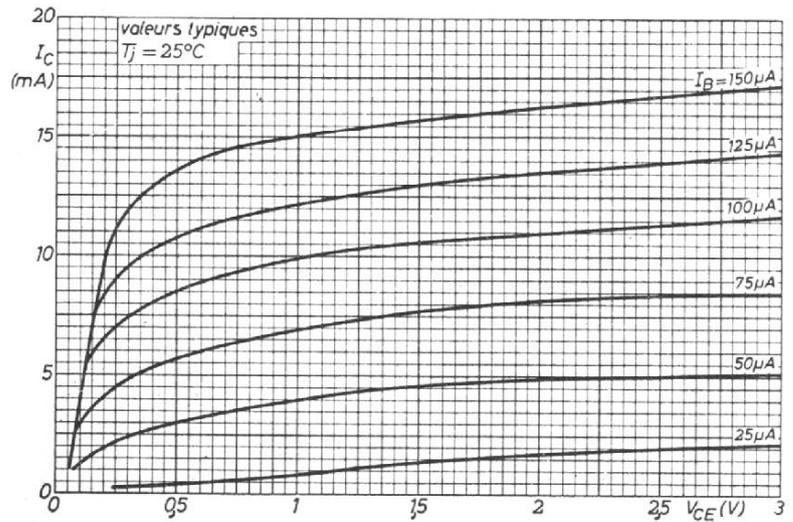
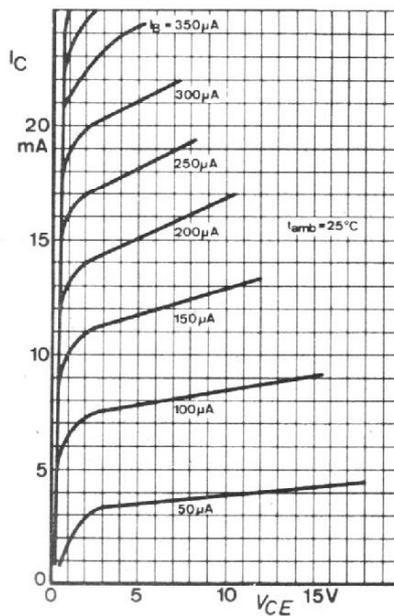
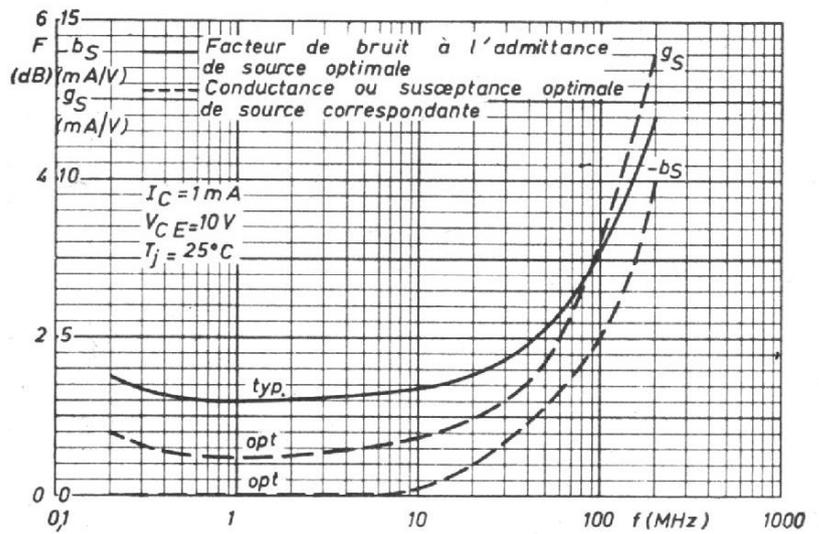
Ci-contre : BF 184 (à gauche) et BF 185 (à droite) : Intensité de collecteur (I_C) en fonction de la tension base-émetteur (V_{BE}).



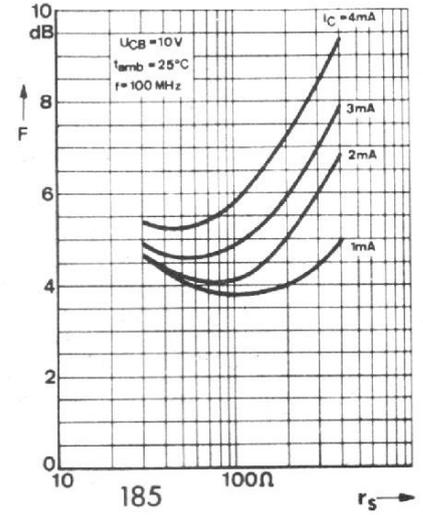
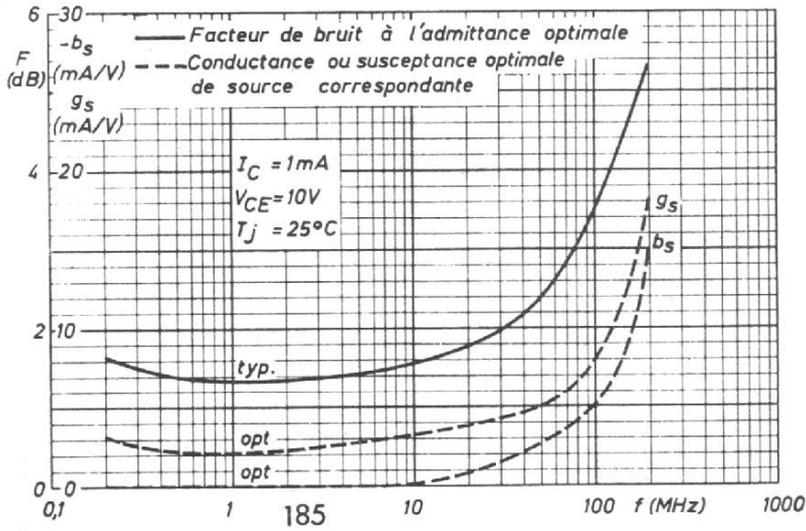
Ci-dessus : BF 184 : Réseaux de caractéristiques, $I_C = f(V_{CE})$, pour tensions moyennes et faibles.

Ci-contre : BF 184 : Facteur de bruit (F) en fonction de la fréquence (f), pour l'admittance optimale (g_s, b_s) de la source de commande. La valeur de cette admittance optimale est indiquée en pointillés.

Ci-dessous : BF 185 : Réseaux de caractéristiques, $I_C = f(V_{CE})$, pour tensions moyennes et faibles.

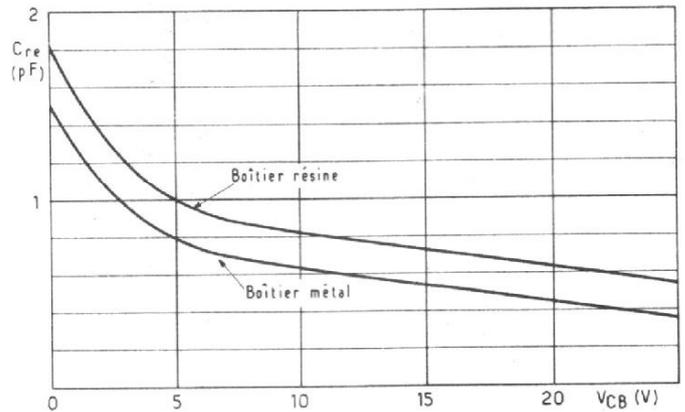
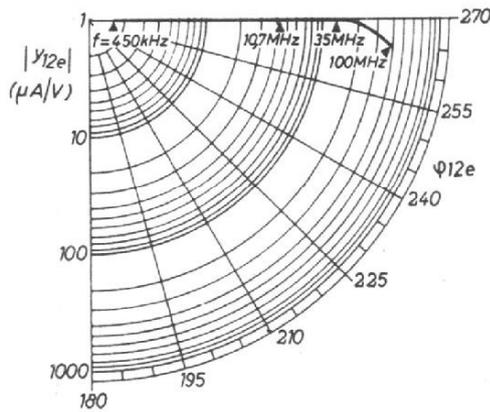


ANNEXE 17



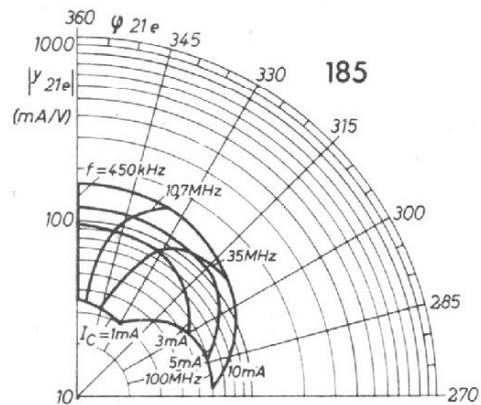
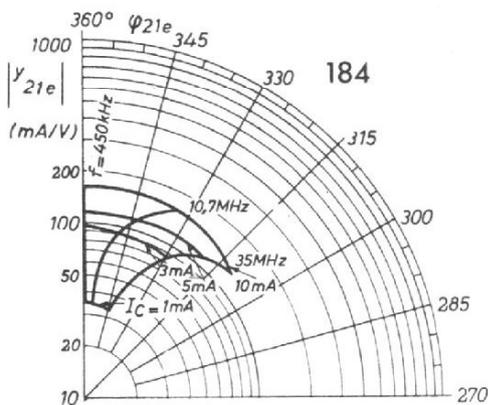
BF 185 : Facteur de bruit (F) en fonction de la fréquence (f), pour l'admittance optimale (g_s , b_s) de la source de commande. La valeur de cette admittance est indiquée par les courbes pointillées.

BF 185 : Facteur de bruit (F), à 100 MHz, en fonction de la résistance interne de la courbe de commande (r_s).



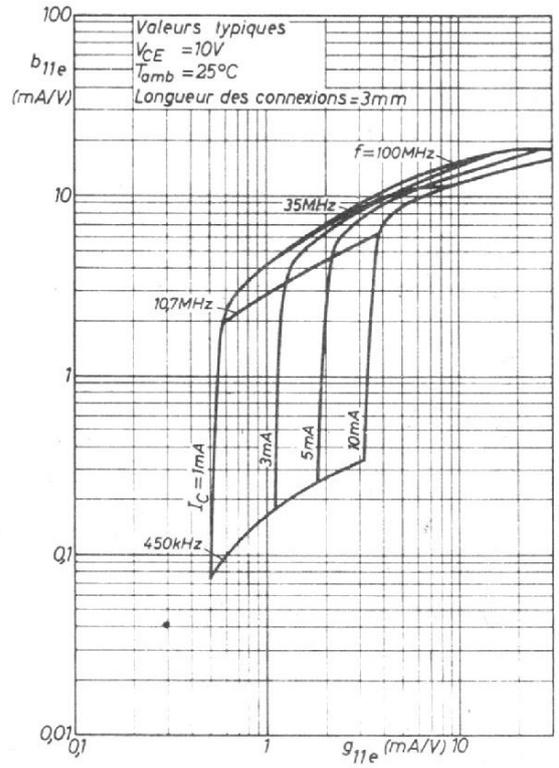
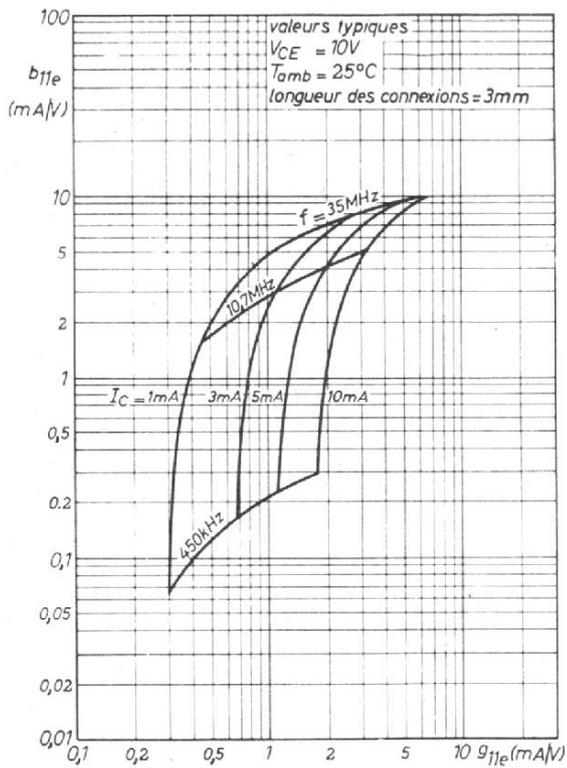
BF 184, BF 185 : Module (y_{12e}) et angle de phase (φ_{12e}) de la transconductance inverse, pour plusieurs fréquences (f) et pour plusieurs valeurs de l'intensité de collecteur (I_C).

BC 184, BC 185, et types similaires sous boîtier résine : Capacité de réaction interne base-collecteur (C_{re}) en fonction de la tension entre collecteur et base (V_{CB}).



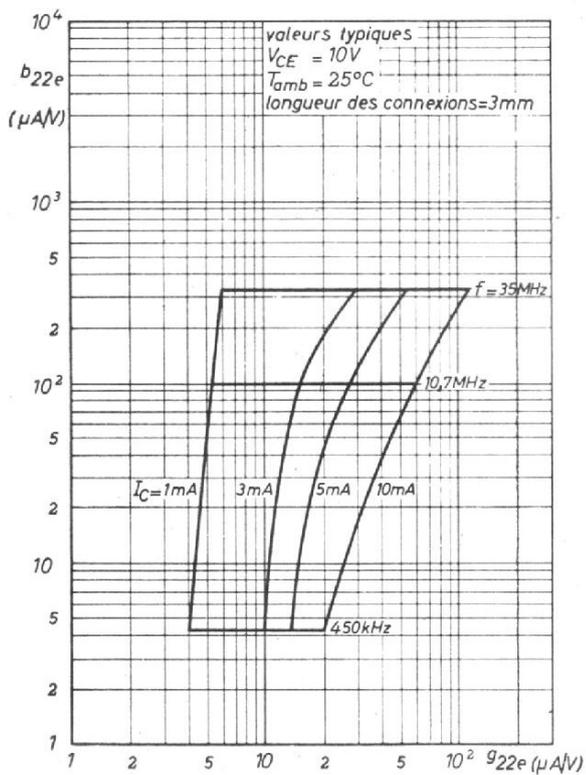
BF 184 (à gauche) et BF 185 (à droite) : module (y_{21e}) et angle de phase (φ_{21e}) pour plusieurs fréquences (f) et pour plusieurs valeurs de l'intensité de collecteur (I_C).

ANNEXE 18

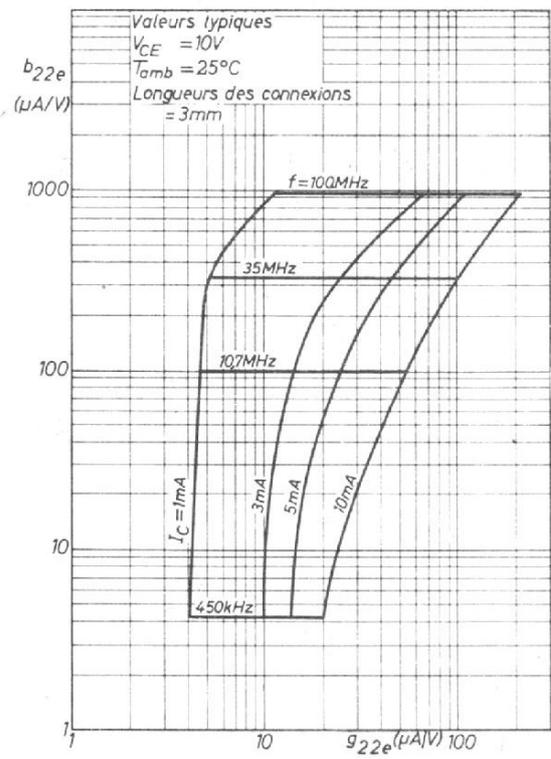


BF 184 : Admittances complexes d'entrée (g_{11e} , b_{11e} , ci-dessus) et de sortie (g_{22e} , b_{22e} , ci-dessous), pour diverses valeurs de la fréquence de travail (f) et de l'intensité de collecteur (I_C).

BF 185 : Admittances complexes d'entrée (g_{11e} , b_{11e} , ci-dessus) et de sortie (g_{22e} , b_{22e} , ci-dessous), pour diverses valeurs de la fréquence de travail (f) et de l'intensité de collecteur (I_C).



184



185

Presse électronique étrangère

PLUSIEURS montages nouveaux et originaux seront décrits. Ils sont le résultat de travaux de spécialistes de haut niveau et méritent l'attention de nos lecteurs.

La première analyse est consacrée à un fréquencesmètre utilisant un circuit logique. Elle est effectuée d'après un article publié dans une revue danoise de Copenhague. On constatera que ce fréquencesmètre pourrait être établi à peu de frais et selon des schémas relativement simples.

Etant alimenté sous 5 V, nous avons donné également, la description d'une alimentation de 5 V proposée par Siemens, utilisable avec tous les montages TTL et autres.

La seconde analyse de presse internationale, se rapporte à un circuit doubleur de fréquence, proposé par Electronics, la célèbre revue américaine.

Ce montage a été étudié dans les laboratoires d'un collègue universitaire et apporte une réponse originale et simple au problème du doublement de tension dont les solutions ne sont pas aussi faciles et économiques que celles de la division de fréquence.

Voici d'abord l'analyse du fréquencesmètre.

FRÉQUENCESMÈTRE UTILISANT UN CIRCUIT LOGIQUE

Fonctionnement en BF : de 10 Hz à 100 kHz, le fréquencesmètre dont le schéma est donné à la figure 1, est décrit dans la revue Popular Radio TV Teknik N° 13 du 1/12/75 de Copenhague (Danemark), page 46.

Ce montage rendra les meilleurs services aux fervents de la BF, Hi-Fi ou autres applications.

La fréquence mesurable s'étendant de 10 Hz à 100 kHz, on pourra effectuer aisément des mesures de « réponses » qui, pour certains préamplificateurs peuvent atteindre 100 kHz.

Le fonctionnement de cet appareil est extrêmement simple : le signal dont on veut connaître la fréquence est

appliqué à l'entrée. Il agit sur le multivibrateur monostable CI-1 attaqué par le point B, tandis que les entrées A₁ et A₂ sont mises à la masse.

La commutation de gammes exige deux commutateurs S_{1a} - S_{1b} conjugués à un pôle chacun et quatre positions a, b, c, d, correspondant aux gammes suivantes :

TABLEAU I

Position	Gamme
a	10 Hz à 100 Hz
b	100 Hz à 1 kHz
c	1 kHz à 10 kHz
d	10 kHz à 100 kHz

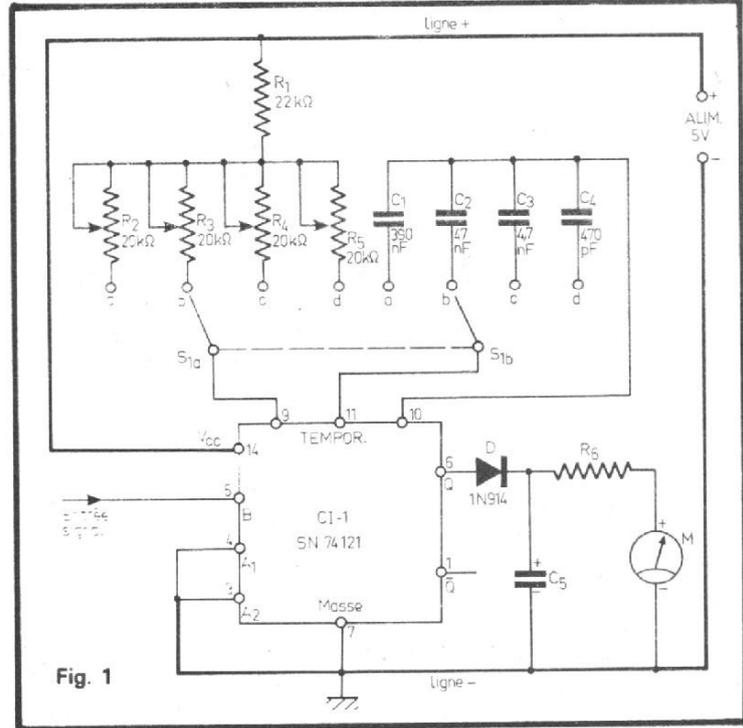


Fig. 1

Le signal de sortie du CI-1, pris au point 6 (signal Q) est transmis à la diode D qui le redresse. Le filtrage est assuré par C₅ et le signal continu apparaît aux bornes de ce condensateur.

Le courant correspondant est transmis par R₆ à l'instrument M qui peut être choisi entre 100 μA, 500 μA ou 1 mA de déviation totale.

Il faut toutefois, donner à R₆ et C₅ les valeurs convenables indiquées ci-après.

TABLEAU II

M	R ₆	C _s
100 μA	39 kΩ	2 μF, 10 V
500 μA	6,8 kΩ	15 μF, 10 V
1 mA	3,9 kΩ	25 μF, 10 V

Les valeurs ne sont pas critiques.

Comme le courant traversant M dépend de la fréquence, il sera possible de graduer cet instrument, en fréquences au lieu de micro-ampères.

La tension appliquée à l'entrée sera de 2,5 V au moins.

Si tel n'était pas le cas, on connectera entre la source du signal et le fréquencemètre un amplificateur dont le schéma sera analysé plus loin.

A la figure 2 on donne le brochage du CI 7421N qui existe chez la plupart des fabricants de semi-conducteurs, par exemple Signetics, SESCO, Texas, Fairchild, etc.

En (A) on donne le brochage du CI en boîtier habituel à 14 broches. Les broches à ne pas connecter, NC, seront laissées en l'air. De même la broche 1 (Q) ne sera pas utilisée.

Le + est à la broche 14 (V_{CC}) et le - à la broche 7.

En (B) on donne le brochage du boîtier TO 85. Les points 1 à 14 sont attribués aux mêmes fonctions que ceux de (A). Sur la figure 2, les boîtiers sont vus de dessus. Le point 1 est repéré, ou se trouve à gauche du repère. On effectuera l'étalonnage du micro-ampèremètre de la manière suivante.

On se procurera un générateur pouvant fournir des signaux dont la fréquence sera comprise entre 10 Hz et 100 kHz. On placera S_{1a} - S_{1b} en position (a) correspondant à la gamme de fréquences les plus basses, 10 à 100 Hz.

Le générateur étant réglé sur cette gamme, on l'accordera successivement sur 10, 20, 30... 100 Hz et on notera pour chaque fréquence le courant de l'instrument M.

On effectuera ensuite les

mêmes opérations en gamme b, c, d. Les étalonnages s'effectueront dans chaque gamme avec R₂ à R₅. Il faut que le signal appliqué au fréquencemètre soit de 30 mV au moins.

Si tel n'était pas le cas, on utilisera un amplificateur comme celui de la figure 3 dont voici une analyse rapide.

**AMPLIFICATEUR
BF DE
TENSION
(FIGURE 3)**

Cet appareil utilise deux transistors BC108, NPN et un BC177 PNP. Le montage est assez classique. Le signal à amplifier est transmis par C₆ de 0,5 μF à la base de Q₁ monté en collecteur commun dont la base est polarisée par R₇ et R₈.

La sortie est sur l'émetteur, rendu positif par la charge R₉ de 4,7 kΩ. Grâce à la liaison directe, la base de Q₂ est portée à la même polarisation que l'émetteur de Q₁. Le transistor Q₂ est monté en émetteur commun et fournit le gain de tension de l'amplificateur, en association avec Q₃ monté de la même manière.

Remarquons le circuit R₁₁-C₇ assurant grâce au découplage le maximum de gain de Q₂.

La liaison est effectuée sans capacité entre les deux transistors.

En ce qui concerne Q₃, on voit que l'émetteur de ce transistor PNP est mis directement au + alimentation, tandis que la tension amplifiée apparaît sur R₁₃. Elle est transmise par C₈ à la sortie qui est à impédance relativement basse, de l'ordre de 2 kΩ.

CI VU DE DESSUS

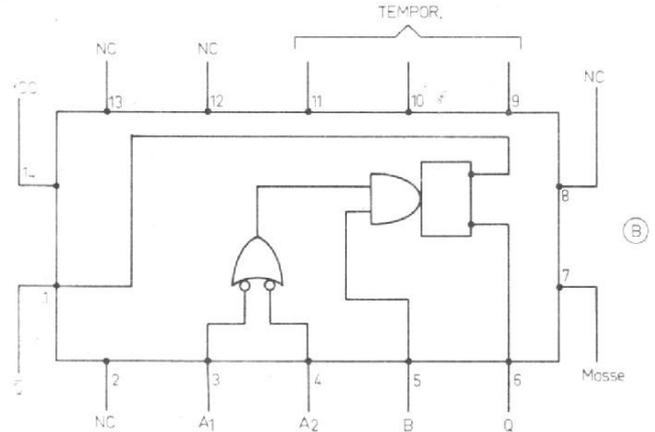
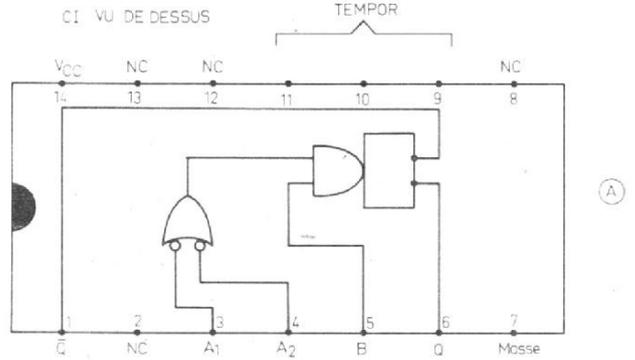


Fig. 2

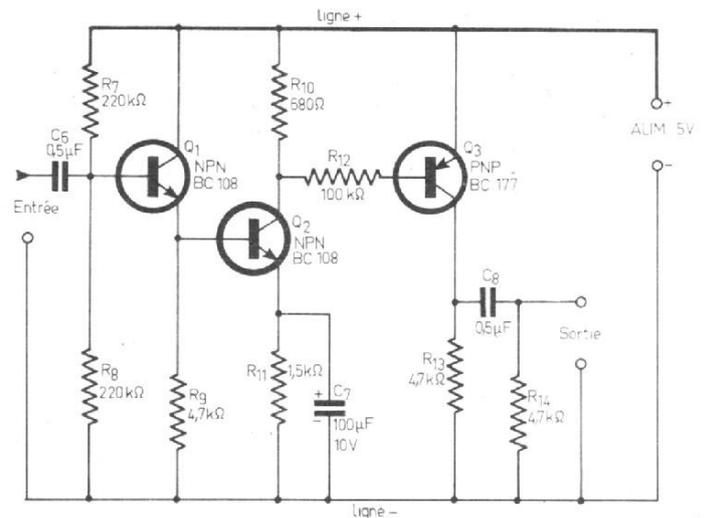


Fig. 3

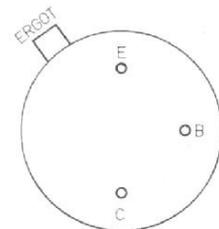


Fig. 4

BC 108
BC 117

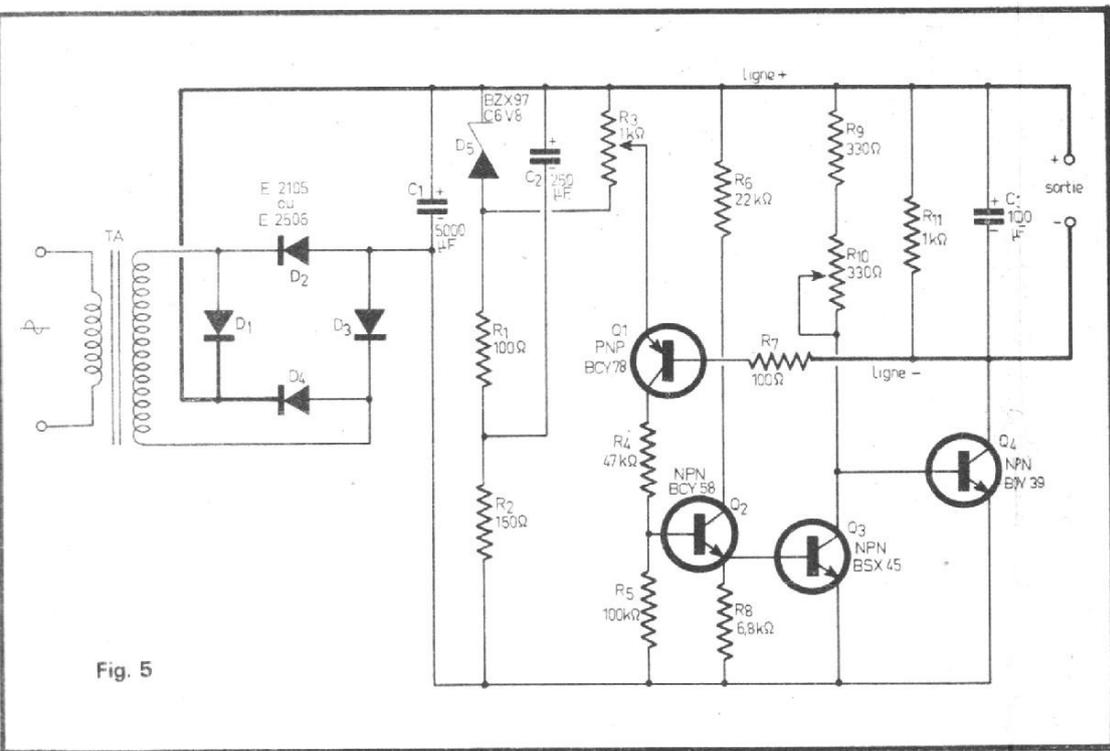


Fig. 5

Pour la transmission des signaux à très basse fréquence, on pourrait augmenter la capacité de C_8 . En effet à 10 Hz, la réactance de ce condensateur de $0,5 \mu F$ est :

$$X_C = \frac{10^6}{2 \pi \cdot 10 \cdot 0,5} \Omega$$

ce qui donne $X_C = 31\,830 \Omega$, valeur grande par rapport à R_{14} qui vaut $4\,700 \Omega$.

Si l'on prend $C_8 = 5 \mu F$, X_C sera de $3\,183 \Omega$ et si $C_8 = 50 \mu F$, X_C ne vaudra plus que 318Ω valeur petite devant $4\,700 \Omega$ donc pas de réduction de tension à 10 Hz.

En utilisant un électrolytique, pour C_8 , on le branchera avec le + vers le collecteur de Q_3 et le - vers R_{14} . Ces appareils sont à alimenter sous 5 V. Leur consommation est de $5 + 10 = 15$ mA environ.

A la figure 4, on donne le brochage des transistors BC108 et BC177.

L'embase est vue avec les fils vers l'observateur. Il a été prévu un ergot qui permet d'identifier immédiatement l'émetteur E qui est le plus proche de ce repère.

Voici maintenant une alimentation stabilisée donnant 5 V et utilisant des transistors.

**ALIMENTATION
5 V à
TRANSISTORS,
RÉGLABLE
ENTRE
0,7 et 7 V**

Cette alimentation est proposée par Siemens. Elle est spécialement étudiée pour alimenter les circuits TTL qui nécessitent 5 V régulés.

Avec ce montage on pourra régler la tension de sortie entre 0,7 V et 7 V, ce qui en permettra l'emploi dans d'autres applications.

Le courant fourni est au maximum de 2 A.

On peut compter sur une régulation de tension satisfaisante lorsque la tension du secteur appliquée au primaire du transformateur d'alimentation TA varie de $\pm 10\%$ de sa valeur normale.

Grâce au potentiomètre R_3 de $1\,k\Omega$ on pourra régler la tension de sortie à la valeur désirée entre les deux limites indiquées plus haut.

Voici comment fonctionne cette alimentation. La tension du secteur est redressée par un pont à quatre diodes alimenté par le secondaire du transformateur d'alimenta-

tion. On obtient la tension redressée et filtrée, aux bornes de C_1 de $5\,mF$ ($5\,000 \mu F$) et aux bornes du circuit $D_5 - R_1 - R_2$. D_5 est une diode qui engendre la tension de référence. On a connecté la base de Q_1 à la sortie zéro volt (négatif de l'alimentation régulée et son émetteur au curseur de R_3 , disposé convenablement pour l'obtention de la tension de sortie désirée.

Les transistors suivants Q_2 , Q_3 , et Q_4 constituent une boucle fermée de commande. La tension de sortie est alors la somme de la tension fournie par le potentiomètre et la tension base-émetteur du transistor BCY 78 (Q_1).

Le courant de sortie est de 2 A maximum, cette valeur étant le maximum permis du transistor de puissance BDY 39. Pour obtenir cette valeur on a monté une résistance R_9 de 330Ω en série avec le potentiomètre ajustable R_{10} de même valeur totale.

Ces deux résistances limitent le courant de base de Q_4 et par conséquent, son courant de collecteur.

Le courant maximum est réglé avec le potentiomètre ajustable R_{10} conformément au gain de courant de l'étage de puissance.

On a monté la capacité C_3 de $1\,000 \mu F$ ($1\,mF$) pour supprimer les courants transitoires.

Voici les caractéristiques générales de cette alimentation :

- Entrée : 220 V (ou toute autre tension) $\pm 10\%$, 50 Hz.
- Sortie : 5 V ou 0,7 à 7 V.
- Courant de sortie : 2 A.
- Tension de ronflement : < 2 mV.
- Rapport des variations du secteur de tension V_i :

$$\Delta V_i = \pm 22 \text{ V } V_i = 220 \text{ V}$$

$$V_s = 5 \text{ V } I_s = 2 \text{ A}$$

$$\Delta V_s/V_s \text{ varie de } \pm 0,8 \%$$

Rapport des variations de la charge de sortie :

$I_s = 0$ à 24 fois à $V_i = 220 \text{ V}$, $V_s = 5 \text{ V}$, $\Delta V_s/V_s$ varie de 2 %.

Température ambiante : 0 à 70 °C.

Coefficient de température de V_s : $0,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Résistance thermique du radiateur de Q_4 : $\leq 2,5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$.

Transformateur TA :

Primaire : 110 ou 220 V ou à prises.

Secondaire : si n_1 est le nombre de spires en 220 V du primaire et n_2 est le nombre de spires du secondaire on aura, avec des tôles M65 sans entrefer, et des enroulements alternés.

$n_1 = 1\,550$ spires fil cuivre de 0,25 mm de diamètre.

$n_2 = 72$ spires fil de 1,4 mm.

De ce fait, le rapport des spires est :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{1550}{72} = 21,52 \text{ fois}$$

De ce rapport on peut déduire la tension secondaire approximative :

$$\frac{V_p}{V_s} = 21,52 = \frac{220}{V_s}$$

d'où $V_s = 220/21,52 = 10,22 \text{ V}$.

Indiquons que les diodes D_1 à D_4 du pont constituent un seul composant E 2105 ou E 2506.

Tous les semi-conducteurs

proposés sont des Siemens disponibles en France, chez les dépositaires de cette marque. Cette alimentation peut être montée sur platine imprimée ou sur platine isolante avec connexions par fils.

Il est obligatoire de monter la BDY 39 sur radiateur, sans lequel le transistor serait détruit.

Il serait utile de monter sur la sortie, un voltmètre indiquant la tension V_s régulée.

**DOUBLEUR DE FRÉQUENCE
ACCEPTANT
TOUTES FORMES
DE TENSIONS**

Le montage de la figure 6 est proposé par Donald Dekuld du Collège Santa Fe Junior de Cainesville Fla (USA). Sa description a été publié dans « Electronics » Vol. 45, n° 15, page 84.

Avec ce doubleur, il faut que le signal d'entrée ait un rapport cyclique de 50 %

approximativement, c'est-à-dire des alternances positives et négatives de durées égales. L'amplitude du signal d'entrée sera de 0,5 V crête à crête au moins. On a effectué les essais avec divers signaux dont la forme et l'amplitude crête à crête sont indiquées à la figure 7.

Lorsque le signal d'entrée est sinusoïdal, sa fréquence peut être comprise entre 40 kHz et 600 kHz, ce qui restreint les possibilités de l'appareil qui restent toutefois nombreuses dans la gamme indiquée.

A la sortie, on obtient un signal rectangulaire ayant un rapport cyclique de 38 % environ à la fréquence d'entrée la plus basse et de 65 % environ, à la fréquence d'entrée la plus élevée.

FONCTIONNEMENT

Le circuit intégré $A_1 = \mu A 710$ est un comparateur. Le signal est relié à l'entrée non

inverseuse du signal (point 2, marqué +). Il accepte un signal sinusoïdal et produit un signal rectangulaire à sa sortie qui est au point 7.

Grâce aux condensateurs C_1 et C_2 de $0,1 \mu F$, le signal est transmis à deux commutateurs complémentaires, réalisés avec les transistors Q_1 et Q_2 .

Ces commutateurs donnent à la sortie des signaux rectangulaires de 24 V crête à crête, c'est-à-dire la somme des deux tensions d'alimentation, chacune de 12 V continu.

Les résistances R_1 et R_2 empêchent les bases de Q_1 et Q_2 de se bloquer lors des chutes de tension.

D'autre part, C_3 est alternativement chargée et déchargée par l'intermédiaire de la résistance R_3 .

Lorsque Q_1 est saturé et Q_2 bloqué, C_3 se charge selon une loi exponentielle vers 12 V continu.

Lorsque Q_1 est bloqué et Q_2 saturé, C_3 se décharge jusqu'à -12 V environ.

Si l'intervalle de charge ou de décharge est petit par comparaison au temps, $R_3 C_3$, la tension aux bornes de ce condensateur est triangulaire.

Cette tension aura une valeur de crête correspondant à un déphasage de 90° par rapport à la pointe du signal sinusoïdal d'entrée.

La tension triangulaire est alors transmise à l'entrée non inverseuse, point 2 (+) de CI-2 par l'intermédiaire du condensateur C_4 de $0,22 \mu F$.

Ce deuxième comparateur transforme le signal triangulaire en rectangulaire, qui est décalé de 90° par rapport au signal de sortie du premier comparateur A_1 .

Les transistors Q_3 et Q_4 fonctionnent comme amplificateurs à collecteur commun (émetteurs suiveurs). Ils commandent deux commutateurs non saturés réalisés avec les transistors Q_5 et Q_6 .

Lorsque les états du comparateur sont les mêmes, Q_5 et Q_6 sont bloqués. Si les états du comparateur sont différents,

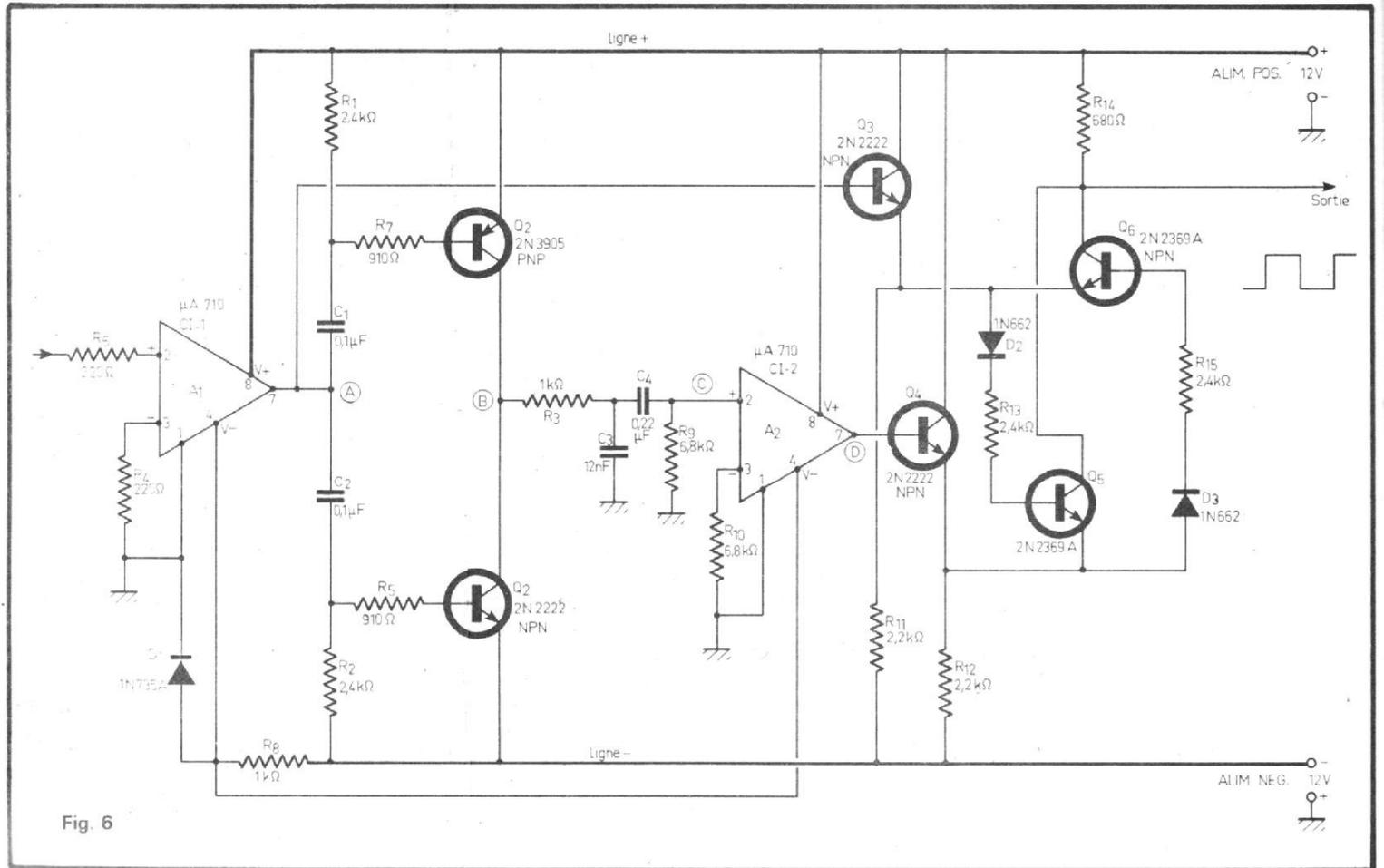


Fig. 6

Q_5 et Q_6 est équivalent à la fonction logique :

$$X Y + X \bar{Y} = 1$$

dont l'effet est le dédoublement de fréquence des signaux rectangulaires en quadrature.

Dans les circuits de base de Q_5 et Q_6 , reliés aux émetteurs opposés, on a disposé une diode et une résistance (1N662 - 2,4 k Ω) afin d'éviter de fausses commutations lorsque les deux comparateurs sont au même état mais ont des niveaux différents des tensions de sortie.

A la fréquence nominale de 120 kHz on a pu réaliser un signal rectangulaire à rapport cyclique de 50 %.

A des fréquences plus basses, le rapport cyclique est plus petit en raison de la forme des tensions triangulaires qui ont tendance à s'« arrondir » exponentiellement.

Aux fréquences plus élevées, le rapport cyclique est au contraire, supérieur à 50 %.

Comme le maximum d'amplitude d'entrée du $\mu A 710$ est de ± 7 V, l'amplitude du signal triangulaire ne peut excéder 14 V crête à crête.

FORME DES SIGNAUX

A la figure 7, on montre la forme des tensions à l'entrée, à la sortie et aux points (A) (B) (C) et (D) qui sont indiqués sur le schéma de l'appareil.

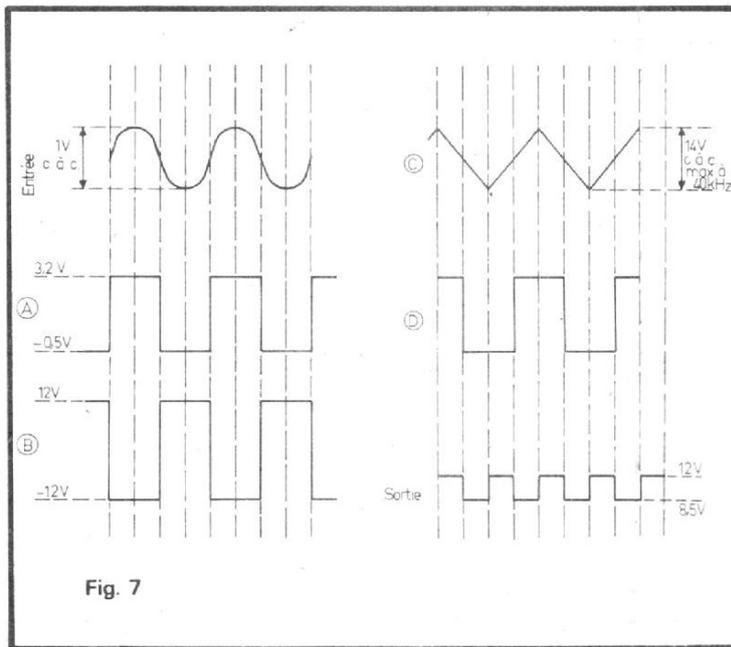


Fig. 7

Le signal d'entrée est sinusoïdal, l'amplitude crête à crête est de 1 V, ce qui correspond à une amplitude de signal de $1/2,82 = 0,354$ V efficaces.

En (A) on montre une tension rectangulaire de même fréquence, obtenue à la sortie du premier comparateur A_1 . Ce signal est de 3,7 V crête à crête et varie entre + 3,2 V et - 0,5 V par rapport à la masse.

En (B) on montre le signal rectangulaire au point commun des collecteurs de Q_1 et Q_2 montés en commutateurs.

Ce signal est inversé par rapport au signal (A) et son amplitude est de 24 V. Il varie d'égale valeur de part et d'autre de la tension nulle de la masse.

En (C) on a représenté le

signal triangulaire dont l'amplitude est de 14 V crête à crête, valeur maximum atteinte à $f = 40$ kHz, fréquence la plus basse de fonctionnement du montage proposé. Le point (C) est l'entrée de A_2 . Ce signal varie de part et d'autre de 0 V.

En (D) on a à nouveau un signal rectangulaire : c'est celui de sortie du second comparateur A_2 . Enfin à la sortie de l'appareil, sur le collecteur de Q_6 , on obtient le signal rectangulaire de fréquence double de celle des signaux mentionnés précédemment.

Son amplitude est de $12 - 8,5 = 3,5$ V crête à crête. Cet appareil ne doit pas être difficile à expérimenter.

A noter qu'il nécessite deux alimentations de 12 V cha-

cune montées en série avec point commun représentant la masse.

On a utilisé : deux circuits intégrés $\mu A 710$ (Fairchild), un transistor PNP, $Q_1 = 2N3905$, cinq NPN : $Q_2 = Q_3 = Q_4 = 2N2222$, $Q_5 = Q_6 = 2N2369A$.

On trouve également dans ce montage une diode 1N753 - à deux diodes 1N662.

Le brochage de ce CI indiqué sur le schéma correspond au modèle à boîtier cylindrique, représenté à la figure 8, à gauche. On a :

- Broche 1 : masse
- Broche 2 : entrée non inverseuse
- Broche 3 : entrée inverseuse
- Broche 4 : V -
- Broche 5 : non connectée
- Broche 6 : non connectée
- Broche 7 : sortie
- Broche 8 : V +.

On remarquera toutefois que dans le montage proposé, la tension - 12 V n'est pas appliquée directement au « V - » mais réduite par R_8 . Il se peut qu'un condensateur de découplage puisse se montrer utile entre les points 4 des CI et la masse. Une valeur de 10 μF doit suffire étant donné les fréquences des signaux.

Si l'on choisit un boîtier rectangulaire à 14 broches le brochage est différent et indiqué à la figure 8 au milieu.

A droite sur la même figure on montre le brochage du CI en boîtier plat à 10 pattes.

Dans cette présentation, les pattes se branchent comme suit :

- 1 : masse
- 2 : entrée non inverseuse (+)
- 3 : entrée inverseuse (-)
- 4, 7, 9, 10 : non connectées
- 5 : V -
- 6 : sortie
- 8 : V +.

On a intérêt à utiliser le $\mu A 710$ en boîtier cylindrique. A noter que dans cette présentation, la broche 4 (V-) est connectée au boîtier métallique qui devra être mis à l'abri de tout contact.

F. JUSTER

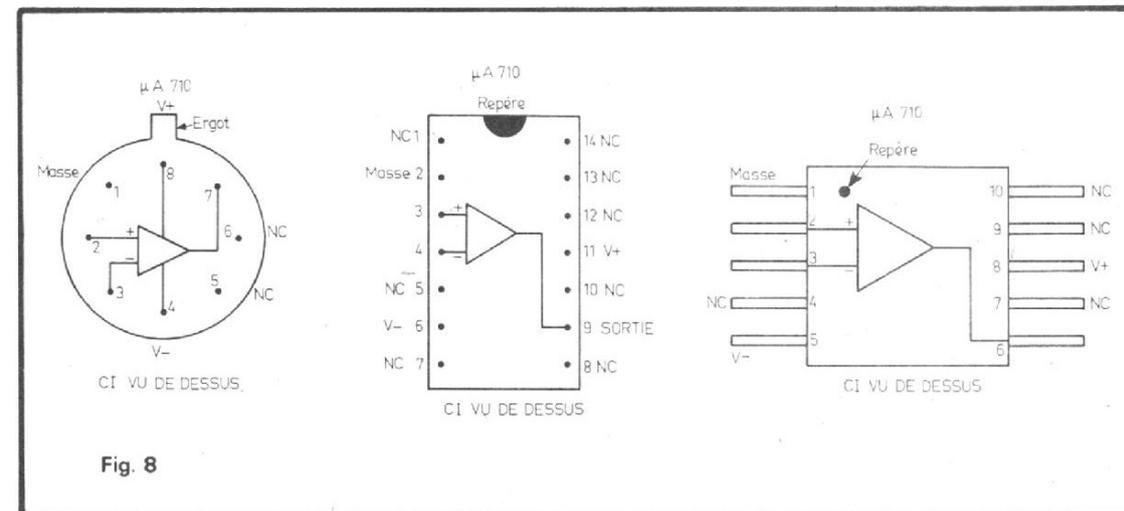
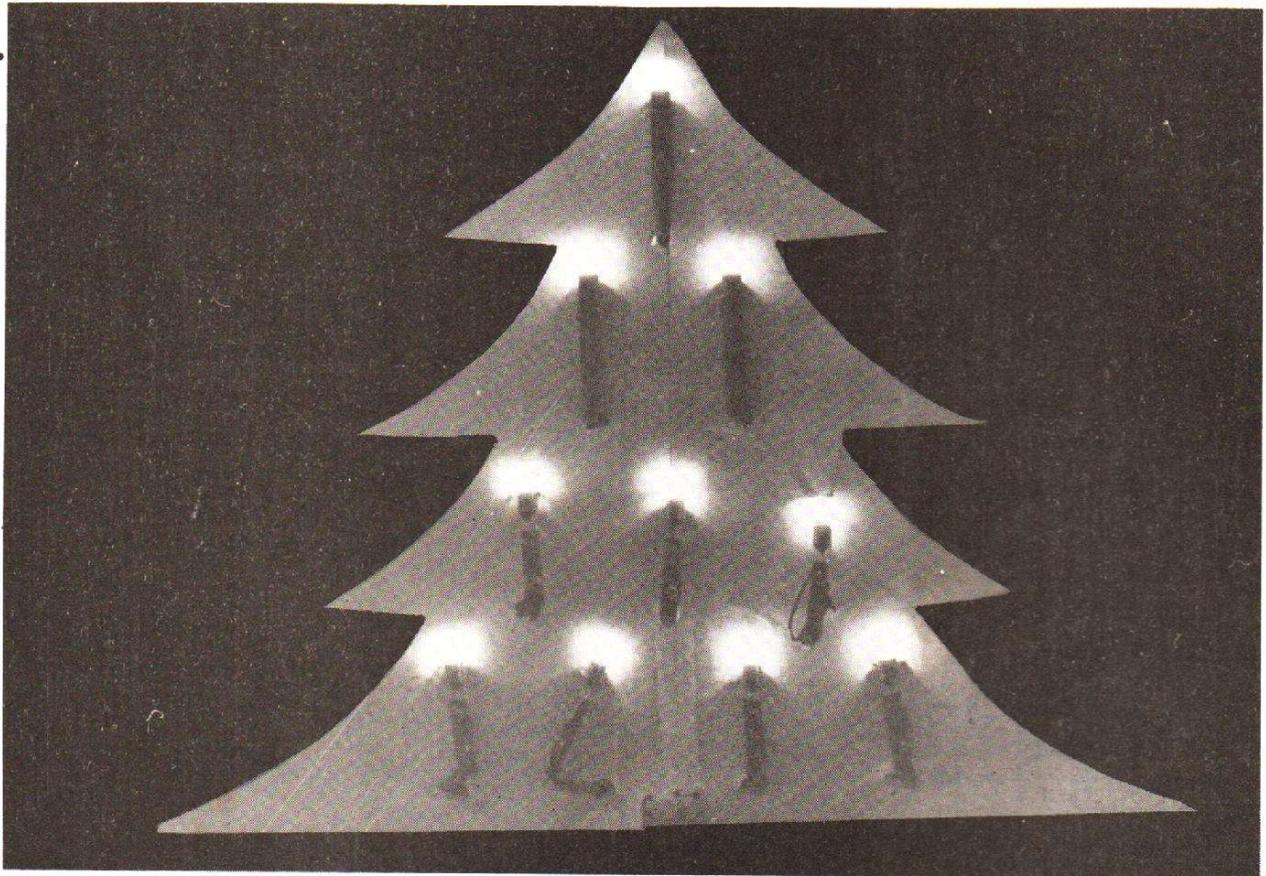


Fig. 8

L'ARBRE DE NOËL



et le registre à thyristors

DEVENU électrique pour des raisons de sécurité, l'éclairage d'arbre de Noël est, en même temps, devenu trop statique, car il lui manque la vivacité de la flamme d'une bougie. Remédier à cela par un clignotant, c'est très grossier, et le chenillard, qui fait courir une lumière à toute vitesse sur les branches de l'arbre, ce n'est pas très reposant, et cela donne peu de lumière, pour un grand nombre d'ampoules à installer.

La solution proposée ici est celle de l'allumage successif de toutes les ampoules. Au moment où l'arbre est entièrement illuminé, la première ampoule (celle qui s'était allumée en premier lieu) s'éteint, puis les autres la suivent suc-

cessivement, jusqu'au moment où il ne reste plus qu'une seule ampoule allumée. Dès lors, le cycle recommence avec l'allumage successif des ampoules. L'effet est particulièrement agréable, quand le système fonctionne avec une cadence relativement lente.

PRINCIPE ET SCHÉMA ÉLECTRIQUE

La figure 1 montre le schéma d'une installation complète, à dix allumages, ce nombre étant facilement extensible. Les circuits de commande d'ampoules sont

tous pareils, sauf celui portant le numéro 1. Au pied de l'arbre, on a disposé l'unité de commande, comportant l'alimentation et un circuit impulsionnel qui provoque, de temps en temps, les brèves coupures d'alimentation qui sont nécessaires pour l'avance du registre.

La production de l'impulsion de coupure est assurée par le transistor unijonction T_1 . Leur durée est de quelques millisecondes, et leur cadence, d'une seconde environ au minimum, peut être augmentée, par le potentiomètre P , jusqu'à l'arrêt complet de la progression. Si on désire une cadence plus vive, il suffit de diminuer R_2 (10 k Ω minimum), et une plage d'ajustage plus large devient possible, si

on prend $P = 500$ k Ω (log), $R_1 = 1$ M Ω , $R_2 = 10$ k Ω . L'utilisation d'un potentiomètre logarithmique permet un ajustage plus progressif de la cadence, à condition qu'on le connecte de façon que la cadence la plus rapide soit obtenue quand le potentiomètre se trouve tout à gauche.

Les impulsions que T_1 produit dans R_4, R_5 provoquent la conduction de T_2 . L'intensité dans R_6 qui sert normalement à provoquer la saturation de T_3 , se trouve alors déviée par T_2 . Au moment des impulsions, on obtient ainsi un blocage de T_3 , ce qui équivaut à une interruption de l'alimentation. Comme T_3 fonctionne en interrupteur, il n'a pas besoin de radiateur.

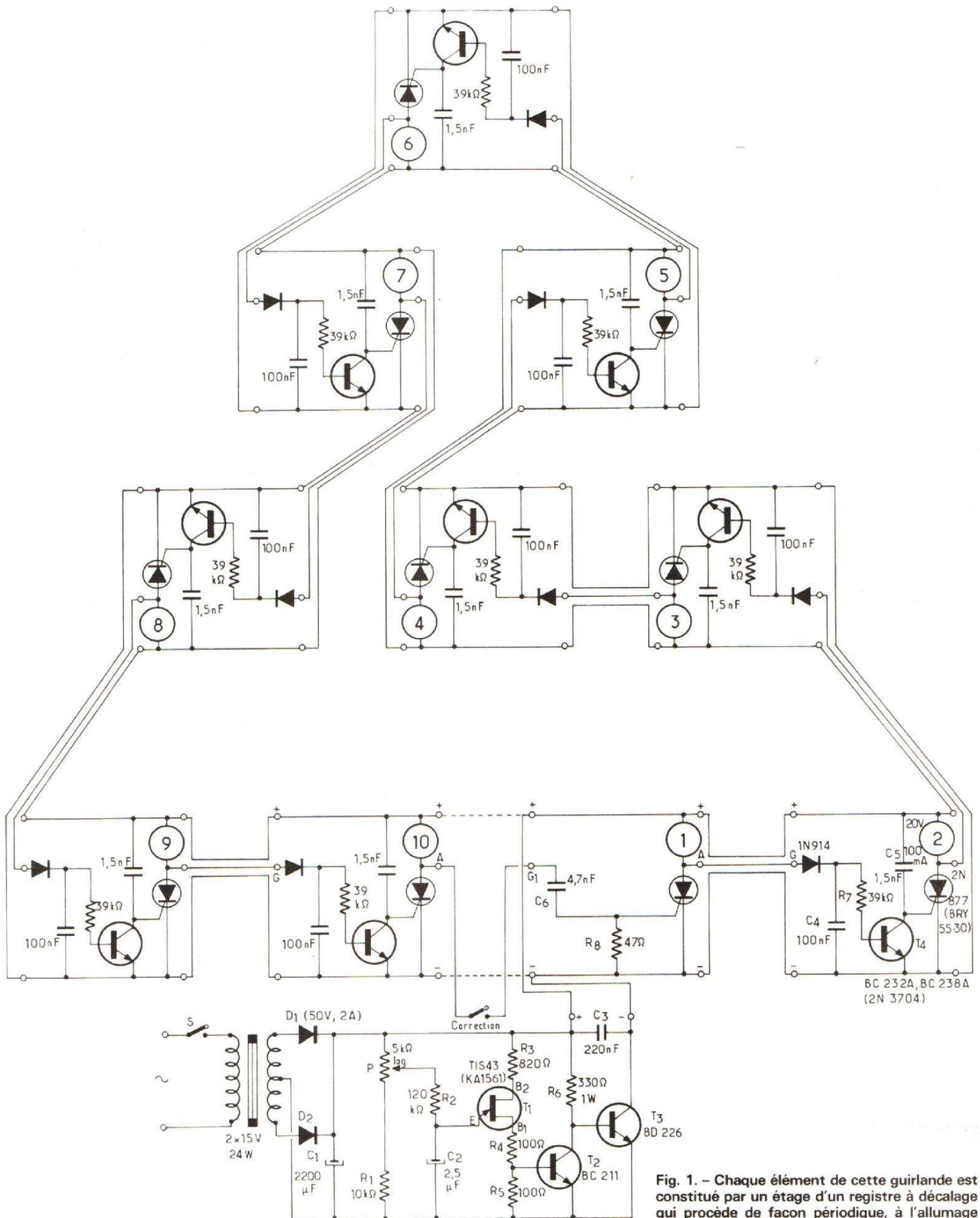


Fig. 1. - Chaque élément de cette guirlande est constitué par un étage d'un registre à décalage qui procède de façon périodique, à l'allumage successif et cumulatif de toutes les ampoules, puis à une extinction progressive.

FONCTIONNEMENT DU REGISTRE

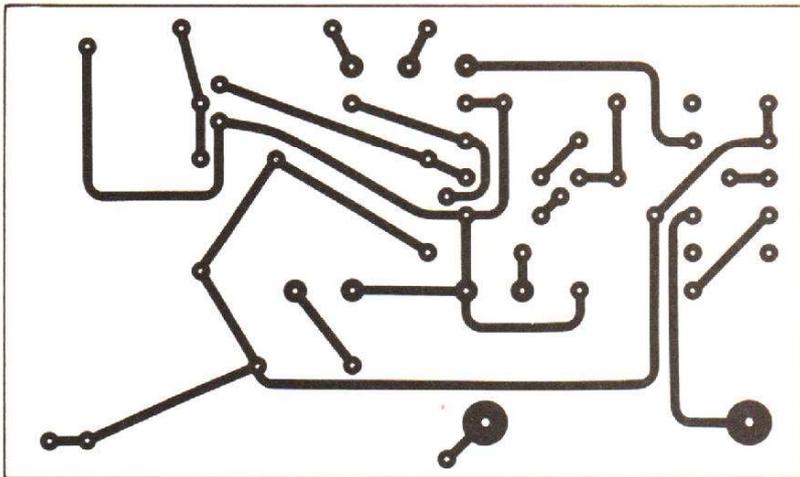
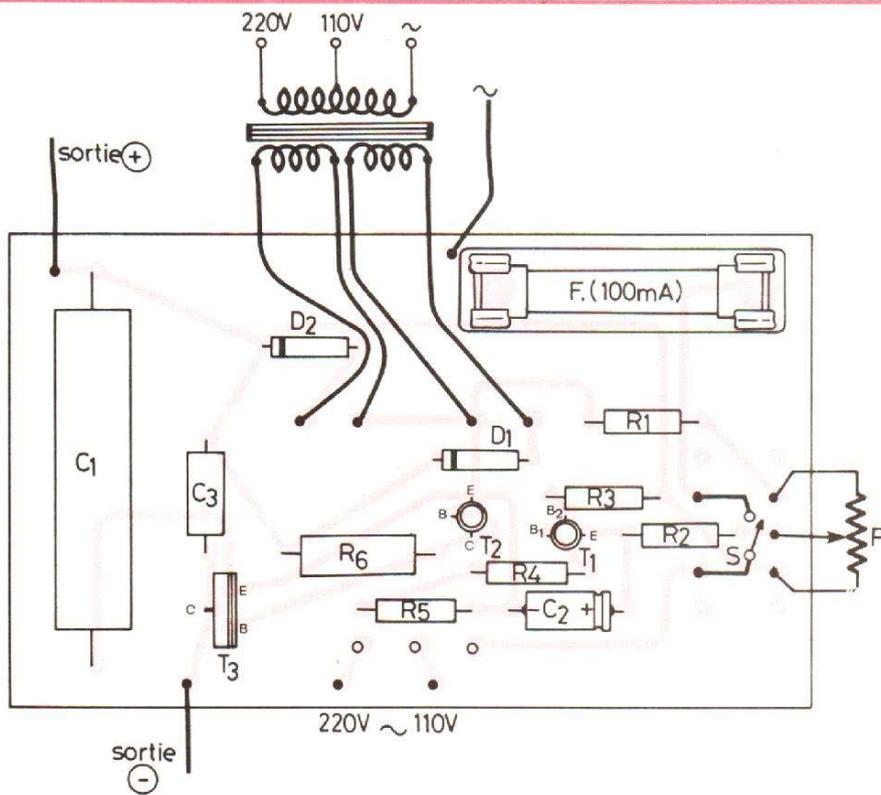
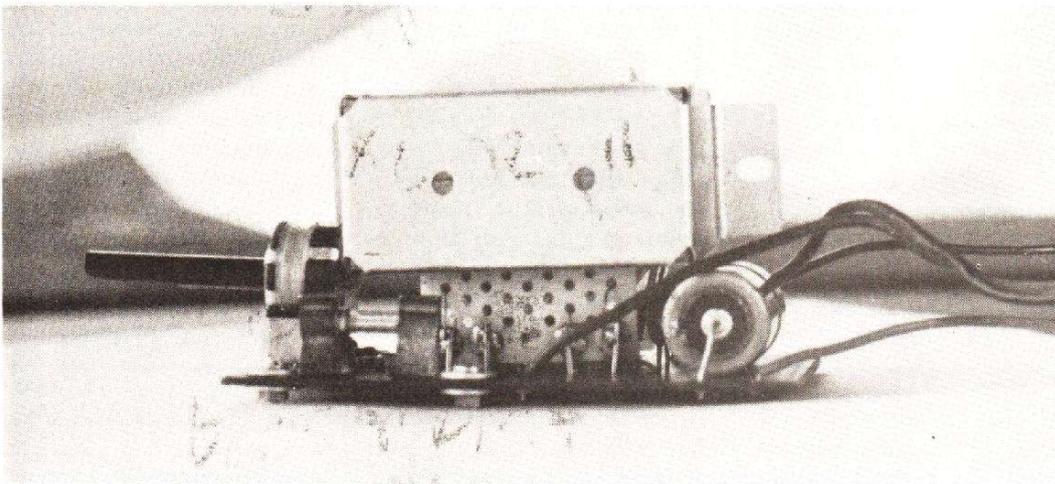


Fig. 2. - Plan de connexion et d'implantation du module d'alimentation et de commande.

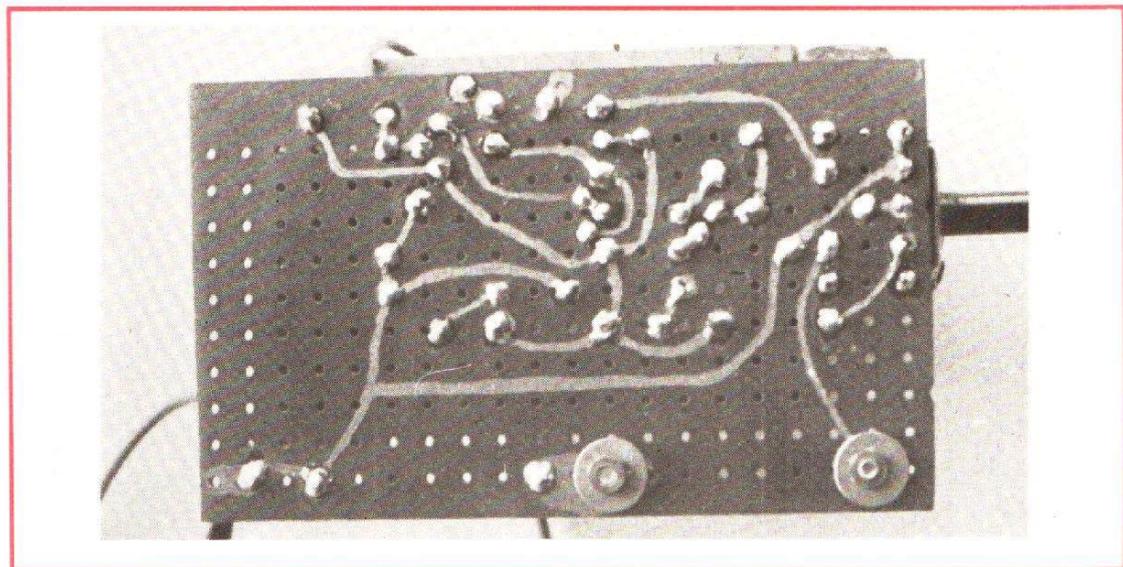
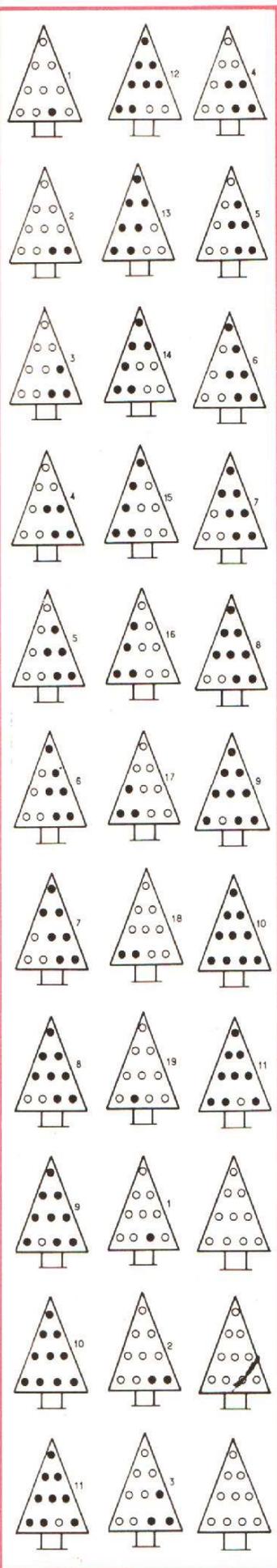


Le circuit d'allumage et d'extinction progressifs est basé sur le principe du registre à décalage, dans lequel chaque étage prend, au moment du « top d'horloge » (interruption instantanée de l'alimentation), l'état qu'avait auparavant l'étage précédent. Si on suppose, par exemple, que l'étage 1 (fig. 1) se trouve allumé à un moment donné, le thyristor de cet étage présente une tension très faible entre anode et cathode. De ce fait, le transistor de l'étage suivant reste bloqué, et, à la fin de la prochaine interruption d'alimentation, C_5 transmet sur la gachette du thyristor 2 une impulsion qui provoque l'amorçage de ce thyristor. L'ampoule 2 va donc s'allumer, ou se réallumer, si l'étage fonctionnait déjà pendant la phase précédente.

Si, en revanche, le thyristor commandant l'ampoule 1 se trouve bloqué à un moment donné, le condensateur C_4 de l'étage suivant se trouve chargé. Lors d'une brève interruption d'alimentation, il conserve une fraction suffisante de sa charge, pour maintenir T_4 saturé. Lors du rétablissement de l'alimentation, T_4 dérive donc vers la masse l'impulsion qui est alors transmise par C_5 , et le thyristor 2 ne peut s'amorcer.

Le fonctionnement du registre provoque donc, si « 1 » est la seule ampoule allumée au départ, l'allumage successif et cumulatif de toutes les autres ampoules. Si, par contre, toutes les ampoules sont allumées sauf « 1 », elles vont s'éteindre progressivement.

Pour que le cycle se répète de façon alternante, il suffit de boucler le registre à décalage en introduisant une inversion de phase. C'est-à-dire que la première ampoule doit toujours prendre l'état inverse à celui que la dernière avait précédemment, alors qu'il doit y



avoir transmission de l'état précédent dans le cas de toutes les autres liaisons. Ce bouclage est assez simple à réaliser en pratique. Puisque tout étage « normal » comporte un transistor assurant une inversion de phase, il suffit d'omettre ce transistor dans l'étage de transition, et effectuer la liaison par un simple condensateur (fig. 1, entre étages 10 et 1).

Lors de la mise sous tension, les divers étages du registre se trouveront dans des états qui sont difficiles à déterminer d'avance. Certaines ampoules s'allument, d'autres restent éteintes. Comme ces états se transmettent à chaque avance du registre, on risque d'arriver à un clignotement plus ou moins confus. Pour y mettre l'ordre prévu, il suffit de couper l'interrupteur « correction » (fig. 1) et d'attendre, jusqu'à ce que toutes les ampoules se soient successivement éteintes. Si on referme alors l'interrupteur de correction, l'ampoule 1 va s'allumer immédiatement, et le cycle normal peut commencer.

EXTENSIONS

Le principe du registre à décalage permet une réalisation sous forme de guirlande, avec une liaison par seulement

trois fils, entre deux circuits consécutifs. Ces circuits étant réalisés sous forme de bougies, on peut les installer directement sur l'arbre, et la longueur des divers fils de liaison peut atteindre un mètre. Cela permet une installation nettement plus aisée que dans le cas de clignotants individuels, ou d'un chenillard à circuit intégré, et où on aboutit souvent à un arbre portant plus de fils que de branches.

Avec dix ampoules (20 V, 100 mA) on arrive à une consommation maximale de 1 A, et si on effectue les liaisons en fil assez fin ($\varnothing \leq 0,5$ mm), la chute de tension ne reste pas négligeable. Cela est sans influence sur le fonctionnement du registre, mais peut provoquer une certaine inégalité quant à l'éclairage des ampoules. On aura donc avantage à alimenter la guirlande de façon bilatérale (connexions pointillées de la figure 1, entre « 10 » et « 1 »).

Le circuit de commande de la figure 1 a été expérimenté avec un maximum de 15 circuits d'allumage. Si on désire un plus grand nombre d'ampoules, ou si on veut installer des ampoules consommant plus de 0,1 A, il est nécessaire d'augmenter la puissance du transformateur d'alimentation, la valeur de C_1 , et de modifier l'étage de sortie. Exemple : 20 ampoules de 0,2 A, 20 V, soit une puissance installée de 80 W. Un

transformateur de 75 W suffira, puisqu'on sous-alimente légèrement les ampoules, pour ne pas obtenir une lumière trop blanche, et puisqu'il est relativement rare que toutes fonctionnent simultanément. Pour le filtrage, on prendra $C_1 = 6\ 800\ \mu\text{F}$, précédé de diodes supportant 5 A. Pour T_2 , on utilisera un BD226 ou similaire, et un 2N3055 pour T_3 , avec $R_6 = 47\ \Omega$, 8 W.

Une autre modalité d'extension consiste dans l'installation sur un même arbre, de deux guirlandes indépendantes, de 10 à 15 ampoules. Comme les deux circuits fonctionneront sur des fréquences légèrement différentes, on observera un battement. A certains moments, presque toutes les ampoules sont simultanément allumées ou éteintes, et à d'autres, l'un des circuits (en haut de l'arbre, par exemple) est au maximum d'allumages, alors que l'autre est au minimum. On arrive ainsi à des combinaisons très agréables du fait de la multitude des variations régulières.

RÉALISATION DES CIRCUITS

La figure 2 montre le plan de connexion et d'implantation du module de commande. Ce plan a été conçu de façon

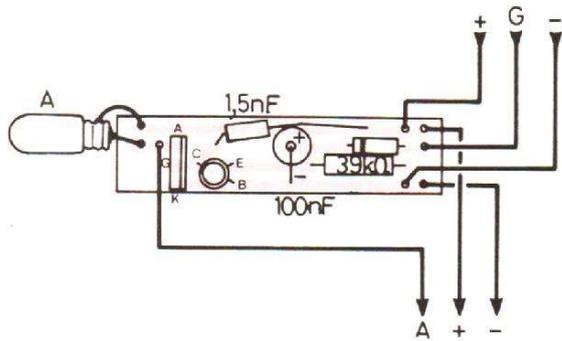


Fig. 3. - Ce circuit est identique pour tous les étages du registre, sauf pour le premier.

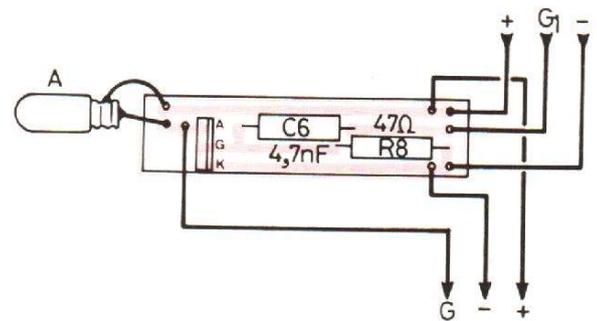
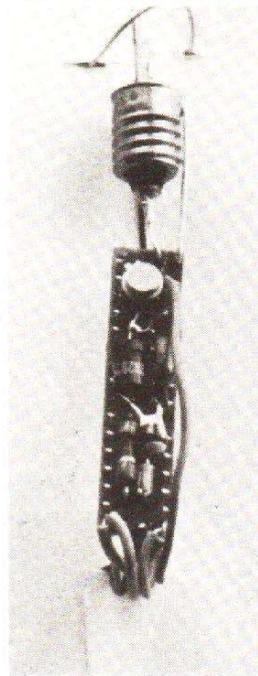


Fig. 4. - Platine imprimée de l'étage d'inversion du registre à décalage.

qu'on puisse fixer la platine directement sur le transformateur d'alimentation qui constitue la pièce la plus lourde du montage. Comme la platine supporte également le potentiomètre, on obtient ainsi un bloc complet, facile à fixer, dans un boîtier, par les trous de fixation du transformateur.

Comme il existe plusieurs manières de disposer les coses d'accès sur un transformateur, il convient de signaler que celui de la maquette provient de chez Dynatra (vendu par Radio-Prim) et qu'il est du type 2 x 15 V, 24 W. Il existe également des transformateurs 2 x 15 V, 25 W, dont l'utilisation ne pose aucun problème d'ordre électrique, mais dont les dimensions sont totalement différentes. En tout cas, le plan de la figure 2 a été conçu - et a même été légèrement modifié, par rapport à la maquette - de façon qu'on puisse facilement l'adapter à un transformateur d'un autre type.

La figure 3 montre qu'on peut réaliser les circuits de commande d'ampoules sur une platine de 10 x 43 mm. Excellente occasion d'utiliser ces petites chutes de copperclad ou de Veroboard que vous avez toujours si soigneu-

sement conservées. Si on veut faire comme dans le cas de la maquette, c'est-à-dire entrer le circuit dans un tube de bakélite d'un diamètre intérieur de 10 mm, il faut travailler de façon assez précise. Lors du découpage de la plaquette Veroboard de 4 bandes, il faut limer les bords latéraux jusqu'à ce que la lime morde sur les bandes extrêmes. Diode et résistance (1/4 W ou 1/8 W) sont à installer de façon normale, alors qu'il faut laisser les fils du condensateur de 100 nF (au tantale, type « goutte ») assez longs, de façon qu'on puisse le replier sur le montage. Les connexions du transistor sont à rabattre (E et B à ras du fond du boîtier, C, 5 mm plus loin) de façon que le transistor appuie avec son côté plat sur la platine. Si on utilise un thyristor sous enrobage plastique, il faut légèrement allonger la platine, de façon qu'on puisse l'installer de la même manière. Par contre, un thyristor en boîtier « punaise » (TO 46) peut être installé « debout ». En dernier lieu, on procède à la mise en place du condensateur de 1,5 nF qu'on soude, avec une extrémité, sur la connexion de collecteur du transistor.

Et si, ensuite, cela ne rentre

pas dans votre tube de bakélite, sachez qu'on peut parfaitement limer les soudures sur les bandes extérieures de la plaquette, si elles accrochent, et que même le boîtier en plastique d'un transistor peut supporter un coup de lime assez copieux. Mais ce qui est peut-être plus simple, c'est d'entourer le montage d'une bande de papier calque, collée sur elle-même et cela donne, accessoirement, un aspect « bougie » assez convaincant.

Après la fabrication des circuits, on a un avantage à les essayer un par un. Les types de transistors, indiquées dans la figure 1, ont des tolérances relativement réduites, mais il peut arriver, notamment si on expérimente d'autres types, que gain en courant ou tension de saturation ne correspondent pas à l'application envisagée. Pour la vérification, on connecte d'abord le circuit avec ses seules entrées « + » et « - » sur le module de commande. L'ampoule doit alors s'allumer, au plus tard lors de la première impulsion d'interruption. Si, ensuite, on relie également l'entrée « G » sur le « + », l'ampoule doit s'éteindre dès la prochaine impulsion d'interruption. Si elle ne le fait pas, et si toute erreur de connexion est

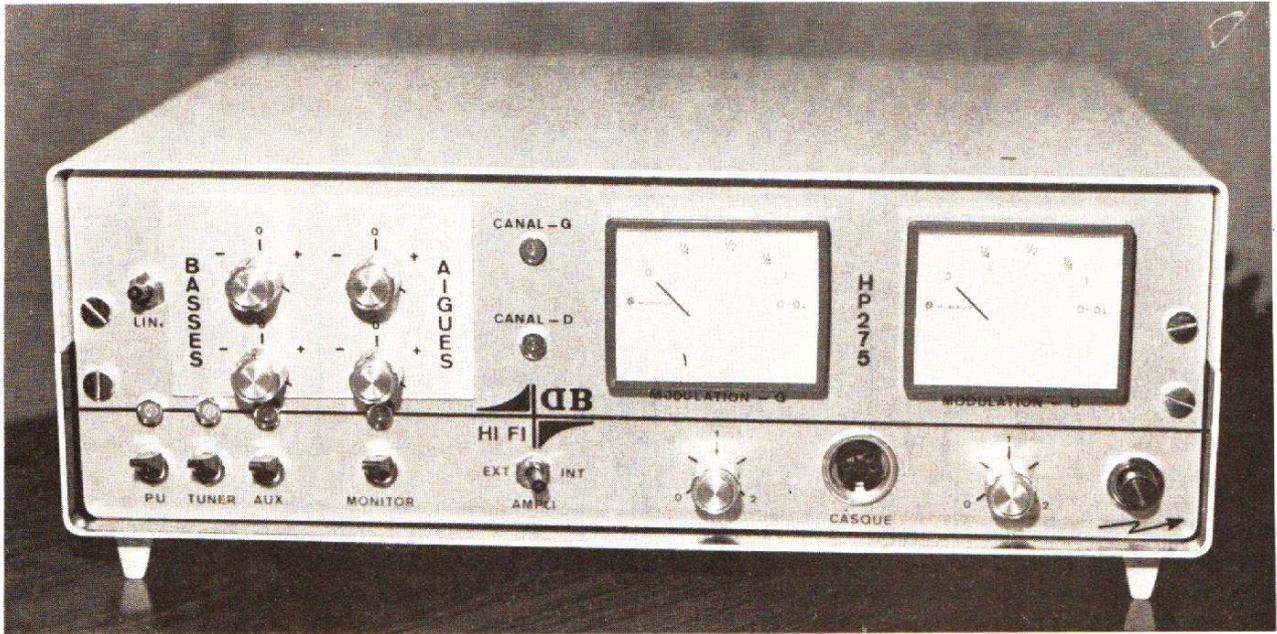
exclue, il convient d'utiliser un transistor de gain plus fort. Ce gain doit être voisin de 100 à $I_C = 50$ mA.

Lors de la réalisation de la guirlande, on commence par la platine de la figure 4, qui correspond au circuit « 1 » de la figure 1. Dès qu'on y a ajouté deux autres étages (fig. 3) on procède à un premier essai, et on vérifie ainsi le fonctionnement chaque fois qu'on installe un nouvel étage. Si on constate que deux ampoules, se faisant suite dans la guirlande, s'éteignent simultanément, c'est que le gain en courant du transistor du second des deux étages est trop élevé. Pour y remédier, il suffit de porter la résistance du circuit de 39 à 68 ou 100 kΩ. La valeur de C_6 (allumage 1, fig. 4) est à augmenter si la transition n'a pas lieu après l'allumage de toutes les ampoules. Il est à diminuer si tout s'éteint avant l'allumage de la première ampoule.

Le montage sera au point quand tous les allumages avanceront normalement. Cependant, pour qu'il arrive également à point, il faut peut-être encore conseiller au réalisateur de synchroniser l'avance de son montage aussi avec le calendrier.

H. SCHREIBER

REALISEZ :



CET AMPLIFICATEUR HI-FI

(Suite voir N° 1570)

RETOUR SUR
LA FIGURE 37
(H.P. No 1567
page 201)

Dans la réduction de la figure 37, une erreur s'est glissée à l'imprimerie. Nous nous retrouvons avec un circuit imprimé plus grand que prévu, donc inutilisable. Le texte indiquant une largeur de CI de 127 mm et la figure 37 en fait 138.

Nous redonnons donc aux lecteurs le circuit imprimé du module amplificateur 275 (G) rectifié, figure 67.

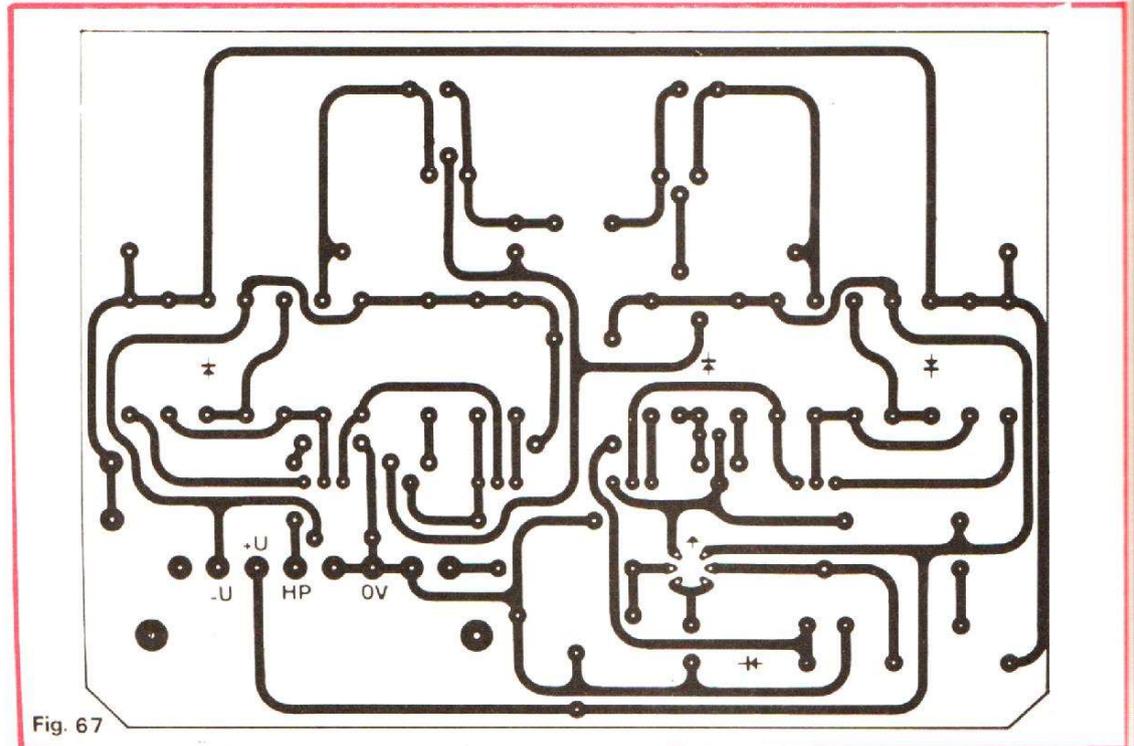


Fig. 67

**CONTRE
PLATINE
POUR LA
FIXATION DES
POTENTIOMÈTRES
DE VOLUME**

Les dimensions de cette platine sont fournies à la figure 68. Celle-ci peut être réalisée dans de la tôle 10/10 d'épaisseur ou de l'aluminium (ce qui est plus facile à travailler).

Il est indispensable de **travailler avec précision** pour le pointage et le perçage des 3 trous.

Cette contre-platine évitera aux écrous de fixation des potentiomètres d'apparaître sur la face avant, ce qui n'aurait pas été esthétique.

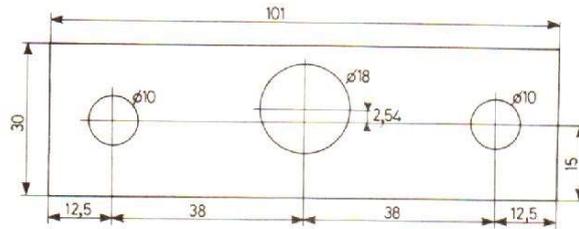


Fig. 68

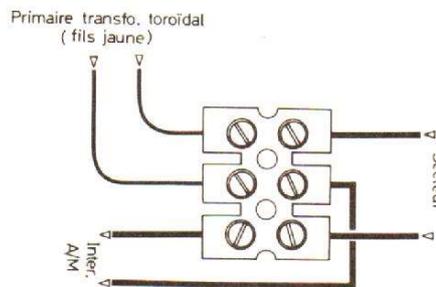


Fig. 69

**RACCORDEMENT
DU CORDON
SECTEUR
À L'INTERRUPTEUR
M/A ET AU
PRIMAIRE
DU TRANSFORMATEUR**

Ce raccordement se fait sur un domino, comme l'indique la figure 69. Un des fils va directement au primaire du transformateur, tandis que l'autre passe par l'interrupteur de mise sous tension de l'amplificateur.

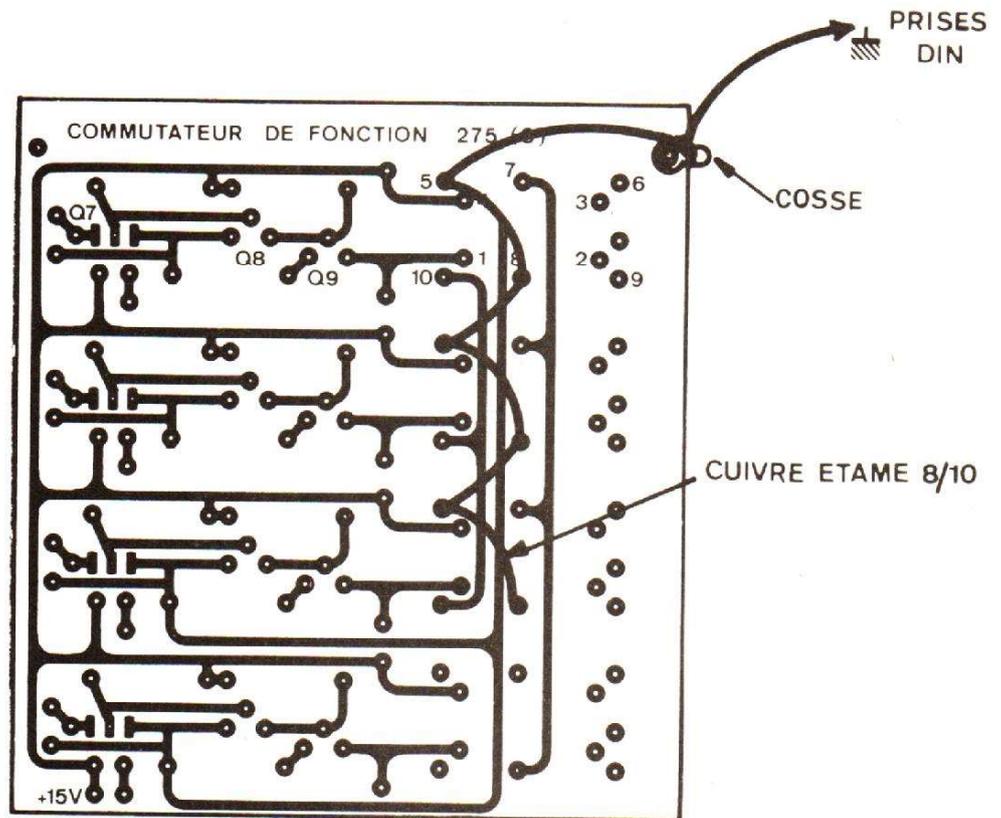


Fig. 70

**MISE À
LA MASSE
DES ENTRÉES
NON UTILISÉES
DE
L'AMPLIFICATEUR**

Revenons tout d'abord à la figure 18 (H.P. N° 1563, page 76). Nous voyons que pour réaliser cette fonction, les picots 5 et 8 des relais doivent être mis à la masse, mais **en un endroit bien précis.**

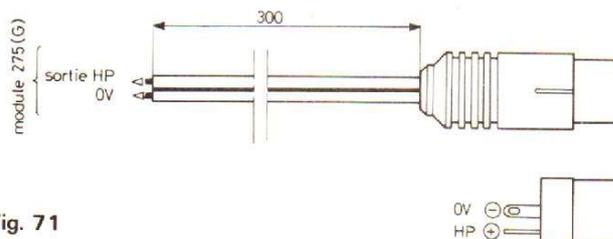


Fig. 71

La figure 70 indique le travail à effectuer. Un fil de cuivre étamé, rigide de 8/10 est soudé aux picots 5 et 8 des 3 premiers relais (entrées P.U. - tuner - magnétophone).

Lors de la fixation du module « commutateur 275 (C) » contre la face arrière de l'appareil, on intercale une cosse à souder qui est bloquée par un écrou de 4. Le fil de cuivre étamé est alors soudé sur cette cosse et ensuite soudé au picot 3 de la prise DIN (entrée P.U.).

CÂBLAGE DES PRISES H.P.

Ce travail simple est représenté à la figure 71. Du câble scindex 2 conducteurs de forte section permet de sortir la modulation des blocs de puissance 275 (G). Ces deux câbles (voies gauche et droite) doivent avoir une longueur de 30 cm environ. Les prises utilisées sont des DIN femelles 2 broches pour prolongateur.

La broche centrale est destinée à la masse, donc au 0 V, l'autre broche recevant alors le « point chaud » de la sortie HP.

MISE EN PLACE DES 4 BOITIERS DU PRÉAMPLIFICATEUR

On se sert pour cela des vis « Parker » fournies avec les boîtiers Minibox.

Nous trouvons, en partant des prises DIN en haut à gauche de l'amplificateur :

- le boîtier préamplificateur pour cellule magnétique,
- le boîtier préamplificateur pour entrées haut niveau (tuner ou magnétophone),
- le boîtier du correcteur de tonalité,
- le boîtier de l'alimentation + 42 et + 38 V (dans le sens de la hauteur et contre les deux préamplis 275(A) et 275(B)).

INTERCONNEXIONS ENTRE LES DIFFÉRENTS BOITIERS DU PRÉAMPLIFICATEUR

Le plan de câblage est fourni à la figure 72. Il est indispensable de travailler avec beaucoup de soins.

Au niveau des boîtiers des étages 275(A) et 275(B), on utilise pour ces interconnexions des correcteurs femelles au pas de 5,08, après avoir modifié ceux-ci comme l'indique la figure 73.

Pour le boîtier « correcteur de tonalité », les 3 fils d'alimentation 0 V - 38 V et 42 V sont soudés directement sur le connecteur mâle. Ce connecteur mâle, 3 broches au pas de 5,08 est directement vissé sur la plaquette gravée.

On commence le câblage lorsque les 5 connecteurs sont mis en place.

En partant du boîtier alimentation 275(F) on commence par desservir le préamplificateur pour cellule magnétique 275(A). On utilise un câble de 3 fils torsadés de couleurs différentes, par exemple : 0 V : fil jaune + 38 V : fil rouge + 42 V : fil vert.

Du boîtier 275(A), on peut desservir, toujours en alimentation, le préampli 275 (B) et le correcteur de tonalité 275(D). Il est intéressant d'utiliser du fil rigide 8/10 isolé, ce qui permet de tirer 3 lignes parallèles et d'effectuer ainsi un travail

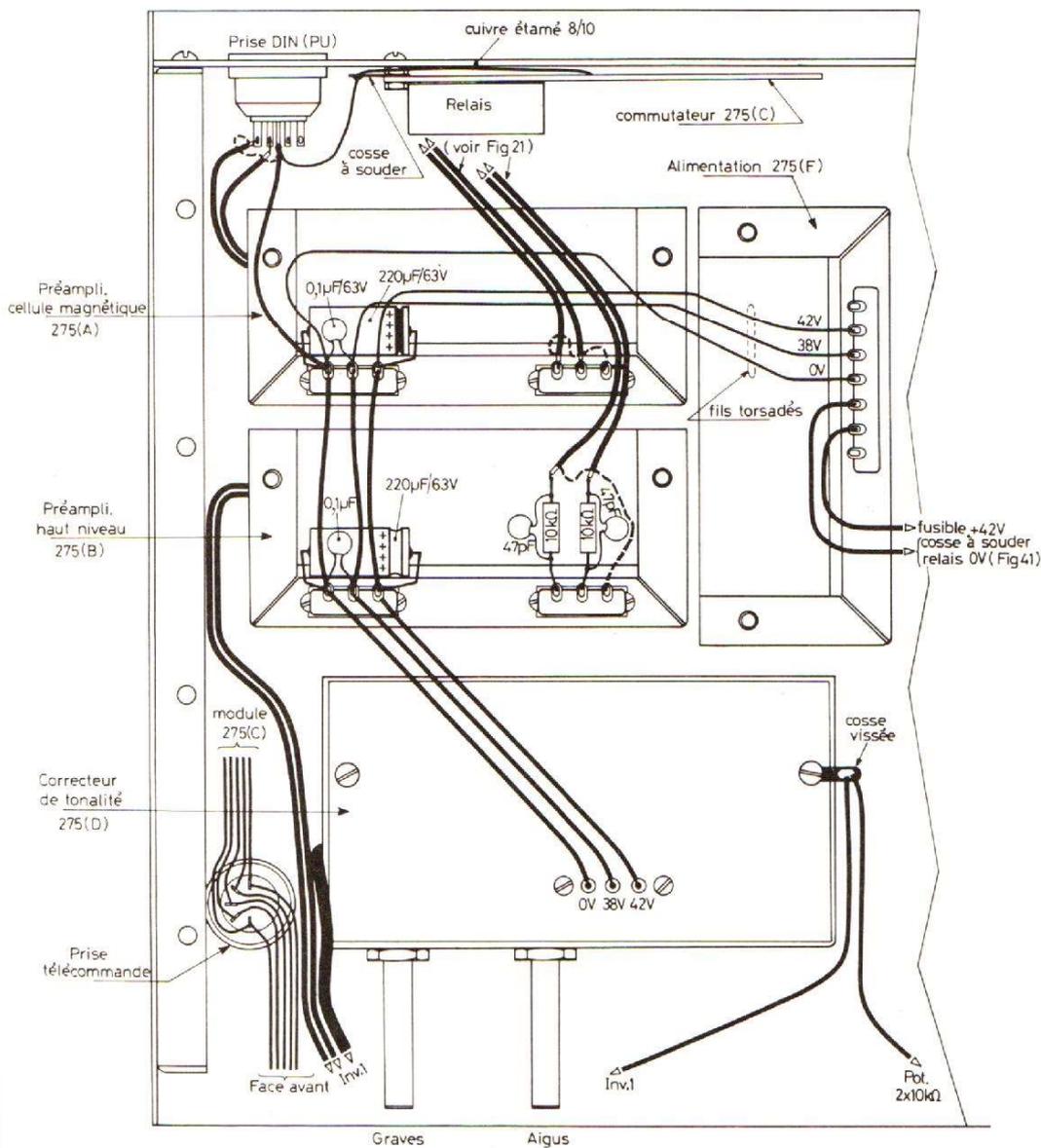


Fig. 72

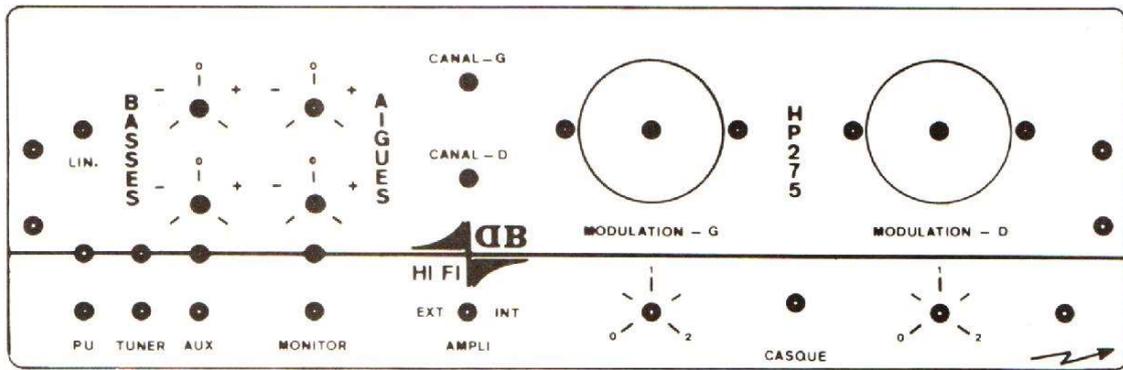


Fig. 77. - Façade à l'échelle 1/2.

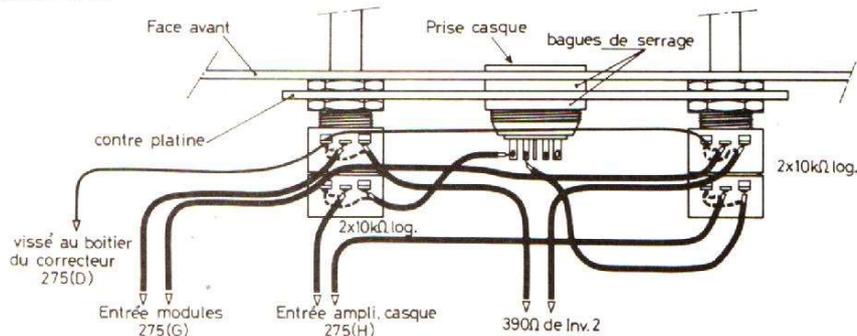


Fig. 76

tes numérotations. On peut se reporter utilement à la figure 26 (H.P. N° 1567 - page 196).

Il en est de même pour les 5 fils reliés à la prise de télécommande, ne pas les mélanger si on veut s'éviter des surprises.

Une diode électroluminescente étant polarisée, ne pas permuter les 2 plots si on veut éviter le mutisme du commutateur électromécanique.

Une liaison très importante, celle des tresses de masse au niveau de l'inverseur INV.1 reliées à la cosse vissée au boîtier du correcteur 275(D) et ce par un fil souple de forte section.

platine qui permet de dissimuler les écrous des potentiomètres de volume, ce qui aurait été peu esthétique sur la face avant. Cette contre platine est fixée au niveau de la prise casque, celle-ci étant prise entre deux bagues.

Les trous dans la face avant laissant le passage aux axes des potentiomètres étant percés à $\varnothing 6$ mm, il n'y a aucun jeu, ce qui évite à la contre-platine de basculer.

Bien respecter le câblage des tresses de masse et la liaison du fil allant se souder sur la cosse qui est vissée au boîtier du correcteur de tonalité.

LA FACE AVANT

La gravure de la face avant de cet amplificateur est proposée à la figure 77. Nous y retrouvons toutes les fonctions de l'appareil gravées dans une plaque d'aluminium brossée.

Si l'épaisseur de cette face avant atteint 1,5 mm, on peut

alors supprimer la platine de la figure 3 (H.P. N° 1561 - page 202) et visser directement celle-ci au coffret.

La gravure chimique d'une face avant est identique à celle d'un circuit imprimé. On trouve maintenant dans le commerce des plaques d'aluminium brossé photosensibilisées pour positif.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Pour cette cinquième partie d'étude de l'amplificateur, peu de composants sont nécessaires, nous devons prévoir :

- 2 condensateurs 0,1 μ F/63 V
- 2 électrochimiques 220 μ F/63 V
- 2 condensateurs céramique 47 pF
- 2 résistances 10 k Ω - 1/2 W
- 4 connecteurs femelles au pas de 5,08 - 3 broches (voir ACER)
- 1 connecteur femelle au pas de 5,08 - 7 broches
- 2 cosses à souder
- 2 résistances 390 Ω - 1/2 W

- 4 interrupteurs simple inverseur
- 2 interrupteurs double inverseur
- 4 diodes électroluminescentes couleur verte
- 2 diodes électroluminescentes couleur rouge
- 1 prise DIN 5 broches vissable
- 1 bouton poussoir lumineux
- 1 domino
- 2 potentiomètres Sfernice 2 x 10 k Ω log.
- 2 prises DIN/HP pour prolongateur.

Nota : Nous rappelons aux lecteurs que les circuits imprimés de cette réalisation peuvent leur être fournis en en faisant la demande à la rédaction.

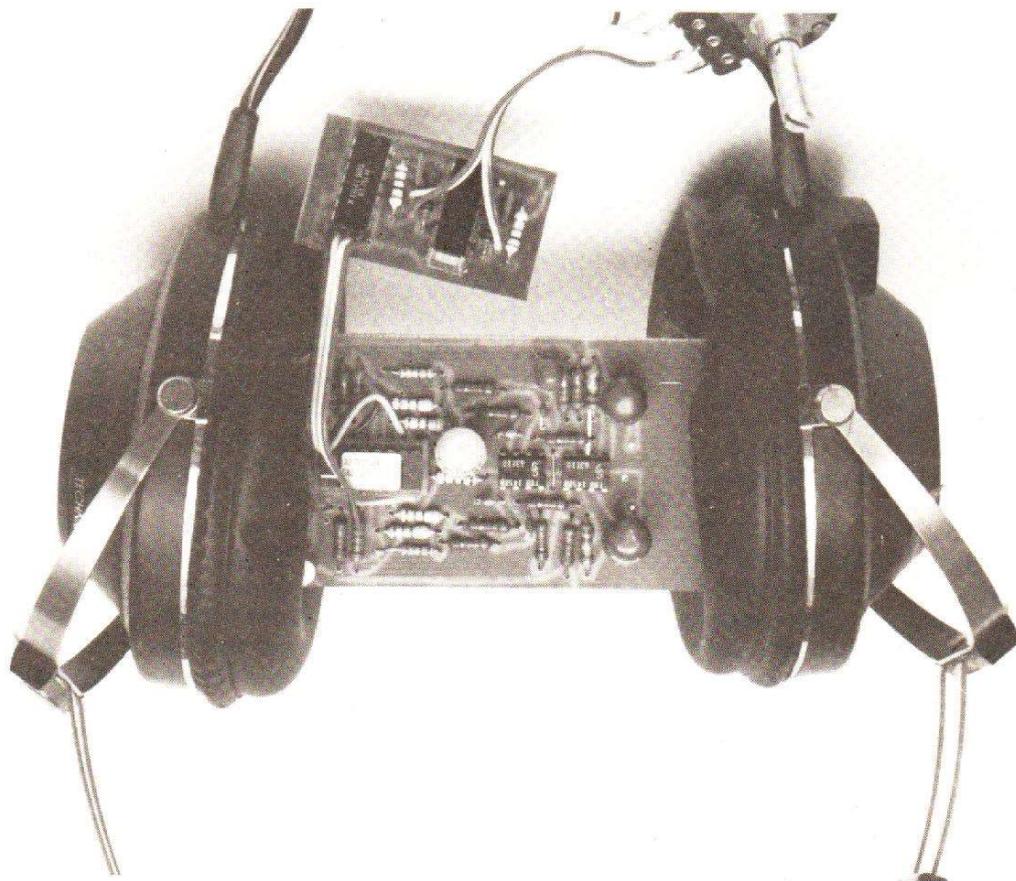
D.B.

Suite et fin dans notre numéro du 15 décembre.

CÂBLAGE DES POTENTIOMÈTRES DE VOLUME ET DE LA PRISE CASQUE

Le plan de câblage figure 76 permet de mener à bien ce travail. Nous y voyons la contre-

SIMULATEUR SPATIAL



A LIGNE A RETARD ANALOGIQUE POUR CASQUE ET AUTRES APPLICATIONS

LA ligne à retard analogique devient de plus en plus courante. Les premiers circuits intégrés parus ne présentaient pas toutes les qualités suffisantes pour assurer un bruit de fond suffisamment faible, les derniers par contre ne souffrent plus de ce défaut et se présentent avec une facilité d'emploi accrue et des performances très sensiblement améliorées par rapport à celles des précurseurs.

L'un des derniers circuits

sortis (Reticon SAD 1024) est une double ligne à retard analogique à deux fois 512 éléments, elle permet de réaliser des lignes à retard dont le retard peut atteindre une demi-seconde. Son rapport signal/bruit est plus grand que 70 dB son taux de distorsion inférieur à 1 %, sa gamme de fréquence d'utilisation s'étend du continu à 200 kHz. Elle s'alimente à partir d'une seule source de tension ce qui constitue un avantage certain pour

son emploi, quoique la plupart du temps les circuits qui doivent lui être associés fassent appel à des circuits intégrés du type amplificateurs opérationnels fonctionnant à partir d'une alimentation à point milieu.

Les lignes à retard employées sont de divers types. Les lignes à retard acoustiques utilisent un haut-parleur attaquant un tuyau d'une grande longueur, le retard est dû au temps de pro-

pagation du son dans l'air. Plusieurs micros disposés le long de la ligne recueillent les tensions. Si la ligne est amortie, on a un retard fixe, si la ligne est en court-circuit, c'est-à-dire fermée, il y a aller et retour le long de la ligne avec effet de réverbération. Les lignes à retard mécaniques utilisent des ressorts ou des plaques métalliques auxquelles on envoie des vibrations par l'intermédiaire d'un « moteur ». Une série de cap-

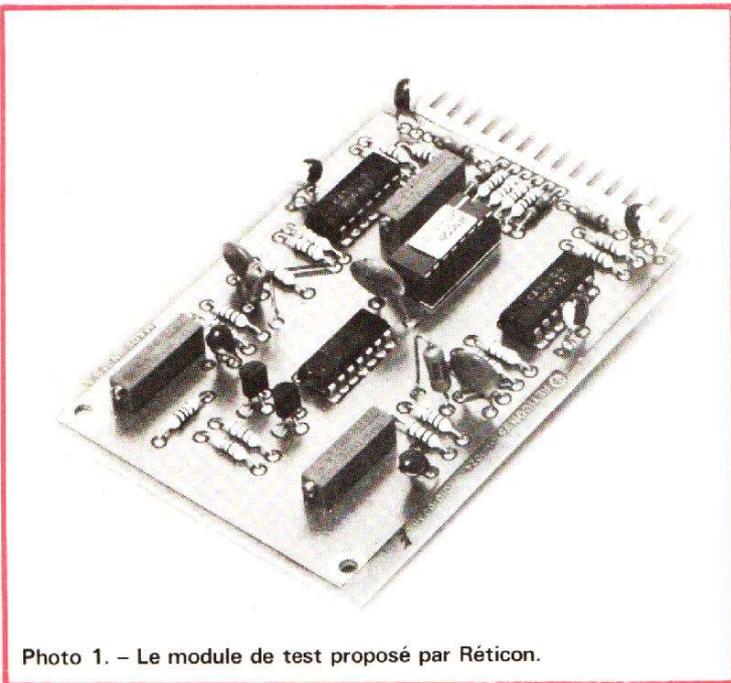


Photo 1. - Le module de test proposé par Réticon.

teurs recueillent les ondes transmises à l'extrémité pour le ressort, en plusieurs points spécifiques pour la ligne à retard à feuille métallique. Le magnétophone constitue lui aussi une ligne à retard intéressante pour obtenir des délais relativement importants. La tête de lecture est séparée de celle d'enregistrement et le délai est déterminé par la distance entre têtes et la vitesse de défilement de la bande. En rebouclant la sortie sur l'entrée, on obtient une réverbération. Ce principe est utilisé avec des disques magnétiques, des boucles sans fin simples ou par cassette sans fin, plusieurs têtes de lecture successives donnent des retards différents.

Les lignes à retard électronique pour audio-fréquences sont de deux types. Le premier est le type digital. Les signaux acoustiques analogiques, sont transformés en signaux digitaux qui sont envoyés dans un registre à décalage. Le signal digital ressort sans détérioration du registre et est reconverti en signal analogique.

La seconde génération des lignes à retard électroniques digitales utilise comme mémoire un circuit RAM - Random Access Memory - mémoire à accès aléatoire. Le

stockage des bits résultant de la conversion A/D est assuré par une mémoire, il ne reste plus qu'à envoyer décalée dans le temps, les adresses des informations stockées puis à les reconvertir pour assurer le décalage.

La ligne à retard qui nous concerne est du type à transfert de charge. La figure 1 donne grossièrement le principe dit du fonctionnement.

Les signaux envoyés sur les entrées Ø 1 et Ø 2 sont des signaux carrés en opposition de phase. On fait conduire successivement deux séries de transistors MOS. Le signal d'entrée arrive sur le premier élément, au moment où l'horloge ouvre le MOS, le premier condensateur se charge, nous avons là un échantillonnage du signal d'entrée. A la seconde étape, la charge est transférée dans le condensateur « b » par l'intermédiaire

du second MOS. Troisième étape, la charge de « b » passe dans « C » alors que « a » reçoit une nouvelle charge et ainsi de suite, la charge passe successivement dans tous les condensateurs avec une perte pratiquement nulle.

Ces lignes à retard ont le mérite d'être d'un encombrement particulièrement réduit, le SAD 1024 est logé dans un boîtier Dil à 16 broches et il comporte 1024 cellules.

Les lignes à retard électronique, qu'elles soient digitales ou analogiques ont un gros avantage sur les sœurs mécaniques, électromagnétiques ou acoustiques, celui d'avoir un retard facilement commandable. Pour faire varier le retard, on agit sur la fréquence d'horloge. Nous avons vu que le passage de la charge d'une capacité à l'autre se faisait en une demi-période de l'horloge, la charge des condensateurs passe donc deux MOS en une période. Le retard obtenu à partir d'une ligne à retard de 512 éléments sera de 256 fois la période du signal d'horloge. Ce signal est délivré par un oscillateur, on sait les faire varier en fréquences ou les moduler en fréquences, il y aura donc beaucoup de possibilité d'utilisation de ces lignes à retard.

UTILISATION DES LIGNES À RETARD ÉLECTRONIQUE

Outre les phénomènes de retard que l'on utilisera pour réaliser des effets acoustiques ou assurer l'effet Haas, c'est-

à-dire reproduire la direction d'origine du son en retardant le son retransmis par des haut-parleurs situés loin de la source d'émission du son, la ligne à retard peut être employée pour différentes applications dont nous allons donner ici quelques exemples.

La ligne à retard bouclée sur elle-même donne un phénomène de réverbération. La ligne à retard électronique est si parfaite qu'il y aura des annulations de signaux à différentes fréquences. Un retard correspond à un décalage d'un certain nombre de périodes. Si le retard est constant, il y aura des fréquences pour lesquelles l'onde réémise se retrouvera en opposition de phase avec l'onde initiale. L'effet est immédiat, il y a annulation. Suivant la fréquence de l'horloge, donc le retard, nous aurons une série de fréquences pour lesquelles il y aura annulation alors que lorsqu'il y aura retour en phase, les ondes s'ajouteront. La ligne se comportera comme un filtre avec une succession de réjections.

Ce type de filtre est un filtre en peigne. Le passage d'un signal audio dans un tel filtre donne un effet dit de « flanging », cet effet est assez proche de celui obtenu à l'aide d'une boîte de phasing. L'effet se rapproche de celui d'une réception radio nocturne et sur les ondes moyennes (fading). Les lignes de réverbération à ressort sont également des filtres en peigne, globalement leur réponse suit une courbe moyenne mais l'attaque sur une fréquence précise et continue donne lieu à des variations de niveau très

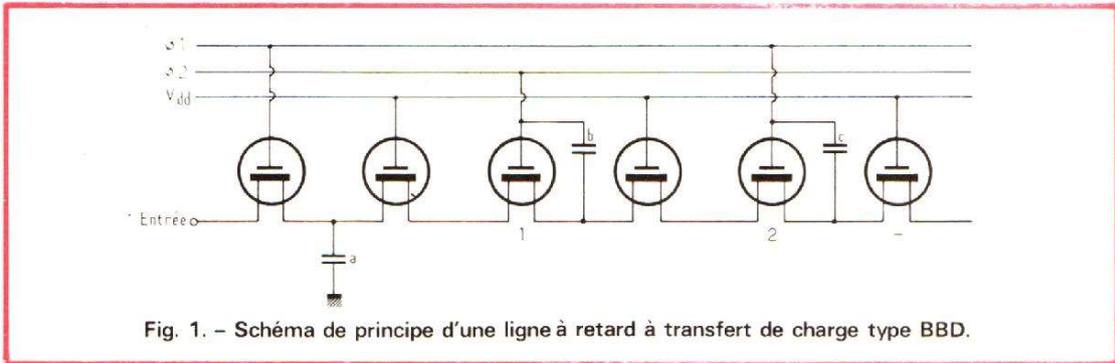


Fig. 1. - Schéma de principe d'une ligne à retard à transfert de charge type BBD.

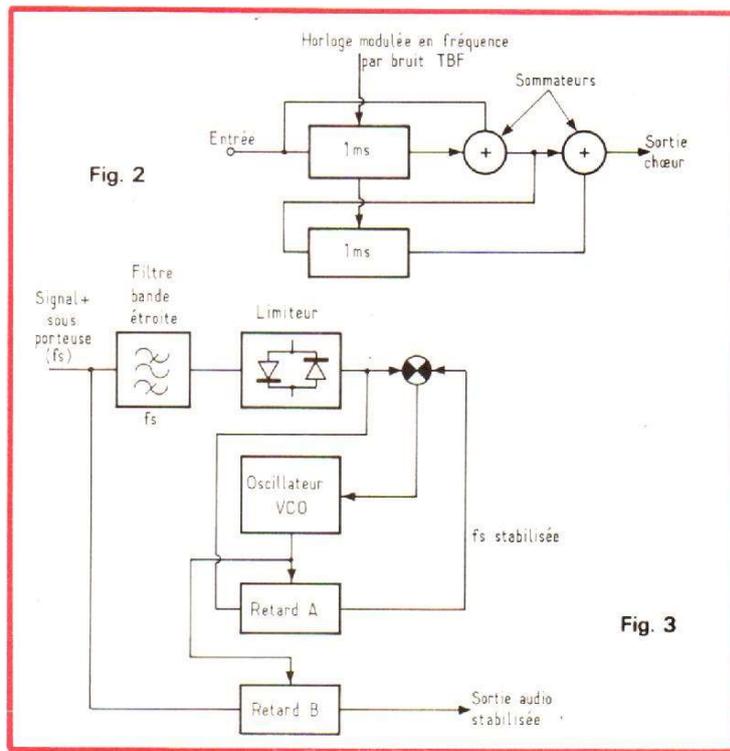
importantes, et d'une stabilité toute relative.

Pour réaliser une chambre de réverbération digne de ce nom, il faut utiliser plusieurs lignes à retard réglées pour différentes fréquences. Les différents délais simulent diverses réflexions, on aura intérêt à régler les fréquences d'horloge pour assurer la meilleure sonorité possible. Une chambre de réverbération pourra être constituée à partir de deux SAD 1024, ce qui donne en tout quatre retards.

Les lignes à retard sont utilisées également dans le domaine musical pour créer des effets de vibrato ou de chorus. Le vibrato est une modulation de fréquence du son, si on envoie sur une ligne à retard électronique un signal d'horloge à fréquence variable, le signal d'entrée ressortira avec des périodes moins ou plus retardées les unes que les autres, l'effet sera celui d'un vibrato. Ce type de vibrato peut être appliqué sur n'importe quel signal y compris celui de la voix !

L'effet de chorus est assuré par les écarts de l'accord des instruments qui crée des variations de phase provoquant des interférences entre instruments. Cet effet peut être obtenu ici avec deux lignes à retard. Le montage sera celui de la figure 2, la fréquence d'horloge sera modulée aléatoirement par un bruit à très basse fréquence qui simulera une variation de phase aléatoire. N'importe quel signal peut être traité avec ce système.

Une autre application concerne l'élimination du pleurage et du scintillement sur les appareils de reproduction sonore mécaniques. On utilise ici le principe du vibrato, mais cette fois, c'est le signal d'entrée qui est modulé en fréquence par le pleurage et le scintillement. On utilise une sous-porteuse enregistrée sur le support, on envoie cette sous-porteuse dans un discriminateur qui donnera une tension dont la valeur dépendra de l'écart entre la fréquence



théorique et la fréquence réelle. La tension de sortie du discriminateur peut alors commander l'oscillateur de la ligne à retard. Le système peut être conçu comme un asservissement avec le schéma représenté figure 3. Une fois que la fréquence de sortie F_s de la

ligne à retard A sera stabilisée, le signal audio le sera également.

Cette méthode peut être appliquée sur les disques CD4 qui possèdent déjà leur sous-porteuse. On corrigera ainsi les défauts dus à l'effet Doppler provoqué par la non-pla-

néité du disque, associée au mouvement de la pointe.

Pour la bande magnétique, cassette en particulier, il faudra disposer d'un signal ultrasonore enregistré sur la bande, ce qui n'est pas sans poser de problèmes à moins de disposer d'une piste libre.

LA LIGNE À RETARD ÉLECTRONIQUE

A première vue, la ligne à retard électronique constitue l'idéal, si on prend les caractéristiques du constructeur, on s'aperçoit qu'il n'y a pratiquement pas de distorsion, que le rapport signal sur bruit sera supérieur à 70 dB, valeur excellente, que le retard peut atteindre une demi-seconde pour le SAD 1024.

La réalité n'est en fait pas aussi belle que cela et il faut lire attentivement les notices pour se rendre compte que tout n'est pas aussi beau que cela.

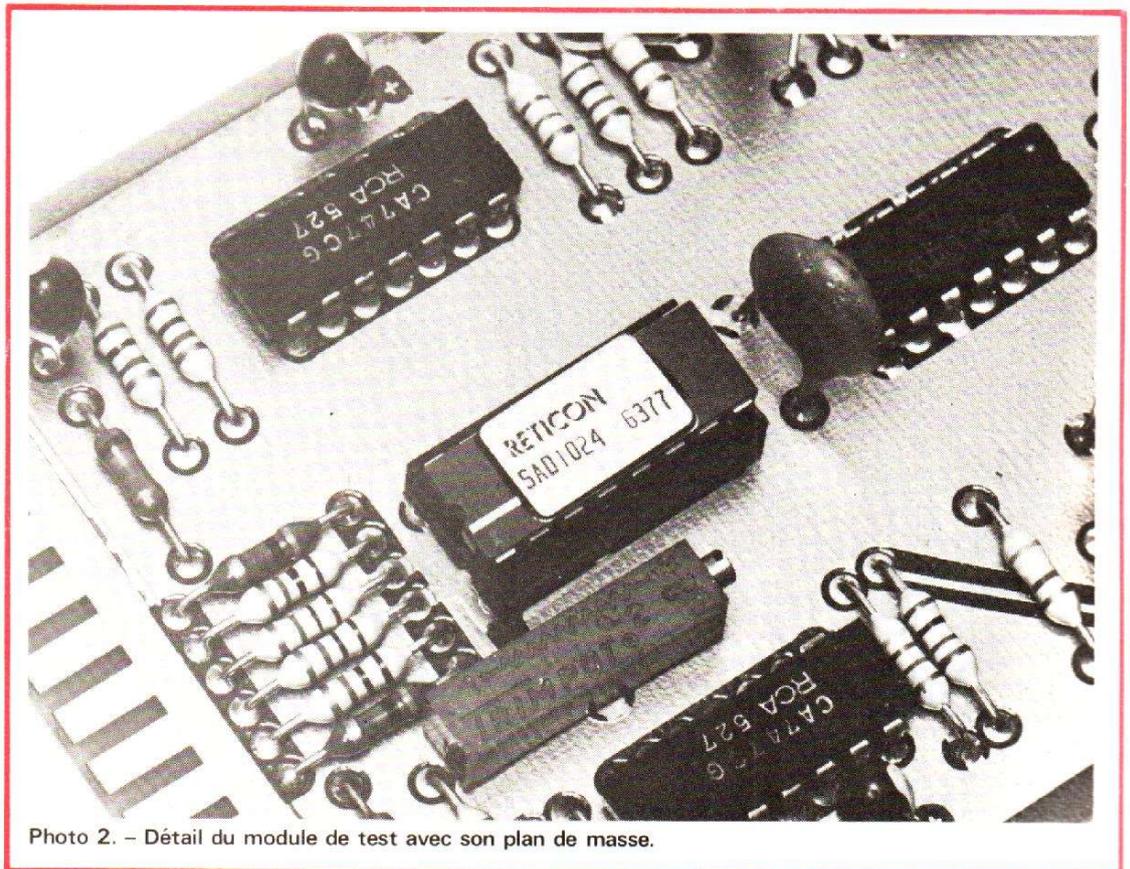


Photo 2. - Détail du module de test avec son plan de masse.

Le principe même de la ligne à retard nécessite quelques explications. Nous avons vu au début de l'article que la ligne travaille suivant le principe de l'échantillonnage. Cet échantillonnage consiste à ne prendre qu'une partie du signal, voir de temps en temps comment est son amplitude. Il y a un échantillonnage par période d'horloge. Un vieux théorème de l'échantillonnage dit qu'il faut au minimum deux échantillons pour reconstituer un signal avec une approximation suffisante. Si nous voulons traiter un signal à 20 kHz, il faudra donc avoir une fréquence d'horloge de 40 kHz ce qui veut dire que le délai maximal de la ligne à retard sera de 6,4 ms, nous sommes loin des 0,5 secondes annoncées. Par contre, si on limite la bande passante à 1 kHz, on utilisera une fréquence d'échantillonnage de 2 kHz et le retard passera à 128 ms. Pour avoir un retard plus important, on devra utiliser les deux sections de la ligne à retard l'une derrière l'autre. Retard et bande passante sont donc irrémédiablement liés entre eux.

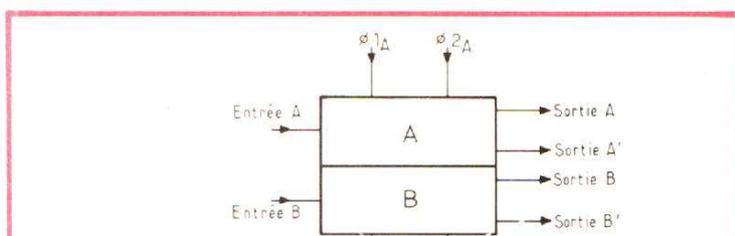


Fig. 4. - Constitution du circuit SAD 1024.

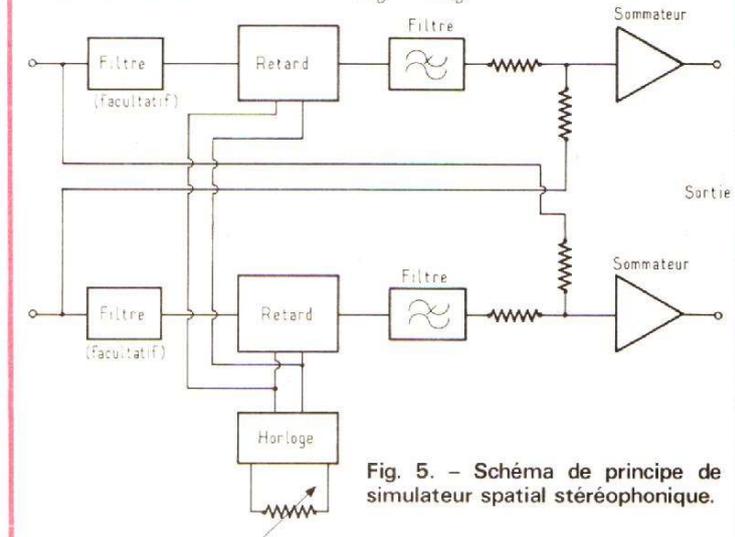


Fig. 5. - Schéma de principe de simulateur spatial stéréophonique.

L'échantillonnage est valable si la période d'échantillonnage n'est pas sous multiple de la période du signal ; pour une application audio, l'oreille se chargera d'intégrer la forme du signal.

Pour une étude acoustique où l'on aura besoin de connaître la forme exacte des signaux après leur trajet dans l'air, il sera nécessaire de disposer d'un nombre d'échantillons suffisant.

Dans la pratique, les transitions de l'échantillonnage seront adoucies par le filtrage installé en sortie de ligne à retards.

Le signal de sortie de la ligne est encombré de parasites constitués par les transitoires résultant de la commutation d'un MOS à l'autre. Ces transitoires sont à une fréquence double de la fréquence d'horloge. Le circuit de filtrage en élimine la majeure partie la réjection de ces parasites sera évidemment fonction de l'efficacité du filtre utilisé. Pour une application audio, une insuffisance de filtrage peut se traduire de diverses façons : apparition de bruits de fond, saturation d'un amplificateur à une fréquence inaudible mais produisant des interférences, ou ajoutant une distorsion. Ce seront les manipulations qui permettront de décider du degré de filtrage nécessaire.

Le circuit intégré SAD 1024 a son schéma de principe représenté figure 4. On voit les deux entrées réservées au signal d'horloge, l'entrée pour le signal audio et deux sorties pour le signal audio. Ces deux sorties délivrent deux signaux identiques mais décalés d'une demi-période. Le signal de chaque sortie se présente sous la forme d'une série de créneaux dont l'amplitude est fonction de l'amplitude instantanée du signal audio.

L'utilisation de ce créneau, même après filtrage laisserait subsister une ondulation à la fréquence horloge. Pour éliminer ce défaut, le circuit dispose de ces deux sorties qui sont mises en parallèle, le signal de la seconde sortie « bouchera » le trou situé entre les créneaux, il ne restera plus que les transitions à éliminer. L'amélioration de performances se situera au niveau du bruit de fond.

Le fabricant de ce circuit dispose d'une carte câblée comportant un support pour SAD 1024, un circuit intégré d'adaptation à l'entrée, un filtre de sortie et quelques éléments de réglage.

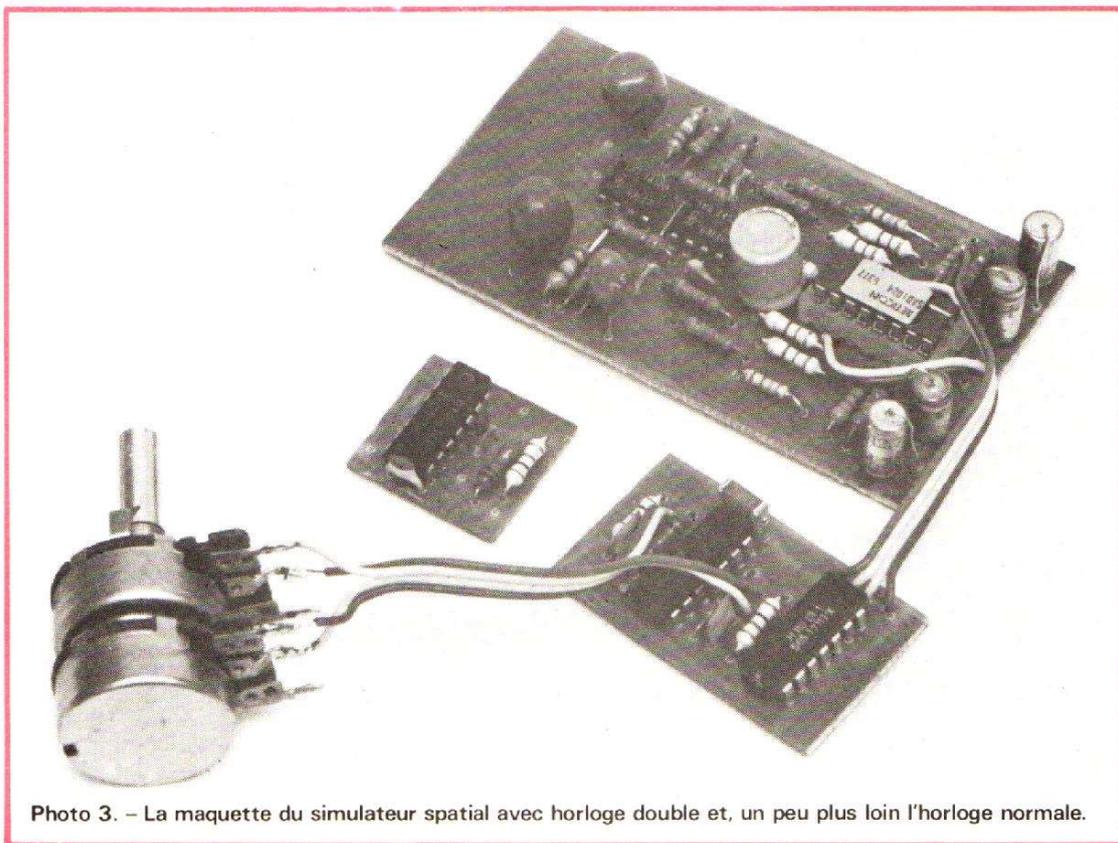


Photo 3. - La maquette du simulateur spatial avec horloge double et, un peu plus loin l'horloge normale.

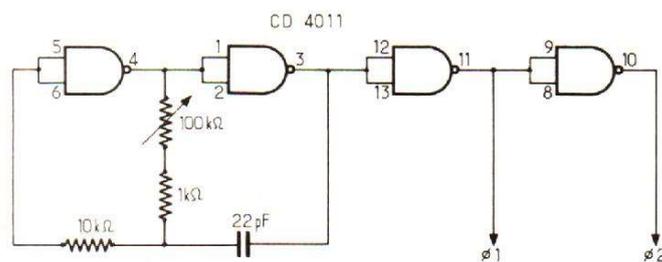


Fig. 6. - Horloge : rapport cyclique = 1. Fréquence variable de 40 kHz à 2 MHz.

Ce circuit dispose du circuit d'horloge délivrant, à partir d'une source externe des signaux convenablement déphasés. Ce circuit permet d'évaluer les possibilités du circuit intégré sur lequel nous avons pu procéder à quelques mesures.

Avec une tension d'alimentation un peu inférieure à celle recommandée (12 V au lieu de 15 V), le signal audio maximal utilisable sans distorsion est de 500 mV soit -2 dB. Avec ce niveau, le taux de distorsion harmonique est de moins de 0,8 %.

En diminuant l'amplitude pour arriver à 300 mV, le taux de distorsion passe à 0,5 %, cette distorsion est due aux non-linéarités du circuit et non à la présence de la fréquence horloge. Signalons que la fréquence du signal audio était de 1 000 Hz et celle de l'horloge 150 kHz.

Avec le filtre dont la fréquence de coupure est de 20 kHz, la bande passante à -3 dB va jusqu'à 19 kHz. Le rapport signal sur bruit non pondéré est limité par la présence d'un résidu d'horloge, le rapport signal sur bruit est de 62 dB en mesure non pondérée, il passe à -66 dB avec pondération DIN. Une fois le signal d'horloge enlevé, nous avons le bruit propre du circuit intégré en régime statique, il est de 86 dB en mesure pondérée. Il paraît donc essentiel d'assurer un excellent filtrage pour éliminer les fréquences inaudibles. Le constructeur recommande l'usage d'un filtre avec pente de 36 dB par octave, ce filtre pourra être constitué de trois filtres actifs installés l'un derrière l'autre et

ayant chacun une pente de 12 dB par octave. Ce filtre complique singulièrement le montage et sera employé dans les cas les plus difficiles.

APPLICATION DU CIRCUIT POUR LE SIMULATEUR SPATIAL

Ce terme n'a rien à voir avec la simulation du pilotage d'un engin spatial mais le terme de spatial se rapporte à un effet d'espace auditif. En réalité, c'est plutôt un gadget que nous vous proposons-là, mais un gadget qui pourra être utilisé pour réaliser divers effets grâce à des branchements divers. La première chose à faire est de réaliser le montage, il ne restera plus alors qu'à faire appel à des branchements différents pour réaliser un système de lignes à retard pour alimentation des enceintes arrière d'une installation stéréophonique ou pour créer des effets musicaux spéciaux.

Vous disposerez avec ce simulateur d'un outil de travail qui permettra, moyennant quelques modifications de réaliser plusieurs montages basés sur une ou deux lignes à retard.

Le simulateur est composé de plusieurs parties. (fig. 5). Le signal audio entre directement sur les deux entrées du circuit intégré par l'intermédiaire d'un circuit de polarisation. A la sortie de la ligne de retard, les deux signaux des sorties A et A' d'une part, B et B' d'autre part sont mélangés par

des résistances et envoyés dans un filtre actif dont la fréquence de coupure a été choisie égale à 4 kHz.

A la sortie du filtre actif qui assure une coupure avec une pente de 12 dB par octave, nous trouvons un mélangeur qui reçoit d'un côté le signal gauche auquel on ajoute le signal droit légèrement retardé. Le mélangeur donne outre un peu de gain ce qui permet d'exploiter au maximum les possibilités du circuit intégré de ligne à retard qui ne devra pas être saturé et du circuit intégré de sortie qui peut sortir plus de 500 mV.

Nous avons également installé sur notre schéma synoptique un filtre précédant la ligne à retard. Ce filtre servira, le cas échéant à éliminer des résidus haute fréquence qui pourraient troubler le fonctionnement de l'appareil. Comme la plupart des signaux audio ont une bande passante naturellement limitée, ce filtre n'est pas toujours obligatoire.

Nous l'avons omis dans notre réalisation pratique et lors de certaines réceptions de signaux stéréophoniques, nous avons pu entendre le résultat d'intermodulations. Si vous avez ce genre de problèmes, il vous sera possible d'utiliser un filtre de structure identique à celle du filtre que nous avons installé ici.

La réalisation de l'appareil commence par celle de l'horloge. Cette horloge est d'une structure très simple puisqu'elle ne comporte qu'un unique circuit intégré. Ce circuit intégré est un CMOS, il s'agit d'un CD 4011 de RCA ou son équivalent, c'est un circuit à quatre portes NAND à double entrées. Les deux premiers éléments sont montés en oscillateur. La constante de temps est déterminée par la valeur des composants RC. Le condensateur a une valeur de 100 pF, le potentiomètre de 100 kΩ permet d'avoir une fréquence variable entre 12 kHz et 1,2 MHz.

Le signal de sortie de cet oscillateur ne possède pas de flancs suffisamment droits

pour attaquer la ligne à retard. On utilise donc les deux circuits NAND supplémentaires qui sont à notre disposition pour obtenir une base de temps meilleure. Le rapport cyclique n'est pas tout à fait égal à l'unité, ce qui est sans importance.

Cette horloge simplifiée a le mérite d'utiliser tous les éléments d'un CD 4011. Si on veut avoir une horloge double, on prendra cette fois les deux paires de portes pour faire deux oscillateurs séparés et on fera suivre le CD 4011 d'une double bascule soit du type CMOS, CD 4013 soit d'une bascule double en logique à haute immunité au bruit comme la H 110 D1 de SGS. Ce dernier type de circuit peut être alimenté sous une tension de 15 V, son entrée d'horloge peut fort bien recevoir les signaux venant d'un CMOS.

La figure 7 représente le schéma de principe, d'une double horloge fonctionnant avec un CD 4013 et la figure 8 avec un H110 D1.

Le schéma détaillé du simulateur spatial est représenté figure 8. Les deux voies sont absolument identiques.

Le signal entre sur un pont de résistances servant à polariser le circuit intégré. La tension continue doit être égale à 0,4 fois la tension d'alimentation. Cette proportion est valable pour beaucoup de signaux d'entrée mais si on veut optimiser le système, on pourra légèrement modifier la polarisation en agissant sur l'une ou l'autre des résistances. Le réglage se fera en envoyant à l'entrée du circuit une tension de plus en plus importante, dès qu'une déformation dissymétrique apparaîtra, on y remédiera par l'intermédiaire d'une résistance annexe, placée en parallèle sur l'une des deux. Lorsque la limite apparaîtra, l'écrêtage deviendra symétrique, on ne pourra plus modifier le réglage de la polarisation. Avec les valeurs données, le montage admet parfaitement une tension de 500 mV, tension limite donnée par le constructeur pour

qu'il n'y ait pas de distorsion excessive.

Les sorties sont reliées l'une à l'autre par l'intermédiaire de deux résistances égales qui assurent le mélange. La résistance de sortie intercalée entre la masse et le point commun aux deux résistances sert de charge aux transistors MOS de sortie. Suivant la valeur de cette résistance, on obtiendra un gain plus ou moins important.

Le filtre installé en sortie est un filtre passe-bas à structure de Sallen et Key, appelé également filtre à source contrôlée. La fréquence de

coupe de ce filtre est de 4 kHz avec les éléments indiqués. Pour obtenir une fréquence de coupe de 10 kHz, les résistances de 33 kΩ seront remplacées par des résistances de 12 kΩ. Le circuit intégré employé ici est un TBB 1458, c'est un double amplificateur opérationnel sans compensation d'offset et à compensation interne de fréquence. C'est un circuit intégré à huit broches, donc simple à utiliser et à installer. La polarisation de ce circuit est assurée par la tension de sortie du circuit intégré SAD 1024.

Le dernier circuit intégré TBB 1458 est monté en sommateur, il reçoit le signal retardé venant du canal droit ajouté au signal direct du canal gauche, et inversement pour l'autre voie. La résistance de contre-réaction ajuste le gain, un pont de résistances polarise l'entrée non inverseuse des amplificateurs étant donné que la tension d'alimentation utilisée ici n'est pas symétrique.

La liaison est directe entre la sortie du filtre et l'entrée du mélangeur, par contre, entre l'entrée audio et le mélangeur, on installera un condensateur

de liaison. O, peut éventuellement établir une liaison directe, mais on sera obligé de modifier la tension de polarisation des entrées non inverseuses du second TBB 1458.

RÉALISATION

Nous vous proposons ici des circuits imprimés et des implantations pour deux horloges, le modèle simple et un modèle à deux sorties. Pour l'utilisation du 4013, on se reportera à son brochage que

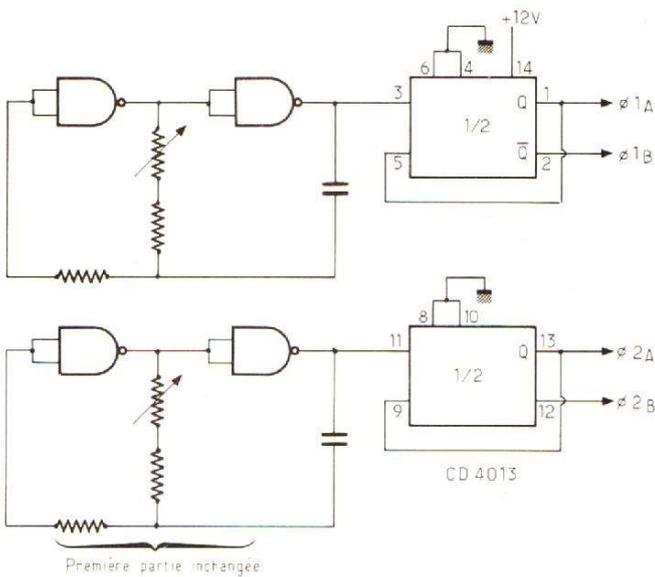


Fig. 7

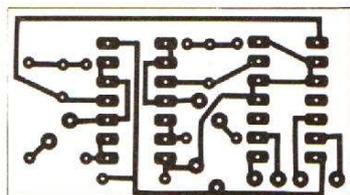


Fig. 9. - Circuit imprimé de l'horloge double (échelle 1).

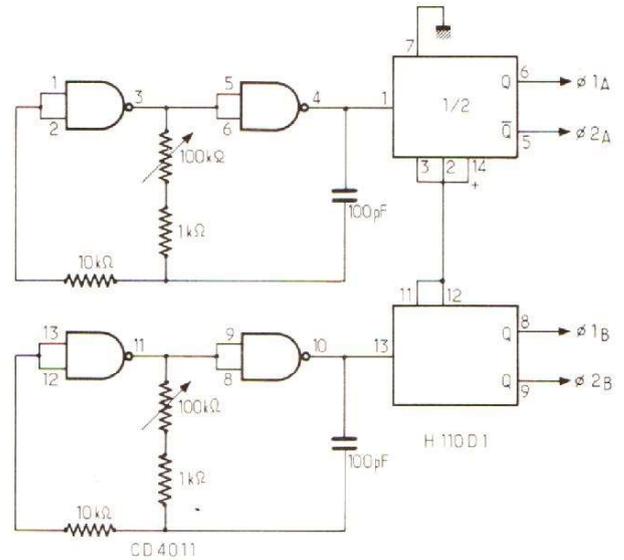


Fig. 8

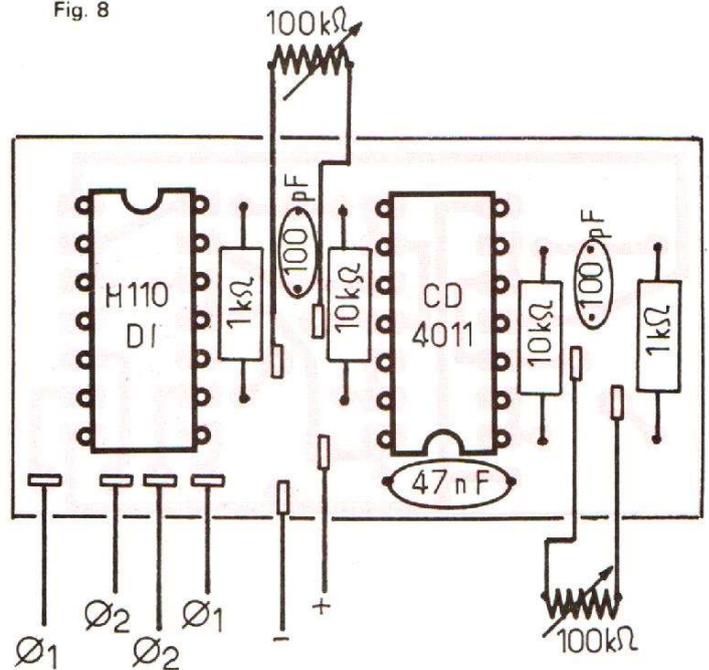


Fig. 10. - Implantation des éléments (échelle 2).

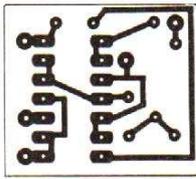


Fig. 11. - Circuit imprimé de l'horloge (échelle 1).

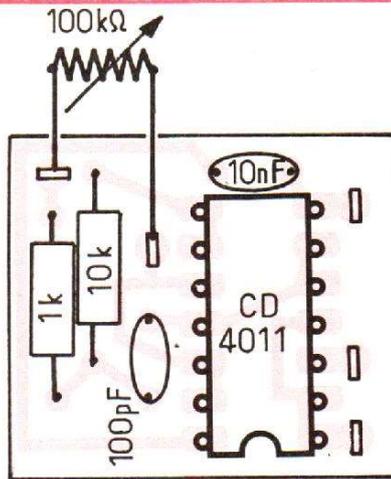


Fig. 12. - Implantation des éléments (échelle 2).

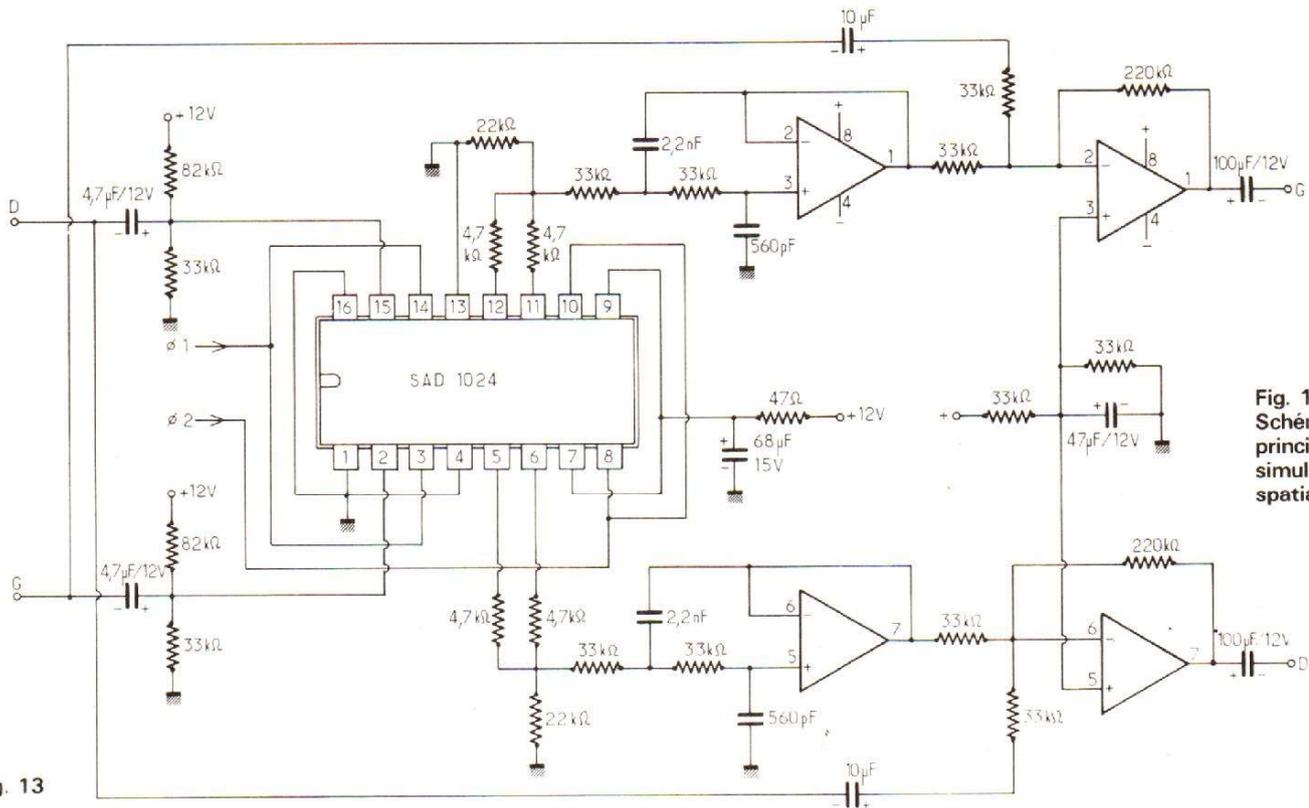


Fig. 13

Fig. 13 Schéma de principe du simulateur spatial.

nous avons fait figurer sur le schéma de principe, la figure 7.

Le circuit imprimé est ici proposé avec la méthode de réalisation traditionnelle, ceux qui préfèrent la gravure anglaise le feront. Le fabricant du circuit SAD 1024 recommande, pour que les performances soient les meilleures, d'utiliser un circuit double face dont une face sert de plan de masse. Pour ce faire, il suffira de réaliser d'un côté le circuit que nous proposons et de l'autre pratiquer autour de chaque trou une zone isolante. On reliera ensuite la face supérieure à la masse.

La mise au point se limite à une constatation du fonctionnement et au réglage du potentiomètre de fréquence d'horloge. On notera que les horloges des figures 7 et 8 délivrent un signal à une fréquence deux fois plus faible que celle de la figure 6 du fait de la bascule utilisée pour la délivrance de signaux en opposition de phase. On pourra éventuellement intervenir sur la valeur du condensateur de 200 pF pour ajuster la plage de variation de fréquence en fonction de l'effet souhaité. La valeur du condensateur dépend des capacités parasites du mon-

tage et aussi des caractéristiques propres des circuits intégrés. La mesure de la fréquence se fera sur oscilloscope ou à l'aide d'un fréquencemètre.

Nous avons également parlé d'un éventuel changement du point de fonctionnement du circuit intégré SAD 1024. L'examen du signal se fait à l'oscilloscope comme nous l'avons d'ailleurs expliqué précédemment.

L'alimentation se fait sous une tension de 12 V continu de préférence très bien filtrée.

L'appareil s'utilisera en envoyant sur les entrées audio un signal d'amplitude conve-

nable (tension maximale inférieure à 500 mV) et en branchant un casque à haute impédance (400 Ω) en sortie. Une fois le casque sur la tête, on constatera les modifications de l'emplacement des sources fictives. L'effet est valable pour un signal stéréophonique uniquement. Pour un signal mono, on obtient deux signaux identiques sur les deux voies, on peut aussi n'envoyer qu'un seul signal sur l'une des entrées, on obtiendra en sortie un signal pseudo stéréophonique, les deux signaux ne seront pas identiques sur les deux voies et le déphasage qui varie, pour

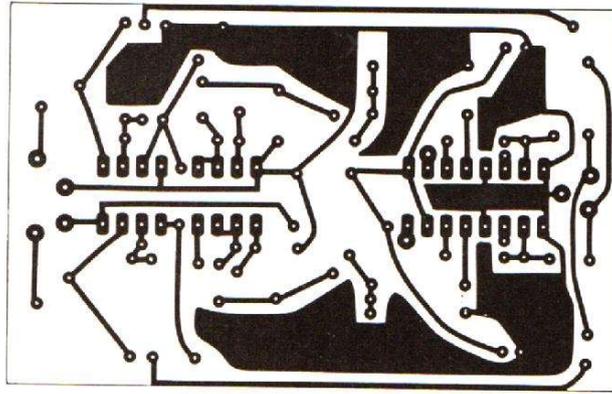


Fig. 14. - Le circuit imprimé à l'échelle 1.

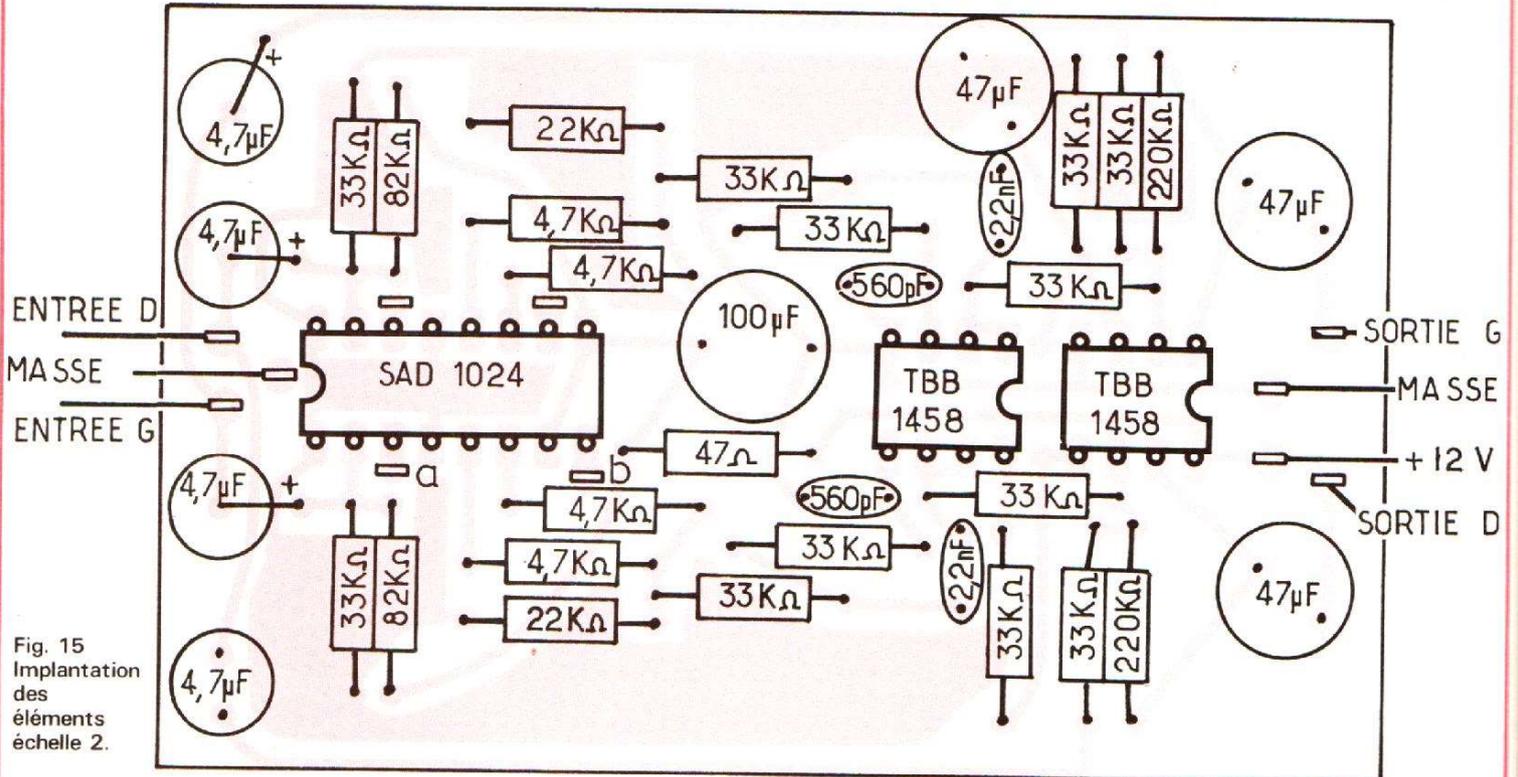


Fig. 15
Implantation
des
éléments
échelle 2.

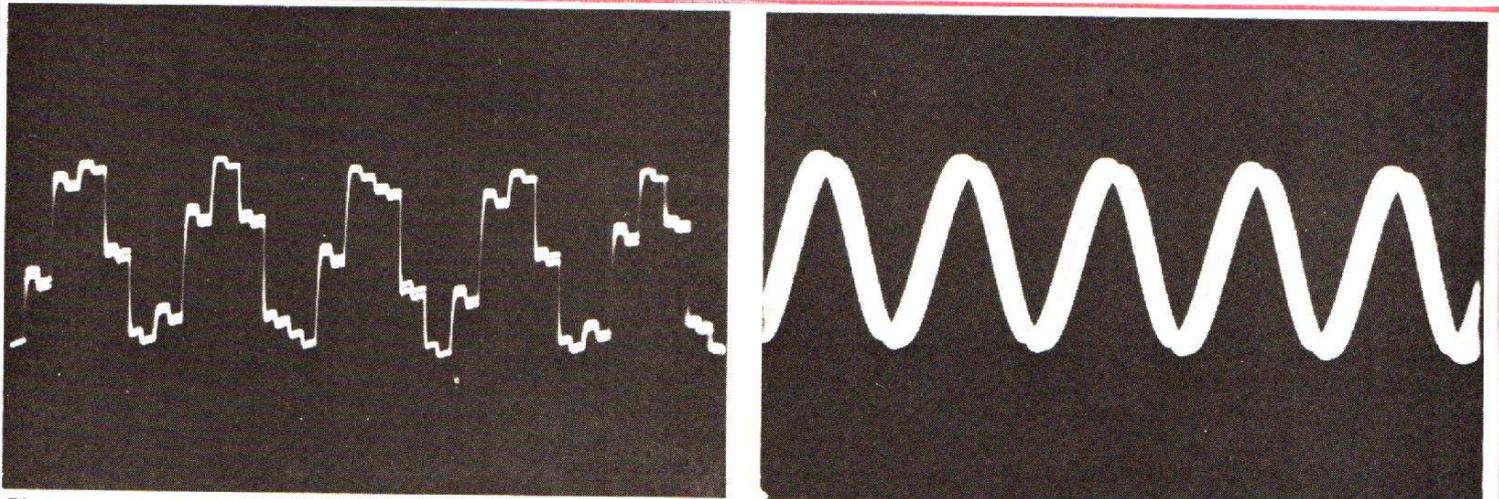


Photo 4. - Echantillonnage d'une sinusoïde, les périodes ne sont pas identiques. - La photo 5. représente la moyenne de toutes les périodes, la sinusoïde est reconstituée.

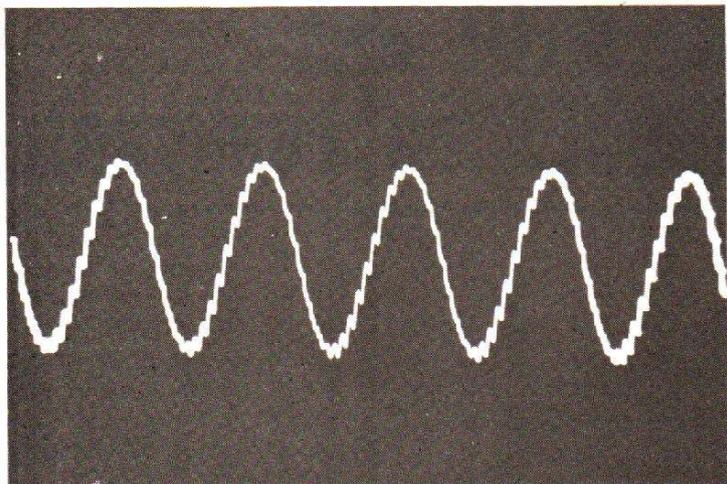


Photo 6. – Sinusoïde finale avec filtrage réduit, les signaux haute fréquence sont inaudibles.

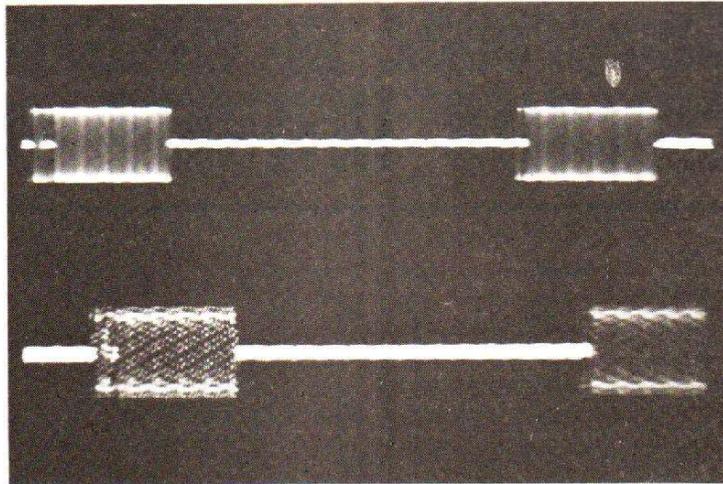


Photo 7. – En haut signal avant traitement, en bas avec retard. On aperçoit sur la trace du bas les parasites de l'échantillonnage.

CONCLUSION

Le circuit intégré SAD 1024 se présente comme un composant particulièrement valable lorsque plusieurs retards sont

nécessaires. Ses performances le classent parmi les composants de pointe alors que son prix, qui peut paraître relativement élevé de prime abord (moins de 100 F tout de même) devient très compétitif

dès qu'il s'agit de le comparer à un système à ressort (qui nécessite aussi des composants externes). Nous n'avons certainement pas épuisé le sujet et poursuivrons des études pour tirer d'autres applications pratiques d'un composant qui donne des résultats audibles...

Etienne LÉMERY

LISTE DES COMPOSANTS

Horloge :

1 circuit intégré CD 4011 ou 1 CD 4011 et 1 CD 4013, ou 1 CD 4011 et 1 H 110 D1 (SGS)

— par horloge :

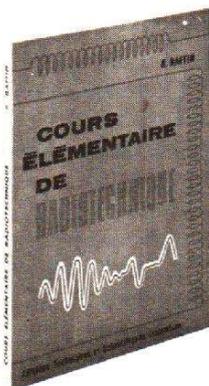
1 potentiomètre 100 k Ω
 1 résistance 1 k Ω
 1 résistance 10 k Ω
 1 condensateur 100 pF
 1 condensateur de découplage 10 à 47 nF

Simulateur :

1 SAD 1024 Reticon chez Tekelec Airtronic
 2 TRB 1458 Siemens ou équivalent

12 résistances de 33 k Ω
 2 résistances de 82 k Ω
 4 résistances de 4,7 k Ω
 2 résistances de 22 k Ω
 2 résistances de 220 k Ω
 1 résistance de 47 Ω
 4 condensateurs de 4,7 μ F 10 V
 3 condensateurs 47 μ F 12 V
 1 condensateur 100 μ F 15 V
 2 condensateurs 2 200 pF
 2 condensateurs 560 pF

N° 1575 - Page 309



COURS ÉLÉMENTAIRE de Radiotechnique

de

Roger A. RAFFIN

Ce nouvel ouvrage de Monsieur R.A. RAFFIN, traite de tous les problèmes concernant aussi bien la technologie que la théorie élémentaire, des circuits électroniques utilisés actuellement, y compris les plus modernes, comme par exemple : les diodes BACKWARD, les diodes VARICAP, les transistors à effet de champ et même les circuits intégrés. Ce livre permettra de bien s'initier à la radiotechnique et, d'autre part, des techniciens ayant quitté depuis longtemps l'école, pourront se recycler rapidement en lisant ce livre.

Extrait du sommaire :

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

Un ouvrage format 15 x 21 cm de 312 pages, sous couverture pelliculée, avec 230 schémas — Prix : 41 F.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 2,40 F.)

les deux oreilles avec la fréquence donne un déplacement des sources sonores en fonction de leur fréquence. Nous n'irons pas jusqu'à dire que l'appareil ainsi constitué permet de faire de la stéréo avec de la mono, mais nous ne sommes pas très loin des techniques qui permettent de publier des disques stéréophoniques qui ont été enregistrés avant l'invention de la stéréo !

Si on coupe les signaux directs, on pourra alimenter avec les deux voies retardées deux amplificateurs qui alimenteront les enceintes arrière d'une installation stéréophonique, toujours dans le but de créer un effet d'espace.

Le mélange direct du signal droit avec le signal droit retardé, c'est-à-dire obtenu sans croisement des connexions droite/gauche donne l'effet de Flanging, cet effet peut être intéressant pour un instrument de musique. Avec un temps de retard très grand, on a un effet de doublage de voie. Quant à la réverbération, c'est un problème un peu différent, les réalisations commerciales actuelles utilisent un nombre élevé de composants pour permettre de réaliser une bande passante suffisamment constante sur toute la bande de fréquences, au lieu d'avoir une courbe de réponse ondulée comme celle qui résulte d'un retard unique.

Comprenez le FONCTIONNEMENT des CIRCUITS INTEGRES LOGIQUES en réalisant.

UNE MINI~CENTRALE de sécurité pour automobile

(Suite voir N° 1570)

DANS le précédent article, nous avons vu les principales bascules bistables que nous rencontrerons en circuits intégrés logiques et nous avons abordé une de leurs applications : les compteurs.

Nous allons aujourd'hui compléter notre étude des compteurs avant d'entreprendre l'examen d'autres circuits à base de bascules bistables.

LES COMPTEURS (Suite)

Nous avons montré, sur la figure 36 (précédent article) la structure d'un compteur asynchrone à quatre étages tandis que la figure 40bis montrait celle d'un compteur synchrone de même capacité. Ces dispositifs permettent d'effectuer le comptage d'un certain nombre d'impulsions (jusqu'à 16) appliquées sur leurs entrées.

Nous allons voir maintenant un type complémentaire de circuit capable, non seulement de réaliser un comptage, mais également d'effectuer

l'inverse c'est-à-dire le « décomptage ».

Qu'attendons-nous d'un compteur que nous supposons à quatre étages, c'est-à-dire capable de compter 16 impulsions avant de revenir à son état initial ? Nous voulons que, après la remise à zéro du compteur, on ait : $Q_a = 0$, $Q_b = 0$, $Q_c = 0$ et $Q_d = 0$

et après la première impulsion appliquée sur son entrée on ait :

$Q_a = 1$, $Q_b = 0$, $Q_c = 0$ et $Q_d = 0$

après la deuxième impulsion on ait :

$Q_a = 0$, $Q_b = 1$, $Q_c = 0$ et $Q_d = 0$

et ainsi de suite jusqu'à la

quinzième impulsion pour avoir :

$Q_a = 1$, $Q_b = 1$, $Q_c = 1$ et $Q_d = 1$

conformément au diagramme de la figure 47a.

Que demanderons-nous à un décompteur également à quatre étages ? Il devra être capable de « décompter 16 impulsions » avant de revenir

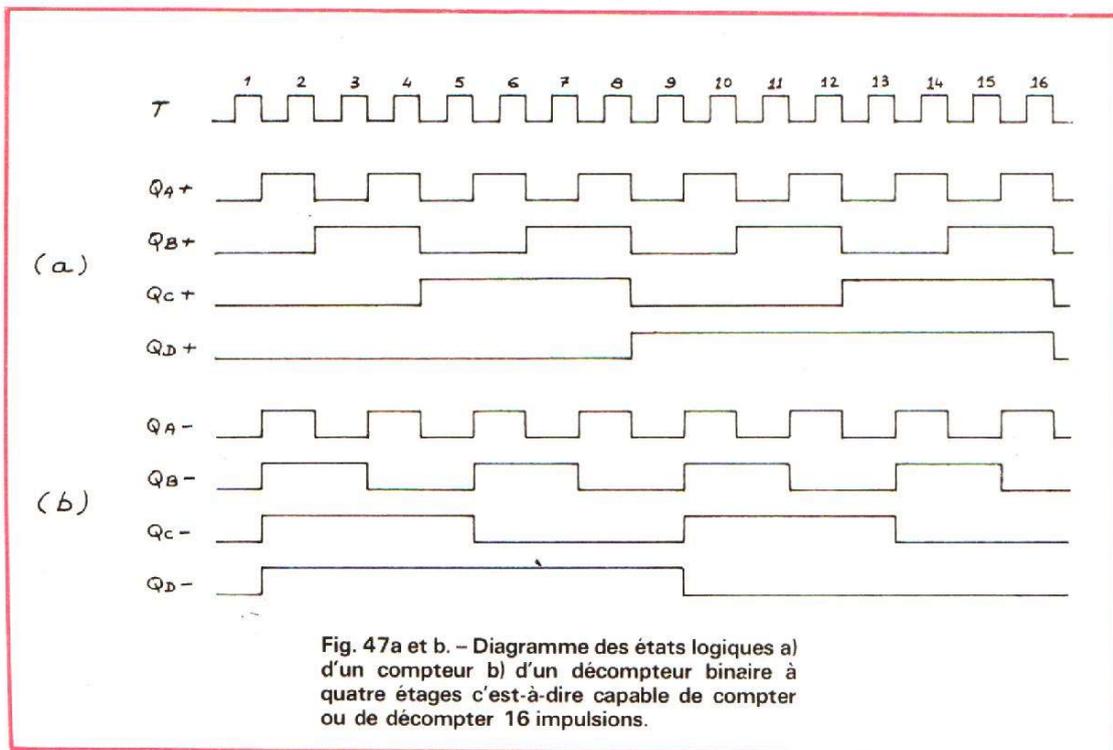


Fig. 47a et b. - Diagramme des états logiques a) d'un compteur b) d'un décompteur binaire à quatre étages c'est-à-dire capable de compter ou de décompter 16 impulsions.

RAZ	N	Sorties				Valeur arithmétique				
		Q _D	Q _C	Q _B	Q _A	8	4	2	1	= total
0	X	0	0	0	0	0	0	0	0	= 0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	= 0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	= 1
1	2	0	0	1	0	0	0	2	0	= 2
1	3	0	0	1	1	0	0	2	1	= 3
1	4	0	1	0	0	0	4	0	0	= 4
1	5	0	1	0	1	0	4	0	1	= 5
1	6	0	1	1	0	0	4	2	0	= 6
1	7	0	1	1	1	0	4	2	1	= 7
1	8	1	0	0	0	8	0	0	0	= 8
1	9	1	0	0	1	8	0	0	1	= 9
1	10	1	0	1	0	8	0	2	0	= 10
1	11	1	0	1	1	8	0	2	1	= 11
1	12	1	1	0	0	8	4	0	0	= 12
1	13	1	1	0	1	8	4	0	1	= 13
1	14	1	1	1	0	8	4	2	0	= 14
1	15	1	1	1	1	8	4	2	1	= 15
1	16	0	0	0	0	0	0	0	0	= 0

Fig. 48. - Table des états logiques des sorties d'un compteur par 16. On voit également la correspondance arithmétique de chaque sortie et la valeur du résultat qui correspond au nombre d'impulsions.

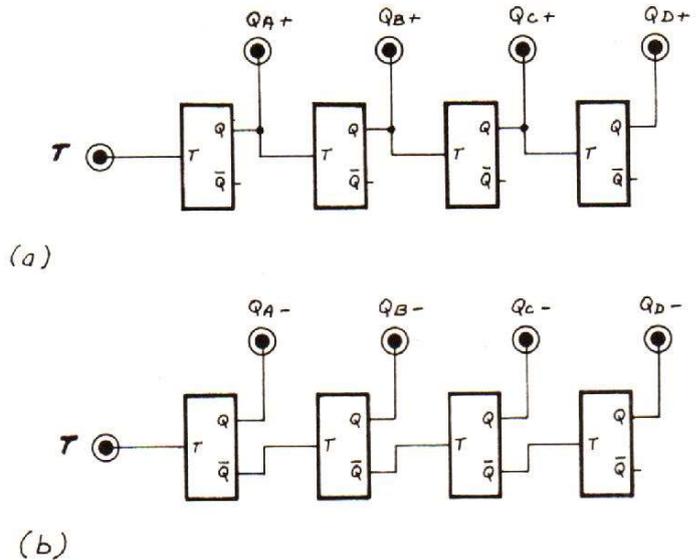


Fig. 49. Schémas de principe a) d'un compteur b) d'un décompteur.

à son état initial. Nous désirerons que, après la remise à zéro de l'ensemble, on ait : $Q_a = 0, Q_b = 0, Q_c = 0$ et $Q_d = 0$

et après la première impulsion sur son entrée on ait :

$Q_a = 1, Q_b = 1, Q_c = 1$ et $Q_d = 1$

après la deuxième impulsion on ait :

$Q_a = 0, Q_b = 1, Q_c = 1$ et $Q_d = 1$

et ainsi de suite jusqu'à la seizième impulsion pour avoir :

$Q_a = 0, Q_b = 0, Q_c = 0$ et $Q_d = 0$

ce qui correspond au diagramme de la figure 47b.

Avant d'aller plus loin, il nous paraît utile de faire ici un bref rappel d'arithmétique binaire pour comprendre la signification des états des sorties Q_a, Q_b, Q_c et Q_d de ces circuits.

Si nous traduisons le diagramme de la figure 47a sous la forme de la table de vérité de la figure 48, nous voyons que, à chaque impulsion sur T correspond un groupe diffé-

rent de quatre chiffres 0 ou 1 ce qui donne seize combinaisons différentes. Ainsi, à la cinquième impulsion correspond le groupe 0101.

Examinons à nouveau le diagramme de la figure 47a :

- Nous voyons qu'après toutes les impulsions « impaires », c'est-à-dire la 1^e, la 3^e, la 5^e, etc., on aura $Q_a = 1$ et après toutes les impulsions « paires », on aura $Q_a = 0$.

- Nous voyons également que Q_b sera égal à 1 pour la 2^e et la 3^e impulsion, puis pour la 6^e et la 7^e impulsion, etc.

- De même, Q_c sera égal à 1 pour les 4^e, 5^e, 6^e et 7^e impulsions, etc.

- On aura $Q_d = 1$ de la 3^e à la 15^e impulsion.

De tout ceci nous pouvons déduire intuitivement que l'on peut donner les valeurs arithmétiques décimales suivantes à Q_a, Q_b, Q_c et Q_d :

pour $Q_a = 1$ logique : 1	$Q_a = 0$ logique : 0
pour $Q_b = 1$ logique : 2	$Q_b = 0$ logique : 0
pour $Q_c = 1$ logique : 4	$Q_c = 0$ logique : 0
et pour $Q_d = 1$ logique : 8	$Q_d = 0$ logique : 0

En notant ces valeurs arithmétiques sur la table de la figure 48 en regard des valeurs binaires correspondantes de Q_a, Q_b, Q_c et Q_d , nous constaterons que la valeur arithmétique reflète bien le nombre d'impulsions. Nous voyons également que la seizième impulsion ramène l'ensemble des sorties à 0.

Les valeurs arithmétiques ci-dessus ne sont pas choisies arbitrairement mais sont justifiées par le fait que l'arithmétique binaire est fondée sur le système de numération à base 2. Ainsi, les valeurs que nous avons données plus haut s'écriront dans ce système :

pour $Q_a = 1$ logique : $1 \times 2^0 = 1$
pour $Q_b = 1$ logique : $1 \times 2^1 = 2$
pour $Q_c = 1$ logique : $1 \times 2^2 = 4 (2 \times 2)$
et pour $Q_d = 1$ logique : $1 \times 2^3 = 8 (2 \times 2 \times 2)$

Cette mise au point étant faite, revenons aux diagrammes des figures 47a et 47b. D'abord, nous remarquerons que le diagramme de la figure 47b présente une sorte de « symétrie » avec celui de la figure 47a, en effet, les signaux représentés sur la figure 47b lus de la gauche vers la droite sont les mêmes que ceux de la figure 47a si on les lit de la droite vers la gauche. Nous voyons que, sur les deux diagrammes, Q_{a+} et Q_{a-} sont identiques. Nous voyons également que Q_{b+} change de niveau logique pour chaque transition de Q_{a+} (ou Q_{a-}) du niveau haut au niveau bas

alors que Q_{b-} change de niveau logique pour chaque transition de Q_{a+} (+ ou -) du niveau bas au niveau haut.

Q_2+ sera de même. fonction des transitions négatives de Q_2+ et Q_2- dépendra des transitions positives de Q_2- . On raisonne de même pour Q_1+ et Q_1- .

Or, nous pouvons dire que, quand \bar{Q}_2 (+ ou -) passe du niveau bas au niveau haut pour commander Q_2- , on a également Q_2 (+ ou -) qui passe du niveau haut au niveau bas. De même, Q_2- passant du niveau bas au niveau haut correspondra à \bar{Q}_2- passant du niveau haut au niveau bas et commandera le changement d'état de Q_2- . Il en ira de même pour Q_1- et Q_1+ .

Quand nous examinons les schémas des figures 49a et 49b, nous voyons que nous remplissons respectivement les conditions posées par les diagrammes des figures 47a et 47b. Le circuit de la figure 49a sera celui d'un « compteur » alors que celui de la figure 49b sera celui d'un « décompteur ».

Pour que ces deux fonctions

puissent être remplies par un circuit utilisant les mêmes bascules, il suffira de « commuter les entrées T des seconde, troisième et quatrième bascules, soit sur les sorties \bar{Q} pour le décomptage. Une commutation mécanique par des inverseurs n'est pas pensable quand on parle de circuits intégrés aussi allons-nous la réaliser à l'aide des fonctions élémentaires que nous avons déjà étudiées. Un tel circuit de commutation est représenté sur la figure 50a. Le détail du « commutateur » est donné sur la figure 50b où l'on voit qu'il est constitué par trois portes NAND à deux entrées qui ont pour missions « d'aiguiller » les états des sorties Q ou \bar{Q} en fonction de l'état d'une commande C qui, en comptage sera au niveau logique 1 et en décomptage sera au niveau logique 0 (donc \bar{C} , son complément au niveau logique 1).

Si nous écrivons la table de vérité du circuit de la figure 50b comme sur la figure 50c, nous voyons que, selon que C

= 1 ou $C = 0$, la sortie « c » du circuit « suit » les changements d'état de Q ou de \bar{Q} .

Ecrivons maintenant cette table de vérité sous la forme de la figure 50d pour mettre en évidence le fonctionnement pour les changements d'état de C quand Q ne change pas. Nous voyons que, dans ces cas, les changements d'état de C entraînent également des changements d'état de « c ».

Ceci nous montre que, si le circuit de la figure 50a est bien capable de compter et de décompter, un changement d'état de C entraînera des changements d'état « parasites » sur les entrées T des trois dernières bascules et on ne pourra pas conserver le résultat présent sur les sorties à l'issue d'un comptage par exemple quand on passera en fonction décomptage.

Différentes solutions ont été étudiées pour remédier à ce défaut. Nous n'entrerons pas dans ces détails et nous allons passer directement à une solution qui élimine ce

défaut et qui présente en plus l'avantage d'avoir un fonctionnement synchrone. Le schéma de ce compteur-décompteur synchrone est donné sur la figure 51. On constate qu'il y a beaucoup d'analogies avec celui de la figure 50a, en particulier, on y retrouve le groupe de portes de la figure 50b avec cependant une différence qui réside dans le fait que les quatre bascules reçoivent sur leur entrée T les impulsions à compter (ou à décompter) et que les portes NAND transmettent les états de Q ou \bar{Q} aux entrées J et K de la bascule suivante.

On remarquera que les entrées J_1 et K_1 de la première bascule sont placées en permanence au niveau 1, Q_1 ou \bar{Q}_1 commande J_2 et K_2 en fonction de C ou \bar{C} à l'aide d'un circuit identique à celui de la figure 50b. Par contre, les entrées J_3 et K_3 seront commandées par Q_2 ou \bar{Q}_2 en fonction de C ou de \bar{C} mais en plus, en fonction de J_2K_2 . Il en est de même pour J_4K_4 .

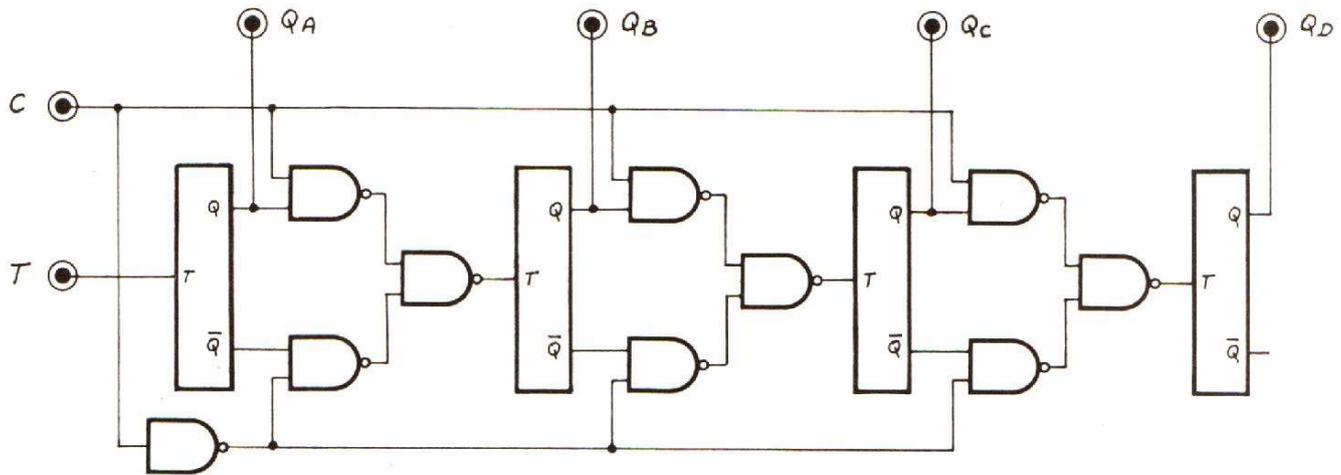


Fig. 50a

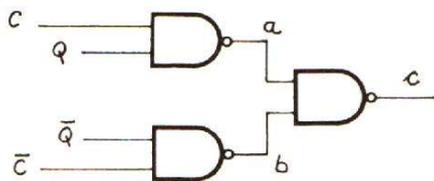


Fig. 50b

C	\bar{C}	Q	\bar{Q}	a	b	c
1	0	1	0	0	1	1
1	0	0	1	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0
0	1	0	1	1	0	1

Fig. 50c

Q	\bar{Q}	C	\bar{C}	a	b	c
1	0	1	0	0	1	1
1	0	0	1	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0
0	1	0	1	1	0	1

Fig. 50d

Fig. 50. - a) Organisation possible d'un compteur-décompteur par 16. Les jeux de portes NAND servent à passer du cas de la figure 49a à celui de la figure 49b selon l'état de C.

b) Détail des portes NAND de la figure 50a.
c) Table de vérité du circuit de la figure 50b avec Q et \bar{Q} comme variable.

d) La même table de vérité avec C et \bar{C} comme

variable. On voit que, avec Q constant, un changement d'état de C entraîne une variation de l'état de « c » ce qui produira un fonctionnement imparfait.

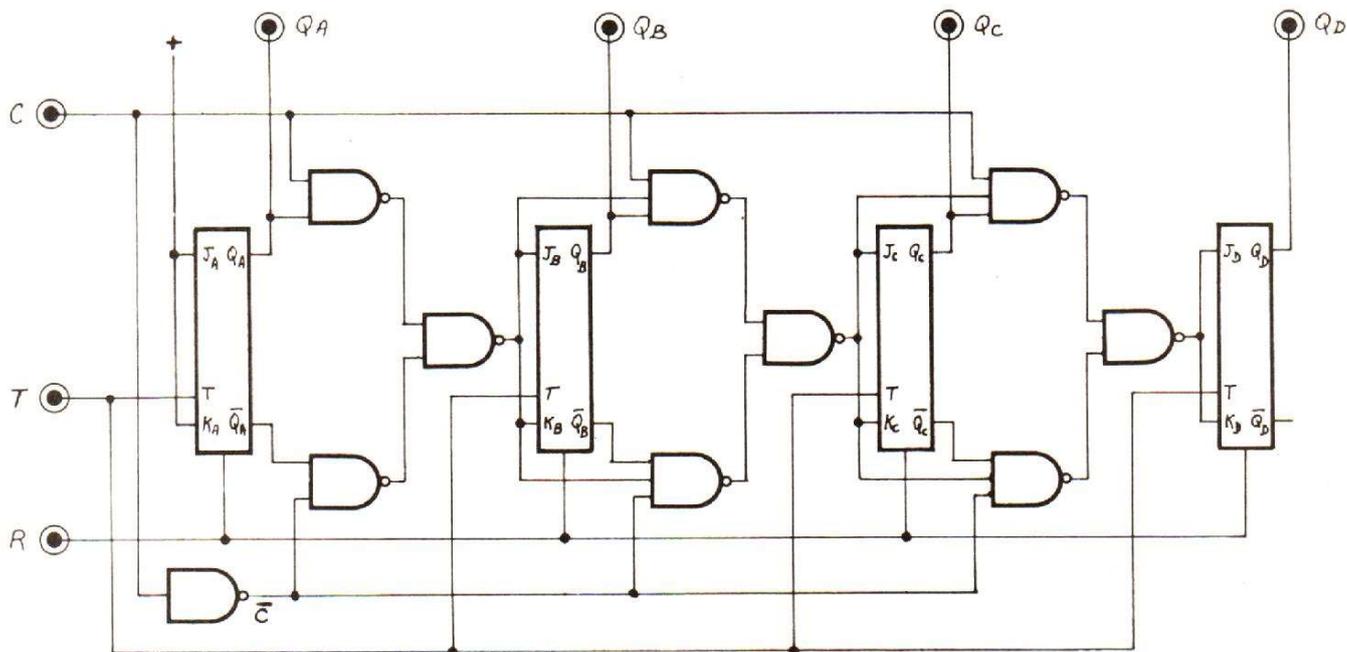


Fig. 51. - Schéma d'un compteur-décompteur « opérationnel » où le défaut de celui de la figure 50 est éliminé.

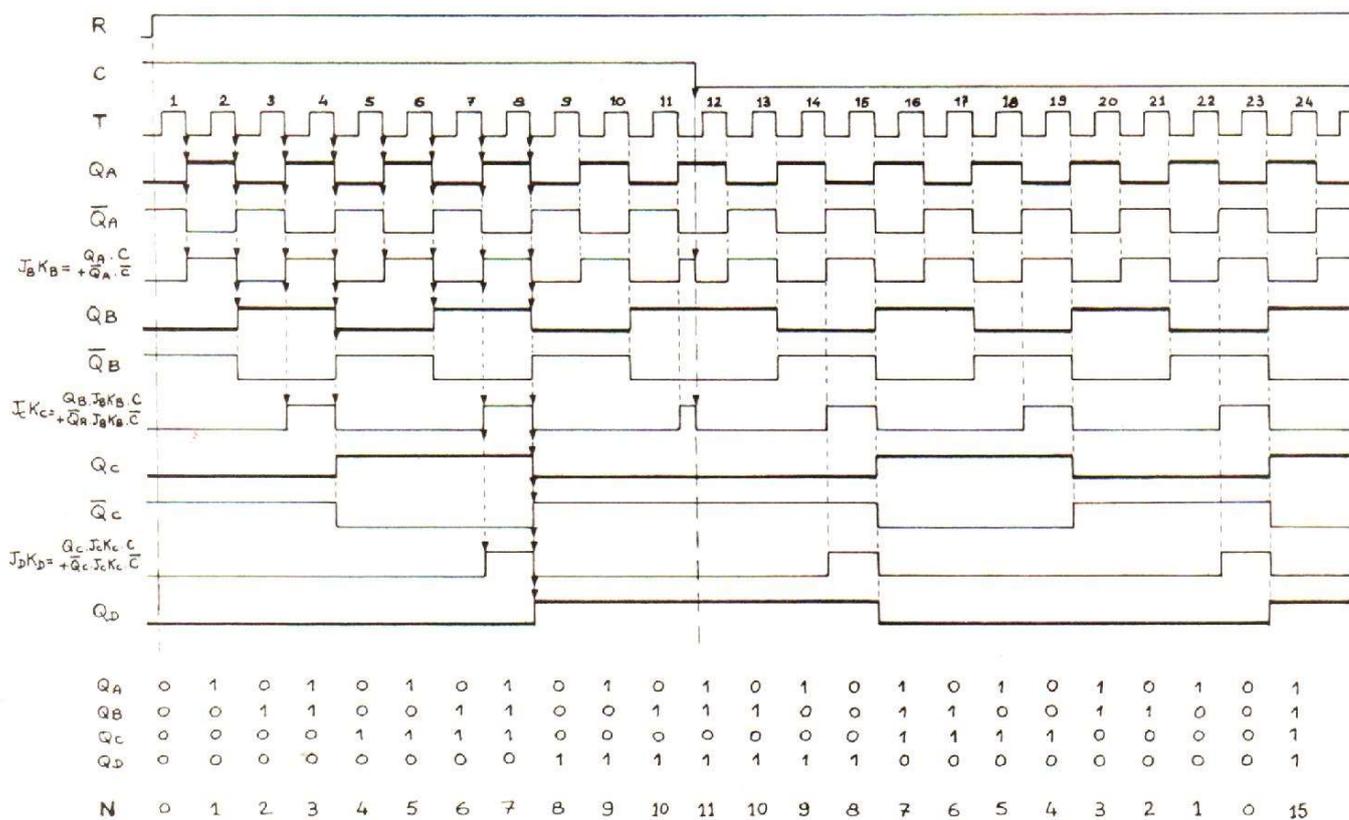


Fig. 52. - Diagramme de fonctionnement du circuit de la figure 51. Le circuit compte jusqu'à la onzième impulsion puis décompte. Les sorties Q_a , Q_b , Q_c et Q_d sont représentées en trait plus

épais pour distinguer leurs états successifs. Les pointillés fléchés indiquent les relations « cause-effet », par exemple, la fin de la quatrième impulsion sur T entraîne $Q_a = 0$ qui entraîne

$J_b K_b = 0$ etc. En bas du diagramme la table des états logiques est rappelée en correspondance avec les valeurs arithmétiques.

Etablissons le diagramme des signaux du circuit de la figure 51 comme le montre la figure 52. Nous avons d'abord la fonction comptage jusqu'à la 11^e impulsion sur T tant que $C = 1$ puis la fonction décomptage quand C passe à 0 (donc \overline{C} à 1). L'ensemble a été préalablement remis à zéro par la mise de la commande RAZ au niveau 0.

Examinons les états successifs des sorties et des points caractéristiques du circuit :

— Q_a et \overline{Q}_a : pour chaque cycle d'horloge sur T correspondant à une impulsion à compter-décompter, Q_a et \overline{Q}_a changent d'état. La bascule A a un fonctionnement constant quel que soit l'état de C. Q_a et \overline{Q}_a sont bien entendu complémentaires.

— J_b et K_b : comme l'indique la table de vérité de la figure 50c qui montre les états possibles de l'ensemble des trois portes NAND recevant C et \overline{C} , Q_a et \overline{Q}_a et commandant J_b et K_b (reliées entre elles), on sait que, quand $C = 1$, la sortie

reliée à $J_b K_b$ (« c » sur la figure 50c) reflète l'état de Q_a alors que quand $C = 0$, la sortie reliée à $J_b K_b$ reflète l'état de \overline{Q}_a (Q_a correspondant à Q sur la figure 50c et il en va de même pour les compléments). On voit donc sur le diagramme que l'on aura :

$J_b K_b = Q_a$ quand $C = 1$
 et $J_b K_b = \overline{Q}_a$ quand $C = 0$ ($\overline{C} = 1$).
 — Q_b et \overline{Q}_b : on a vu lors de l'étude de la bascule JK « maître-esclave » que, quand $J = K = 1$, chaque cycle d'horloge appliqué sur l'entrée T de cette bascule entraînait un changement d'état de ses sorties alors que, quand $J = K = 0$, le cycle d'horloge est inopérant et on conserve l'état antérieur des sorties.

Que va-t-il se passer pour la bascule B ?

— A la première impulsion sur T, nous sommes en position « comptage » et, comme on vient de placer l'ensemble du circuit à zéro on a $Q_a = 0$ donc $J_b K_b = 0$ et l'impulsion d'horloge n'agit pas sur Q_b qui

reste à 0 tandis que \overline{Q}_b reste à 1. La fin de la première impulsion entraîne $Q_a = 1$.

— A la seconde impulsion sur T, Q_a passé au niveau logique 1, a entraîné $J_b K_b$ au niveau logique 1 donc la deuxième impulsion interviendra quand $J_b K_b$ est au niveau 1 et fera basculer la bascule B. On aura donc à la fin de cette impulsion $Q_b = 1$ et $\overline{Q}_b = 0$. Cette seconde impulsion entraînera également le retour de Q_a au niveau logique 0.

— A la troisième impulsion, Q_a étant revenue au niveau 0 a entraîné $J_b K_b$ au niveau 0 donc cette impulsion sera inopérante pour la bascule B et on conservera $Q_b = 1$. Mais la troisième impulsion entraîne également un nouveau changement d'état de Q_a qui devient égal à 1.

— A la quatrième impulsion, nous trouverons une configuration analogue à celle de la deuxième impulsion et la bascule B sera commandée par T et on aura $Q_b = 0$ et $\overline{Q}_b = 1$.

Le même processus se

renouvellera pour les impulsions suivantes et nous voyons sur le diagramme qu'à la onzième impulsion, on a $Q_a = a$ et $Q_b = 1$ donc leurs compléments $\overline{Q}_a = 0$ et $\overline{Q}_b = 0$. $Q_a = 1$ a bien entendu entraîné $J_b K_b = 1$.

Le changement d'état de C qui passe du niveau logique 1 au niveau logique 0 pour placer l'ensemble en position « décomptage » intervenant après la fin de la onzième impulsion, va entraîner $J_b K_b$ au niveau logique 0 puisque à ce moment, $\overline{C} = 1$ fait que $J_b K_b$ reflète \overline{Q}_a qui est égal à 0.

— La douzième impulsion sur T arrive sur la bascule B alors que $J_b K_b = 0$, elle est donc inopérante et on conserve l'état précédent des sorties Q_b et \overline{Q}_b c'est-à-dire $Q_b = 1$ et $\overline{Q}_b = 0$. Cette douzième impulsion provoquera par contre un changement d'état de la bascule A et on aura $Q_a = 0$ et $\overline{Q}_a = 1$.

— La treizième impulsion arrivera sur la bascule B alors

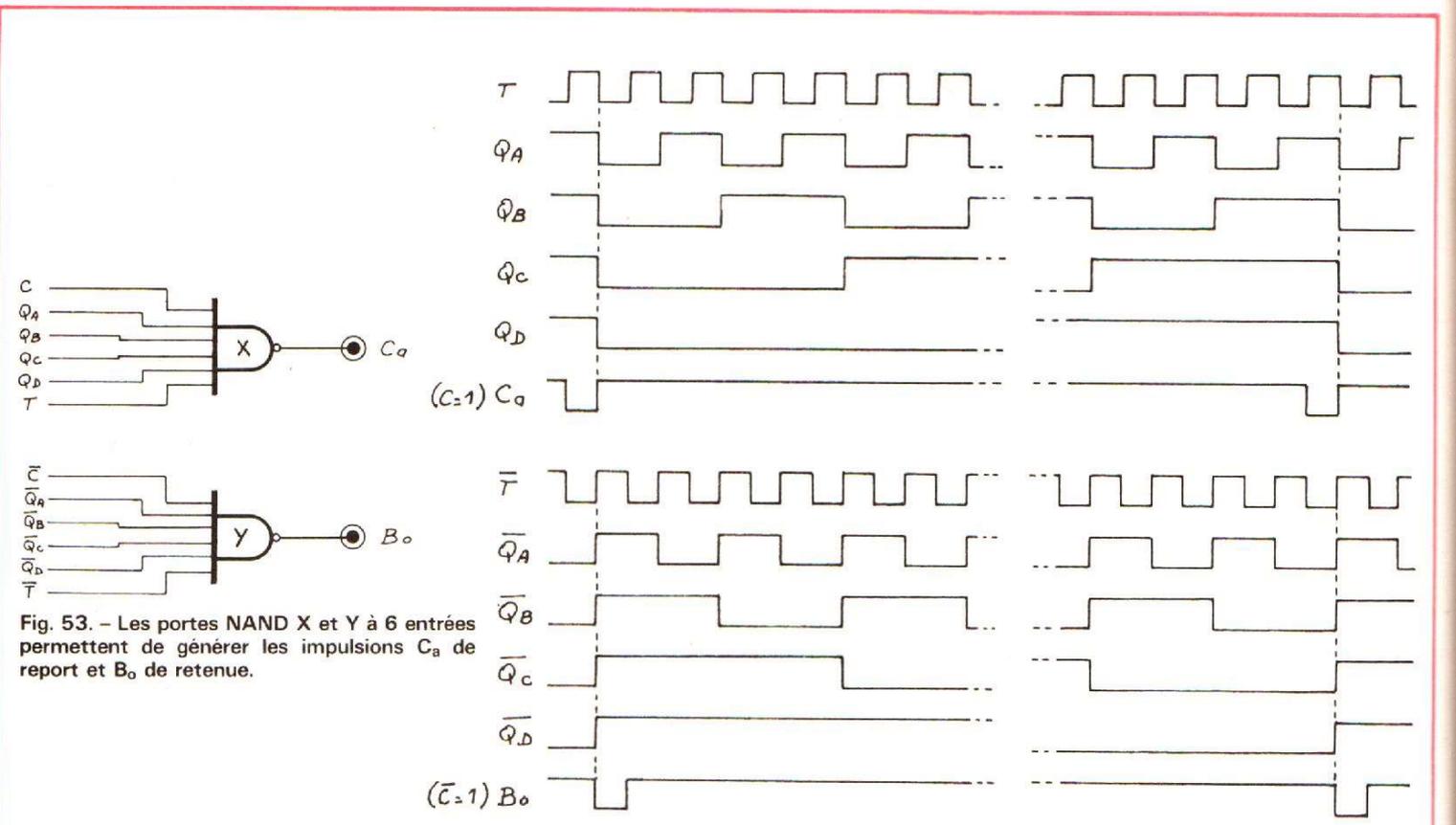


Fig. 53. — Les portes NAND X et Y à 6 entrées permettent de générer les impulsions C_a de report et B_0 de retenue.

Fig. 54. — Diagramme des états du circuit de la figure 53.

que $J_b K_b$ reflète l'état de \overline{Q}_a c'est-à-dire un niveau logique 1 entraînera le basculement de cette dernière et on aura $Q_b = 0$ et $\overline{Q}_b = 1$.

On appliquera le même raisonnement pour définir les états successifs pris par les sorties des bascules C et D comme nous les avons représentés sur le diagramme.

Nous remarquerons que, lorsque C a changé d'état après la onzième impulsion sur T, aucune perturbation n'est apparue sur les sorties des bascules ce qui était le but recherché.

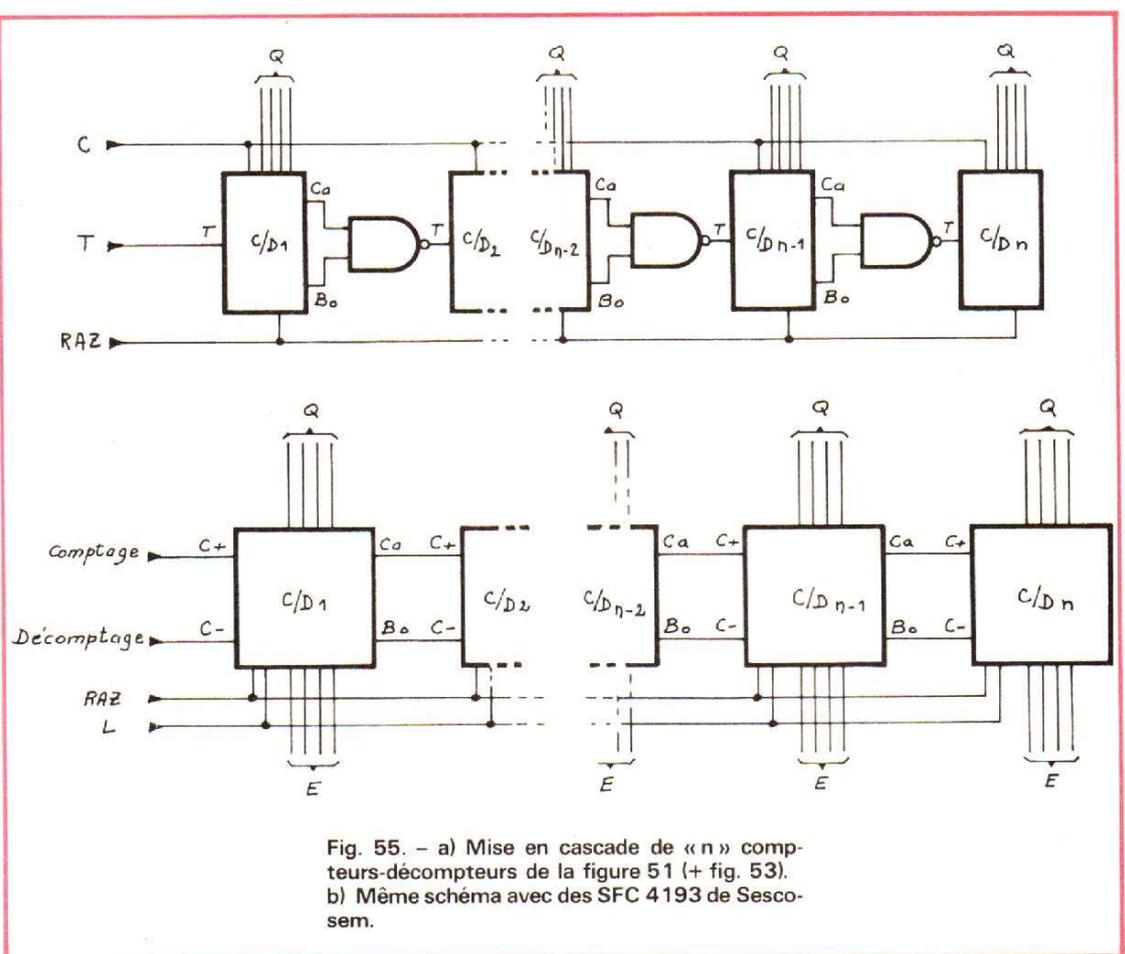
Ainsi, nous pourrons compter avec ce circuit « n » impulsions (< 16) puis les décompter ce qui nous permettra un nombre d'applications très intéressantes. On voit d'ailleurs sur le diagramme que, après avoir compté 11 impulsions, la vingt-deuxième impulsion aura ramené l'ensemble dans l'état initial et on aura décompté les 11 impulsions.

Nous remarquerons également que la vingt-troisième impulsion a amené les sorties Q_a, Q_b, Q_c et Q_d au niveau logique 1. Cette configuration correspond en quelque sorte au « zéro » du décompteur ce qui correspond aussi à la valeur arithmétique 15. La progression du décompteur sera donc 15, 14, ... 3, 2, 1, 0 ce qui fait bien 16 états différents, la valeur 0 ayant une signification.

La capacité du circuit est donc de 16 impulsions aussi sera-t-il nécessaire de disposer, comme dans le cas des compteurs simples, d'une information de dépassement de capacité mais cette fois-ci dans les deux sens : comptage et décomptage. Cette information sera entre autres utilisée pour la commande d'autres étages si l'on veut accroître la capacité d'un système.

Quelle va être cette information et comment allons-nous l'élaborer ?

— En comptage, c'est le passage de toutes les sorties Q_a et Q_d du niveau logique 1 au niveau logique 0 qui est signifi-



ficatif du dépassement comme pour les compteurs classiques. — En décomptage, c'est le passage des mêmes sorties cette fois du niveau logique 0 au niveau logique 1 qui sera significatif.

Nous allons donc élaborer ces informations avec un circuit comme celui de la figure 53. On voit qu'il est constitué par deux portes NAND à six entrées chacune.

Le fonctionnement de ce circuit est indiqué sur le diagramme de la figure 54. On voit que, quand $C = 1$, c'est-à-dire en comptage, l'impulsion sur T qui entraîne le passage à 0 des sorties Q_a à Q_d précédemment toutes à 1 se retrouvera, inversée, sur la sortie C_a de la porte NAND. De même, quand $C = 0$, c'est-à-dire en décomptage, l'impulsion sur T se retrouvera inversée sur la sortie B_o de l'autre porte NAND quand l'ensemble des sorties Q_a à Q_d passera de 0000 à 1111. L'état des sorties C_a et B_o étant lié à celui de C, on ne

trouvera l'impulsion négative correspondant au complément de T que sur C_a ou sur B_o mais pas sur les deux ensemble, la sortie non active restant au niveau logique 1.

La notation C_a et B_o des sorties vient des termes anglosaxons couramment employés : $C_a = \text{carry} = \text{report}$ et $B_o = \text{borrow} = \text{retenue}$.

Comme nous l'avons dit plus haut, les informations C_a et B_o seront utilisées pour commander d'autres compteurs-décodeurs quand ceux-ci sont mis en cascade pour augmenter la capacité d'un système. Pour être homogène dans notre raisonnement, nous montrons sur la figure 55a les liaisons à réaliser entre des circuits de la figure 51 (avec celui de la figure 53) pour obtenir un compteur-décompteur à « n » étages donc avec une capacité de 16^n impulsions. Sur cette figure nous voyons que chaque compteur-décompteur reçoit les commandes RAZ et

C que C_a et B_o sont appliquées sur T de la bascule suivante par l'intermédiaire d'une porte NAND à deux entrées. En l'absence d'impulsion négative sur C_a ou sur B_o , $C_a = B_o = 1$ et par conséquent $T = 0$. Une impulsion se produisant sur C_a impliquant que $C = 1$ fera passer la sortie de la porte NAND au niveau logique 1 pendant la durée de l'impulsion C_a et commandera la bascule recevant T en comptage. Il en sera de même pour B_o qui implique $C = 0$ donc le décomptage.

En réalité, les compteurs-décodeurs comme le SFC 4193 de Sescossem ne sont pas fabriqués en suivant le schéma logique du circuit de la figure 51 et 53 mais le principe de fonctionnement est identique. Nous donnons, pour information sur la figure 55b le schéma des liaisons à réaliser pour mettre en cascade des SFC 4193 qui possèdent deux entrées distinctes pour le comptage et pour le décomptage, l'entrée non utilisée

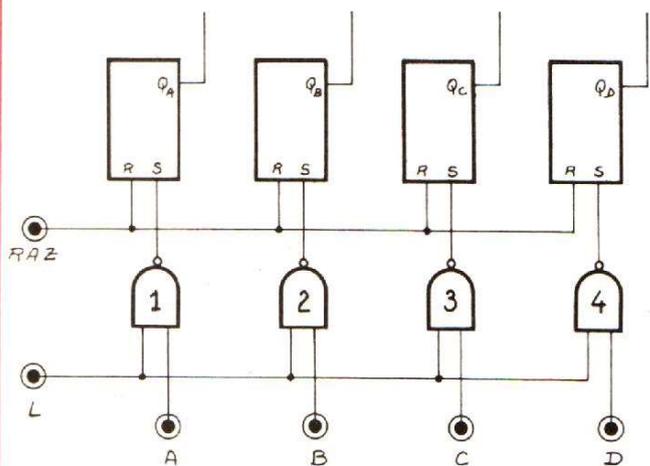


Fig. 56. - Prépositionnement à 1 des quatre bascules d'un compteur-décompteur par 16. L'entrée L « autorise » le prépositionnement.

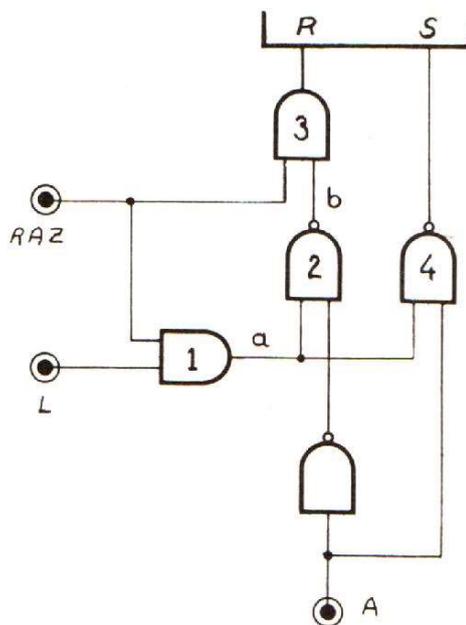


Fig. 57. - Amélioration du circuit de la figure 56 pour prépositionner à 1 mais également à 0.

RAZ	L	A	a	b	R	S
0	0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	1	0	1
0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1
1	1	0	1	0	0	1
1	1	1	1	1	1	0

Fig. 58. - Table de vérité du circuit de la figure 57. Les parties encadrées indiquent les configurations caractéristiques.

devant être placée au niveau haut. Avant d'utiliser ces circuits, on consultera avantageusement la documentation du fabricant.

Nous remarquerons sur la figure 55b que nous y avons fait figurer des entrées notées E et dont nous n'avons pas encore parlé. Il s'agit des entrées de « prépositionnement » que nous allons aborder maintenant.

En effet, certains compteurs-décompteurs possèdent un jeu d'entrées de « prépositionnement ». De quoi s'agit-il ?

Supposons que nous ayons un compteur-décompteur à quatre étages comme celui de la figure 51 avec ses sorties C_n et B_0 et que nous voulions décompter 7 impulsions pour arriver à obtenir une impulsion de retenue B_0 . Normalement, il faudrait compter au préalable 7 impulsions avant d'entamer le décomptage. La solution plus simple pour arriver au même résultat sans comptage préalable est de « forcer » le circuit à prendre sur ses sorties des états tels, qu'elles reflètent le comptage de 7 impulsions. Nous y parviendrons en utilisant le cir-

cuit de la figure 56 sur laquelle nous n'avons pas représenté les éléments propres à la fonction comptage-décomptage pour alléger le schéma. Ce sont d'ailleurs ceux de la figure 51 et 53. Nous avons par contre fait figurer, en plus de la ligne de RAZ qui commande les entrées R des bascules, des circuits identiques de commande des entrées S de mise à 1 des bascules. Rappelons que, quand R est placé au niveau logique 0, la sortie Q de la bascule passe au niveau logique 0 et quand $S = 0$, on a $Q = 1$, ces actions étant prioritaires sur celle des autres entrées.

On voit que les portes NAND qui commandent les entrées S reçoivent sur leurs entrées une ligne commune notée L et les entrées A, B, C et D.

Conformément à la table de vérité de la fonction NAND, si la commande L est placée au niveau logique 0, les sorties des portes 1 à 4 seront au niveau logique 1 et on aura $S_a = S_b = S_c = S_d = 1$. Si on a aussi $RAZ = 1$ donc les entrées R des bascules au niveau logique 1, l'ensemble se comportera en compteur-

décompteur classique. Si, par contre on a $L = 1$ et $RAZ = 1$, les sorties des portes NAND 1 à 4 recopieront les inverses des états présents sur les entrées A, B, C et D. Si une de ces entrées est au niveau 1 donc sa sortie au niveau logique 0. Cette sortie étant reliée à l'entrée S de la bascule correspondante, on aura la sortie Q de cette bascule au niveau 1 donc au même niveau que l'entrée placée au niveau logique 1. Les entrées A à D qui restent au niveau logique 0 maintiennent les sorties des portes NAND correspondantes au niveau 1 et il n'y a pas d'action due à l'entrée S sur les bascules concernées ce qui montre que ce circuit ne permettra pas de positionner les bascules à 0 de cette façon mais seulement avec la ligne de RAZ.

Pour avoir la possibilité de prépositionner les bascules du compteur-décompteur soit à zéro soit à 1 sans utiliser la RAZ, on pourra employer le circuit de la figure 57 dont nous allons voir le fonctionnement à l'aide de la table de vérité de la figure 58.

— Quand l'entrée RAZ est à zéro, on a $R = 0$ ce qui amène

$Q = 0$ pour la bascule concernée.

— Quand $RAZ = 1$, $L = 1$ et $A = 0$, on aura également $R = 0$ donc $Q = 0$. Dans ces deux cas on aura toujours $S = 1$.

— Quand $RAZ = 1$, $L = 1$ et $A = 1$, on aura $S = 0$ donc $Q = 1$. On aura également $R = 1$.

— Quand $RAZ = 1$ et $L = 0$ quel que soit A, on aura $R = S = 1$ et ce sont les autres entrées de la bascule qui seront actives. (Rappelons que les entrées R et S d'une bascule JK maître-esclave sont prioritaires sur les autres entrées).

Nous avons donc tous les éléments d'un compteur-décompteur à quatre étages, prépositionnable à 0 ou à 1 et possédant une sortie de report et une sortie de retenue. L'assemblage de ces éléments peut paraître bien complexe mais c'est justement l'avantage de l'intégration de permettre ce genre de montage qui aurait été presque impensable en composants discrets.

(à suivre)

B. DOUTREMEPUICH

GRADATEUR

de LUMIERE

manuel ou automatique

Le gradateur faisant l'objet de la description ci-après comporte le réglage manuel habituel ; mais de plus, son fonctionnement peut être commandé automatiquement par l'intermédiaire d'une cellule photorésistante.

Le schéma de l'appareil est représenté sur la figure 1. Un inverseur Inv. permet le passage du fonctionnement en manuel (position 1) au fonctionnement automatique (position 2).

En fonctionnement manuel, le déclenchement du triac T s'opère par commande de phase par le réglage du potentiomètre de 250 k Ω linéaire ; la liaison à la gâchette du triac s'effectue par l'intermédiaire d'un diac D. Le fonctionnement d'un dispositif de ce genre est très classique et suffisamment connu de nos lecteurs pour que nous passions les détails sous silence.

On sait que tout dispositif à triac sur secteur fonctionnant par contrôle de phase est générateur de parasites. Un filtre antiparasite comportant essentiellement deux condensateurs, une résistance et un bobinage, a donc été intercalé sur les fils du réseau.

Passons maintenant en fonctionnement automatique (Inv. en position 2), position dans laquelle on fait intervenir la cellule photorésistante LDR 05. Rappelons qu'une telle cellule présente une résistance très élevée dans l'obscurité, et au contraire, une résistance faible lorsqu'elle est exposée à la lumière. Dans le cas du présent fonctionnement, le condensateur de 0,1 μ F est alimenté par la résistance de 18 k Ω en série ; lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de déclenchement de la diac, une impulsion de commande se produit sur la gâchette du triac et celui-ci devient conducteur. Mais le fonctionnement que nous venons d'exposer ne se pro-

duit que lorsque la cellule photorésistante est dans l'obscurité (résistance interne élevée), puisque la dite cellule se trouve connectée en parallèle sur le condensateur de 0,1 μ F. Lorsque la cellule photorésistante est soumise à un certain éclairage, sa résistance interne diminue, et le condensateur de 0,1 μ F ne se décharge que plus lentement, voire pas du tout.

En résumé, le dispositif peut par exemple être utilisé pour la commande automatique de l'éclairage de lampes au moment de la tombée de la nuit ; l'éclairage des lampes est de plus en plus intense au fur et à mesure de l'accroissement de l'obscurité. Mais pour obtenir un tel fonctionnement, il importe que la cellule photo-

résistante soit placée à l'extérieur, ou en tout cas non soumise à l'éclairage des lampes commandées par le triac.

Bien entendu, ce dispositif peut être utilisé à d'autres applications d'automatisme. Par exemple : commande d'un dispositif quelconque à l'aide d'un faisceau lumineux projeté sur la cellule, ou au contraire commande d'un organe quelconque par rupture d'un faisceau fixe commandant la cellule.

Caractéristiques des éléments

T = triac type ESM 23/600 (Sescosem) pour une intensité max de 6 A ou BT 138/600 (RTC) pour une intensité max de 10 A.

Fus. = fusible calibré de 6 A ou 10 A selon le cas.

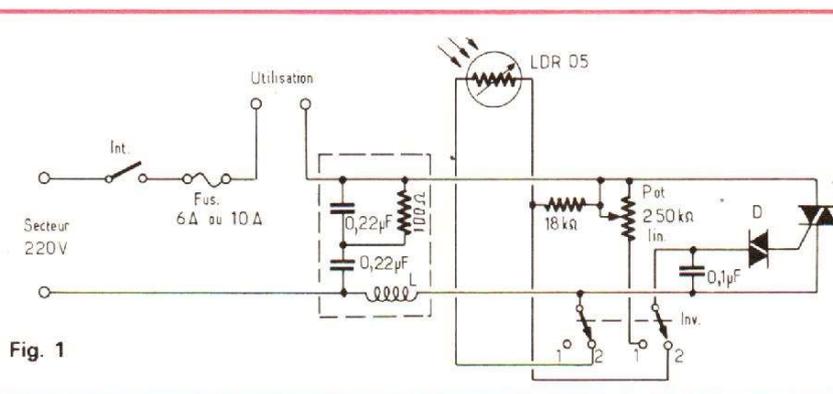


Fig. 1

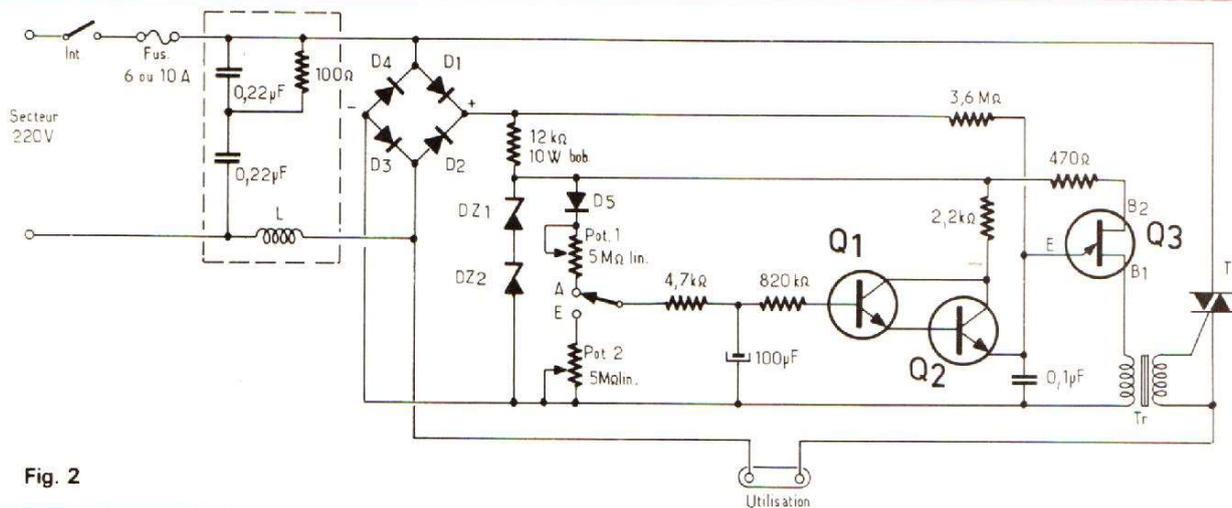


Fig. 2

D = diac type V 413 (Sescosem).

L = 25 spires jointives en fil de cuivre émaillé de 12 ou 16/10 mm (selon intensité) bobinées sur air ; diamètre intérieur de 15 mm.

Si l'intensité absorbée par l'utilisation n'est pas trop importante, une meilleure efficacité antiparasite peut être obtenue en confectionnant ce bobinage sur un bâtonnet de ferroxcube.

GRADATEUR AUTOMATIQUE PROGRESSIF

Ce montage allume très progressivement les lampes qu'il commande ; le temps de montée de l'éclairage est réglable par un bouton et il peut être très bref ou au contraire très long puisque pouvant être étalé jusqu'à une dizaine de minutes avec les composants indiqués. On peut également contrôler de la même façon la diminution de l'intensité lumineuse, et dans les mêmes proportions. Enfin, on peut également déterminer un temps de montée différent de celui d'extinction.

Le schéma de ce montage est représenté sur la figure 2. Comme précédemment, un filtre secteur antiparasite a été prévu. Ensuite, nous avons un redresseur composé de quatre diodes D₁, D₂, D₃, D₄ con-

nectées en pont. A la sortie (+) de ce redresseur, nous avons une résistance bobinée de 12 kΩ après laquelle nous avons deux diodes Zener DZ connectées en série. Ces diodes Zener prévues chacune pour une tension de 9 V, déterminent donc une tension d'alimentation de 18 V pour les circuits faisant suite.

Le circuit de déclenchement temporisé comporte essentiellement deux transistors Q₁ et Q₂ connectés en Darlington et un condensateur électrochimique de forte capacité (100 µF) monté entre la base de commande et la ligne négative.

L'inversion « allumage - extinction » s'effectue par la manœuvre d'un inverseur (positions A et E). Lorsque cet inverseur est placé en position d'allumage, le condensateur de 100 µF se charge par l'intermédiaire de la diode D₅, du potentiomètre Pot. 1 et de la résistance de 4,7 kΩ. Il est évident que le réglage du potentiomètre permet de déterminer une charge plus ou moins rapide du condensateur.

A la sortie (+) du redresseur, nous avons également une résistance de 3,6 MΩ qui fournit un courant de charge à une capacité de 0,1 µF connectée en série. Le point commun de cette résistance de 3,6 MΩ et du condensateur de 0,1 µF est relié à l'émetteur d'un transistor unijonction Q₃. Ce circuit produit des impulsions

synchronisées par la fréquence du secteur et qui sont appliquées au primaire d'un transformateur de liaison Tr, dont le secondaire connecté à la gâchette du triac déclenche ce dernier.

La charge du condensateur de 100 µF fait augmenter le courant d'émetteur du transistor Q₂, ce qui se traduit par une avance dans le temps de la charge du condensateur de 0,1 µF. En conséquence, la production de l'impulsion se fait de plus en plus tôt dans l'alternance du secteur, et le triac (tout comme dans le déclenchement d'un gradateur ordinaire) conduit un courant de plus en plus intense en un temps donné, d'où l'effet d'accroissement de l'éclairage.

En résumé, le potentiomètre Pot. 1 détermine la charge du condensateur de 100 µF plus ou moins rapidement, et par conséquent augmente ou diminue le temps que met le dispositif pour passer progressivement de l'extinction à la puissance lumineuse maximale.

Plaçons maintenant l'inverseur en position E (extinction) ; on commute alors le dispositif sur le potentiomètre Pot. 2 lequel permet de contrôler la décharge du condensateur de 100 µF. Le réglage de ce potentiomètre permet de déterminer le temps de cette décharge, et par conséquent de l'extinction progressive.

Comme nous l'avons dit, avec une capacité de 100 µF, les temps d'allumage et d'extinction peuvent être réglés jusqu'à une dizaine de minutes ; si l'on désire étaler ces fonctions sur un temps plus important, il suffit d'augmenter la capacité (par exemple 150 ou 200 µF). Rappelons aussi la possibilité de réglage de temps différents pour chacune des fonctions allumage et extinction.

Caractéristiques des éléments

D₁ = D₂ = D₃ = D₄ = BY 227

D₅ = BA 100

DZ₁ = DZ₂ = BZX 87/C9 V1

Q₁ = Q₂ = BFY 46 ou BFY 68

Q₃ = 2 N 2646 ou 2 N 2647

T = triac type ESM 23/600 (Sescosem) pour 6 A ou BT 138/600 (RTC) pour 10 A

L = bobinage antiparasite (voir description précédente).

Tr. = transformateur d'impulsions type VST 001

Pour terminer, nous signalons la possibilité d'un automatisme total susceptible d'être réalisé de la façon suivante : l'inverseur manuel pourrait être remplacé par un relais électromagnétique à contacts inverseurs, ce relais étant lui-même commandé par un multivibrateur à très grande constante de temps.

Roger A. RAFFIN

TEMPORISATEUR ELECTRONIQUE D'ESSUIE - GLACE

FUNCTIONNEMENT DU MOTEUR

Si certains modèles de moteur sont faciles à raccorder, il en va tout autrement

pour certains autres ; ce qui est le cas notamment sur les voitures Peugeot 204 ainsi que de toutes les voitures équipées de ce même modèle de moteur fabriqué par Bosch, Ducellier etc. Le schéma du fonctionne-

ment électrique de ce moteur est représenté sur la figure 1.

Nous voyons qu'une poulie dentée entraînée par le moteur après démultiplication comporte les contacts nécessaires à la marche et à l'arrêt automatique du moteur en fin de course des essuie-glaces, l'axe de commande de ceux-ci est solidaire de la poulie dentée dont une rotation complète correspond à un aller retour des essuie-glaces. A l'arrêt le moteur est court-circuité par les contacts 28-62 qui se referment à la masse ; l'alimentation est coupée, les contacts 61-28 étant ouverts. Dès que l'on actionne l'interrupteur de mise en marche (S2) le fil 62 est déconnecté de la masse tandis que le 12 V est envoyé sur le fil 28, le moteur démarre et continuera de tourner tant que l'interrupteur restera sur position marche. A la remise sur arrêt 62 est remis à

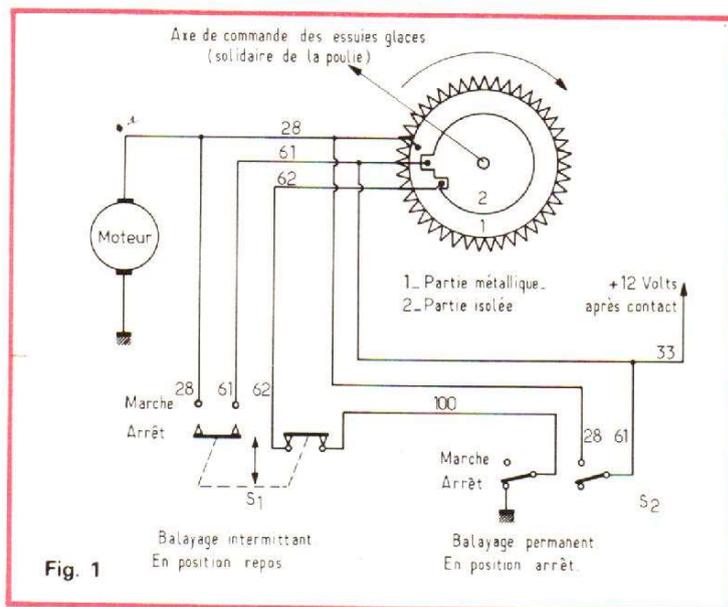


Fig. 1

SUR la plupart des voitures automobiles le mouvement des essuie-glaces est trop rapide par légère pluie ce qui oblige le conducteur à des mises en marche et arrêts fréquents de ceux-ci, ce qui devient vite fastidieux. Plusieurs modèles de commande électronique d'essuie-glace ont été décrit dans des revues spécialisées ; la plupart d'entre-elles font appel à un relais électromécanique pour commander le mouvement des essuie-glaces, ce qui à notre avis, ne constitue pas la solution idéale.

L'appareil décrit ci-après fait appel quant à lui à un thyristor et a été étudié et mis au point de façon à obtenir un balayage intermittent des essuie-glaces dont le temps d'arrêt entre chaque période de balayage est réglable à la demande de 0,5 à 20 secondes environ.

la masse et l'alimentation est coupée sur 28 mais le moteur reste alimenté par l'intermédiaire de 61-28 dont le contact est fermé et continue sa rotation jusqu'au moment où le contact 61-28 s'ouvre coupant l'alimentation tandis que 62-28 se ferme court-circuitant à nouveau le moteur ce qui provoque l'arrêt de celui-ci et des essuie-glaces. Dans le cas de l'utilisation de l'interrupteur intermittent couplé au lave vitre, l'alimentation du moteur se fait par le fil 61 ; une pression sur SI déconnecte 62 de la masse et envoie le 12 V sur 28 ; le moteur se met en route, les contacts 61-28 se ferment, maintenant l'alimentation du moteur tandis que 28-62 s'ouvrent. Cet état durera le temps que mettront les essuie-glaces à accomplir un balayage complet ; à l'instant où ceux-ci seront revenus à leur point de départ le contact 61-28 s'ouvre coupant l'alimentation tandis que 62-28 se ferme court-circuitant à nouveau le moteur qui s'arrête et il faudra une nouvelle pression sur SI pour qu'un nouveau cycle recommence.

A la suite de ceci nous voyons qu'il est nécessaire de disposer de deux contacts, le premier assurant la mise en marche et le second le freinage et l'arrêt du moteur par court-circuit et mise à la masse de celui-ci. Le problème est facile à résoudre avec l'utilisation d'un relais avec contacts repos et travail ; le contact travail servant à la mise en marche et le contact repos assurant le freinage et l'arrêt du moteur comme on peut le voir sur la figure 2.

FONCTIONNEMENT AVEC UN THYRISTOR

Notre but étant d'utiliser un thyristor afin de supprimer les défauts des relais, bruits de commutation, usure et encrassement des contacts etc. voyons comment nous pou-

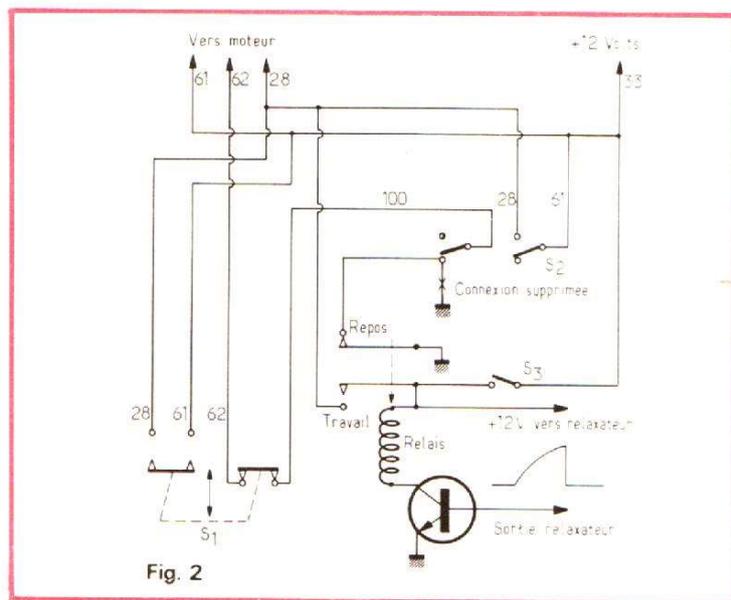


Fig. 2

vons concevoir le montage de celui-ci, mais auparavant rappelons brièvement le principe de son fonctionnement.

Un thyristor, tout comme une diode, est toujours bloqué dans le sens inverse mais l'analogie s'arrête là, contrairement à la diode qui conduit dès que l'on applique une tension positive sur son anode le thyristor lui, restera bloqué. Pour le rendre conducteur il faudra appliquer en plus une impulsion positive sur sa gachette et une fois amorcé il continuera de conduire même après que nous aurons supprimé la tension de gachette ; pour le bloquer à nouveau, il faudra non seulement suppri-

mer la tension de gachette, mais encore soit interrompre un court instant la tension sur son anode ; soit le courant circulant entre anode et cathode ou du moins l'amener à une valeur inférieure au courant minimum permettant de maintenir le thyristor en état de conduction. C'est cette dernière particularité que nous allons utiliser ici. Un problème important reste cependant à résoudre, c'est celui du freinage et du court-circuit du moteur ; nous avons vu que ce problème est facile à résoudre avec un relai disposant de deux contacts indépendants. Il en va tout autrement avec un thyristor où nous ne disposons

que d'un contact travail servant au démarrage du moteur, pourtant il est nécessaire de supprimer le court-circuit du moteur au moment où on l'alimente et de le recourcircuiter pour qu'il s'arrête. Si nous supprimons la liaison du contact 62 vers la masse nous n'avons plus d'arrêt possible et notre thyristor une fois le moteur en marche ne sert plus à rien car nous nous retrouvons dans les conditions de fonctionnement permanent ; d'autre part, nous ne pouvons pas laisser le contact 62 relié à la masse sous peine de détruire rapidement le thyristor sans que l'ensemble n'ait eu le temps de fonctionner une seule fois. La solution consiste à déconnecter le fil de masse du commutateur permanent (fig. 3) et à ajouter en série une résistance de $2,2 \Omega$ 5 W ; de cette façon le courant traversant le thyristor pendant une fraction d'un dixième de seconde environ au démarrage du moteur, sera limité à une valeur suffisamment faible pour ne pas risquer de détériorer celui-ci, le système de freinage ne s'en trouve que très peu modifié, en pratique cela se traduit par un arrêt des essuie-glaces sur le pare-brise environ 2 centimètres plus haut qu'à l'origine. La consommation de l'ensemble est quelque peu

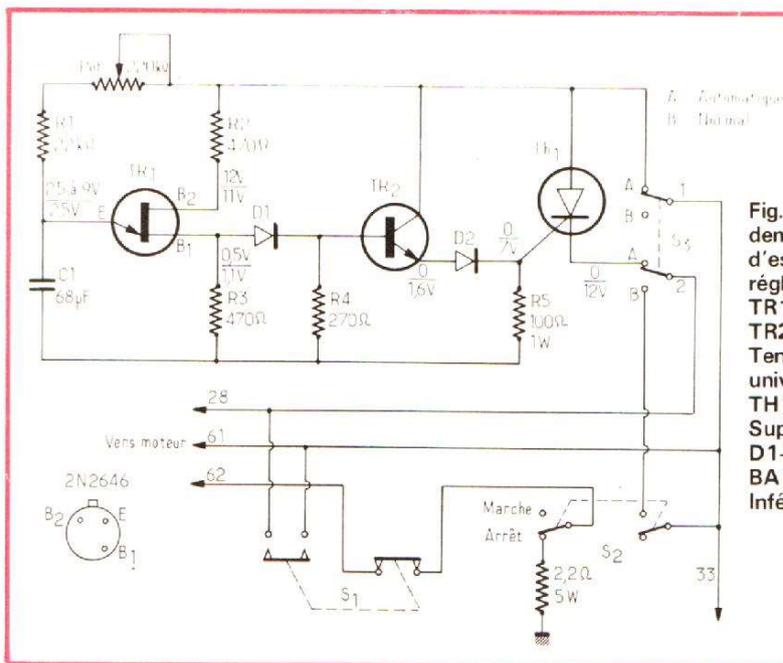


Fig. 3. - Schéma général et raccordement commande électronique d'essuie-glace. Temps d'arrêt réglable par P de 0,5 à 20 s.

TR1 = 2N2646

TR2 = 2N697-2N1711

Tensions mesurées au contrôleur universel $20\ 000 \Omega/V$

TH1 = 40745 RCA ou 2N3228

Supérieures : balayage arrêté
D1-D2 = OA202 ou OA200 ou BA100

Inférieures : balayage en marche

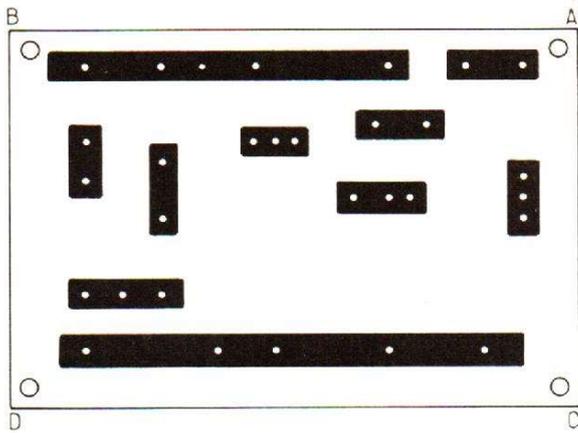


Fig. 4. - Circuit imprimé (côté imprimé).

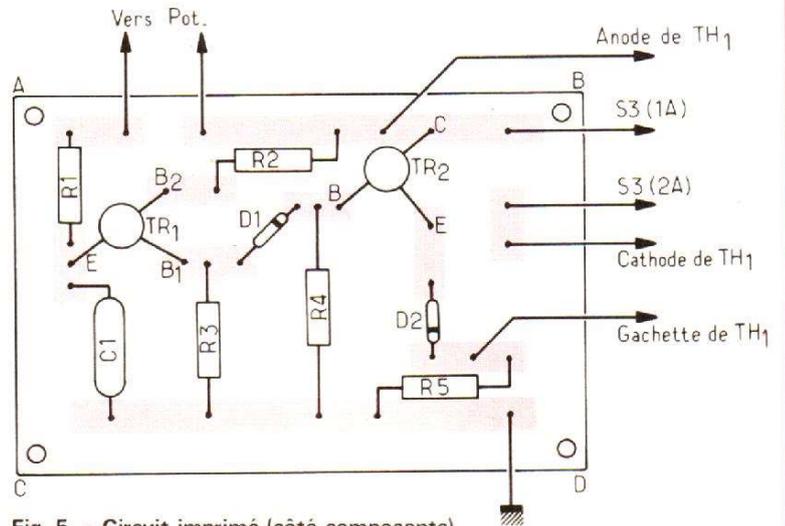


Fig. 5. - Circuit imprimé (côté composants).

augmentée au démarrage pendant le bref instant précédant l'ouverture du contact 62, quant à la consommation moyenne de l'ensemble elle est pratiquement la même sur la vitesse la plus rapide de balayage que sur le balayage continu.

SCHEMA ET FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE

Nous trouvons tout d'abord TRI, transistor unijonction 2 N 2646 monté en relaxateur classique. A la mise sous tension de l'ensemble par S₃, le condensateur C commence à

se charger à travers P et R, dès que la tension sur l'émetteur de TRI atteint un certain niveau ce transistor conduit et C se décharge rapidement à travers l'émetteur et la base I, l'impulsion apparaissant sur B₁ est transmise à travers la diode D₁ à la base de TR2 transistor NPN au silicium 2 N 1711 (ou équivalent) monté en collecteur commun. Ce dernier conduit à son tour et l'impulsion apparaissant sur son émetteur est transmise à travers la diode D₂ à la gachette de THI provoquant l'amorçage de celui-ci et le démarrage du moteur. THI est un thyristor RCA 2 N 3228 ou 2 N 3528 200 V 5 A, sa sensibilité de gachette est de 1.2 V minimum et de

2 V maximum, son courant minimum de maintien à l'état conducteur est de 30 mA environ. Divers types de thyristors doivent pouvoir convenir, des essais ont été effectués avec un 40745 également RCA 100 V 10 A sans constater de différence de fonctionnement. Toutefois, il faudra se rappeler que si le thyristor démarre mal il sera nécessaire d'augmenter la valeur de R₄ et peut-être celle de R₅ et qu'au cas où le thyristor démarrerait bien mais se désamorcerait mal, il faudra au contraire diminuer la valeur de R₄ et peut-être ajouter une résistance de 100 Ω entre émetteur de TR2 et masse.

Le rôle de D₁ est de séparer l'entrée de TR2 du circuit

oscillateur, ce qui améliore la stabilité de fonctionnement de ce dernier. TR2 est nécessaire afin de fournir un courant suffisant pour provoquer le démarrage du thyristor qui sans cela risque de ne pas s'amorcer à chaque impulsion, D₂ sert à isoler la gachette du thyristor de l'émetteur de TR2 quand le thyristor conduit.

Sur le schéma de la figure 3 nous voyons que le thyristor est raccordé en parallèle sur S₁, ce qui permet d'actionner à tout moment cette commande en cas de besoin (projection de boue, etc.) entre deux balayages périodiques. S₃ sert à la mise sous tension de l'ensemble, en position 1 la commande normale d'essuie-

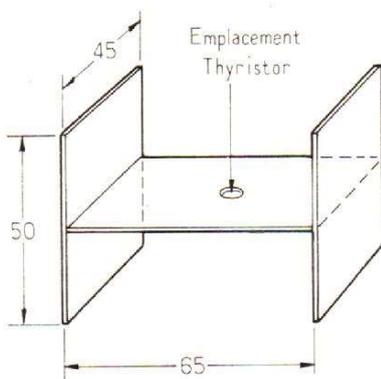
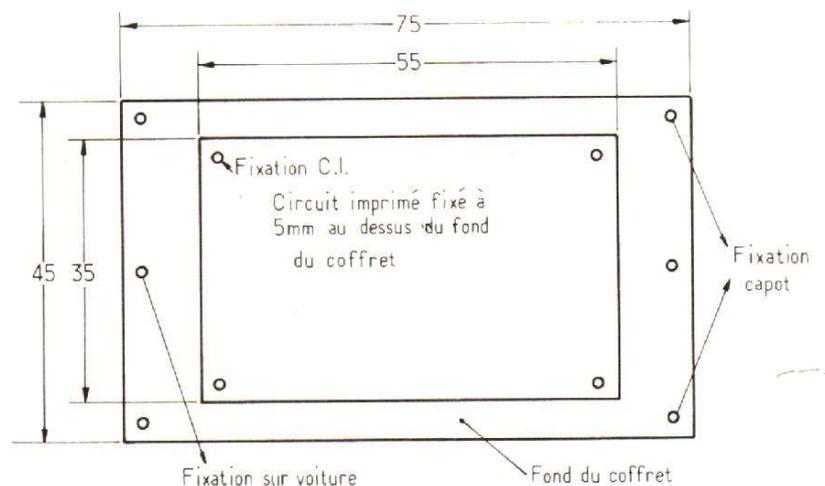


Fig. 6. - Radiateur en alu de 5 mm. Dimensions extérieures.



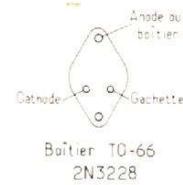
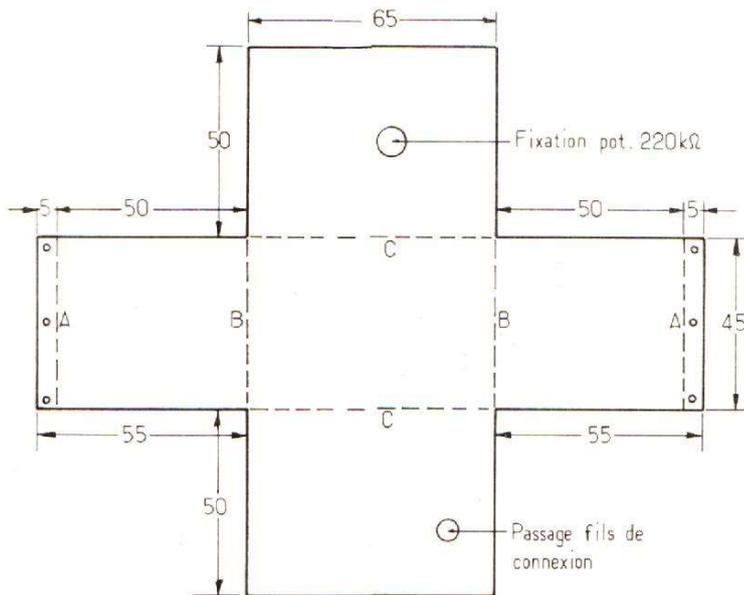


Fig. 9

Fig. 8. - Capot du coffret en tôle d'acier perforé de 6/10e. Dimensions intérieures. Plier d'abord en B, puis en C. Ensuite souder les joints ; puis plier en A vers l'extérieur.

glace fonctionne normalement et l'ensemble oscillateur-thyristor est isolé, en position 2 cette commande est coupée et l'ensemble oscillateur-thyristor est mis sous tension. Dès qu'une impulsion parviendra à la gachette de THI celui-ci conduit court-circuitant les contacts 61-28, exactement comme si l'on avait pressé sur S_1 actionnant le balayage intermittent ; le moteur se trouve donc alimenté et démarre provoquant l'ouverture des contacts 62-28, tandis que 61-28 se ferment court-circuitant le thyristor qui de ce fait se désamorçait, le courant le traversant tombant pratiquement à zéro alors que sa gachette n'est plus alimentée. Le moteur, maintenant alimenté à travers 61-28 continue sa rotation jusqu'au moment où les contacts 61-28 s'ouvrent à nouveau tandis que 62-28 se ferment assurant le freinage et l'arrêt du moteur qui ne pourra redémarrer que lorsque une nouvelle impulsion sera appliquée sur la gachette de THI provoquant à nouveau la conduction de ce dernier et le départ d'un nouveau cycle de balayage.

Avec les valeurs de P et de

C utilisée dans le circuit du relaxateur le temps d'arrêt entre chaque cycle de balayage est réglable d'une façon continue de 0,5 à 20 secondes environ, il est possible de modifier cette constante de temps en plus ou en moins si on le désire.

Par exemple en augmentant P à 470 K la plage de réglage passe de 0,5 - 20 s à 0,5 - 30 s, avec R 27 K et P 470 K on trouve 1 à 30 s ; avec R 22 K P 220 K et C 50 μ F on a environ 0,6 à 15 s. Il est également possible pour ceux qui le désirent de prévoir des temps d'arrêt fixes commutable entre chaque balayage en modifiant en conséquence les valeurs de R - C et P que l'on remplacera dans ce cas par des valeurs fixes.

MONTAGE ET CABLAGE

L'ensemble est câblé sur un petit circuit imprimé de 55 x 35 mm (fig. 4 et 5), le thyristor est monté sur un petit radiateur (fig. 6) en forme de H de dimensions

65 x 50 x 45 mm. La sortie d'anode du thyristor reliée au boîtier se fera sur une cosse prévue à cet effet et maintenue en place par un des écrous de fixation du thyristor qui doit obligatoirement être isolé du radiateur en utilisant la plaquette de mica et les bagues de traversée fournies avec le thyristor ; la cathode et la gachette correspondent respectivement aux deux broches de sortie du boîtier qui est du type TO 66 (fig. 9) pour le 2 N 3228.

Le circuit imprimé une fois câblé conformément aux figures 4 et 5 est fixé à l'aide d'entretoises de 5 mm au fond du boîtier (fig. 7) ; le potentiomètre est fixé sur la face avant du boîtier, ce dernier de dimensions intérieures de 65 x 50 x 45 est constitué comme indiqué sur les figures 7 et 8. Le thyristor et son radiateur sont maintenus en place par le capot du coffret une fois celui-ci fixé sur le boîtier comme on peut le voir sur les figures citées. Une réalisation pratiquement identique ayant été décrite dans un précédent article concernant un régulateur de charge de batteries tant en ce qui concerne le

radiateur que le coffret, nous ne reviendrons pas là-dessus.

L'ensemble est fixé sous le tableau de bord, côté conducteur, de façon à ce que la commande de vitesse de balayage soit parfaitement accessible. S_3 est monté directement sur le tableau de bord à proximité de la commande normale d'essuie-glace. Les différents raccordements sont donnés sur les figures 3 à 5 et n'appellent aucune explication particulière, il suffit de supprimer le fil de masse de S_2 et de le remplacer par une résistance de 2,2 Ω 5 W, puis de câbler S_3 comme indiqué sur la figure 3 et l'ensemble doit fonctionner sans aucun problème.

CONCLUSIONS

Nous voici donc arrivé au terme de cette étude que certains pourront trouver un peu longue ; mais nous avons pensé nécessaire de détailler au maximum le fonctionnement de cet ensemble plus complexe qu'il ne paraît à première vue.

J. ABOULY

LES DOSSIERS SECRETS

DE LA SUPER - REACTION

QU'ON nous laisse partager le courroux légitime de maint lecteur exaspéré. Le courrier quotidiennement dépouillé par nos collaborateurs en témoigne avec vigueur : dans l'univers des publications techniques, trop de titres au sérieux alléchant masquent de vains discours.

Eh bien, nul ne saura plus désormais prétendre que le grondement des foules bafouées se perd dans le dédale des rédactions méprisantes. On trouvera sous ces lignes, une étude dont les titres attestent un incontestable renversement de tendance : le sérieux en a été chassé.

I - ANNONCEZ LA COULEUR !

La première fonction d'un récepteur est la détection, opération consistant soit à mettre

en évidence l'existence d'un rayonnement à haute fréquence (dans le cas d'un émetteur en onde pure), soit à en extraire la modulation BF. Deux techniques fondamentalement différentes concourent à cette fin.

La méthode du changement de fréquence procède par battement entre l'onde porteuse, captée par l'antenne, et une autre oscillation HF engendrée dans le récepteur. De ces interférences naît une troisième oscillation dite à « fréquence intermédiaire », elle-même modulée au même rythme que le rayonnement capté par l'antenne. Amplifié, ce signal est finalement redressé par une diode, qui n'en laisse subsister que l'enveloppe modulatrice.

La qualité principale de ce procédé (sa raison d'être, même), réside dans la grande sélectivité à laquelle il permet d'accéder : on sépare, sans brouillage, des porteuses de fréquences voisines.

La vocation de la méthode baptisée « super réaction » tient, pour l'essentiel, dans la simplicité des moyens mis en œuvre, donc dans leur économie. On ne s'étonnera pas qu'il en soit largement fait usage dans les réalisations pour amateurs.

C'est dire que tous ceux dont le plaisir n'est pas seulement de fabriquer, mais aussi de comprendre, peuvent regretter l'habituel escamotage d'explications qui amorce la plupart des descriptions de ce type. Nous tenterons de combler cette lacune, sans nul appel à l'appareil mathématique rébarbatif aux non initiés. L'image, espérons-le, y suppléera.

II Y'A DES FUITES

Pourquoi appelle-t-on « circuit oscillant » le groupement self-condensateur de la figure 1 ?

Supposons qu'à un instant T_0 , choisi comme origine des temps, le condensateur soit chargé à sa tension maximale + E, aucun courant ne circulant alors dans la bobine. Toute l'énergie est alors concentrée sous forme électrostatique. Mais le condensateur se décharge dans la self, avec une intensité qui va croissant jusqu'à atteindre son maximum à l'instant $T/4$, T étant la période. La tension aux bornes de C est alors nulle, et toute l'énergie se retrouve sous forme électromagnétique, dans la self.

Ensuite, le courant recharge le condensateur jusqu'à la tension de crête - E (fig. 2), et les mêmes phénomènes reprennent, mais avec des polarités opposées. On retrouve la situation initiale au bout d'un temps T, période des oscillations, après quoi un nouveau cycle recommence. Une analyse mathématique (ou une observation oscilloscopique) montrerait que la tension v

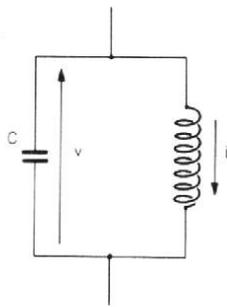


Fig. 1

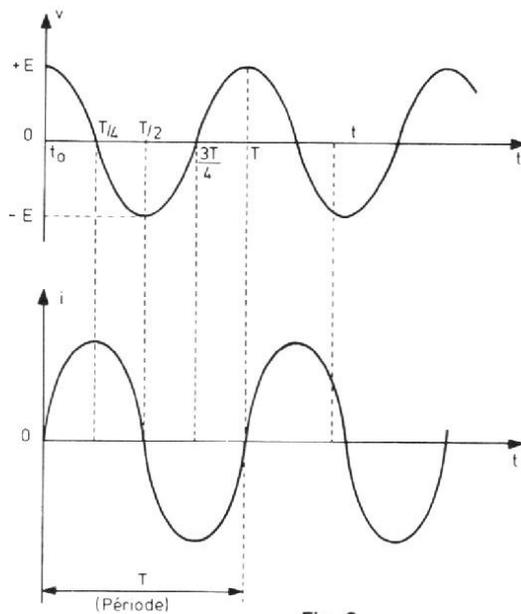


Fig. 2

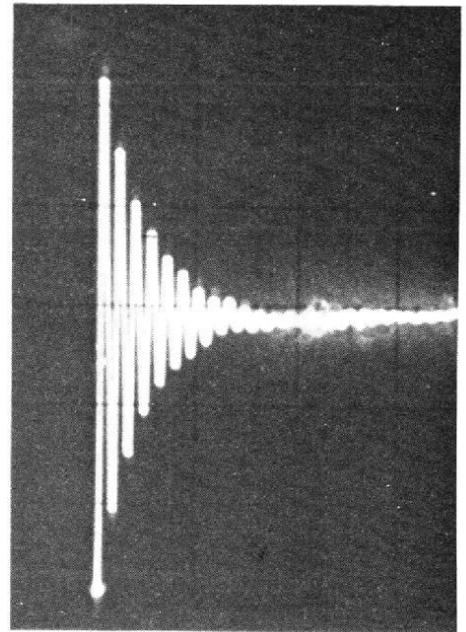


Fig. 3

aux bornes du condensateur, et le courant i dans la self, varie sinusoidalement dans le temps (fig. 2). Un bilan énergétique montre que l'énergie totale emmagasinée dans le circuit, somme des énergies électrostatique et électro-magnétique, reste constante dans le temps. Le phénomène des oscillations consiste donc en un transfert périodique, et indéfiniment répété, de cette énergie, du condensateur à la self et réciproquement.

Hélas, cette description idyllique néglige les imperfections des composants réels : le fil de la bobine est résistant, le diélectrique du condensateur affecté de pertes, notamment en HF. Il en résulte qu'à cha-

que période, une fraction de l'énergie se perd sous forme de chaleur au cours du transfert, soit par effet Joule, soit dans le diélectrique. Par suite l'énergie totale emmagasinée dans le circuit décroît, ainsi que l'amplitude des oscillations, qui s'amortissent. Les variations réelles de la tension v aux bornes du condensateur prennent l'allure illustrée par l'oscillogramme de la figure 3.

III - DU TONUS POUR LES AMORTIES

Pourtant, tous les oscillateurs HF s'organisent autour d'un circuit oscillant, apprécié

pour ses propriétés de sélectivité en fréquence. Construire un oscillateur revient alors à découvrir un montage capable de fournir au circuit oscillant, à chaque période, l'énergie qu'il dissipe, donc de lui donner le « tonus » qui lui manque.

L'une des solutions réside dans l'utilisation d'un amplificateur (fig. 4). Une fraction du signal, captée par exemple par couplage électromagnétique, est réinjectée à l'entrée de l'amplificateur A. Puis restituée au circuit oscillant.

Naturellement, l'énergie apportée ne peut qu'être prélevée ailleurs. Elle provient de l'alimentation (pile, accus, etc.).

Un montage classique d'oscillateur HF (fig. 5) mérite de retenir notre attention, car il sera l'origine des récepteurs à super-réaction. Le transistor T travaille en base commune, grâce au condensateur C_1 dérivant les signaux alternatifs vers la masse. La polarisation, donc le courant moyen de collecteur, dépendant à la fois du potentiel de base, imposé par le pont des résistances R_1 et R_2 , et de la résistance d'émetteur R_3 .

Ici, la sortie de l'amplificateur A de la figure 4 est le collecteur de T, son entrée étant l'émetteur. Le couplage s'effectue alors à travers le condensateur C_2 reliant ces deux électrodes.

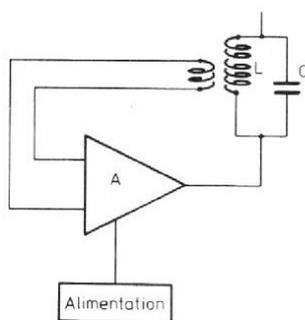


Fig. 4

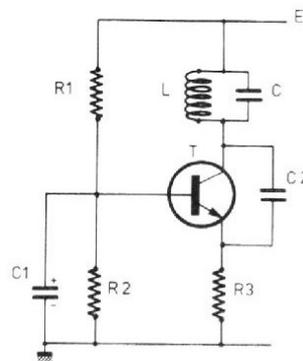


Fig. 5



Fig. 6

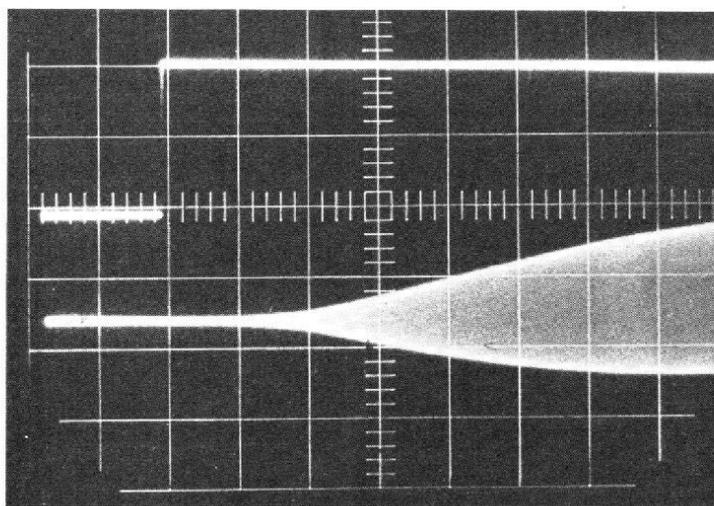


Fig. 7

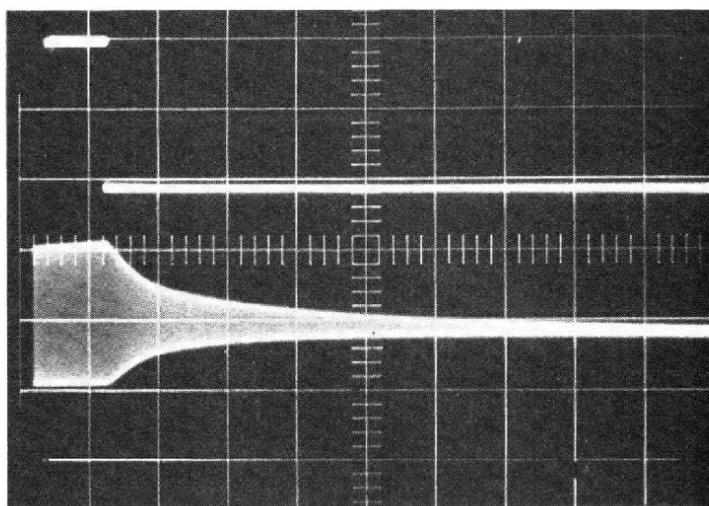


Fig. 8

IV - DU MOU DANS LES TRANSITOIRES

Ce « mou », défaut dans l'a priori, va pourtant nous servir ici, comme nous le prouvera le paragraphe suivant. De quoi s'agit-il ?

Nul oscillateur n'a jamais fonctionné depuis toujours, et ne fonctionnera jamais éternellement. Le commencement et la fin qu'impliquent cette constatation, sont des états transitoires, passages entre le repos et l'oscillation dite abusivement permanente.

On pourrait penser qu'un oscillateur mis en marche démarre instantanément, et délivre aussitôt les sinusoïdes d'amplitude constante qu'on lui réclame. Dans la réalité, l'établissement de ces oscilla-

tions n'offre pas la raideur idéale de la figure 6, mais s'effectue avec une croissance exponentielle, bientôt freinée d'ailleurs par les caractéristiques limites du montage (tension d'alimentation, conditions de polarisation du transistor). L'oscillogramme de la figure 7 dénonce la paresse à démarrer d'un oscillateur à 27 MHz, auquel l'auteur venait d'appliquer sa tension d'alimentation.

Inversement (fig. 8), l'arrêt se traduit par un déclin progressif, et toujours exponentiel, de l'amplitude.

V - HACHEZ LA HF

Baptisons (fig. 9) les temps d'établissement et de disparition des oscillations.

Pour simplifier notre raisonnement, nous supposons égales ces deux durées.

Supposons maintenant qu'on s'amuse à mettre en marche puis à arrêter périodiquement un oscillateur, l'intervalle entre les deux manœuvres prises dans cet ordre n'atteignant pas . Jamais l'amplitude des sinusoïdes HF n'atteindra son maximum, et les oscillations s'organisent en trains d'ondes, affectant l'allure indiquée dans la figure 10. Dans ces deux exemples, la courbe du haut indique les instants pendant lesquels sont satisfaites les conditions d'oscillation (branchement de l'alimentation, ou modification de la polarisation de l'amplificateur HF). On observe (courbe du bas) une succession de périodes d'oscillations, séparées par

des intervalles de repos. Pour un oscillateur donné, la surface de chaque train d'ondes ne dépend que de la durée t de mise en service (fig. 10).

VI - ENVOYEZ LA SAUCE

Puisqu'au démarrage l'oscillateur manque d'énergie, pourquoi ne pas lui en envoyer de l'extérieur ? Les tensions alternatives appliquées de la sorte, auront évidemment la fréquence sur laquelle résonne le circuit oscillant. Elles proviendront de l'émetteur, seront captées par une absence, et injectées par exemple au point chaud du circuit oscillant (fig. 12).

En somme, pour l'oscillateur hésitant à se lever,

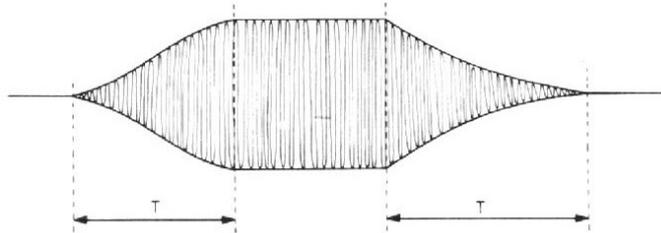


Fig. 9

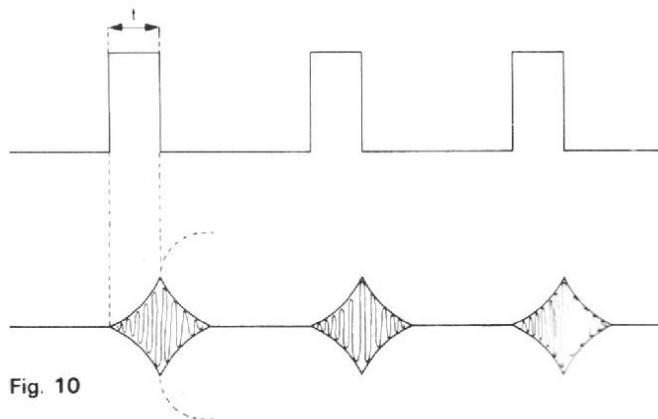


Fig. 10

l'apport d'énergie captée par l'antenne, devient la main secourable dont l'aide accélère la mise sur pied. On doit donc s'attendre à ce que la croissance d'amplitude des oscillations s'effectue plus rapidement, comme le montre la figure 13.

Toujours dans l'hypothèse d'un fonctionnement découpé (voir paragraphe précédent), cette accélération de la mise en train conduit à un accroissement de surface de chacune des périodes d'oscillations (fig. 14).

Voici donc inventé un montage capable de discerner la présence, ou l'absence, d'une émission HF : il suffit, en effet, que les étages suivant apprécient la variation de sur-

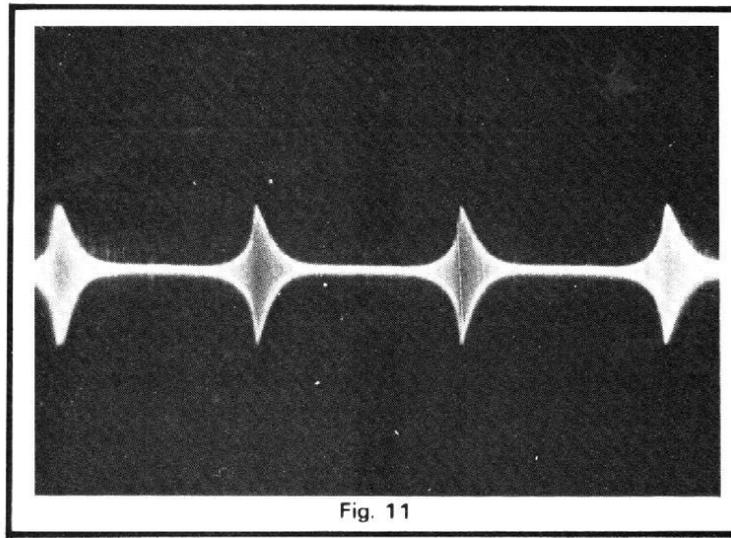


Fig. 11

face des trains d'ondes, par un moyen que nous expliciterons plus loin. Toutefois, une faiblesse subsiste : qui commandera, pendant cet intervalle t

évoqué plus haut, les démarrages et les arrêts de l'oscillation ? C'est ce que vous saurez... en lisant notre prochain paragraphe !

VII - ÇÀ BLOQUE, ET ÇÀ DÉBLOQUE !

La figure 15 représente la caractéristique d'entrée d'un transistor en base commune, courbe représentative des variations du courant d'émetteur I_e , en fonctions de celles de la différence de potentiel base-émetteur V_{be} . Son allure, évidemment, rappelle celle d'une diode à jonction.

Le circuit de la figure 5 étant au repos (on peut supprimer les oscillations, par exemple, en débranchant le condensateur C_2), la tension V_{bc} se stabilise à V_o , et l'intensité du courant I_e à I_o , ces paramètres étant déterminés par les conditions de polarisation du transistor.

Fig. 12

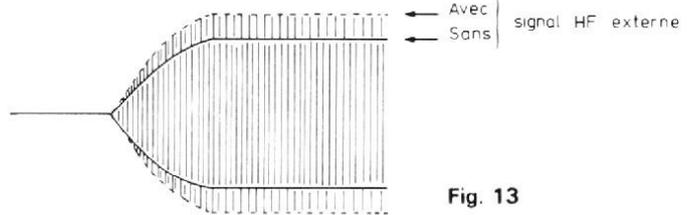
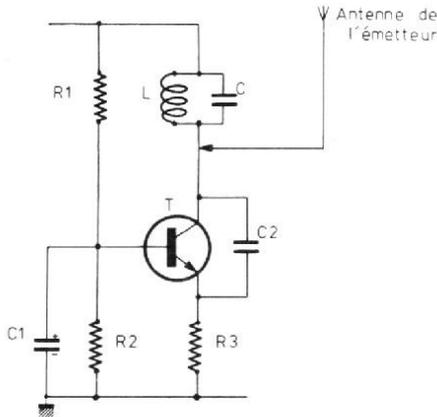


Fig. 13

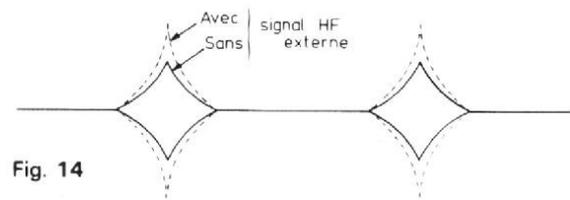


Fig. 14

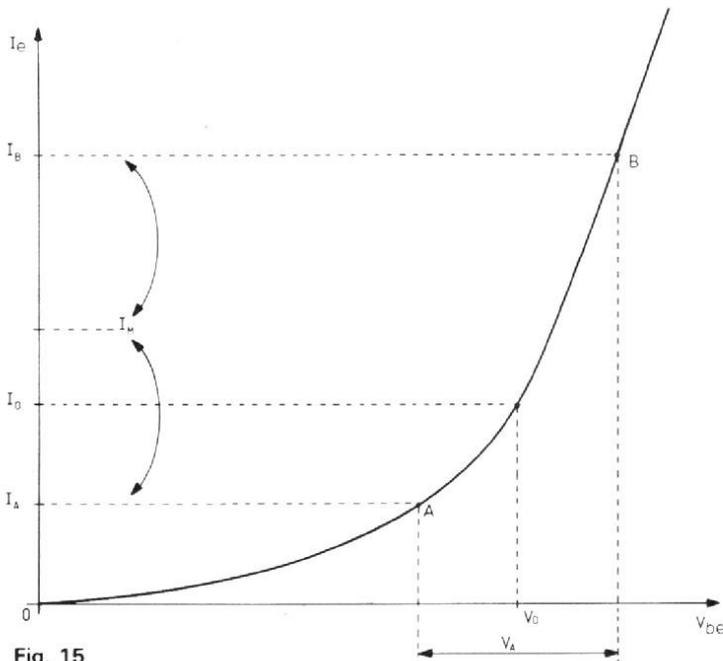


Fig. 15

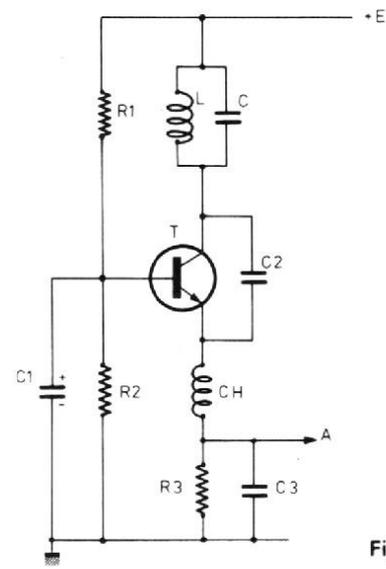


Fig. 16

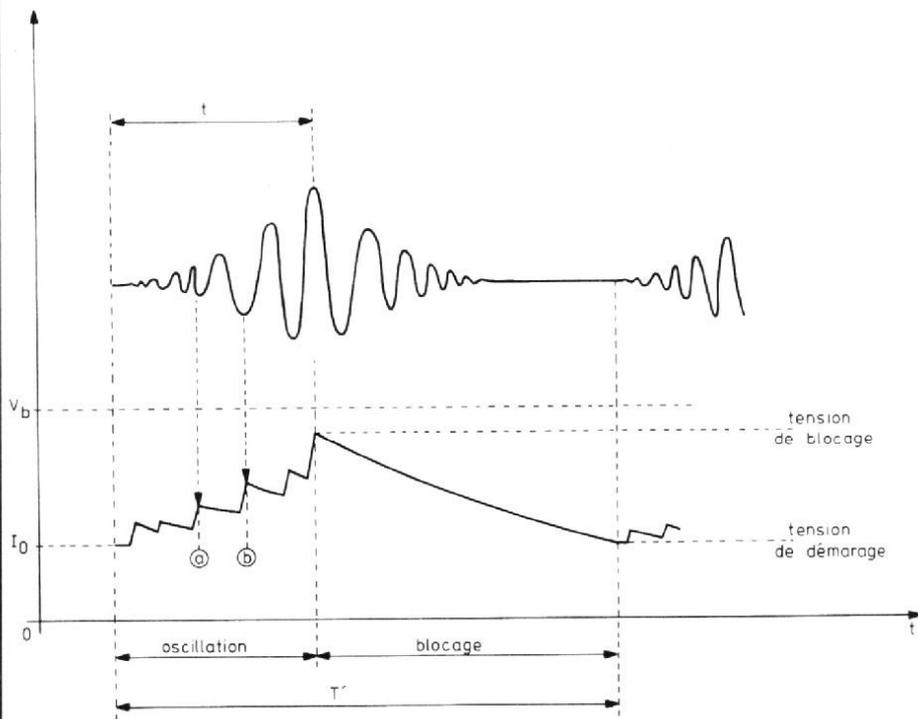


Fig. 17

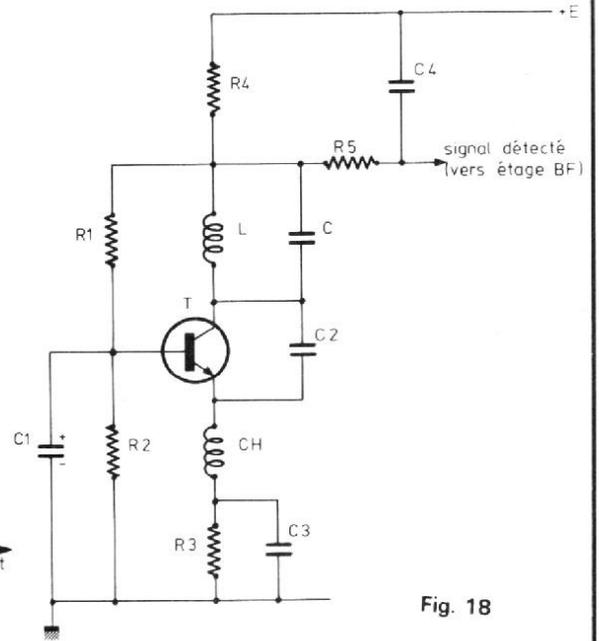


Fig. 18

Si, maintenant, s'établissent des oscillations dont l'amplitude atteint la valeur V_a sur l'émetteur, le point de fonctionnement évolue périodiquement sur la caractéristique entre les points A et B. La valeur moyenne du courant d'émetteur croît de I_0 à I_M , la différence $I_M - I_0$ augmentant avec l'amplitude V_a des oscillations. Cette augmentation de I_e est d'ailleurs mise à profit pour limiter, et stabiliser, l'amplitude. Elle s'accompagne, en effet, d'une remontée du potentiel moyen d'émetteur, grâce à la chute de tension dans R_3 , donc d'une diminution de V_{bc} et du gain.

Passons maintenant du schéma de la figure 5 à celui de la figure 16, qui s'en distingue par l'adjonction du condensateur C_3 et de la self de choc CH. Le rôle de cette dernière, qui ne modifie en rien les polarisations continues car sa résistance peut être négligée, mais offre au contraire une impédance élevée en HF, est d'empêcher les signaux HF de retourner à la masse à travers C_3 .

Pour analyser le rôle de C_3 , nous allons examiner période par période ce qui se passe lorsque les oscillations démarrent. Dans la figure 17, la courbe du haut représente les tensions alternatives de collecteur. Celle du bas montre l'évolution, simultanée, du potentiel au point A de la figure 16, par rapport à la masse bien entendu.

Chaque pointe négative d'une oscillation de collecteur correspond à une pointe positive des tensions alternatives d'émetteur, puisque les signaux de ces deux électrodes sont en opposition de phase. Il y a alors charge du condensateur C_3 , par l'émetteur de T, comme au point a de la figure 17. Entre les points a et b, C_3 se décharge à travers R_3 . Si la constante de temps R_3C_3 est suffisante, la décharge entre les instants correspondant à a et b est lente, et le potentiel de l'émetteur de T croît finalement par paliers, lors de chaque période.

Lorsque ce potentiel atteint une valeur suffisamment pro-

che de la tension continue de base V_b , l'amplification cesse, et l'oscillateur se bloque. C_3 se décharge donc vers la constante de temps R_3C_3 , jusqu'à ce que la différence de potentiel V_{bc} atteigne une valeur assez élevée pour qu'il y ait à nouveau amplification. Alors, un nouveau cycle d'oscillations HF s'amorce.

Nous voyons donc finalement qu'avec le même transistor T, qui servait déjà d'oscillateur HF (fig. 5), nous avons construit un oscillateur de période T', qui bloque et débloque périodiquement le premier. Nous avons ainsi résolu le problème du précédent paragraphe, la durée t des oscillations (fig. 10) étant ici la durée de déblocage.

VIII - EMBALLEZ : C'EST FINI

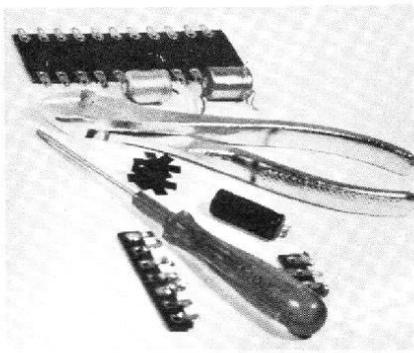
N'oublions pas le but poursuivi : il fallait trouver un montage capable de détecter la

présence ou l'absence d'émission haute fréquence. Il nous suffit maintenant d'appliquer ces tensions HF sur le collecteur de T, comme à la figure 12, et de lire :

- soit les variations de la tension d'émetteur : le démarrage s'effectuant plus vite en présence du signal d'antenne, le potentiel moyen d'émetteur s'élève.

- soit les variations de consommation de l'ensemble de l'étage à super-réaction : elles seront lues à travers une résistance R_4 insérée dans l'alimentation (fig. 18).

Dans les deux cas, et que le signal incident soit ou non modulé par une composante BF, les tensions détectées comprennent la fréquence de blocage et déblocage, généralement de l'ordre de quelques dizaines de kilohertz. On l'élimine par un filtre passe-bas, tel que R_5C_4 dans la figure 18.



ABC de L'ELECTRONIQUE

COMMUNICATIONS PAR INFRAROUGES

INTRODUCTION

LA transmission d'un signal absolument quelconque, d'un point à un autre, constitue une communication. Celle-ci est améliorée si l'on prévoit la possibilité d'une transmission en sens inverse. Cela est nécessaire dans le cas, très fréquent des conversations ou de la transmission d'ordres avec accusé de réception.

On connaît les très nombreuses possibilités de communications, dont disposent, le public et les professionnels : téléphone, radio, télévision, interphones, sonneries, alarmes et bien d'autres. Les communications peuvent s'effectuer par fil ou sans fil, par exemple, par fil : téléphone, interphone ; sans fil : radio, TV, son direct, ultrasons, dispositifs optiques, dispositifs analogues à ceux optiques, mais par rayons infrarouges qui seront analysés ici.

Les transmissions par rayons visibles ou invisibles présentent le défaut de la limitation de la distance entre les deux correspondants. Cette distance peut varier entre quelques millimètres (par exemple coupleurs optoélectroniques) et, quelques mètres si l'on prévoit des systèmes optiques de projection et de concentration des faisceaux lumineux.

En remplaçant les rayons visibles par des infrarouges, on obtient, évidemment, l'avantage de leur invisibilité, ce qui peut être indispensable ou utile dans certaines applications.

Les liaisons par infrarouges (en abrégé IR) présentent aussi d'autres avantages. Les signaux peuvent être à une fréquence porteuse suffisamment élevée pour transmettre de larges bandes de modulation. De plus, les communications par IR ne sont pas altérées par des interférences, les effets Doppler entre autres.

Dans les communications par IR, la puissance nécessaire est relativement faible.

Ce genre de liaisons sont peu sujettes aux parasites si l'on utilise la FM ou des trains d'impulsions codés.

APPLICATIONS

Nombreuses sont les applications des infrarouges. Dans le cas des transmissions indiquons les suivantes :

- (a) transmission d'ordres simples comme par exemple « marche-arrêt ».
- (b) télécommande d'installation électrique : éclairage, moteur de commande d'un dispositif comme par exemple : déroulement et enroulement d'un écran de projection (cinéma, TV) ou d'un store ou de rideaux, etc.
- (c) dimmers (réglage de l'éclairage)

- (d) télécommande de jouets, d'installations HiFi, TV
- (e) commande d'un dispositif inaccessible ou dangereux
- (f) alarmes : antivols, anti-incendie, antigaz, etc.
- (g) transmission dans les deux sens ou même, dans plusieurs directions à l'aide de n canaux identiques ou différents
- (h) modèles réduits
- (i) ouverture des portes, portails, etc.

COMPOSANTS UTILISABLES. DIODES LED

Pour un canal de transmission, il est nécessaire de disposer d'un « émetteur » et d'un « récepteur » de rayons infrarouges. Comme émetteurs, on citera les diodes luminescentes (LED) émettant dans l'infrarouge et comme récepteurs, conviendront très bien des photodiodes PIN.

PHOTODIODES

La réception sera assurée par des photodiodes au silicium comme les BPW 34 et BPX 61.

Ces photodiodes ont une tension à vide, qui, sous un faible éclairement, est plus élevée que celles des diodes comparables, fabriquées selon la technologie Mesa. Leur technologie PIN leur confère une faible capacité de jonction, ce qui permet la réception de signaux de fréquence plus élevée et une commutation rapide.

Ces composants peuvent fonctionner, aussi bien, comme diodes photoélectriques ou comme photoéléments. Rapport signal à bruit

élevé, même sous faible éclairement.

La BPW 34, de technologie Planar a un faible courant d'obscurité. Elle est montée en boîtier plastique et convient pour réception des infrarouges avec faible bruit, à bande étroite ou large, à haut rapport signal/bruit. Utilisable en télécommande TV, transmission du son.

La BPX 61 convient dans un environnement défavorable. En boîtier métal, cette diode est plus particulièrement destinée aux usages professionnels ou militaires et aux applications suivantes : barrière, détecteur de proximité, alarmes.

Les caractéristiques numériques des composants cités : LD 241, LD 27, BPW 34 et

BPX 61 sont données aux tableaux I et II ci-après.

Indiquons aussi que les essais effectués par le fabricant, sur les diodes LED, lui permettent d'affirmer qu'aucun danger n'est à craindre pour la vue des utilisateurs.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE TRANSMISSION IR

Commençons par l'émission. Celle-ci dure un temps très réduit et elle est répétée à une fréquence assez élevée pour que l'ordre soit rapidement saisi. La fréquence est de 10 Hz. Il est ainsi possible de séparer deux ordres par

Dans le présent article, on trouvera des renseignements provenant d'études effectuées par Siemens, qui a mis au point et produit les composants nécessaires dans ce genre d'applications.

On remarquera que peu à peu, l'électronique étend son champ d'application dans de nouveaux domaines et fait appel à des principes d'autres branches de la physique : optique, magnétisme, mécanique, etc.

Voici d'abord quelques indications sur les diodes LED à arséniure de gallium. Il s'agit de types LD 241 T et LD 27 qui émettent dans l'infrarouge « proche » (c'est-à-dire proche, en longueur d'onde de la gamme des rayons visibles). La longueur d'onde de ces infrarouges est : 950 nanomètres.

Dans ces diodes, leur rayonnement est une fonction du courant qui les traverse, donc en faisant varier ce courant, on fera varier la transmission de signaux selon une loi analogue.

La LD 27 est une diode LED de faible puissance. Elle est montée en boîtier plastique et convient comme élément émetteur en I.R. plus ou moins directionnelles à faible puissance. Elle peut être utilisée avec des trains d'impulsions codés : télécommande pour applications grand public et civiles. Exemples : commande des récepteurs TV, télécommande des jouets.

La LD 241 T est, comme la précédente, un Ga As. Cette diode est présentée en boîtier métal et sa puissance « moyenne » est par conséquent, supérieure à celle de la LD27.

De ce fait, la LD 241 T convient dans les émissions multidirectionnelles ou à large cône d'émission.

Les émissions seront à puissance moyenne et à transmissions à rapport signal/bruit élevé. Applications : casque sans fils, transmission du son-TV ou des signaux HiFi pour casque. Liaison entre récepteur TV et chaîne HiFi.

**TABLEAU I :
DIODES LED INFRAROUGES**

Caractéristiques	Symboles	LD 241	LD 27	Unités
Courant direct	I_F	300	130	mA
Courant de crête	I_{FS}	5	2,5	A
Puissance dissipée	P_{tot}	470	210	mW
Demi-angle du cône de rayonnement	φ	60	35	degrés
Temps de commutation	t_r, t_f	1	1	μs
Rayonnement	I_c	3	5	mW/sr
Puissance émise	O_c	≥ 8	≥ 5	mW
Durée de vie ou temps de diminution de 50 % de I_c	S	10^5	10^5	heures

Le rayonnement se mesure en mW/sr = milliwatts par stéradian.

**TABLEAU II :
PHOTODIODES**

Caractéristiques	Symboles	BPW 34	BPW 61	Unités
Puissance dissipée	P_{tot}	150	325	mW
Tension à vide avec $E_v = 100$ lux	U_l	285	285	mV
Tension à vide avec $E_v = 1000$ lux	U_L	365	365	mV
Temps de commutation	t_r, t_f	50	50	ns
Surface sensible	A	7,6	7,6	mm ²
Capacité à $U_R = 3$ V	C_3	25	25	pF
Courant de court-circuit à $E_v = 100$ lux	I_k	6,5	6,5	μA

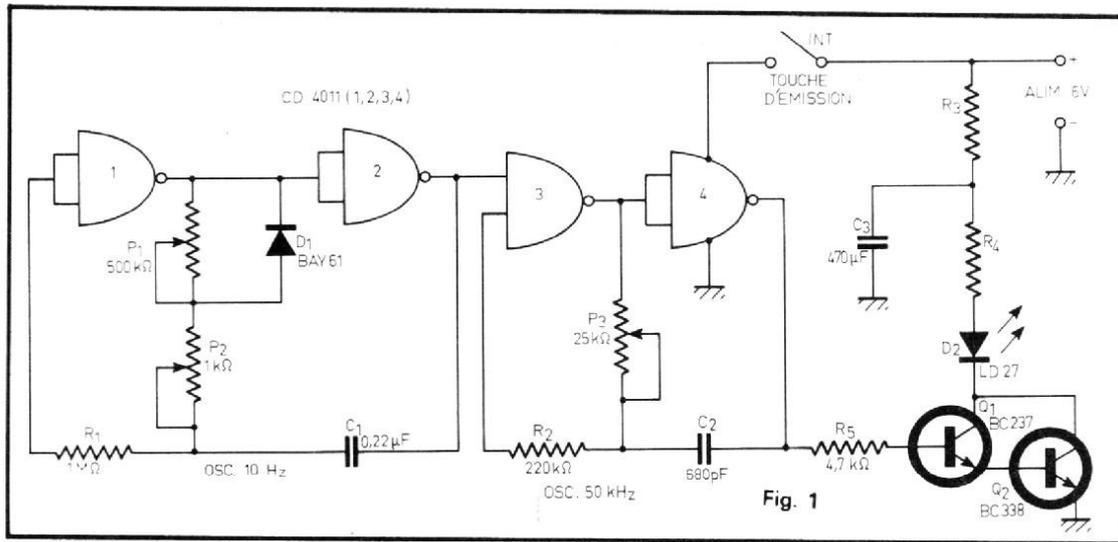


Fig. 1

une pause proche de 100 ms, la période totale étant $1/10 = 0,1 \text{ s} = 100 \text{ ms}$. Donc, si la durée du signal est négligeable devant 100 ms, la pause durera un peu moins de 100 ms.

La consommation sera ainsi réduite car l'appareil ne consommera pas pendant les pauses. Pratiquement, la réduction sera de 10 fois par rapport à la consommation de crête.

Le souffle (bruit) sera réduit grâce à l'adoption d'une bande étroite.

Indiquons que ce procédé est parmi les meilleurs contre le souffle produit par la lumière ambiante dans la diode réceptrice.

La porteuse sera transmise à la fréquence de répétition du signal.

Chaque ordre se compose d'un groupe d'impulsions à fréquence de répétition constante. Le nombre des ordres par groupe dépend du dimensionnement du récepteur. Si la bande est étroite, le récepteur nécessitera un temps non négligeable pour entrer en oscillation.

Si Q est le coefficient de surtension du circuit, il faudra $Q/3$ périodes, pour que l'amplitude des oscillations atteigne 0,5 fois son maximum.

Ainsi, si f porteuse = 50 kHz, $B = 2 \text{ kHz}$, $Q = 25$, l'amplitude relative 0,5 sera atteinte au bout de $25/3 = 8$ périodes environ.

En choisissant une durée de train d'impulsions de 20 périodes, on obtiendra $400 \mu\text{s}$. En effet on a $T = (2/10^5) \text{ s} = 20 \mu\text{s}$ et $20 T = 400 \mu\text{s}$.

Le signal électrique appliqué à la LED LD 27 est à impulsions rectangulaires, à courant de crête de 1 A et courant moyen de 0,002 (rapport $1000/2 = 500$).

Le courant de crête est fourni par un condensateur de $470 \mu\text{F}$. La tension de ce condensateur chargé, baisse de 0,5 V pendant la production d'un train d'impulsions.

A noter l'effet favorable sur l'oscillation du circuit de réception, dû au courant élevé de départ. La communication par infrarouge étant établie, le récepteur disposera à sa sortie de la photodiode, de signaux à trains d'impulsions qui seront traités convenablement : amplifiés, limités, redressés.

Ils commanderont un multivibrateur monostable assurant le maintien de l'information jusqu'au train d'impulsions suivant.

On aura à la sortie du récepteur, une tension de sortie constante tant que la touche d'émissions, figure 1, sera

enfoncée (voir la description des appareils donnée plus loin).

La tension de sortie pourra commander un dispositif de signalisation : LED ou un dispositif de commutation : relais, transistor, thyristor, etc. Passons maintenant à l'analyse de schémas proposés par Siemens.

EMETTEUR

On donne son schéma à la figure 1. On y trouve un circuit intégré CMOS du type CD 4011, deux transistors, une diode normale et une LED.

Le CD 4011 comprend quatre portes NAND, chacune à deux entrées que nous désignerons par 1, 2, 3 et 4, pouvant être choisies dans un ordre quelconque parmi celles du CI.

Les portes (ou opérateurs) 1 et 2 constituent, avec les éléments RC associés, un oscillateur à la fréquence de 10 Hz. Le signal rectangulaire est à impulsions. Le deuxième oscillateur est réalisé à l'aide des NANDs 3 et 4 et fonctionne sur 50 kHz.

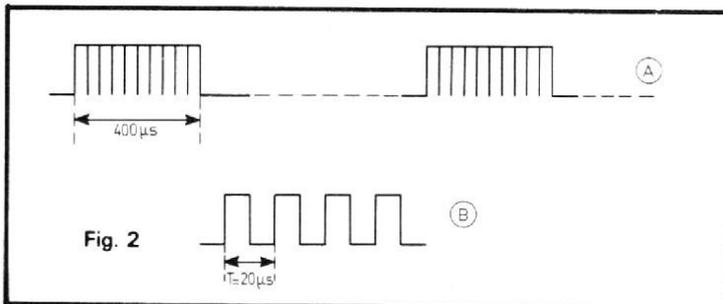


Fig. 2

Dans l'oscillateur à 50 kHz le rapport cyclique est de l'ordre de 250.

Les temps de charge des condensateurs sont différents grâce à la résistance de charge P_1 , qui est, en partie, mise en court-circuit par la diode D_1 du type BAY 61.

L'oscillateur de 10 Hz module en impulsions celui de 50 kHz, ce qui limite son temps de fonctionnement à $400 \mu\text{s}$. Cela est montré à la figure 2, en (A) le signal à 50 kHz à impulsions négatives de très courte durée. En (B) la forme de ces impulsions de période 20 μs .

Le signal (A) est transmis à un étage Darlington réalisé avec un transistor Q_1 du type BC 237 et un transistor Q_2 du type BC 338, tous deux des NPN.

Cet étage commande la diode émettrice LED LD 27 qui émet les rayons infrarouges vers le récepteur.

La luminosité de cette émission varie comme le signal électrique qui est à son origine.

Remarquons que les NAND 1, 2, 4 sont montés en inverseurs et seul le NAND 3 a ses deux entrées distinctes, l'une servant d'entrée du signal à 10 Hz provenant du premier oscillateur.

Le réglage de cette partie se fait avec P_1 et P_2 , celui du second oscillateur, avec P_3 .

Dans chaque oscillateur, la gamme des fréquences couverte par les réglages des potentiomètres, est déterminée par la capacité C_1 ou C_2 correspondante.

Cet appareil est alimenté sous 6 V et l'interrupteur INT est disposé dans la ligne positive, la masse étant à la ligne négative. Cet interrupteur est la « touche d'émission ».

RÉCEPTEUR

Son schéma est donné à la figure 3. Il utilise huit transistors NPN, sauf Q_4 qui est un PNP.

Les liaisons sont directes entre Q_1 et Q_2 du type BC 238 et entre Q_3 , Q_4 et Q_5 respecti-

vement BC 236, BC 308 (PNP) et BC 238. La liaison avec Q_6 , du type BC 238, est effectuée par un condensateur de 1 nF ou plus. Enfin, à la sortie, on trouve un Darlington composé de deux BC 238, Q_7 et Q_8 attaquant la diode de contrôle LD 41 émettrice de lumière.

Dans ce récepteur, l'élément capteur est la photodiode BPW 34. Les deux diodes normales sont du type BAY 61.

Un CI CD 4011 est également utilisé, mais seulement trois éléments dont seul le premier a ses deux entrées non court-circuités. Les deux autres éléments sont montés en inverseurs.

Voici à la figure 4, le brochage du CI type CD 4011 A, vu de dessus. Les sorties correspondent aux petits cercles. La broche 7, V_{SS} est le - alimentation. La broche V_{DD} , 14 est le + alimentation. Le CD 4011 fonctionne en logique positive. Dans cet appareil le courant consommé est de 10 mA sous 9 V sans la diode de signalisation LD 41.

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Pour un bon fonctionnement, la lumière ambiante maximum admissible est donnée ci-après :

Lumière du jour : 4 000 lux
Lumière par lampe à filament : 500 lux

Lumière par tube à gaz rare : 10 000 lux

Le courant dans la diode de réception ne doit pas être supérieur à $20 \mu A$ afin de conserver un bon rapport signal à souffle. Il est conseillé de placer devant la BPW 34, un filtre dont la longueur d'onde de coupure se situera vers 870 nanomètres.

La forme de la courbe nécessaire est donnée à la figure 5 sur laquelle on a gradué les ordonnées en pourcentage de transmission et en abscisses, la longueur d'onde, en nanomètres, de 70 à 1 100 nm. La transmission maximum correspond à la partie haute de la courbe.

Ce filtre est réalisable économiquement en développant un filtre à dispositifs **non exposé** AGFA CT 18.

Revenons au schéma du récepteur. Celui-ci contient un amplificateur du signal fourni par la diode BPW 34, dont le gain est de 20 000 fois. Sa bande passante est de 3 kHz.

La détection - limitation de seuil est assurée par Q_6 . Il y a intégration du signal par le condensateur C_s de 22 nF monté entre + alimentation et le collecteur de Q_6 . Grâce à cette opération, il se produit un retard de 3 ou 4 périodes de

50 kHz à l'instant où la bascule monostable sera commandée.

La période du signal à 50 kHz est $20 \mu s$, donc le retard est de 60 à $80 \mu s$.

La bascule monostable est réalisée avec deux éléments de NAND. Ce retard augmente l'immunité aux parasites, du montage proposé.

Ce monostable reste enclenché pendant 100 ms. Si aucun nouveau train d'impulsions n'est reçu, le monostable revient à l'état de repos.

TÉLÉCOMMANDE PAR I.R. D'UN TÉLÉVISEUR

La méthode de commande sans fil des téléviseurs a été faite jusqu'à présent par ultrasons. On pourra trouver en 1976 des commandes par infrarouges avec les avantages suivants :

- (a) réduction de la consommation de l'étage de sortie donc plus grande durée des piles,
- (b) haute immunité aux parasites,
- (c) pas d'effet Doppler,
- (d) peu de déformation dans la transmission du signal,
- (e) porteuse à fréquence plus élevée donc largeur de bande de modulation plus grande
- (f) prix égal ou inférieur à

celui de la commande par ultrasons.

On pourra utiliser les mêmes CI intégrés MOS que pour le procédé de commande par ultrasons. Cela est montré à la figure 6 qui ne donne qu'un schéma de principe, à titre documentaire.

A la figure 7 on ne montre que les étages proches des composants de transmission par infrarouges, LD 27 et BPW 34. On utilisera un filtre passe-bande, dont la bande de 11 kHz aura comme limites, 33 et 44 kHz. Il conviendra de prévoir un angle de réception de la photodiode placée sur le téléviseur, qui ne soit pas supérieur à $\pm 30^\circ$ horizontalement et $\pm 10^\circ$ verticalement.

Remarquons sur la figure 6 le cristal accordé sur 4,43 MHz, les touches de commande à effleurement (par exemple $n = 15$) pour 8 programmes, luminosité, volume, saturation « + » et « - ».

Les diodes émettrices d'infrarouge sont trois LD 27 commandées par un transistor BC 237 A.

A la figure 7, le CI est un MOS de décodage et convertisseur D/A (digital à analogique).

Les semi-conducteurs proposés sont $Q_1 = BF 246$, un FET canal N et un BC 168, un NPN.

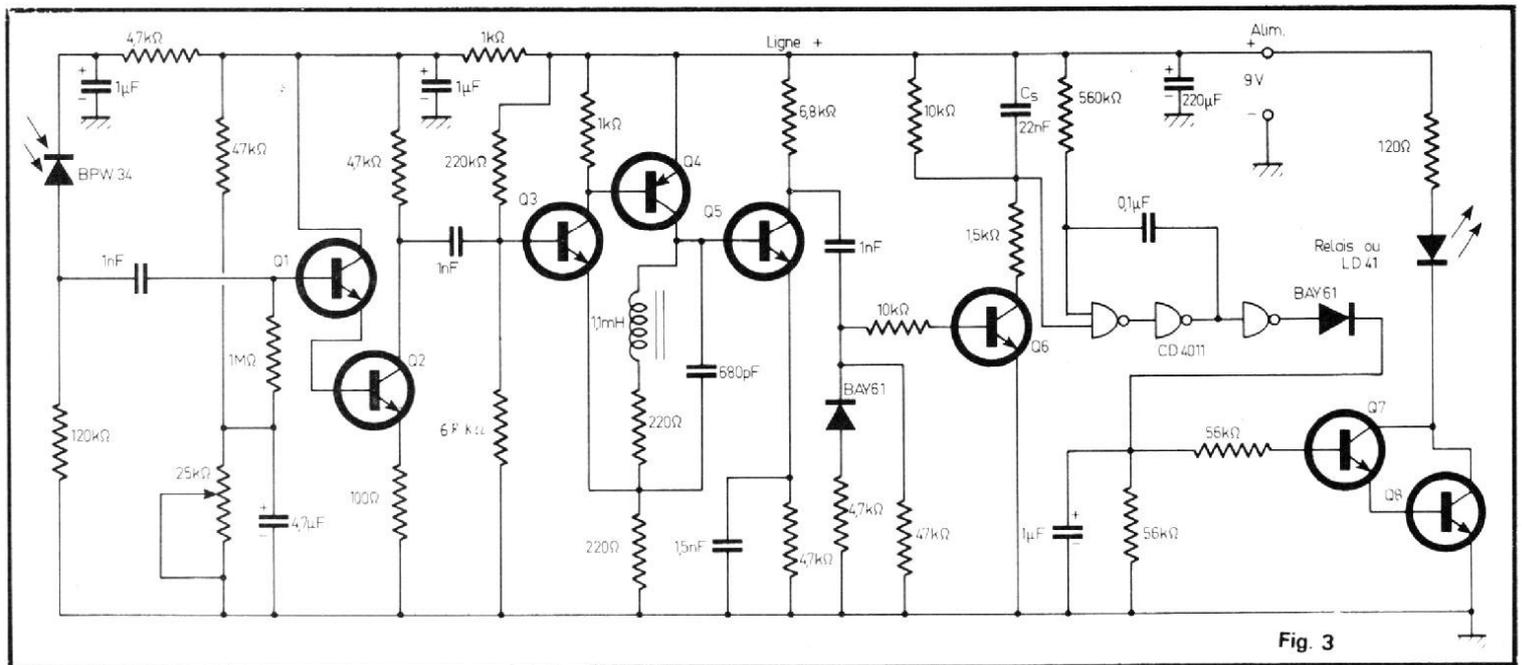


Fig. 3

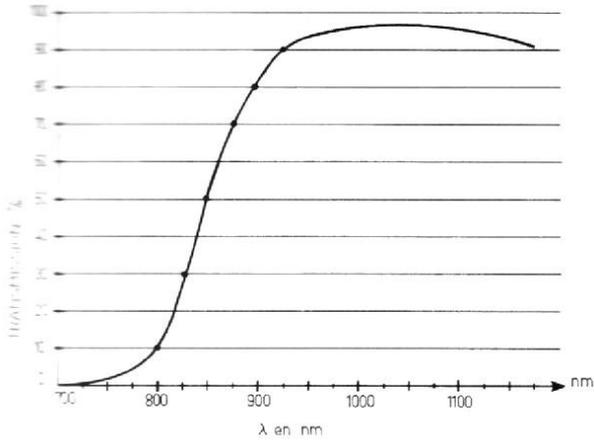


Fig. 5

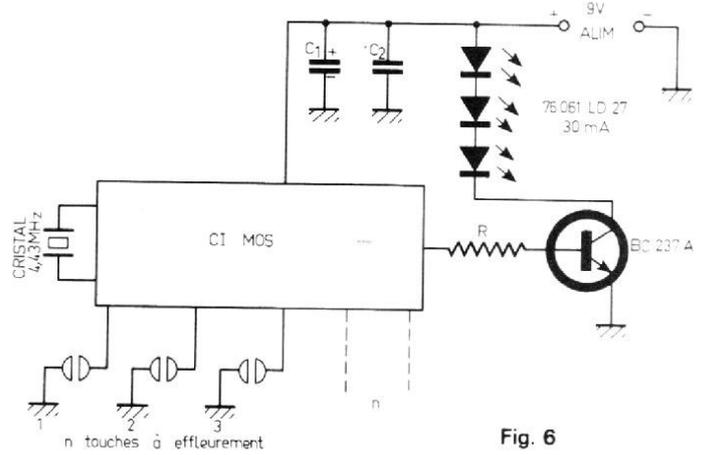


Fig. 6

TRANSMISSION DU SON PAR INFRAROUGES

Cette transmission est aisée à courte distance. Son niveau de qualité n'a pu être atteint que grâce aux nouveaux composants optoélectroniques tels que les diodes LD 241 (LED) et les photodiodes PIN BPW 34.

La transmission du son par infrarouges est intéressante dans des applications où elle peut se montrer plus pratique que celle par fil ou par HF. Des exemples ont été donnés au début de cette étude.

En voici d'autres :

(a) écoute au casque sans fil dans un milieu à niveau de

bruit très élevé (par ex. salles de presse, emboutisseuses, salles de machines d'un navire),

(b) appareil de téléphone sans fil

(c) liaison diverses entre TV et HiFi.

CONDITIONS DE TRANSMISSION FAVORABLE

Il est important de réduire les radiations parasites. Les plus nuisibles sont celles émises par des sources chaudes de lumière, comme c'est le cas des lampes d'éclairage à incandescence qui chauffent considérablement.

Par contre les sources froides de lumière ambiante comme par exemple les tubes fluorescents, produisent moins de parasites.

Sous un éclairage de 1 000 lux, la photodiode de réception devra disposer d'un éclairage énergétique de 1 nW/mm² de surface sensible.

Avec des diodes lumineuses LED modernes comme les types LD 241 T, LD 27, il n'y a que 6 % de la puissance électrique reçue qui est transformée en rayonnement à 950 nm de longueur d'onde.

Dans un local de 100 mètres carrés de surface totale (plancher, plafond, murs) une puissance d'émission de 50 mW correspond à

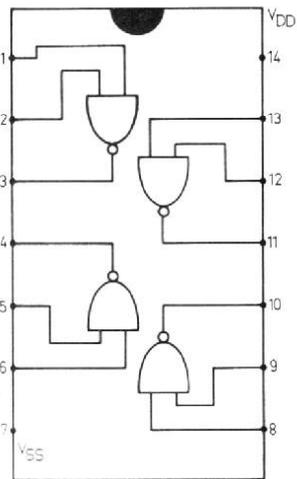
850 mW de puissance électrique fournie à la LED I.R. Elle donne en tous les points de la surface intérieure du local un éclairage énergétique de 1 nanowatt par millimètre carré, cela à condition que le coefficient de réflexion moyen des parois, soit de 50 % et que la lumière soit diffusée de manière égale dans toutes les directions.

Comme les LED sont directionnelles, on utilisera plusieurs LED à orientations différentes judicieusement déterminées.

On donnera dans la suite et fin de cette étude des détails sur la transmission du son par I.R.

Références : documents Siemens.

F. JUSTER



CI CD 4011-A
VU DE DESSUS

Fig. 4

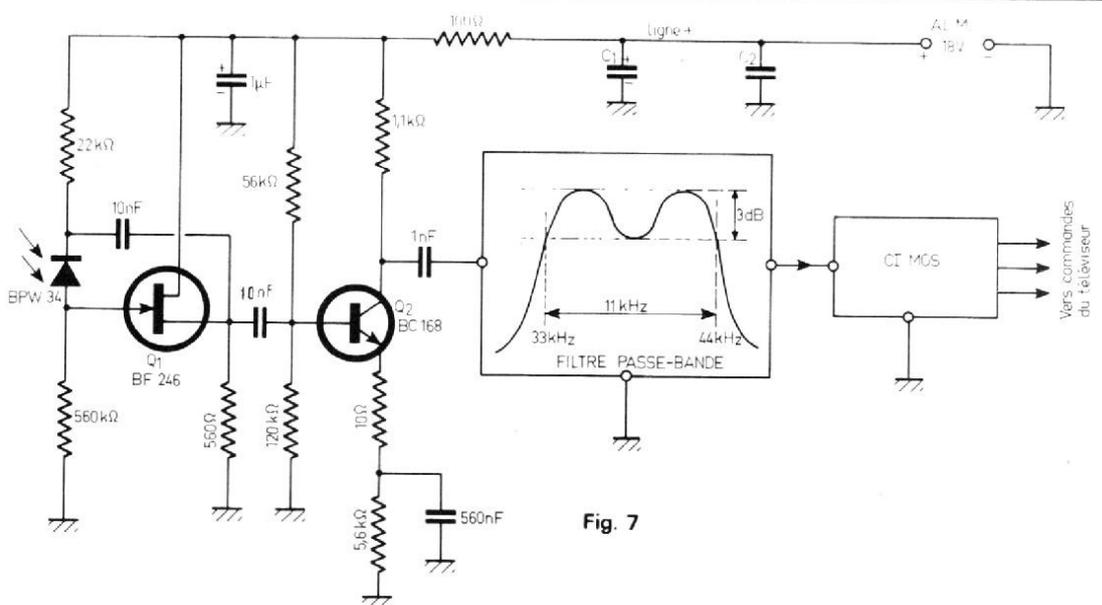


Fig. 7

CONVERTISSEURS

ELEVATEURS

CONTINU/CONTINU 6 / 12 V.

LORSQU'IL s'agit d'alimenter un appareil prévu pour 6 V à partir d'un accumulateur de 12 V, le problème est facile à résoudre : il suffit de réaliser un réducteur de tension stabilisée dont de nombreux exemples ont déjà été donnés dans cette revue. Le problème est moins simple lorsqu'il s'agit au contraire d'alimenter un appareil prévu pour 12 V à partir d'un accumulateur de 6 V ; dans ce cas, il faut mettre en œuvre un convertisseur élévateur de tension continue dont un premier montage est représenté sur la figure 1

En gros, il s'agit d'un auto-oscillateur (comportant les transistors Q_1 et Q_2) alimenté par l'accumulateur de 6 V et fonctionnant vers 300 Hz environ. Les bobinages de cet oscillateur sont constitués par les enroulements primaires du transformateur Tr. Puis, on redresse et filtre le courant

présent dans l'enroulement secondaire.

En réalité, dans le montage proposé, on se limite à générer une seconde tension de 6 V continus que l'on ajoute en série avec la tension primaire

de 6 V ; dans ce but, le point milieu de l'enroulement secondaire est relié au + 6 V du primaire. On obtient donc ainsi la tension secondaire recherchée de 12 V (sous 2 A maximum).

Les caractéristiques de fabrication du transformateur sont les suivantes :

Circuit magnétique = circuit coupé en tôles Imphysil, type FA 10 Q 13, montées en circuit simple ; ou tout autre

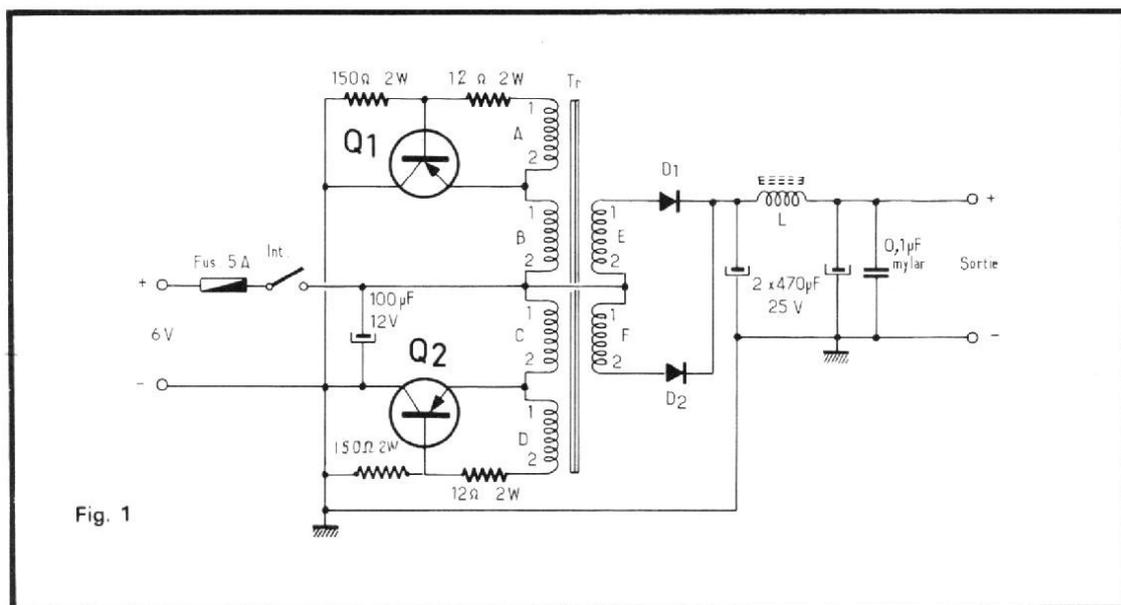
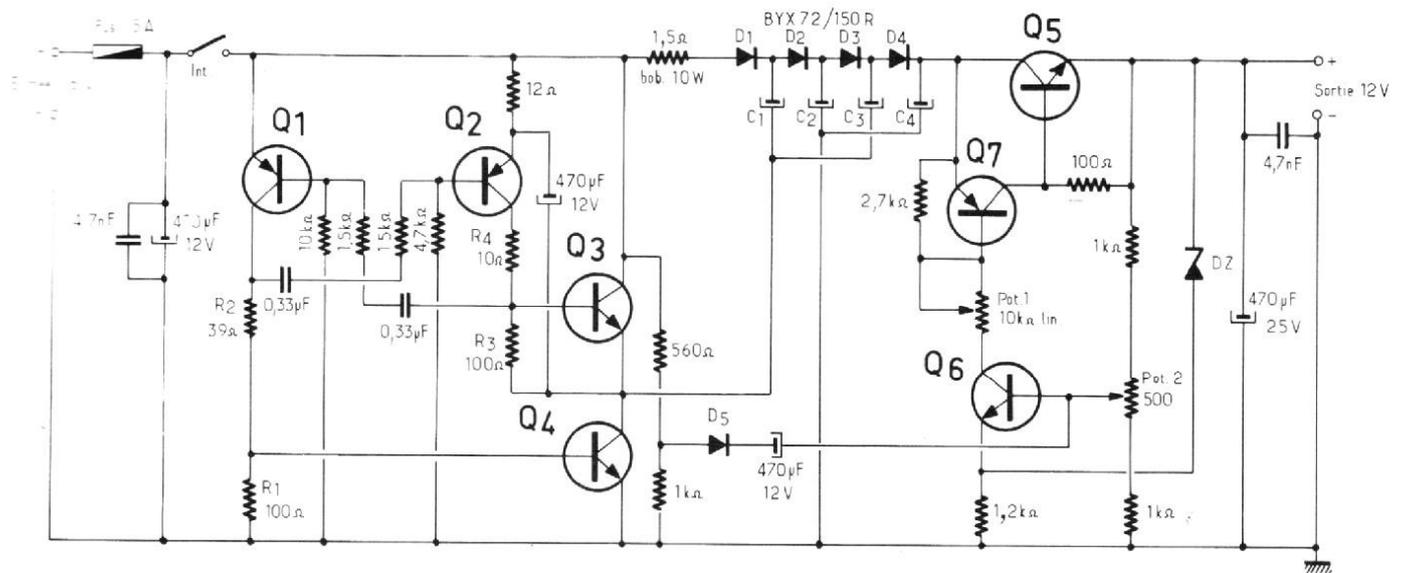


Fig. 1

Fig 2



circuit magnétique pourvu qu'il s'agisse de tôles de qualité (non critique).

Le primaire comporte quatre enroulements A, B, C et D ; les enroulements A et D sont identiques, d'une part, et d'autre part, les enroulements B et C sont également identiques. Le secondaire est aussi composé de deux enroulements E et F identiques l'un à l'autre. Voici d'ailleurs le mode de bobinage recommandé :

On commence d'abord par exécuter les enroulements B et C en bifilaire, c'est-à-dire avec deux fils en même temps ; ils comprennent chacun 24 tours (fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm).

Par dessus, après interposition d'une couche de papier paraffiné, on réalise les enroulements E et F toujours en bifilaire ; ils comprennent chacun 27 tours (fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm).

Enfin, nouvelle couche de papier paraffiné, et l'on exécute les enroulements A et D également en bifilaire ; ils comportent chacun 25 tours (fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm).

Lors de l'exécution de ces bobinages, on veillera bien à ce qu'ils soient tous enroulés dans le même-sens. D'autre

part, on notera avec soin (à l'aide de souplissos de couleurs ou tous autres procédés de marquage) l'entrée et la sortie de chaque enroulement ; ceci afin de connecter les diverses extrémités des enroulements entre elles, comme il se doit et conformément au schéma : 1 = début du bobinage ; 2 = fin du bobinage.

La bobine de filtre L est réalisée en enroulant une certaine de tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, à spires jointives et en couches successives, sur un barreau cylindrique de ferrite de 10 à 12 mm de diamètre.

Les semi-conducteurs susceptibles d'être utilisés sont les suivants :

$Q_1 = Q_2 =$ AD 140, AD 149, AD 166, 2 N 1022, AUY 22 - IV.

$D_1 = D_2 =$ BYX 22 - 600, BYX 49 - 300.

Les caractéristiques des autres composants sont indiquées directement sur le schéma.

Si l'on désire obtenir une tension de sortie finale de 9 V (au lieu de 12), il suffit d'ajouter une tension continue de 3 V ; pour cela les enroulements secondaires E et F comporteront 14 tours chacun.

Le second montage proposé est représenté sur la figure 2 ; il est sans doute d'une mise au point un peu plus délicate que le premier, mais il présente l'avantage de ne pas nécessiter de transformateur. Ce montage dont la conception est issue d'une documentation Siemens, se compose d'un multivibrateur astable équipé des transistors Q_1 et Q_2 , d'un étage de puissance Q_3 et Q_4 , d'un circuit tripleur de tension avec les diodes D_1, D_2, D_3, D_4 , suivi d'un dispositif de stabilisation destiné à maintenir constante la tension de sortie (transistors Q_5, Q_6 et Q_7).

En effet, dans un tel montage, il est pratiquement obligatoire de prévoir un circuit régulateur de tension en sortie. En conséquence, un doubleur de tension ne suffirait pas, car il faut une tension excédentaire pour une efficacité convenable du circuit de régulation ; c'est la raison pour laquelle un circuit tripleur de tension a été retenu.

Les semi-conducteurs à utiliser sont les suivants :

$Q_1 = Q_2 =$ BCY 78

$Q_3 = Q_4 = Q_5 =$ 2 N 3055 ou BD 148

$Q_6 =$ BC 107 ou BC 167

$Q_7 =$ BC 157 ou BC 177

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 =$ BYX 72/150 R

$D_5 =$ BA 127 ou BAY 18
 $DZ =$ BZY 96/C6 V2

Bien entendu, les transistors de puissance Q_3, Q_4 et Q_5 doivent être munis de radiateurs.

Les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 doivent être déterminées avec soin.

Le potentiomètre Pot. 2 sert à régler la tension de sortie à la valeur requise (12 V). Pour obtenir une bonne régulation de la tension de sortie, il importe que les condensateurs C_1, C_2, C_3 et C_4 , du tripleur de tension présentent des capacités importantes (au moins 2 200 μ F chacun), notamment si l'intensité consommée par l'utilisation est élevée. Dans le même ordre d'idée (consommation élevée), il est possible de monter deux transistors en parallèle respectivement pour Q_3, Q_4 et Q_5 .

Quant au potentiomètre Pot. 1, il permet de doser la limitation du courant de base du transistor Q_5 . Si l'intensité demandée est excessive ou s'il se produit un court-circuit, ce transistor se bloque (protection électronique) au-delà de l'intensité de sortie prédéterminée par le réglage du potentiomètre Pot. 1.

Roger A. RAFFIN

DETERMINATION DES ELEMENTS UTILISES DANS LES MONTAGES

LE but que nous poursuivons en commençant cette série d'articles est le suivant : dans de nombreux cas, les réalisateurs de montages disposent d'une nomenclature complète des composants, donnant pour chaque résistor (rappelez-vous que nous désignons ainsi l'élément technologique doué de la propriété de résistance), la valeur en ohms, la tolérance et la dissipation. La même liste donne aussi, pour tout condensateur, tous les renseignements nécessaires, ainsi que pour les bobinages. Dans ce cas, tout est pour le mieux, mais, hélas, il arrive bien souvent que le réalisateur du montage doive déterminer lui-même un ou plusieurs éléments de l'ensemble.

Nous avons donc voulu donner des indications permettant à chacun de calculer la valeur des principaux composants d'un ensemble. Même si toutes les indications nécessaires ont été données dans une nomenclature complète, il peut être utile de vérifier si ces valeurs sont exactes : une erreur peut avoir été commise par l'auteur, ou être intervenue lors de l'impression.

D'autre part, il est assez fréquent d'avoir à modifier légèrement un schéma pour l'adapter à ses besoins : nous ne comptons plus le nombre de demandes de renseignements du genre : « Comment modifie-t-on votre alimentation régulée décrite dans le numéro XXX pour en obtenir 1,5 A max. ? »

Dans de très nombreux cas, le réalisateur qui désire une telle modification pourrait très bien, sans appliquer des lois compliquées, trouver lui-même ce qu'il y a lieu de modifier, et déterminer les valeurs des composants.

Nous admettons volontiers que, dans certains cas (heureusement pas trop fréquents) la détermination des valeurs n'est réalisable que par un ingénieur expérimenté. Mais, pour tous les autres cas, on peut s'en tirer bien plus facilement et si, souvent, on n'ose pas s'y lancer, c'est parce que l'on n'a pas essayé. N'oublions pas cette phrase de Sénèque qui disait : « Ce n'est pas parce que les choses sont difficiles que nous n'osons pas, c'est parce que nous n'osons pas que les choses sont difficiles. »

LA « MÉTHODE » PIFOMÉTRIQUE

Beaucoup d'amateurs (nous employons ce mot au sens noble « celui qui aime »), et l'auteur, entre autres, ont employé la méthode dite « pifométrique » pour déterminer la valeur d'un condensateur ou d'une résistance. On « sent » bien que là il faut une 4,7 k Ω et qu'ici un condensateur de 0,22 μ F fera l'affaire.

Nous ne dirons pas trop de mal de cette « méthode », car il y a des amateurs qui ont vraiment le « sens » de la valeur nécessaire, ce sens

étant souvent le résultat d'une longue expérience. Mais il faut bien reconnaître que ladite « méthode » conduit souvent à des tâtonnements un peu longs. D'autre part, dans les cas où ce « sixième sens » a mal joué, on peut mettre un composant en danger.

Si, à la rigueur, on peut admettre une indication dans le genre : « valeur à déterminer expérimentalement » dans une nomenclature, il faut limiter autant que l'on peut ce genre de « précision ». Si l'on n'a qu'une seule valeur à rechercher expérimentalement, il se peut que cela aille vite et sans casse ; mais s'il y a deux éléments à ajuster, les réglages agissant l'un sur

l'autre, on peut arriver au bord de la dépression nerveuse sans réussir à bien déterminer les valeurs optimales.

Un fait a certainement beaucoup troublé les réalisateurs de montages : l'apparente imprécision de certaines déterminations. On rencontre quelquefois, dans un schéma, une indication : $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$ alors que l'auteur du schéma, si on le lui demande, vous répond souvent : « Vous n'avez pas de 4,7 k Ω ? Mettez une 2,2 k Ω et cela ira. Comment, vous n'en avez pas non plus ? Mettez une 10 k Ω et cela ira aussi. » On en vient donc à conclure que beaucoup de valeurs ont été données « au pifomètre », alors que ce

n'est pourtant pas le cas, comme nous allons le voir bientôt. De là à conclure que **toutes** les valeurs des éléments du schéma peuvent être modifiées, aussi allégrement, il n'y a qu'un pas, or on ne doit pas franchir ce pas.

C'est précisément en faisant quelques petits calculs simples, que nous nous proposons d'expliquer ci-après, que l'on verra celles des valeurs qui peuvent être modifiées sans inconvénients (et dans quelle mesure elles peuvent l'être) et celles qui doivent être rigoureusement respectées.

Nous allons en effet rencontrer trois cas distincts de calcul des valeurs des éléments.

LA DÉTERMINATION PRÉCISE PAR UNE FORMULE

Dans certains cas, la détermination de la valeur d'un composant se fait par une formule, sans ambiguïté.

Par exemple, si l'on dispose d'un bobinage de $47 \mu\text{H}$ et que l'on cherche à l'accorder à la fréquence de $3,4 \text{ MHz}$, on est bien obligé d'utiliser la formule de Thomson :

$$T = 2 \pi \sqrt{L C}$$

ou :

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L}$$

soit ici :

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 (3,4)^2 10^{12} 4,7 10^{-5}}$$

$$= 4,662 10^{-11}$$

ou : $C = 46,62 \text{ pF}$

De même, si nous supposons que nous disposons d'un galvanomètre dont la résistance est de 2700Ω et qui dévie à fond pour une intensité de $50 \mu\text{A}$, si nous désirons (fig. 1) le shunter par un résistor R , de telle sorte que le tout ait une sensibilité à pleine déviation de $500 \mu\text{A}$, il faut que 90 % du courant envoyé à l'ensemble passe par R , 10 % par le galvanomètre. La résistance de R doit donc être 9 fois plus faible que celle du galvanomètre, soit :

$$2700 / 9 = 300 \Omega$$

Dans le cas de ces deux exemples, il n'y a aucune hésitation : on applique la formule et c'est tout. Il resterait tout de même à savoir avec quelle précision la résistance du résistor R utilisé doit être égale à 300Ω , ainsi que la tolérance admissible sur la valeur des $46,62 \text{ pF}$. Ce calcul est plus difficile et nous indiquerons les cas où il est faisable par un amateur non entraîné. Par exemple, dans le cas du shunt du galvanomètre, si l'on admet que la valeur de 2700Ω est connue avec une précision supérieure à 0,2 % et que l'on désire une précision globale de 1 %, il est assez facile de voir que la valeur de 300Ω calculée doit être respectée à 0,8 % près.

LE CAS DES « DEUX LIMITES »

On rencontre aussi, sans doute plus fréquemment, des cas où la détermination d'un élément est faite en fonction de deux critères. Le premier conduit à une valeur maximale de l'élément, le second à une valeur minimale.

Donnons tout de suite un exemple illustré par la figure 2.

Le transistor T_1 , dont nous savons que le gain statique en courant (rapport du courant collecteur au courant base) est supérieur à 150 pour un courant collecteur de $1,5 \text{ mA}$, est attaqué, en tout ou rien, sur sa

base, par un courant I_{b1} , qui peut valoir $10 \mu\text{A}$ ou zéro. Il commande, par son collecteur, la base du transistor T_2 , et l'on souhaite qu'il provoque le blocage de T_2 quand I_{b1} vaut $10 \mu\text{A}$, et qu'il envoie au moins $200 \mu\text{A}$ à la base de T_2 quand I_{b1} est nul.

La première exigence (blocage de T_2 quand $I_{b1} = 10 \mu\text{A}$) se traduit ainsi : le transistor T_1 doit être saturé quand son courant base est de $10 \mu\text{A}$.

Or, vu son gain minimal de 150 à $1,5 \text{ mA}$ de collecteur, il sera donc à la limite de la saturation pour $I_{c1} = 1,5 \text{ mA}$ et $I_{b1} = 10 \mu\text{A}$. Il faut donc que R soit assez grand pour que, le transistor T_1 étant saturé (c'est-à-dire avec un potentiel collecteur presque égal au potentiel d'émetteur), le courant collecteur de ce dernier soit inférieur à $1,5 \text{ mA}$.

Or, quand T_1 est saturé, le potentiel de son collecteur étant pratiquement égal à celui de son émetteur, il y a pratiquement 6 V aux bornes de R . Il faut donc que, pour une tension de 6 V aux bornes de R , ce résistor soit parcouru par moins de $1,5 \text{ mA}$.

Cela s'écrit :

$$\frac{6}{R} < 0,0015$$

(le courant est exprimé en Ampères).

On en déduit :

$$R > \frac{6}{0,0015} = 4000$$

$$\text{soit } R > 4 \text{ k}\Omega$$

Envisageons maintenant la seconde condition : quand T_1 est bloqué, sa base ne recevant aucun courant, le courant I_{b2} passe par R et va dans la base de T_2 . La base d'un transistor qui conduit est à un potentiel supérieur d'environ $0,6 \text{ V}$ à celui de son émetteur, il y a donc :

$$6 - 0,6 = 5,4 \text{ V}$$

aux bornes de R

On veut un courant dans R supérieur à $200 \mu\text{A}$, soit $0,0002 \text{ A}$ (il vaut mieux dire $2 \cdot 10^{-4} \text{ A}$). Ceci implique que :

$$\frac{5,4}{R} > 2 \cdot 10^{-4}$$

$$\text{soit } R < \frac{5,4}{2 \cdot 10^{-4}} = 27 \text{ 000}$$

$$\text{soit } R < 27 \text{ k}\Omega$$

Les deux conditions de l'énoncé nous ont donc dit que :

$$R > 4 \text{ k}\Omega$$

$$R < 27 \text{ k}\Omega$$

Dans ce cas, nous mettrons sur la nomenclature : $R = 10 \text{ k}\Omega$, tout en sachant très bien que l'on peut parfaitement diviser la valeur indiquée par 2, ou la multiplier par 2 sans compromettre le fonctionnement.

CAS D'UNE SEULE LIMITE

Il se peut que la détermination de la valeur d'un élément soit faite en fonction d'un cri-

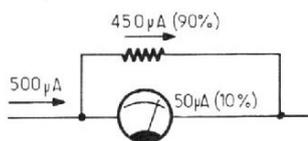


Fig. 1. - Le résistor mis en parallèle (shunt) sur le galvanomètre doit être traversé par 90 % du courant total, 10 % passant dans le galvanomètre. La résistance du shunt doit donc être exactement 9 fois plus petite que celle du galvanomètre.

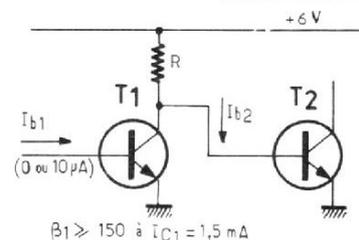


Fig. 2. - Exemple de calcul de la valeur de la résistance R , compte tenu des conditions de fonctionnement du montage, données par la saturation de T_2 si T_1 est bloqué ($I_{b1} = 0$) et le blocage de T_2 si T_1 est saturé ($I_{b1} = 10 \mu\text{A}$). On est ainsi conduit à trouver deux limites, une maximale et une minimale, pour R .

tère qui en donne la valeur minimale (ou maximale), sans qu'un autre critère permette de donner une autre borne.

En réalité, il y a toujours une autre limitation pratique : elle se trouve imposée par une considération technologique (prix, poids, encombrement de l'élément). Si, par exemple, un calcul a permis de savoir que la capacité de tel condensateur doit être supérieure à $77 \mu\text{F}$, on dira $C = 82 \mu\text{F}$ (valeur normalisée), en sachant tout de même qu'il vaut mieux ne pas choisir un condensateur de $2400 \mu\text{F}$, qui risque d'être inutilement encombrant, coûteux et lourd.

C'est à dessein que nous avons envisagé le cas de la capacité d'un condensateur, car il est très fréquent que le calcul donne uniquement la valeur minimale de capacité à utiliser. Les constructeurs le savent d'ailleurs bien, puisque l'on trouve, sur certains condensateurs électrochimiques, l'indication suivante :

$$C = 82 \mu\text{F}, - 0 + 100 \%$$

ce qui signifie que la capacité du condensateur est de $82 \mu\text{F}$ nominale, qu'elle peut s'en écarter de 0 % vers les valeurs plus faibles, mais de 100 % vers les valeurs plus fortes. Autrement dit, on pourrait aussi écrire sur le condensateur :

$$82 \mu\text{F} < C < 164 \mu\text{F}$$

Une telle imprécision révolte souvent les « maniaques de la huitième décimale », autrement dit ceux qui ne considèrent qu'un calcul est bon que s'il est d'une précision délirante. Mais, en réalité, il s'agit d'un produit qui convient tout à fait à son utilisateur. Ce dernier a calculé que la capacité du condensateur doit être supérieure à $77 \mu\text{F}$, par exemple, et il sait que l'élément qu'on lui propose est certainement d'une capacité supérieure à $82 \mu\text{F}$ (il est donc content), pouvant aller éventuellement à $164 \mu\text{F}$ (ce qui ne gênera en rien le fonctionnement de l'ensemble).

LES LOIS GÉNÉRALES À UTILISER

Avant de commencer la revue des montages où l'on peut calculer la valeur des éléments, nous commencerons par rappeler certaines lois simples, qui interviennent très souvent dans ces calculs.

A tout seigneur, tout honneur ! Il faut évidemment commencer par « La Loi », autrement dit par celle de M. Ohm :

Si la tension aux bornes d'un résistor de résistance R est E, l'intensité i du courant

qui passe dans le résistor est donnée par :

$$i = E / R$$

Il faut exprimer E en volts, i en ampères et R en ohms. On peut aussi, comme le font souvent les électroniciens, exprimer R en kilo-ohms, E en volts et i en milliampères.

Passons à la transformation de Thévenin, dans le cas le plus courant d'utilisation : un ensemble composé d'une source E et d'un diviseur de tension P - Q (fig. 3a) est rigoureusement équivalent, entre les bornes A et B, à une source de force électromotrice :

$$E' = E \frac{Q}{P + Q}$$

et de résistance interne :

$$R' = \frac{P Q}{P + Q}$$

(mise en parallèle de P et Q), comme le montre la figure 3b.

A propos de résistance interne, revenons sur cette notion : une source de force électromotrice E et de résistance interne R (fig. 4) fournit, à ses bornes (A) et (B), une tension v qui vaut :

$$v = E - R i$$

quand on lui consomme le courant i.

Autrement dit, la tension v varie comme le montre la « courbe » de la figure 5, partant de $v = E$ pour un débit

nul, allant jusqu'à un courant maximal de E/R avec une tension nulle (fonctionnement en court-circuit).

Citons aussi, quoique l'emploi de cette transformation soit réservé en général aux calculs assez complexes, la « transformation de Kenelly » ou transformation étoile-triangle. On peut démontrer que les réseaux de la figure 6a et de la figure 6b sont rigoureusement équivalents si l'on a :

$$R_1 = \frac{k}{r_1}, R_2 = \frac{k}{r_2}, R_3 = \frac{k}{r_3}$$

$$r_1 = \frac{H}{R_1}, r_2 = \frac{H}{R_2}, \text{ et } r_3 = \frac{H}{R_3}$$

les expressions k et H valant

$$k = r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3$$

$$\text{et } H = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

En ce qui concerne les associations de résistances, on sait que, si on connecte des résistances en **série**, les **résistances s'ajoutent**. Quand on les connecte en **parallèle**, ce sont les **conductances qui s'ajoutent** : on obtient l'inverse de la résistance de l'ensemble en additionnant les inverses des résistances des résistances montés en parallèle.

Citons aussi, puisque la détermination d'un résistor ne comporte pas seulement celle de sa résistance, mais aussi celle de la puissance qu'il doit être capable de débiter, la

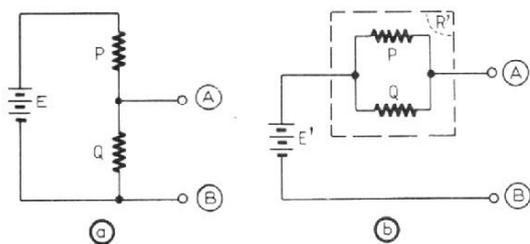


Fig. 3. - La « transformation de Thévenin », très utile pour les calculs, est appliquée ici au cas du diviseur de tension (a), rigoureusement équivalent à une source (b) ayant une certaine force électromotrice E' et une résistance interne R'.

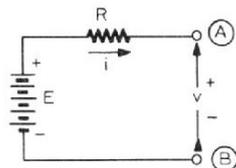


Fig. 4. - Quand une source ayant une force électromotrice E et une résistance interne R débite un courant i, sa tension aux bornes, v, est inférieure à E.

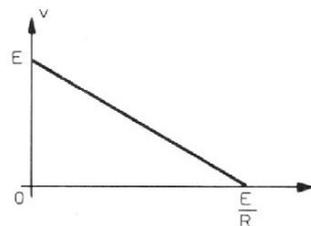


Fig. 5. - La relation liant la tension v de la source de la figure 4 au courant i débité par cette source se traduit par une droite, allant de $v = E$ pour $i = 0$ (fonctionnement à vide) à $v = 0$ pour $i = E/R$ (fonctionnement en court-circuit).

loi liant la puissance à la tension, à l'intensité et à la résistance :

$$P = E i = \frac{E^2}{R} = R i^2$$

$$\text{d'où : } i = \frac{P}{E} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$\text{et } E = \frac{P}{i} = \sqrt{P R}$$

CONDENSATEURS ET BOBINAGES

Un condensateur de capacité C (en Farads) contient une charge $Q = C V$, s'il est chargé à la tension V (en volts), la charge étant exprimée en Coulombs.

Il contient alors une énergie, qui, en Joules, vaut :

$$W = \frac{1}{2} C V^2 = \frac{1}{2} Q V = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$$

Quand on le charge par un courant d'intensité i (Ampères), sa tension aux bornes v varie avec la « vitesse de variation » (en V/s) :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{i}{C}$$

Si on le décharge par ce même courant i , la vitesse de variation dV/dt (que l'on ne s'effraie pas de cette notation, elle représente la « dérivée », mais il suffit de savoir que

c'est la « vitesse de charge ou de décharge » en volts par seconde) est la même, mais elle est négative, puisque V décroît.

Si on utilise un condensateur avec une tension alternative de fréquence F , il se comporte un peu comme un résistor, maintenant un rapport constant entre la tension (efficace) appliquée à ses bornes et le courant (efficace) qui le parcourt. Mais il y a un « déphasage » entre le courant et la tension, qui fait que l'intensité passe par un maximum au moment où la tension s'annule, l'intensité passant par zéro quand la tension est à sa valeur maximale.

Le rapport constant de la tension efficace aux bornes à l'intensité efficace qui le parcourt est analogue à une résistance, mais on l'appelle « impédance » pour rappeler que ce n'est pas tout à fait une résistance (il y a ce déphasage dont nous avons parlé, et il y a aussi le fait que cette impédance n'est pas la même à une autre fréquence).

Cette impédance vaut :

$$Z = \frac{1}{C \omega}$$

La lettre ω exprime la « pulsation » du courant alternatif, se comptant en radians par seconde, valant le produit de la fréquence en Hertz par $6,28$ (soit 2π). Pour la tension

du secteur E.D.F. à 50 Hz, la pulsation vaut :

$$\omega = 314 \text{ rad/s}$$

La tension aux bornes d'un condensateur ne peut changer d'une quantité finie en un temps infiniment petit. Le courant moyen dans un condensateur est nul.

En ce qui concerne les bobinages, on sait que l'on chiffre leur « coefficient de self-induction » par L (exprimé en Henrys).

Dans un bobinage de L Henrys, il apparaît, aux bornes de ce bobinage, une tension (dite de self-induction) de L volts, si le courant qui traverse le bobinage varie de 1 ampère par seconde.

Un bobinage de coefficient de self induction L s'oppose au passage du courant alternatif. Il se comporte un peu comme un résistor, mais il y a, là aussi, déphasage entre le courant qui traverse le bobinage et la tension aux bornes. On parle donc d'impédance du bobinage, elle vaut :

$$Z = L \omega$$

(ω est la « pulsation » du courant alternatif, égale au produit de la fréquence en Hertz par $6,28$, soit 2π).

Il ne peut y avoir de variation finie de courant dans un bobinage en un temps infiniment petit.

La tension moyenne aux

bornes d'un bobinage (sans résistance en continu) est nulle.

LES CIRCUITS R - C SIMPLES

Sans vouloir nous lancer dans une théorie trop compliquée, nous dirons quelques mots des circuits comportant un résistor et un condensateur en série.

Nous commencerons (fig. 7) par le cas où on attaque un tel circuit par une tension alternative sinusoïdale U . Nous cherchons comment varient les tensions u_C et u_R que l'on trouve respectivement aux bornes du condensateur et du résistor.

Nous avons déjà vu, dans les articles consacrés aux comportements des condensateurs en courant alternatif, que la tension u_C est, comme on dit, « déphasée » de un quart de période en retard par rapport à la tension u_R . On peut, comme nous l'avons vu, représenter les variations en fonction du temps de u_R et u_C comme les mouvements des ombres d'objets posés sur un plateau de tourne-disque.

On peut donc figurer les tensions comme le montre la figure 8 : le centre du plateau

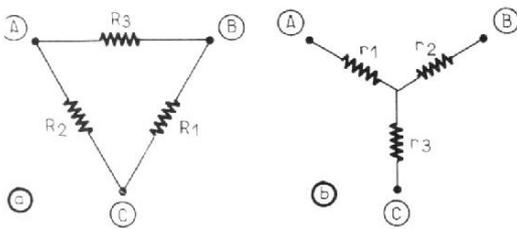


Fig. 6. - Les formules de la « transformation de Kenelly » permettent de passer d'une structure d'impédance en triangle (a) à une structure en étoile (b) ; ou inversement.

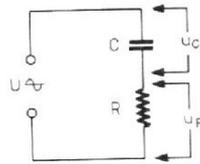


Fig. 7. - La source de tension alternative sinusoïdale U alimente un condensateur C en série avec un résistor R . On utilise la tension u_R aux bornes de R et la tension u_C aux bornes de C : il faut donc en connaître les valeurs en fonction de U et de la fréquence.

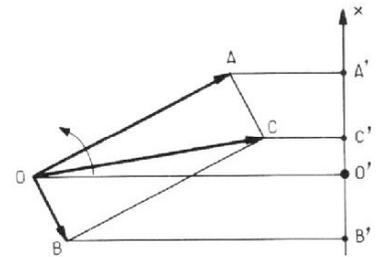


Fig. 8. - Pour figurer les tensions U , u_R et u_C , on utilise ici la méthode de l'ombre portée par des segments, posés sur un tourne-disque.

du tourne-disque est 0, dont l'ombre est 0'. Le point A, tournant autour de 0, a son ombre en A'. La mesure algébrique du segment $0'A'$ sur l'axe orienté $0'x$ donne une figuration de la tension u_R , par exemple.

C'est le segment $0B$, perpendiculaire à $0A$, dont l'ombre $0'B'$ représente la variation de la tension u_C .

La tension U , somme vectorielle des tensions u_R et u_C , est représentée par la projection de $0C$, diagonale du rectangle $0ACB$.

Supposons maintenant que la tension U garde une amplitude constante (une valeur efficace constante) et que sa fréquence change. Dans le rectangle $0ACB$, la diagonale $0C$ garde donc une longueur constante, puisque cette longueur est proportionnelle à l'amplitude de la tension U . En faisant appel à vos souvenirs de géométrie, vous pouvez voir que le point A se trouve sur un demi-cercle (K) de diamètre $0C$ (fig. 9). Les deux segments $0A$ et $0C$ dont les « ombres » représenteront les variations de u_R (pour $0A$) et u_C (pour $0C$) sont les deux côtés du triangle rectangle $0AC$ (moitié du rectangle $0ACB$), dont l'hypoténuse est le segment de longueur fixe $0C$.

L'angle φ que fait $0A$ avec $0C$ est donné, comme on peut le montrer facilement, par :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{R C \omega}$$

Donc, pour F grand, la pulsation ω est grande aussi, φ est petit et le point A est proche de C. Il est donc sur la moitié droite du demi-cercle (K). On a donc u_C petit et u_R voisin de U .

A l'opposé, quand F est petite, φ est voisin de 90° , le point A est sur la moitié gauche du demi-cercle (K). On a donc u_R petit et u_C voisin de U .

Il y a une fréquence particulière F_0 , correspondant à une pulsation ω_0 , pour laquelle $R C \omega_0 = 1$.

A cette fréquence, l'angle φ vaut 45° , le point A arrive en M, au milieu du demi-cercle (K). Les tensions u_R et u_C ont la même amplitude, cette amplitude étant, comme on peut le montrer facilement, le quotient de celle de U par $\sqrt{2} = 1,414$. En première approximation, on peut dire que l'amplitude de u_R et de u_C est 0,7 fois celle de U .

On voit donc facilement comment varient u_R et u_C en fonction de la fréquence : cette variation est résumée par les courbes de la figure 10.

Sur cette figure, la variation de u_R est indiquée par la courbe en trait plein, celle de u_C par la courbe en tirets.

On voit que, pour F nul, u_C part de U et u_R de zéro (l'impédance de C est infinie, toute la tension U se trouve aux bornes de C). Quand F croît, u_C diminue et u_R augmente. Pour la fréquence $F_0 = 1/2 \pi RC$, on a :

$$u_R = u_C = 0,7 U$$

Pour les fréquences de plus en plus grandes, u_R augmente et tend vers U , tandis que u_C diminue et tend vers zéro (l'impédance de C diminue, toute la tension U se retrouve aux bornes de R).

En ce qui concerne u_R , l'évolution a lieu en sens inverse. Pour une fréquence F faible, u_R est très petit (toute la tension U se retrouve aux bornes du condensateur).

Pour $F = F_0$, u_R est de l'ordre de $0,7 U$ (exactement $0,707 U$).

Quand F est supérieure à F_0 , tendant vers l'infini, u_R

tend vers U (la tension aux bornes de C devient négligeable, toute la tension U se retrouve aux bornes de R).

QUELQUES CHIFFRES

Nous résumerons dans le tableau ci-dessous quelques calculs. Dans la ligne du haut figure le rapport F/F_0 entre la fréquence F à laquelle se rapporte la colonne située en dessous et la fréquence $F_0 = 1/2 \pi RC$ déjà définie.

La ligne suivante donne le rapport u_R/U .

La ligne suivante, nommée φ_R , indique la valeur du déphasage en degrés (en avance) de u_R par rapport à U .

La ligne suivante donne la valeur du rapport u_C/U .

La dernière ligne, repérée par φ_C , indique la valeur du déphasage (en retard) compté en degrés entre la tension u_C et la tension U .

F/F ₀	0,01	0,05	0,1	0,3	0,5	0,8	1	1,5	2	4	7	10
u _R /U	0,01	0,05	0,1	0,29	0,45	0,62	0,707	0,83	0,89	0,97	0,99	1
φ _R	89,4°	87,1	84,3	73,3	63,4	51,3	45	33,7	26,6	14	8,13	5,7°
u _C /U	1	1	1	0,96	0,89	0,78	0,707	0,55	0,45	0,24	0,14	0,10
φ _C	0,6°	2,9	5,7	16,7	26,6	38,7	45	56,3	63,4	76	81,9	84,3°

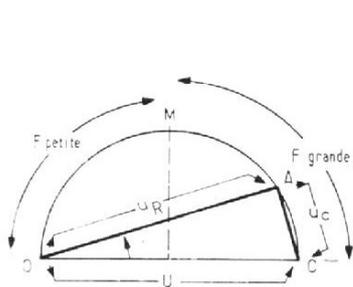


Fig. 9. - Comme la tension u_R et la tension u_C sont toujours déphasées de 90° (un quart de période), les vecteurs qui les représentent, sur le tourne-disque, sont perpendiculaires. Le sommet A du triangle OAC se trouve donc sur un demi-cercle (K) de diamètre $0C$.

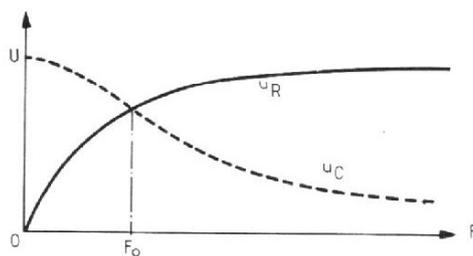


Fig. 10. - En fonction du rapport entre la fréquence F de la tension U et la fréquence $F_0 = 1/2\pi RC$, on peut tracer les courbes donnant les variations de u_R (trait plein) et de u_C (trait pointillé) dans le réseau de la figure 7.

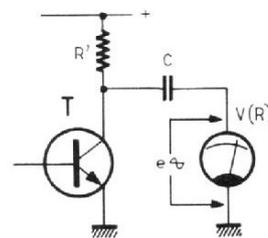


Fig. 11. - Nous utilisons ici un réseau analogue à celui de la figure 7, dans lequel la valeur de la résistance R est celle du voltmètre V , pour n'appliquer à ce dernier que la composante alternative de la tension collecteur-émetteur du transistor T . Encore faut-il que la tension e soit suffisamment proche de cette composante alternative.

EMPLOI PRATIQUE DE CES VALEURS

Le réseau de la figure 7 s'empile principalement de deux manières, quand il s'agit de tension sinusoïdale.

On peut l'utiliser en « liaison capacitive », autrement dit en se servant de la tension u_R . On le fait alors, en général, à des fréquences bien supérieures à F_0 , pour trouver, aux bornes de R, la quasi-totalité de la tension U. On peut penser que c'est là une méthode bien compliquée pour... ne rien changer à U. En réalité, si ce système transmet bien la tension alternative U, il ne transmet pas la tension continue U' qui peut être superposée à U, et c'est bien précisément cette propriété que nous allons utiliser. Il arrive souvent qu'une tension alternative utile soit superposée à une tension continue indésirable : l'emploi d'un réseau C - R tel que celui de la figure 7, permet la séparation de la composante continue (arrêtée par C) et de la composante alternative, que C laisse bien passer, à condition que la fréquence F de cette composante alternative soit notablement supérieure à la fréquence :

$$F_0 = 1 / 2 \pi R C$$

Par exemple, supposons que nous ayons, sur le collecteur d'un transistor (fig. 11), une tension continue (indispensable pour le fonctionnement dudit transistor), superposée à une tension alternative U, de fréquence F, que nous désirons envoyer dans un voltmètre V, dont la résistance est R.

Il nous faudra choisir une valeur de C telle que la tension alternative e aux bornes de V soit suffisamment proche de U pour que le tout ait la précision demandée.

Supposons, par exemple, que la résistance R soit de 2300Ω et que le tout doive fonctionner avec une précision meilleure que 2 % avec

une fréquence de U supérieure ou égale à 175 Hz.

La précision de 2 % implique que la tension e soit égale à mieux de 2 % à la tension U, autrement dit que le rapport e/U soit au moins de 0,98 (en effet 1 moins 2 %, cela fait 1 moins 0,02 soit 0,98).

En consultant le tableau donné ci-dessus, on voit que le rapport F/F_0 doit être de 7 ou plus (en fait, on a $u_R/U = 0,98$ pour $F/F_0 = 5$, mais comme la valeur 5 ne figure pas dans le tableau pour F/F_0 , on prend une valeur qui donne sûrement le résultat souhaité, car trop fort n'a jamais manqué !).

Il faut donc une fréquence F_0 au moins 7 fois plus petite que la plus faible fréquence de U, qui est 175 Hz. On doit donc avoir :

$$F_0 < 175 / 7 = 25$$

Comme $F_0 = 1/2 \pi RC$, on peut dire aussi que :

$$R C = \frac{2 \pi}{F_0} \text{ soit ici } \frac{6,28}{25} = 0,251$$

Puisque $R = 2300$, on a donc :

$$C = \frac{0,251}{2 \cdot 300} = 1,09 \cdot 10^{-4}$$

en Farads, soit $109 \mu F$

Nous prendrons donc un condensateur C d'une capacité au moins égale à $109 \mu F$, soit, en prenant les valeurs normalisées, un condensateur de $120 \mu F$ ou plus.

Dans le cas du voltmètre, la valeur du déphasage ne nous intéresse pas : il s'agit seulement de e. Dans d'autres cas, elle pourrait avoir son utilisation, si l'on désire, par exemple, reproduire la composante alternative du signal sans la déphaser, ce qui est nécessaire si l'on désire envoyer cette tension à un oscilloscope.

CAS DE L'EMPLOI DE u_C

On peut aussi utiliser le réseau de la figure 7 pour éliminer d'une tension, une com-

posante alternative indésirable en ne gardant que la composante continue (ou une composante à fréquence plus basse).

Ce sera le cas, par exemple, si l'on veut diminuer le bruit de fond dans un signal audio-fréquence qui ne comporte pas de composantes au-delà de 2 kHz alors que l'on souhaite éliminer ce qui est au-delà de cette fréquence, ou, tout au moins, le réduire nettement.

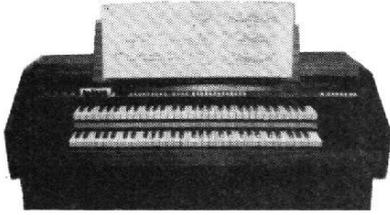
Bien sûr, un véritable filtre, avec des bobinages et des condensateurs, permettrait de faire bien mieux, de n'atténuer en rien le 2 kHz et de supprimer presque totalement ce qui est au-dessus de 3 kHz, par exemple. Mais, avec un simple circuit R - C, en utilisant u_C , si l'on choisit R et C de telle sorte que F_0 soit de 2,5 kHz, on voit que, pour une fréquence de 2 kHz, correspondant à un rapport F/F_0 de 0,8, on a une transmission

u_C/U de 0,89 (on perd donc 0,11 ou 11 % en amplitude), alors que, pour une fréquence de 10 kHz, qui correspond à $F/F_0 = 4$, on n'a plus que 0,24 comme rapport u_C/U : le 10 kHz a donc son amplitude divisée environ par quatre.

(à suivre)

L.-G. MESTRON

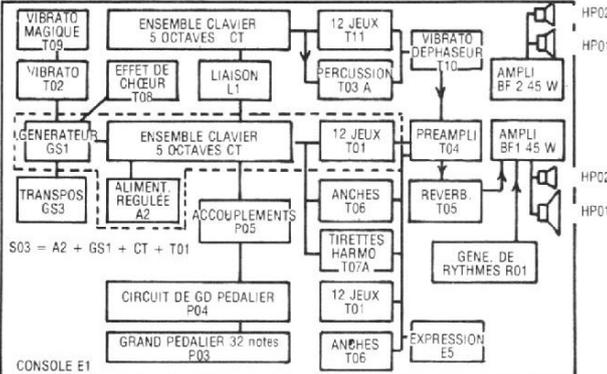
avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN
vous pouvez monter **progressivement** le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés **ARMEL**.

Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.

Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire. Instruments utilisables aussi bien en **classique** qu'en **variétés**.



S03 = A2 + GS1 + CT + T01

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

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

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

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

NOM :

Profession :

Adresse :

Signature :

HP 15/NOV/78



(Suite voir N° 1567)

BALAYAGE LIGNE À THYRISTOR

LE balayage ligne dans un téléviseur moderne peut également être effectué avec des thyristors. On sait que l'étage final d'un étage de balayage ligne est un commutateur devant couper un courant assez important.

La solution peut être don-

née par un thyristor dont l'un des principaux avantages est de commuter aisément des courants forts. Ces composants ont également un rendement meilleur et sont peu sensibles aux surtensions. Mais il y a une chose que l'on reproche à cette technique de balayage, c'est sa nouveauté. Certains techniciens voient en effet d'un mauvais œil l'arrivée d'une nouvelle technique avec laquelle il devra se familiariser.

LE THYRISTOR

D'abord, qu'est-ce qu'un thyristor ? C'est un dispositif semi-conducteur très utilisé dans la technique des courants forts. Plus précisément, il s'agit d'une diode de redressement commandée par un signal extérieur. Son intérêt est que sa résistance interne dans le sens direct est très faible. A l'état bloqué, sa résis-

tance est assimilable à un circuit ouvert. Le temps de commutation est très rapide.

Le thyristor se compose donc comme une diode (fig. 1) avec une anode et une cathode. Une troisième électrode appelée « gâchette » commande la commutation.

Pour qu'il y ait amorçage du thyristor, ce qui équivaut à la fermeture du commutateur, il faut deux conditions : d'abord qu'il y ait une tension positive sur l'anode par rapport à la

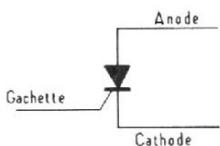


Fig. 1. - Représentation schématique d'un thyristor.

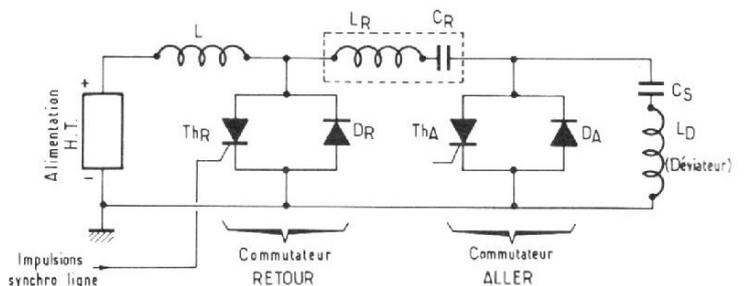


Fig. 2. - Comparaison du circuit de balayage à thyristor.

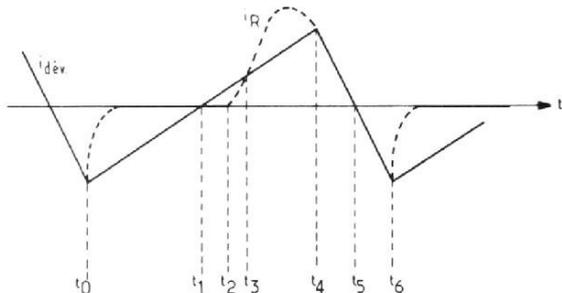


Fig. 3. - Forme du courant dans le déviateur (i_{dev}).

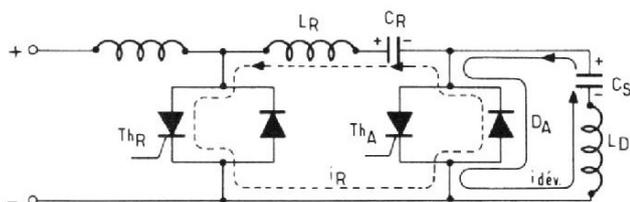


Fig. 5. - Sens des courants à l'instant t_3 . Ces courants ne circulent plus dans Th_A , mais dans D_A .

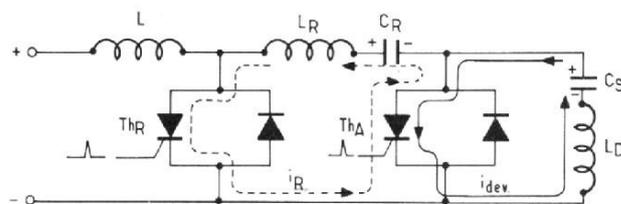


Fig. 4. - Sens du courant dans le déviateur au moment t_1 . Sens du courant i_R au moment t_2 .

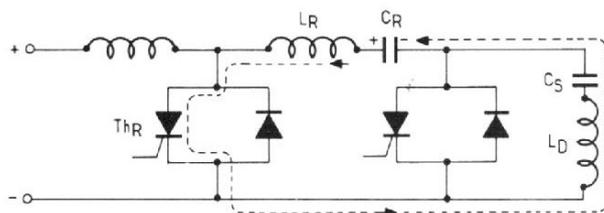


Fig. 6. - Etat du circuit au moment t_4 . Le commutateur « aller » est ouvert (fin de l'aller du balayage).

cathode, puis que la gâchette reçoit également un signal positif.

Le thyristor étant dans l'état passant, il n'est pas possible de commander la coupure du courant par la gâchette. Il faut soit couper purement et simplement le circuit anodique, soit appliquer sur l'anode une forte tension dont la polarité est opposée à celle de la tension de fonctionnement normal. On peut aussi faire passer dans le thyristor un courant en opposition avec le courant établi.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Pour cette technique de balayage, on utilise 2 thyristors : un pour l'aller (Th_A), l'autre pour le retour (Th_R) (fig. 2).

Aux bornes de chacun des thyristors, se trouve une diode placée en parallèle. L'anode de la diode et la cathode du thy-

ristor sont reliées ensemble, ainsi que la cathode de la diode et l'anode du thyristor. Ce montage dit « anti-parallèle » se rencontre souvent en électronique industrielle, dans la technique des courants forts, lorsqu'une charge inductive doit être coupée par un thyristor.

La tension induite qui prend naissance lors de la coupure du thyristor (selon la loi de Lenz) mettrait le thyristor à l'état fortement bloqué s'il n'y avait pas la présence de la diode. Mais cette surtension polarise la diode d'une telle manière que celle-ci devient passante. La tension induite est donc court-circuitée et ne cause aucun danger.

Le thyristor Th_R est alimenté en permanence par la haute tension du téléviseur à travers la bobine L . Il sera conducteur chaque fois qu'une impulsion positive sera envoyée sur sa gâchette.

Le thyristor Th_A a, à ses bornes, la bobine de déflexion ligne L_D en série avec le condensateur de correction de

S marqué C_S . L'ensemble est accordé sur la fréquence de balayage ligne.

Le circuit série $L_R C_R$ est accordé sur une fréquence proche de celle de retour ligne.

La dent de scie de la figure 3 représente la forme de courant théorique qui doit traverser la bobine L_D de déflexion.

FONCTIONNEMENT

Considérons pour commencer l'aller du balayage à partir du temps t_1 . A ce moment le faisceau d'électrons se trouve au centre de l'écran et se dirige vers le bord droit du tube-image. Comme dans tout circuit oscillant, il y a échange d'énergie entre l'inductance et la capacité. Au temps t_1 , l'énergie qui était emmagasinée dans L_D se trouve maintenant dans le condensateur C_S qui est chargé avec la polarité indiquée sur la figure 4. Le

thyristor Th_A est passant (car il reçoit à cet instant une impulsion positive sur sa gâchette, comme nous le verrons plus loin) C_S se décharge à travers Th_A et L_D .

Au moment t_2 , le thyristor Th_R reçoit une impulsion de synchronisation ligne, et de ce fait devient conducteur, son anode étant en permanence reliée à la haute tension à travers L . Le condensateur C_R , qui était chargé, se décharge maintenant à travers L_R , Th_R et Th_A (voir figure 4). Il faut remarquer que dans le thyristor « aller », le courant de décharge de C_S est en opposition avec le courant de décharge de C_R , celui-ci allant de la cathode à l'anode de ce thyristor Th_A . Le passage de ce courant est seulement possible parce que Th_A est déjà amorcé depuis le moment t_1 .

A cause de l'action oscillante du réseau $L_R - C_R$, le courant de décharge a la forme d'une alternance positive. Ce courant i_R est marqué en pointillé sur les figures 3 et 4 ; il prépare l'ouverture du

commutateur « aller » (Th_A et D_A).

Au temps t_3 , le courant de décharge i_R et le courant de déflexion du déviateur sont égaux. Il y a neutralisation et le courant dans Th_A s'annule. Autrement dit, ce thyristor se bloque. Mais au moment de la coupure de Th_A , c'est D_A , à cause de la polarité du courant, qui devient conducteur, prenant ainsi la relève Th_A (fig. 5). Le commutateur « aller » est donc toujours fermé.

A l'instant t_4 , on a à nouveau l'égalité des courants i_R et i_{dev} (ce dernier étant le courant traversant le déviateur L_D). Les courants s'annulent et la diode D_A se bloque. Le commutateur « aller » ne laisse plus passer de courant,

et i_R traverse maintenant L_R , Th_R , L_D et C_S (fig. 6). L_R et L_D en série avec la capacité constituée par C_R et C_S réalisent un circuit oscillant qui détermine le temps de retour. La phase de retour est commencée. Le condensateur C_R est presque totalement déchargé. Le thyristor Th_R est toujours conducteur.

A l'instant t_5 , le courant de retour passe par zéro et change de direction. Le spot va atteindre le côté gauche du tube-image. La polarité de C_R change (fig. 7). Le thyristor Th_R ne conduit plus, et le courant de retour passe par D_R qui s'éteindra à la fin du cycle de i_R .

Au temps t_6 (fin du retour) correspond le temps t_0 (début de l'aller). C'est à partir de ce

moment que commence une phase importante, l'énergie de la source d'alimentation est emmagasinée pour le reste du fonctionnement du cycle.

Le condensateur C_R est relié à la haute tension à travers la bobine L , C_R se charge donc progressivement. Son armature opposée à celle reliée à la haute tension voit son potentiel augmenter progressivement, et polarise ainsi la diode D_A dans le sens passant. Cette diode « aller » laisse passer le courant de balayage dans la bobine du déviateur. La diode D_R est toujours passante. Mais le courant à travers celle-ci diminue rapidement, étant donné la valeur élevée de la fréquence propre du circuit oscillant. Le courant dans la bobine

du déviateur, lui, augmente. Le condensateur C_R est chargé à une valeur telle que la diode D_R se bloque. La variation de courant dans L est utilisée pour amorcer le thyristor « aller » Th_A . En effet, un enroulement couplé à L récolte une variation de tension qui, mise en forme, amoncera Th_A au moment t_1 , par lequel nous avons commencé notre explication.

Il faut remarquer que, bien que l'interrupteur « aller » (Th_A et D_A) soit fermé pendant toute la durée du balayage « aller », l'impulsion positive qui amorce le thyristor Th_A n'apparaît qu'au milieu de l'aller au temps t_1 .

Il faut également remarquer que l'impulsion positive déclenchant l'interrupteur

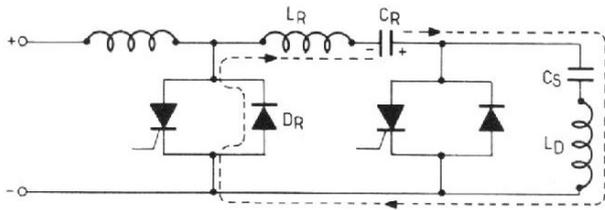


Fig. 7. - Deuxième moitié du retour du balayage (t_5).

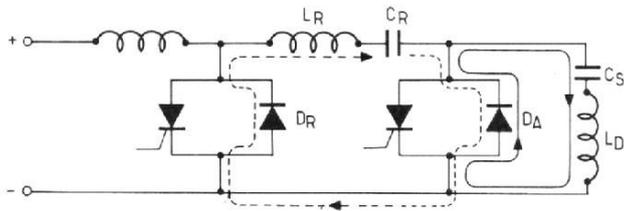


Fig. 8. - Première partie du balayage (t_0).

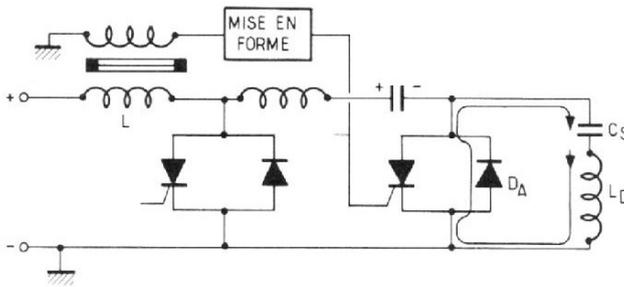


Fig. 9. - Début de la deuxième partie du balayage (t_1).

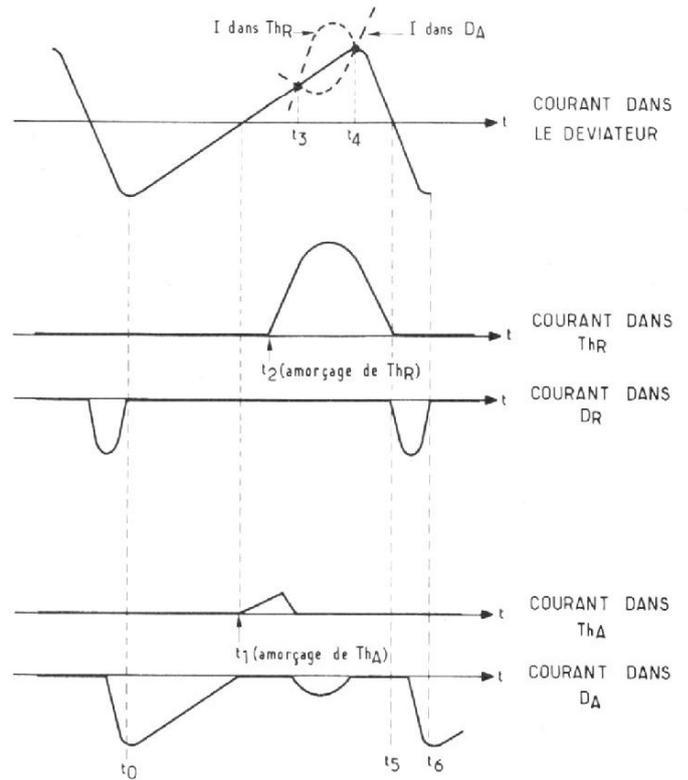


Fig. 10. - Forme des courants dans le déviateur, les thyristors et les diodes.

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEME



**ME 109
TOUT
TRANSISTORS
DU CONTINU A
2 MHz**
Sensibilité :
20 mV
Base de temps de
10 Hz à 200 KHz

PRIX EN KIT : 820 F T.T.C.

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier pratique et technique

gratuit!

DOCUMENTATION GENERALE OSCILLOSCOPES
ET APPAREILS DE MESURES - SUR DEMANDE

Mobel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM Prénoms
ADRESSE

CONTROL DATA

premier constructeur mondial de super ordinateurs
forme dans son institut de Paris

PROGRAMMEURS

en 19 semaines

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 26 semaines

Pour conditions et dates d'interviews Appelez dès maintenant

M. Harby au 583.46.72 (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

Documentation sur simple demande

INSTITUT PRIVE CONTROL DATA
46, rue Albert - 75013 PARIS



Monsieur Harby

Veuillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'Institut.

Nom Prénom

adresse

Profession Age

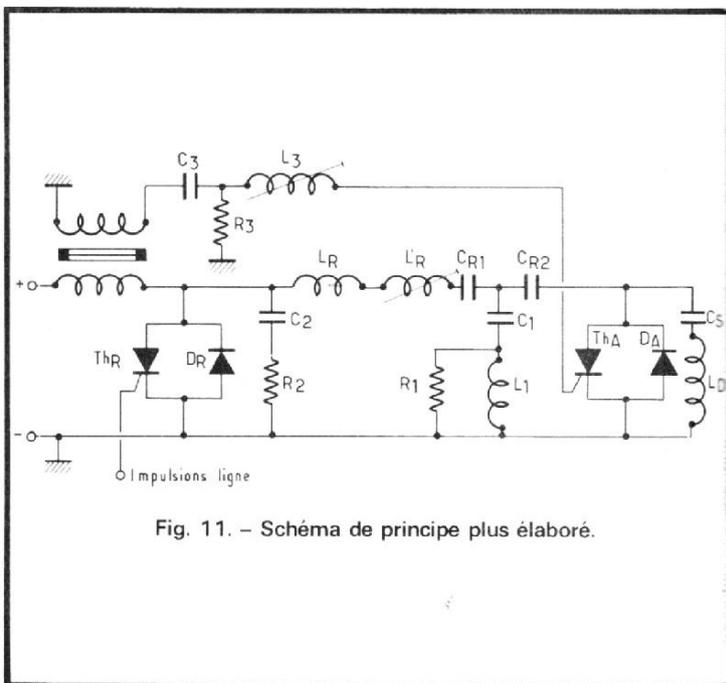


Fig. 11. - Schéma de principe plus élaboré.

« retour » (Th_R et DR) apparaît bien avant le début du retour. C'est que ce signal amorce l'oscillation de courant i_R qui doit éteindre le thyristor Th_A . L'interrupteur « retour » s'ouvrira une fois que le début de l'aller sera commencé. Les formes de courant dans les thyristors, les diodes et le déviateur sont données sur la figure 10.

Le schéma que nous avons donné est très simplifié, mais il représente le schéma de base des circuits de balayage à thyristor tels qu'ils sont appliqués, principalement en Allemagne.

Vous trouverez sur la figure 11 un schéma un peu plus complet. Le circuit de mise en forme est composé d'un filtre passe-bas ($C_3 - R_3$) et d'une bobine réglable (L_3).

De même L_R en série avec L_R parfait l'accord sur le temps de retour ligne. Le condensateur C_R a été remplacé par un ensemble de deux condensateurs en série, afin de réduire la tension sur chaque condensateur. Le condensateur C_1 et la bobine L_1 constituent un circuit oscillant amorti par R_1 , ceci pour éviter les pointes de courant de décharge et les oscillations en début de balayage. En fait L_1 est en réalité une perle de ferrite. Enfin, le circuit $C_2 R_2$ a

pour rôle d'amortir le commutateur « retour » pour limiter la rapidité du temps de montée.

Les premiers thyristors utilisés pour la déviation ligne étaient les mêmes que ceux destinés aux applications industrielles à 50 Hertz. De grosses difficultés apparurent justement parce que la fréquence d'utilisation n'était plus 50 Hz mais la fréquence ligne : 15 625 et 20 475 Hz. On s'est alors rendu compte que le temps de désamorçage du thyristor avait une énorme importance. Ce temps, appelé en abrégé « t_q » représente l'intervalle de temps entre le moment où le courant est coupé dans le thyristor et le moment où on pourra remettre la tension sur le collecteur sans que pour cela le thyristor se remette à conduire. A la fréquence secteur t_q cela n'a pas d'importance, mais aux fréquences plus élevées, il doit être le plus faible possible. Les fabricants de semi-conducteurs sortent maintenant des thyristors parfaitement adaptés à la télévision. Il existe aussi depuis quelque temps des thyristors dits « intégrés » qui renferment sous le même boîtier le thyristor et la diode (RCA, AEG, Siemens...).

J. PATTE

ÇA FAUT - IL RESPECTER LES « VALEURS » DES SCHEMAS

DANS un précédent article, nous avons tenté de montrer que, très souvent, il était possible de remplacer le transistor utilisé ou conseillé par l'auteur d'un schéma, en puisant dans une large série de transistors aux caractéristiques suffisamment voisines pour que le fonctionnement du montage n'en soit pas affecté.

Notre expérience nous montre que, fréquemment, les lecteurs s'inquiètent aussi de ne pas trouver exactement tel ou tel composant passif pour la réalisation d'une maquette. Nous essayerons, aujourd'hui, de montrer dans quels cas un remplacement est possible, et quelles sont les limites de tolérances acceptables. Nous nous en tiendrons, puisque ce sont là les composants les plus universels, aux résistances et aux condensateurs.

A LE REMPLACEMENT DES RÉSISTANCES

Il n'est pas rare que, dans le stock nécessairement limité dont dispose un amateur, ne

figurent pas les valeurs exactes préconisées par le schéma. Quelquefois, cela condamne le réalisateur à un réapprovisionnement. Mais dans bien des cas, quelques modifications, qui ne changent rien au résultat pratique, permettent de s'en tirer avec les valeurs de résistances disponibles sous la main.

Comme il ne saurait être question d'énoncer des règles générales, nous nous en tiendrons à une revue d'exemples caractéristiques, et suffisamment typiques pour dépasser le cas d'espèce et permettre une généralisation efficace.

LA POLARISATION DES TRANSISTORS

Considérons le circuit très classique de la figure 1, qui représente un étage amplificateur en émetteur commun. Pour fixer les idées, nous préférons raisonner sur un exemple numérique. Nous supposons donc que les valeurs du schéma sont celles préconisées par un hypothétique auteur.

Le choix des résistances R_1 et R_2 impose le potentiel de la base de T. En effet, ces deux

résistances forment un diviseur de tension. Si on néglige, pour l'instant, le courant i_b qui pénètre dans la base de T, après avoir traversé R_1 , on a :

$$v_b = 12 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= 12 \cdot \frac{3,3}{3,3 + 8,2} \approx 3,3 \text{ volts}$$

Dans ces conditions, et compte tenu de la différence de potentiel base-émetteur du transistor (0,6 volt pour un modèle au silicium), la tension sur l'émetteur est :

$$v_e = 3,3 - 0,6 = 2,7 \text{ volts}$$

Comme l'émetteur est chargé par une résistance R_4 de 2,7 k Ω , il y passe un courant de 1 mA. Ce même courant circule dans le collecteur, et dans la résistance R_3 de 4,7 k Ω , où il crée une chute de tension de 4,7 volts.

Peut-on négliger le courant de base ?

Dans le calcul de v_b , nous avons supposé que le même courant traversait R_1 et R_2 . En fait, il circule en plus, dans R_1 , le courant i_b . Supposons que T

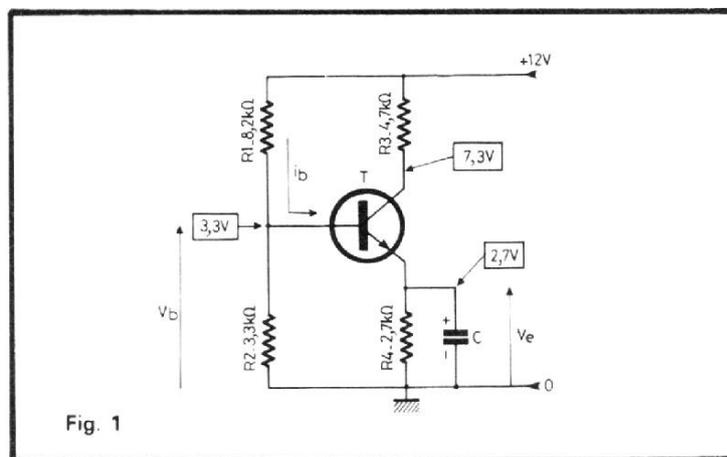


Fig. 1

ait un gain en courant de 100, valeur usuelle. Puisque le courant de collecteur i_c vaut 1 mA, l'intensité de base est :

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} = \frac{1 \text{ mA}}{100} = 0,01 \text{ mA}$$

Or, dans l'ensemble de R_1 et R_2 (12 k Ω environ au total), alimenté sous 12 volts, il circule 1 mA. Le courant dans R_1 est donc finalement 1,01 mA : l'erreur, de 1 %, reste parfaitement négligeable.

Lorsque la base est polarisée par un pont de résistances (R_1 et R_2), on peut négliger le courant de base, si le courant dans l'ensemble R_1 , R_2 lui est largement supérieur.

Peut-on diminuer R_1 et R_2 ?

On ne changera rien au fonctionnement du montage si, avec des résistances plus faibles, on constitue un autre pont de base donnant la même tension de 3,3 volts. Prenons par exemple $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$. Le même calcul que précédemment nous donne :

$$v_b = 12 \frac{1,5}{1,5 + 3,9} = 3,3 \text{ volts}$$

On peut s'interroger sur les limites de cette opération. Elles sont dictées... par le bon sens. En effet, nous consommons maintenant, pour alimenter le pont R_1 , R_2 , 2 mA au lieu de 1 mA précédemment. Comme, en France, nous manquons d'énergie... essayons d'avoir une idée plus économique...

Peut-on augmenter R_1 et R_2 ?

Il est évident qu'ainsi nous diminuons la consommation du montage. Le problème consiste à conserver la même valeur de v_b . Nous y parvenons, par exemple, en prenant $R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$. Alors :

$$v_b = 12 \frac{5,6}{5,6 + 15} = 3,3 \text{ volts}$$

Là encore, quelle est la limite ? Nous l'avons suggéré en remarquant que l'influence de i_b , traversant R_1 , n'était

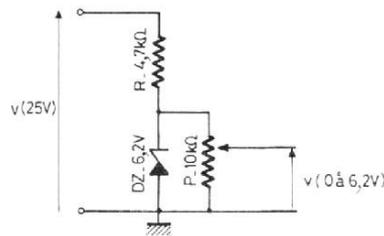


Fig. 2

négligeable que si le courant dans le pont dépasse largement i_b , et soit par exemple au moins 50 fois i_b , ce qui est le cas dans notre dernier exemple.

Pour conclure...

Nous retiendrons que l'essentiel est de conserver la valeur du rapport

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

c'est-à-dire finalement celle du rapport

$$\frac{R_1}{R_2}$$

D'après les éléments pratiques que nous venons d'examiner, on pourra tolérer, par rapport aux valeurs données, de prendre soit la moitié, soit le double : ce qui laisse, reconnaissons-le, une vaste marge de choix...

LA POLARISATION D'UNE DIODE ZENER

Dans la figure 2, on reconnaît le dispositif couramment employé pour fabriquer, à partir d'une tension U susceptible de varier, une autre tension v , variable mais stable. Cet ensemble pourrait être une partie d'une alimentation stabilisée.

Les valeurs numériques indiquées sur la figure, nous serviront de base de départ : nous supposons qu'elles sont indiquées par l'auteur du schéma.

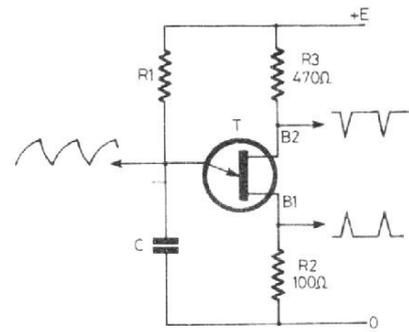


Fig. 3

La diode Zener D_Z de 6,2 volts est un modèle miniature, capable de supporter une puissance maximale de 400 mW. Cette indication nous permet de calculer l'intensité limite tolérable :

$$I_{\max} = \frac{P}{V_Z} = \frac{400 \text{ mW}}{6,2 \text{ V}} \approx 65 \text{ mA}$$

En fait, pour éviter tout échauffement qui pourrait modifier la tension de référence, nous nous limiterons à une valeur nettement inférieure, 10 mA par exemple. Si la valeur moyenne de la tension non stabilisée u est de 25 volts, il reste environ 20 volts aux bornes de R . Pour y faire passer 10 mA, nous devons prendre $R = 2 \text{ k}\Omega$.

À l'autre bout de l'échelle, le courant dans D_Z ne doit pas descendre trop bas, pour éviter d'entrer dans le coude de la caractéristique. On admet généralement que 2 mA est un minimum. Comme il passe 0,6 mA dans le potentiomètre P , l'intensité minimale dans R est voisine de 3 mA. Avec les mêmes hypothèses que précédemment, cela conduit à $R = 7 \text{ k}\Omega$.

Pratiquement, on voit donc que la valeur sélectionnée par l'auteur du montage est une moyenne, mais qu'on obtiendrait un fonctionnement aussi correct avec, pour R , les valeurs : 2,2 k Ω ; 2,7 k Ω ; 3,3 k Ω ; 3,9 k Ω ; 4,7 k Ω ; 5,6 k Ω ; 6,8 k Ω . Ne courons pas chez le détaillant acheter la résistance de 4,7 k Ω !!

LES RÉSISTANCES DE BASE D'UN TRANSISTOR UNIJONCTION

Le générateur de la figure 3 délivre, sur l'émetteur de l'UJT, des tensions en dents de scie. Si on ne désire pas utiliser les impulsions positives ou négatives sur les bases B_1 et B_2 , ce même circuit fonctionnerait fort correctement sans les résistances R_2 et R_3 .

En fait, celles-ci n'ont alors pour but que de stabiliser le montage vis-à-vis des variations de fréquence engendrées par les variations de température. Pour atteindre ce résultat, il faudrait, pour chaque type d'UJT, et pour chaque tension d'alimentation, calculer les valeurs optimales de R_2 et R_3 . L'auteur avoue qu'il ne prend cette peine que si, vraiment, la stabilité en fréquence est un impératif primordial. Sinon, les valeurs du schéma de la figure 3 sont des ordres de grandeur... qu'on respectera à $\pm 50 \%$ près : là aussi, le choix reste large...

B LE REMPLACEMENT DES CONDENSATEURS

La majorité des condensateurs utilisés en électronique, servent à trois emplois principaux : filtrage d'une tension redressée, liaison entre deux étages amplificateurs, décou-

plage d'une résistance d'émetteur (dans le cas, le plus fréquent, du montage en émetteur commun).

Le plus souvent, les condensateurs réservés à ces usages sont de type électrochimique. Deux paramètres les caractérisent alors essentiellement : leur capacité, et la tension de service qu'ils peuvent supporter.

Comme pour les impédances de tous les composants passifs, les capacités des condensateurs sont classées selon une gamme normalisée : $10 \mu\text{F}$; $22 \mu\text{F}$; $47 \mu\text{F}$; $100 \mu\text{F}$, etc. Mais ceci n'implique nullement qu'un condensateur marqué, par exemple, $47 \mu\text{F}$, ait exactement cette capacité. En effet, la tolérance garantie par la majorité des constructeurs est de -50% et $+100\%$. Cela signifie et il importe de ne jamais l'oublier, que la capacité réelle d'un condensateur marqué $47 \mu\text{F}$, peut être comprise entre :

$$47 - 23,5 = 23,5 \mu\text{F}$$

$$\text{et } 47 + 47 = 94 \mu\text{F}$$

On voit dès maintenant que, lors de l'achat d'un tel composant, il est rigoureusement inutile de s'inquiéter si, demandant un « $47 \mu\text{F}$ », on reçoit du détaillant un « $50 \mu\text{F}$ ». Ce sont les mêmes composants, avec un code de marquage différent.

Nous reviendrons plus loin sur la caractéristique « tension de service », à propos des exemples dont nous illustrerons notre étude, comme nous l'avons fait pour les résistances.

LES CONDENSATEURS DE FILTRAGE

On reconnaît, dans la figure 4, l'exemple très classique d'une cellule de redressement double alternance par quatre diodes montées en pont, suivie d'un condensateur de filtrage. Commençons par examiner le problème de la tension que doit supporter ce condensateur.

Si aucun courant n'était consommé dans la charge, que nous avons ici symbolisée par la résistance R , C se chargerait à la tension de crête V_c , soit :

$$V_c = 12 \times \sqrt{2} \approx 17 \text{ volts}$$

Ceci risquant de se produire chaque fois que la sortie de l'alimentation est laissée « en l'air », 17 volts représentent la valeur minimale de la tension de service de C .

Mais il faut également penser aux éventuelles variations de la tension du secteur, qui peuvent atteindre 10% , et se répercutent évidemment sur la tension efficace au secondaire du transformateur. On arrive ainsi à une tension de service de 25 volts.

Compte tenu des normalisations retenues dans les valeurs des tensions de service (15/16 volts, 25 volts, etc.) nous serons conduits à choisir un condensateur supportant 25 volts. Evidemment, une valeur supérieure est sans autre inconvénient que d'augmenter l'encombrement de C ... et son prix.

Choix de la capacité

Dans la figure 5, la courbe pointillée (1) représente la tension qu'on observerait, entre les points A et B de la figure 4, en l'absence de condensateur de filtrage (nous supposons, dans tout ce paragraphe, qu'une charge R consomme un courant d'intensité I à la sortie de l'alimentation).

Un condensateur de capacité C_1 conduit à la courbe (2). Pendant l'intervalle de temps AB , C_1 se charge à travers les diodes. Pendant l'intervalle bc , les diodes n'étant plus conductrices, C_1 se décharge dans la résistance R : la courbe correspondante est une fraction d'exponentielle, dont la vitesse de décroissance est déterminée par la constante de temps RC_1 . Il en résulte que la tension de sortie de l'alimentation n'est pas continue, mais contient une ondulation résiduelle.

Pour la même valeur de R , une augmentation de la capacité de filtrage diminue l'ondulation résiduelle. La courbe (3) correspond au cas d'un condensateur de capacité $C_2 = 2 C_1$. La constante de temps ayant doublé, l'ondulation résiduelle est réduite de moitié.

Pour conclure :

L'auteur d'une réalisation du genre de celle de la figure 4, a, le plus souvent, choisi la valeur de C qui donne l'ondulation résiduelle maximale tolérable pour l'application envisagée. On évitera donc de

descendre au dessous de cette valeur. Par contre, une capacité plus élevée (et respectant la tension de service précédemment calculée), ne peut qu'améliorer les résultats. On voit que, finalement, le seul critère déterminant reste la place dont on dispose pour loger C .

LES CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE

1) Un amplificateur sans condensateur de découplage :

Les résistances R_1 , R_2 et R_4 du circuit de la figure 6, servent à polariser le transistor T , c'est-à-dire à imposer son courant continu de collecteur et d'émetteur, en l'absence de signal alternatif appliqué sur la base. En effet, R_1 et R_2 déterminent la tension continue de base. Comme la différence de potentiel base-émetteur d'un transistor au silicium est toujours voisine de 0,6 volt, la différence de potentiel aux bornes de R_4 est égale à la tension de base, diminuée de 0,6 volt. On impose ainsi le courant dans R_4 , donc dans R_3 .

2) Comportement en alternatif :

Appliquons sur la base, à travers le condensateur C_1 , une tension alternative v_1 , qui n'est autre que le signal à amplifier. A chaque instant, la ddp base-émetteur de T reste voisine de 0,6 volt : on

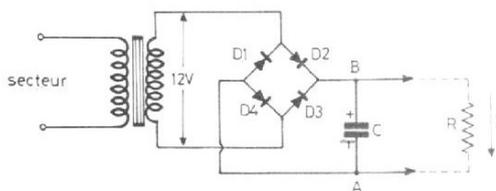


Fig. 4

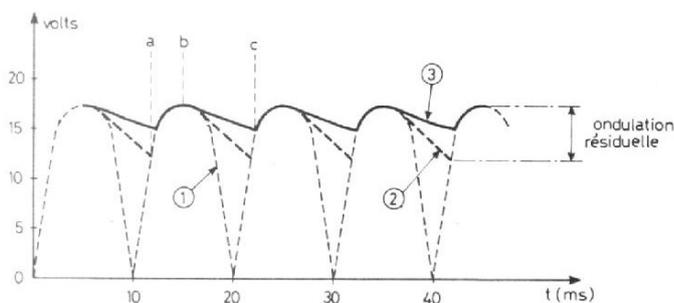


Fig. 5

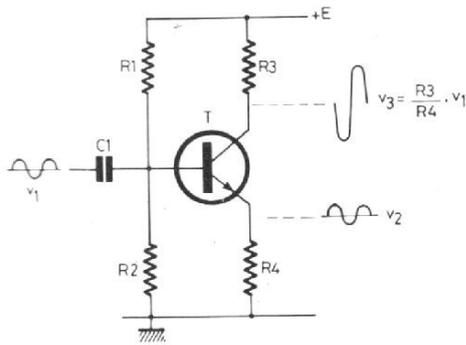


Fig. 6

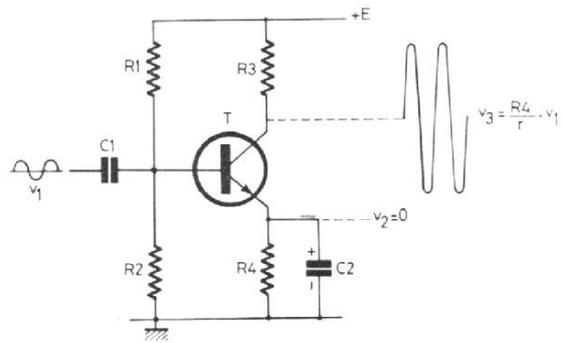


Fig. 7

retrouvera donc, sur l'émetteur du transistor, et aux bornes de R_4 , la même tension alternative que sur la base : $v_2 = v_1$.

Dans ces conditions, puisque le même courant traverse R_3 et R_4 , la tension alternative aux bornes de R_3 , c'est-à-dire sur le collecteur, est :

$$v_3 = \frac{R_3}{R_4} v_2 = \frac{R_3}{R_4} v_1$$

Le gain en tension de l'amplificateur de la figure 6 est égal au rapport

$$\frac{R_3}{R_4}$$

des résistances de collecteur et d'émetteur. Comme ce rapport ne peut être élevé, le gain demeure faible.

3) Rôle du condensateur de découplage :

Branchons aux bornes de R_4 , un condensateur C_2 de forte valeur. En alternatif, son impédance est très faible : nous la considérerons comme nulle. Dans ces conditions, la tension alternative v_2 s'annule aux bornes de R_4 . Tout se passe, du point de vue de l'alternatif, comme si l'émetteur était chargé par une impédance Z_4 nulle (fig. 7).

En appliquant le raisonnement précédent, pour calculer J_3 , nous trouvons :

$$v_3 = \frac{R_3}{Z_4} v_1 = \frac{R_3}{0} v_1 \dots$$

ce qui donne v_3 infini. L'expérience dément évidemment ce calcul.

Effectivement, nous avons négligé la résistance r interne au transistor, et qu'on peut considérer comme placée, elle aussi, dans la connexion d'émetteur. Le gain réellement observé est alors R_3/r . Comme r est faible, ce gain dépasse la valeur

$$\frac{R_3}{R_4}$$

4) Choix du condensateur C_2 :

Tout ce que nous venons de dire, n'est exact que si C_2 peut être assimilé à un court-circuit vis-à-vis de l'alternatif. Or, l'impédance de C_2 , pour une tension sinusoïdale de fréquence f , donc de pulsation $\omega = 2\pi f$, a pour module :

$$Z = \frac{1}{C_2 \omega}$$

Elle augmente quand ω diminue, c'est-à-dire pour les fréquences basses. Ceci explique (nous ne tenons pas compte pour l'instant du condensateur de liaison C_1), que le gain diminue aux fréquences basses, comme le montre la courbe de réponse de la figure 8.

La prévision, par le calcul, de la capacité qu'il convient d'attribuer à C_2 pour obtenir une courbe de réponse imposée, n'est que rarement possible. Elle supposerait, en effet, une connaissance détaillée des caractéristiques internes au transistor. On retiendra donc simplement que, dans un montage donné, une diminu-

tion de la capacité du condensateur de découplage conduit à un rétrécissement de la bande passante : c'est le cas pour C_3 , dans la figure 8. Par contre, on pourra toujours augmenter la valeur de C_2 , ce qui ne peut qu'améliorer la courbe de réponse.

LES CONDENSATEURS DE LIAISON

Ils sont utilisés chaque fois qu'on désire transmettre, sans avoir recours à un transformateur, une composante alternative entre deux points qui ne se trouvent pas au même potentiel continu. Un exemple typique en est fourni par la figure 9, où nous avons supposé que le potentiel continu du collecteur de T_1 , était plus positif que celui de la base de T_2 .

L'ensemble de l'étage construit autour de T_1 , constitué, vis-à-vis de T_2 , un générateur dont nous appellerons Z_1 l'impédance interne. Par ailleurs, l'étage utilisant T_2 se comporte, vis-à-vis de T_1 , comme un récepteur dont l'impédance d'entrée sera notée Z_2 . Finalement, on peut, de façon simplifiée, remplacer le schéma réel de la figure 5 par le schéma équivalent de la figure 10.

Si nous appelons e_1 la force électromotrice du générateur équivalent, v_2 la tension appli-

quée à l'entrée du récepteur, et Z_3 l'impédance du condensateur C_3 , on peut écrire :

$$v_2 = e_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

Comme l'impédance Z_3 augmente quand la fréquence diminue, on peut, là encore, conclure que C_3 est responsable de la limitation de la bande passante vers les fréquences basses.

Sans entrer plus avant dans le détail des calculs, il en résulte que le remplacement de C_3 par une capacité plus faible diminue la largeur de bande. Au contraire, un condensateur de plus forte capacité ne peut qu'améliorer la réponse.

C LE REMPLACEMENT SIMULTANÉ DES RÉSISTANCES ET DES CONDENSATEURS

Nous nous bornerons à un exemple unique destiné à montrer que dans certains cas, et avec des limites que nous préciserons, seule la valeur du produit RC intervient dans le choix d'un ensemble résistance condensateur, ce qui autorise le remplacement de l'un de ces composants, sous réserve de changer également l'autre.

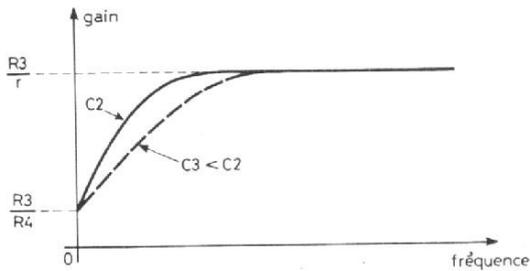


Fig. 8

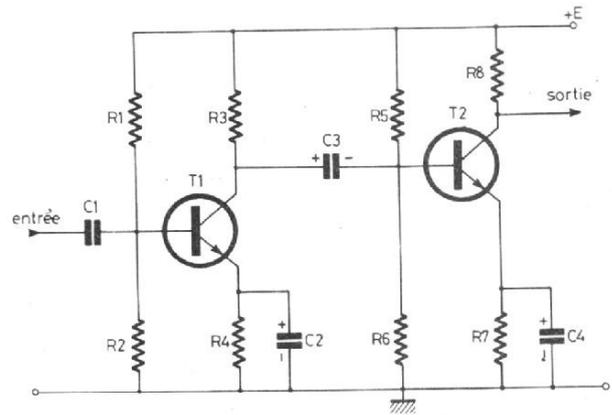


Fig. 9

UN MULTIVIBRATEUR TRÈS CLASSIQUE

On reconnaît, dans la figure 11, le schéma souvent rencontré d'un multivibrateur astable, utilisé pour engendrer des signaux rectangulaires.

Afin de mieux préciser notre exemple, nous supposons que ce multivibrateur est destiné à la réalisation d'un clignotant. L_1 et L_2 sont des ampoules de 12 volts, 20 mA. Les transistors T_1 et T_2 sont supposés posséder tous les deux un gain en courant β au moins égal à 100.

Un calcul, que nous ne développerons pas ici, donne la valeur de la demi période T de ce multivibrateur symétri-

que, en fonction des composants RC :

$$T = 0,7 R_1 C_1 = 0,7 R_2 C_2$$

Avec les valeurs du schéma, on trouve donc la durée d'allumage de chacune des lampes :

$$T = 0,7 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \approx 0,75 \text{ s}$$

On obtiendrait évidemment la même période avec tous les couples RC conduisant à la même constante de temps, soit, par exemple :

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } C_1 = C_2 = 100 \mu\text{F}$$

$$R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } C_1 = C_2 = 22 \mu\text{F, etc.}$$

Une limitation : les conditions de saturation :

Tous les couples de valeurs conduisant à la même constante de temps RC ne sont cependant pas utilisables. En effet, pour que le multivibrateur fonctionne correctement, il faut qu'alternativement les transistors T_1 et T_2 soient conduits à la saturation, et débitent 20 mA dans les ampoules L_1 ou L_2 .

Avec un β de 100, cette condition implique un courant minimal de base :

$$i_b = \frac{i_c}{100} = \frac{20 \text{ mA}}{100} = 0,2 \text{ mA}$$

Comme la tension aux bornes de R_1 ou R_2 est, à la saturation, voisine de 12 volts, les

résistances R_1 et R_2 ne peuvent dépasser :

$$R_{\text{max}} = \frac{12 \text{ volts}}{0,2 \text{ mA}} = 60 \text{ k}\Omega$$

soit en pratique 56 k Ω .

D'autre part, il n'est pas conseillé d'augmenter trop les capacités de C_1 et C_2 , ce qui accroît à la fois le prix et l'encombrement du montage. Pratiquement, on pourra donc s'en tenir aux choix suivants :

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 100 \mu\text{F}$$

$$C_1 = C_2 = 47 \mu\text{F}$$

$$C_1 = C_2 = 22 \mu\text{F}$$

ce qui laisse, tout de même, une large possibilité de remplacement.

R.R.

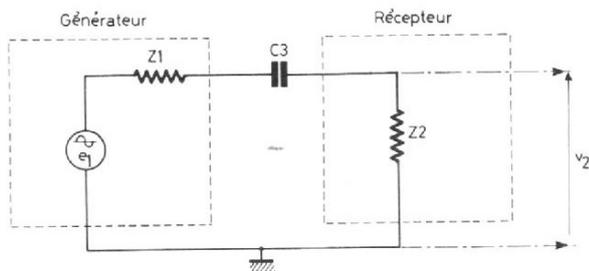


Fig. 10

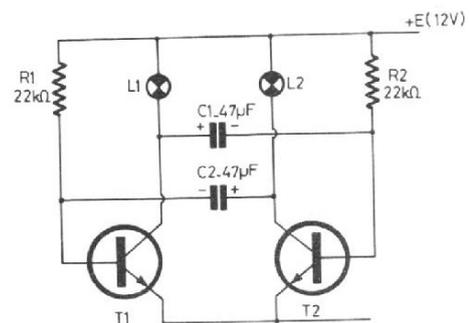


Fig. 11

LE « WRAPPING » ou comment échapper au circuit imprimé dans vos prototypes

QUAND vous réalisez un appareil, sous réserve d'être des fabricants de grosses séries, vous le faites en un seul exemplaire et pour votre plaisir. Ceci s'appelle « un prototype ».

Dans chaque article-réalisation, que nous vous présentons dans le Haut-Parleur, figure un circuit imprimé. Fait important, la technique du circuit imprimé n'est pas accessible à tout le monde, sans oublier que le perchlore est un acide très caustique dont les taches ne pardonnent pas et dont les brûlures sont assez douloureuses. Certains, parmi nos lecteurs, ont accès, sur leur lieu de travail, à des installations leur permettant la fabrication de circuits imprimés sans danger, mais ils sont peu nombreux.

Deux techniques professionnelles, parmi d'autres, vous libéreront complètement du souci du circuit imprimé tout en vous rapprochant beaucoup plus de l'électronique et des circuits eux-mêmes. Ce sont les techniques issues du « wrapping » qu'on appellera en français « technique d'enroulement ».

Nous n'avons pas pu départager, selon leurs avantages

ou leurs désavantages, les deux procédés :

- l'enroulement par pistolet, ou
- l'enroulement par crayon et fil de polyuréthane.

Nous vous laissons donc le soin de les départager vous-mêmes car ces deux techniques sont concurrentes.

ENROULEMENT PAR PISTOLET

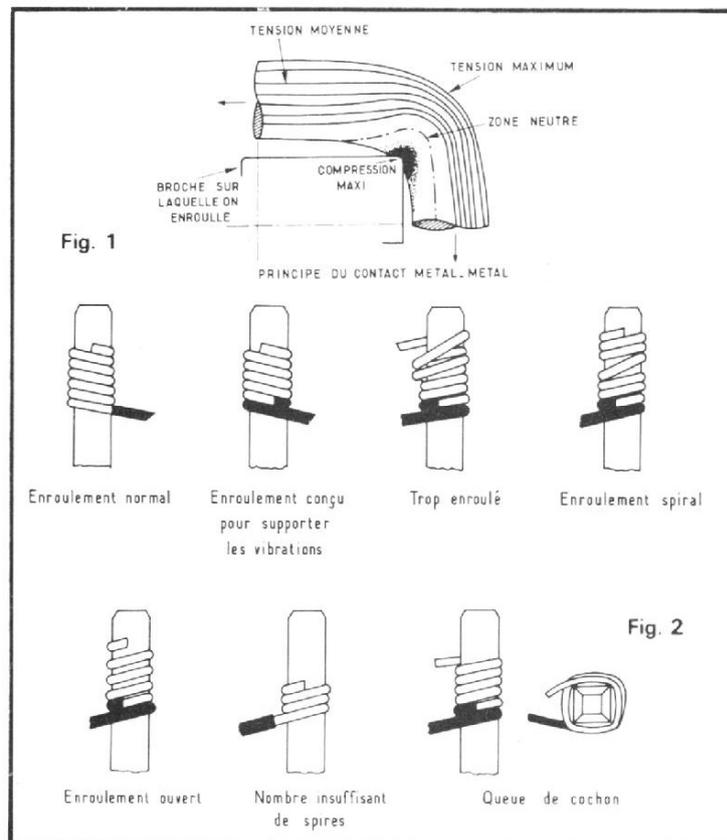
Il présente l'avantage de l'élimination totale du fer à souder. Il n'y a pas de fumée, de décapant ; il n'y a pas non plus de problèmes de chocs thermiques pour les compo-

sants. L'opération est d'une rare propreté, ne nécessitant plus qu'un pistolet-outil spécial et un fil de connexion.

Pour fabriquer un circuit, par cette technique, vous implantez d'abord tous les circuits intégrés, les transistors, les composants passifs sur un support à trous (pas forcément à pastilles métalliques), puis vous réunissez tous les points entre eux, en prenant tous les chemins qui vous conviennent.

La figure 1 vous montre le principe de base qui permet un bon contact électrique au point de connexion. Le décapant de la soudure classique qui permettrait l'élimination de la couche d'oxydes, parfois en s'y substituant, est remplacé ici par une crevasse par compression mécanique de cette couche d'oxydes. Au point maximum de compression, le métal pénètre les fissures dans la pellicule d'oxydes et il se crée un contact atomique métal/métal entre le terminal et le fil enroulé. C'est pourquoi tous les supports des circuits intégrés, prévus pour l'enroulement - Wrapping, ont des terminaux à section carrée.

La technique des bonnes connexions, par enroulement,



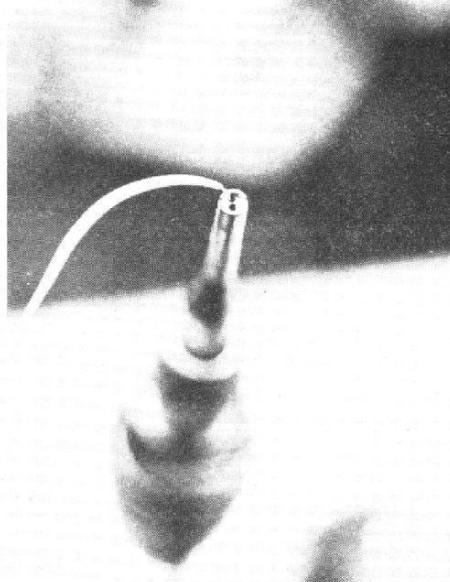


Photo 1

Photo 2

vous est donnée et commentée par la figure 2. On y distingue des enroulements en nombre insuffisant de tours, des enroulements supra-enroulés pour mieux supporter les vibrations et surtout les mauvais enroulements, spiraux ou ouverts, et encore ceux qui utilisent un fil dont le diamètre est trop grand, ne permettant pas une bonne adhérence au picot, l'entourant comme une queue de cochon. Un bon enroulement doit tenir bon, mécaniquement, on ne doit pas pouvoir le défaire en tirant sur le fil.

La photo N° 1 montre la tête du pistolet à enrouler ; en principe, on y trouve deux fentes. Dans le trou central, on introduit le terminal sur lequel on enroule.

Dans l'autre trou (photo N° 2), on introduit le fil dont on a dénudé une portion suffisante.

La photo N° 3 montre comment enrouler. La tête du pistolet, en tournant, va enrouler le fil autour de l'axe que constitue la broche de connexion.

Un pistolet professionnel à enrouler est composé de plusieurs parties (photo N° 4) :

— le corps, contenant le moteur (ce moteur peut tourner : soit par air comprimé, soit alimenté par piles ou par le secteur).

— un dispositif à cran d'arrêt, permettant le positionnement au repos des deux fentes, et

— la tête, proprement dite, contenant les deux trous dont

les diamètres peuvent varier en fonction des fils et des broches de connexion.

Il est facile à comprendre que, pour les circuits très complexes, retrouver deux points de connexion devient une affaire délicate. La forêt des terminaux à enrouler est une vraie jungle dans laquelle on se perd complètement (photo N° 6).

Pour s'y retrouver (photo N° 7), les professionnels de l'enroulement ont dû utiliser la surveillance, par ordinateur et microprocesseur, des opérations à suivre.

La figure 3 illustre une telle installation. Le principe de fonctionnement est le suivant : d'abord, mémoriser les points entre lesquels on va poser un fil de connexion de longueur donnée (cela suppose qu'on a la position de chaque pavé de circuit intégré), les fils de diverses longueurs prennent place dans un support à fils, la ruche qui apparaît en haut, à gauche, sur la figure 3. Chaque longueur

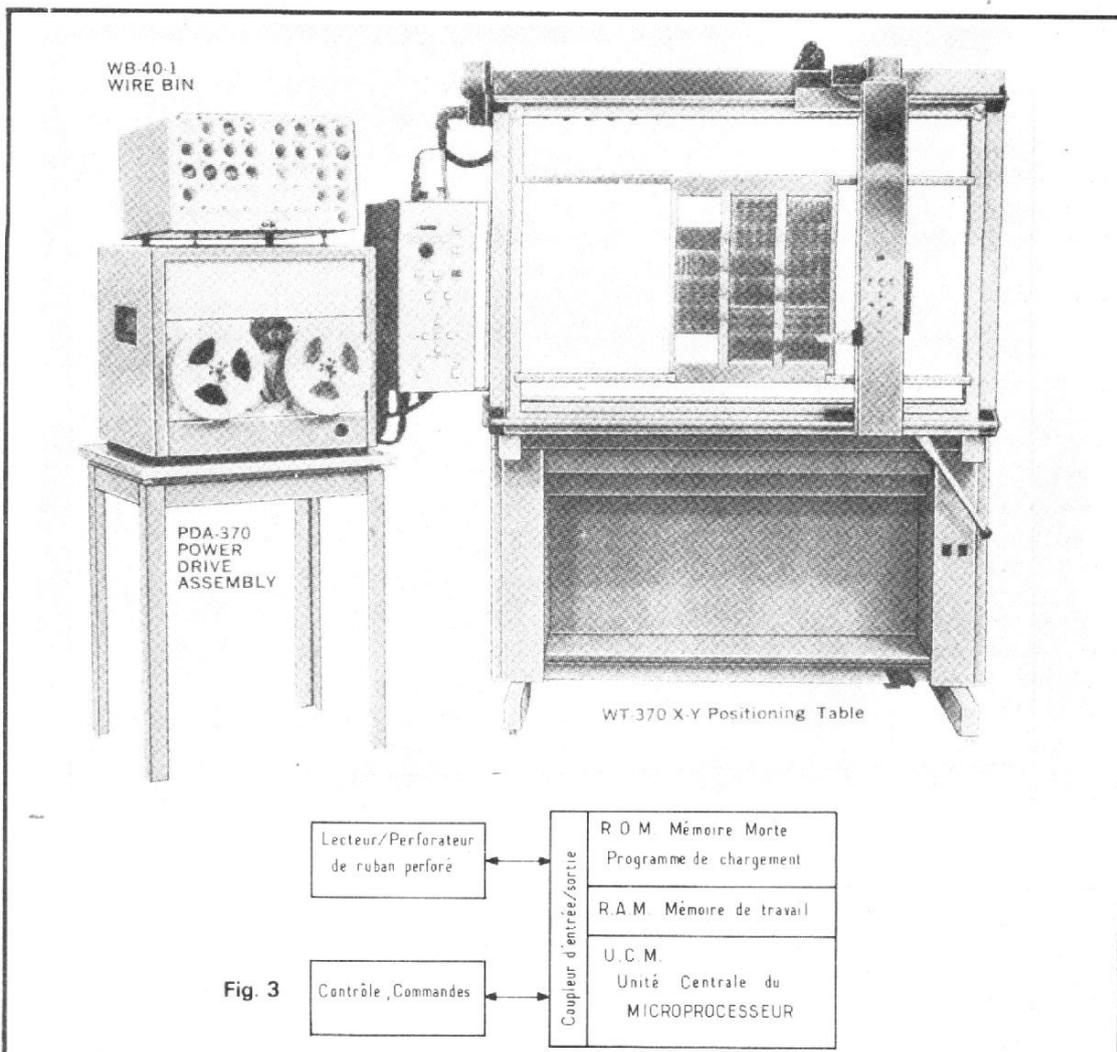


Fig. 3

de fil porte un numéro et se trouve logé dans une alvéole.

Le clou du dispositif est un œillet qui se déplace en X et en Y pour montrer, à l'opératrice, où il faut enrouler (à droite, sur la photo N° 8). Avant de commencer le câblage d'une plaque, on stocke, sur un ruban perforé, la suite des opérations et l'opératrice, par un coup de pédale, se met à questionner la machine. Au premier coup de pédale, un numéro apparaît, sur des afficheurs 7 segments, qui représente le numéro d'alvéole dans lequel elle va aller chercher le premier fil. Les extrémités de ce fil sont pré-dénudées, opération que des machines spéciales exécutent très rapidement ainsi que la coupe de la longueur.

En même temps que l'indication de fil (N° d'alvéole), l'œillet se déplace en X et en Y pour s'arrêter finalement devant un terminal dans lequel l'opératrice, comme le montre la photo N° 9, n'a plus qu'à enrouler le premier bout de fil. Un coup de pédale annonce, à la machine, que la première connexion est faite. Cela lance le microprocesseur à la recherche de la suite des opérations en mémoire et on voit apparaître, sur un affichage lumineux, l'enseigne

« 2° terminal ». Il n'y a pas de fil à chercher. L'œillet se déplace en même temps et s'arrête devant l'autre extrémité à enrouler (photo N° 10). Si la mise en mémoire est bien faite, la longueur du fil que l'opératrice tient est à la bonne mesure. Elle enroule la deuxième extrémité du fil et, ainsi, une connexion entre deux points - impossible à retrouver à l'œil nu - est établie. Au coup de pédale suivant, la machine va afficher un nouveau numéro d'alvéole, elle indiquera la première position et le cycle se répètera.

En cas d'erreur d'enroulement (ce qui n'arrive pas avec les machines automatiques ou semi-automatiques mais qui vous arrivera certainement un jour si vous choisissez cette technique pour vos « bricolages-maison »), il existe un outil à dérouler. La tête de cet outil (photo N° 11) est une fente qui accroche le fil déjà enroulé et, en tournant dans l'autre sens que celui de l'enroulement (photo N° 12), fait sauter le fil.

Résumons les avantages et les désavantages de cette technique :

A l'actif, on trouve la propreté des opérations, le manque total de soudure, la possibilité de faire autant de



Photo 4

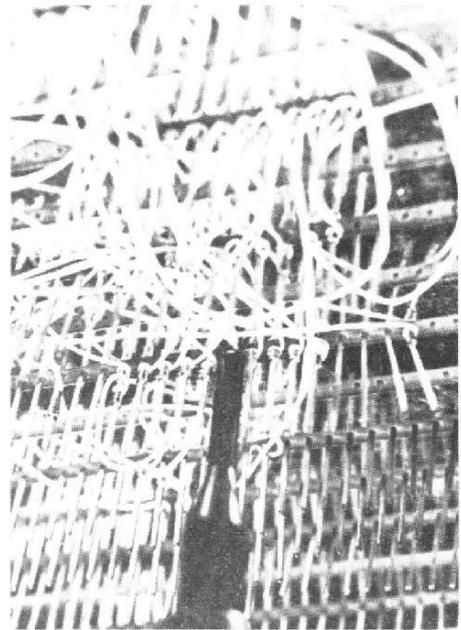


Photo 5

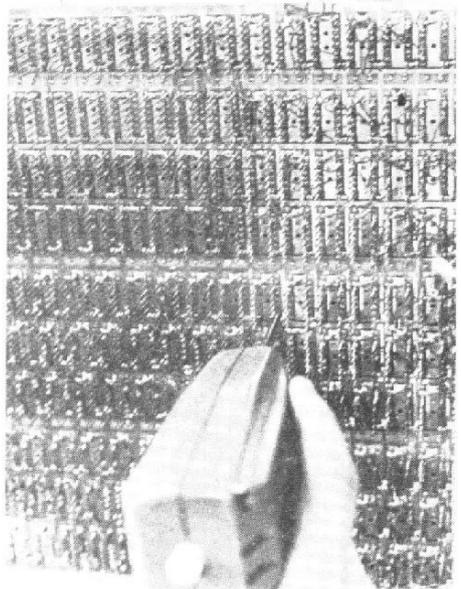


Photo 6

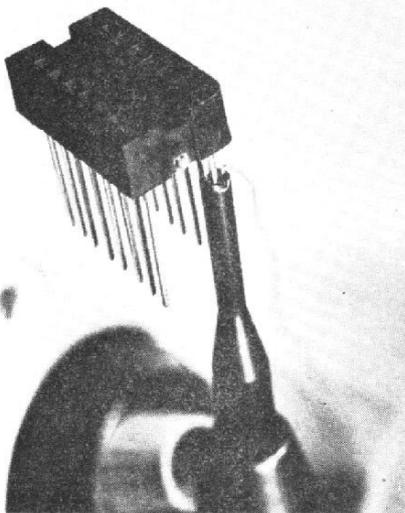


Photo 3

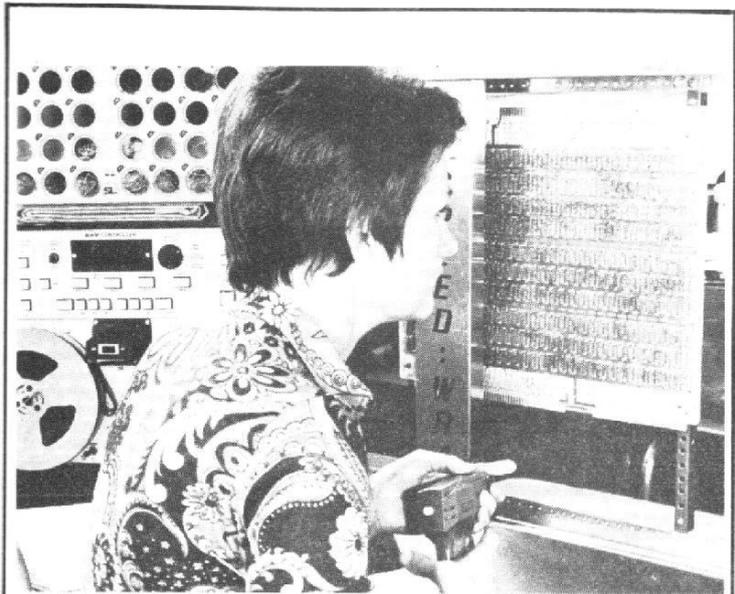


Photo 7

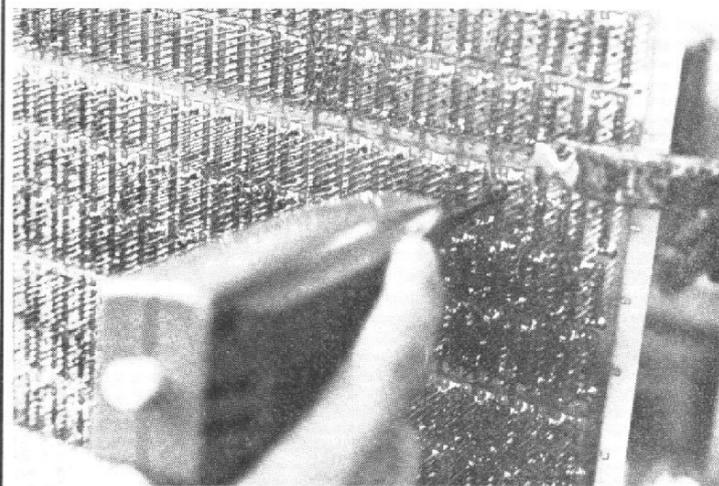


Photo 8



Photo 9

connexions dans un point quelconque, le libre choix et l'intersection - à volonté - des fils de connexions, aucun des casse-têtes topologiques qu'on trouve dans les circuits imprimés simple face, double face, etc.

ENROULEMENT PAR CRAYON ET FIL DE POLYURÉTANE

Nous croyons énormément à cette technique et nous remercions par avance la Société Véro de nous avoir fait parvenir, dans de si brefs délais, un ensemble-kit de composants - qu'elle appelle « Véro Wire » - utiles à ce procédé.

C'est le fil à couper le beurre, mais breveté. L'idée, géniale, est la suivante : au lieu de dénuder les extrémités du fil à enrouler et de découper à chaque fois ce fil à la bonne longueur, il suffit de disposer d'un fil émaillé dont l'émail, mou, puisse partir, permettant la connexion dans des endroits voulus.

Le fil en question (comme le montre la photo N° 15) sort de la tête d'un crayon avec lequel on enroule, manuellement, les diverses connexions.

La photo N° 16 nous montre que ce fil est contenu dans une bobine située à l'autre extrémité du crayon. Il y a plusieurs diamètres de fil ; en l'occurrence, deux, enrobés en émail vert et rouge correspondant à des densités de courant maximales différentes. Les fils fournis permettent des courants de 20 à 100 mA. Pour réaliser un circuit par cette méthode, on dispose (photo 17) d'un ensemble de petits outils pratiques, dont on peut énumérer :

- le crayon proprement dit,
- les bobines de fil,
- un sérieux stock de picots de connexion,
- une pince coupante,
- et, clou du programme, une loupe d'horloger, symbole

d'une électronique qui se veut de plus en plus fine et miniaturisée.

Dans l'actif de cette technique, on va mentionner la rapidité avec laquelle on peut relier, entre elles, les 14 broches du support de la photo N° 3, comparativement aux méthodes d'enroulement classiques.

Nous ne sommes pas obligés de couper des bouts de fil à des longueurs pré-déterminées et, si nous avons une bonne mémoire, nous pouvons câbler complètement un circuit d'un seul coup de crayon. On constate une libération encore plus grande, les trajets pouvant être quelconques, avec autant de superpositions et d'intersections de fil que l'on veut.

Le câblage comporte deux parties :

- la première est l'enroulement proprement dit, avec ou sans coupeur de fil à chaque inter-connexion de point, et
- une deuxième partie qui le rend un peu délicat et qui est la soudure des points de connexion. On a besoin d'un fer assez chaud et de soudure.

Dans le passif de cette technique et c'est surtout une critique à l'adresse de ceux qui ont conçu la brochure explicative, on trouve les conseils d'enroulement direct sur les pattes des circuits intégrés.

Nous vous déconseillons vivement d'en faire autant. Le choc thermique que vous feriez subir à votre pavé de circuit intégré lui serait fatal. On ne peut comparer la quantité de chaleur qu'il recevrait lors d'une soudure directe sur un circuit imprimé, avec la chaleur qu'il reçoit quand on veut fabriquer les contacts par évaporation de l'émail. Le fer doit être bien chaud et on ne doit pas mal insister à chaque broche. En répétant 14 fois l'opération (circuit DIL - 14 pattes), on est sûr de l'avoir tué après la troisième ou la quatrième étape.

Nous vous conseillons donc de ne pas insister 14 fois de suite, sur un même circuit, pour que la chaleur n'ait pas le temps de s'accumuler. Procé-



Photo 10

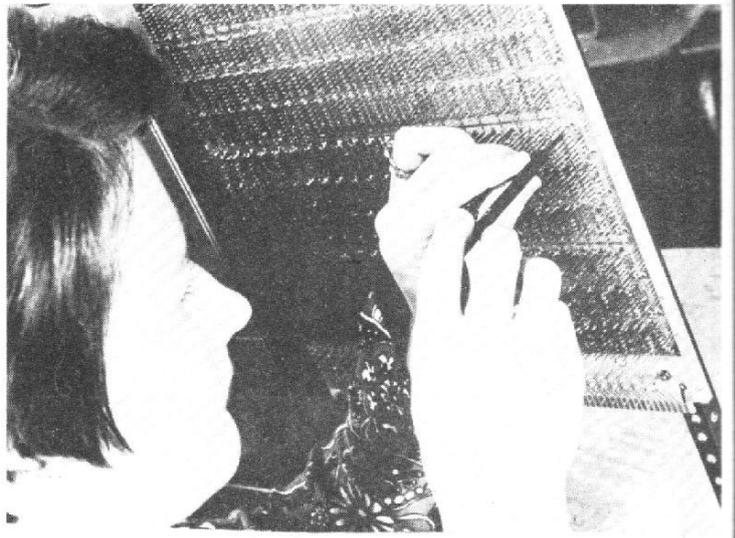


Photo 12



Photo 11

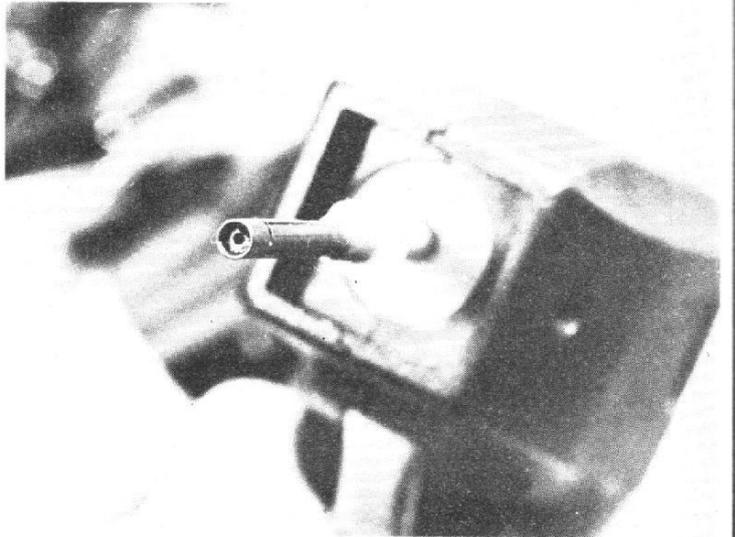


Photo 13



Photo 14

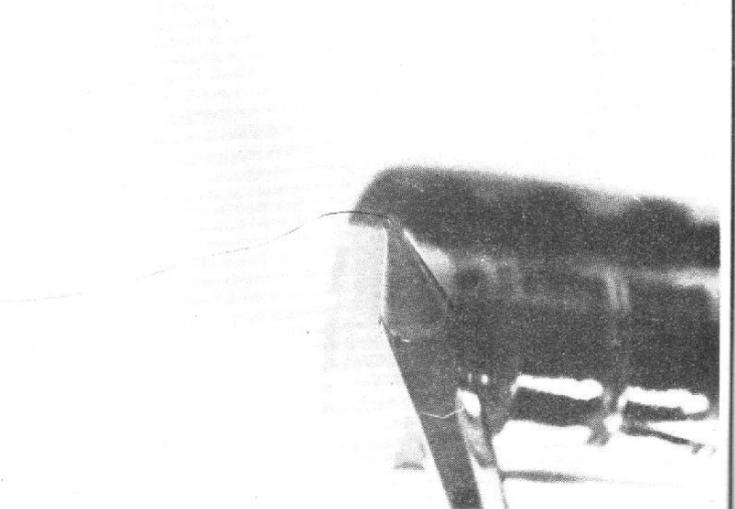


Photo 15

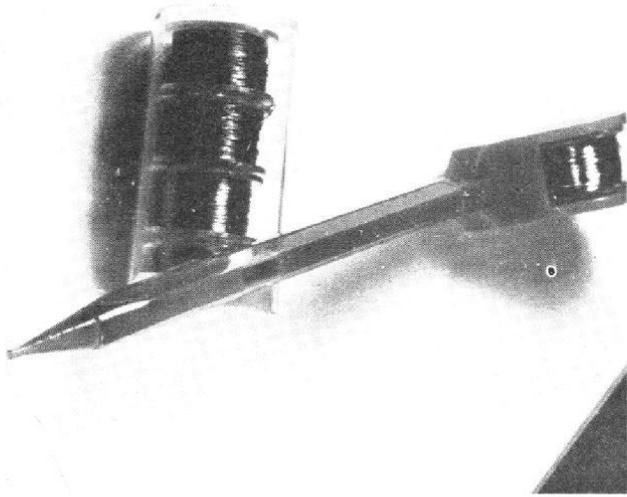


Photo 16



Photo 17

dez plutôt par rotation, soudez une broche à la fois sur chaque circuit intégré, laissez-le refroidir et passez au circuit suivant.

A l'exception de ce choc thermique, cette méthode de câblage est l'une des plus rapides et des plus commodes que l'on connaisse.

Pour nous convaincre de l'efficacité de ces deux techniques, nous avons câblé un microprocesseur en utilisant, en même temps, les deux méthodes (photo N° 18).

Nous avons pris le soin d'utiliser un support à enrouler pour chaque composant,

même si le procédé employant le crayon à fil ne l'exigeait pas nécessairement.

Nos conclusions sont les suivantes :

L'unité centrale est connectée, à la mémoire morte et à la mémoire vive, par les fils blancs, à l'aide d'un pistolet à enrouler. Les circuits de sortie sont câblés à l'aide du crayon.

Notre impression est que la méthode classique du pistolet est beaucoup plus lente, mais plus propre et plus sûre. La rapidité de câblage, avec le crayon, est légèrement diminuée par l'attention toute particulière que l'on doit porter à

ne pas toucher, avec le fer chaud, d'autres points que les broches à souder. Ceci rallonge un peu le temps de la finition, quoique le rapport de temps de câblage, malgré cet inconvénient, soit de l'ordre de 20/1.

CONCLUSION

Nous n'avons pas pu départager les deux procédés. Ils sont concurrents et, à notre avis, se disputeront à part égale les câblages des profes-

sionnels. Nos lecteurs du Haut-Parleur auront à les départager eux-mêmes.

En ce qui nous concerne, nous nous trouverons bien souvent libérés des servitudes que nous imposait le câblage imprimé et nous y laisserons plus de place à l'électronique, aux circuits de principe et à diverses variantes d'une même réalisation qui se trouvaient, trop souvent, lourdement lestés par le circuit imprimé nécessaire à chaque fois.

André DORIS

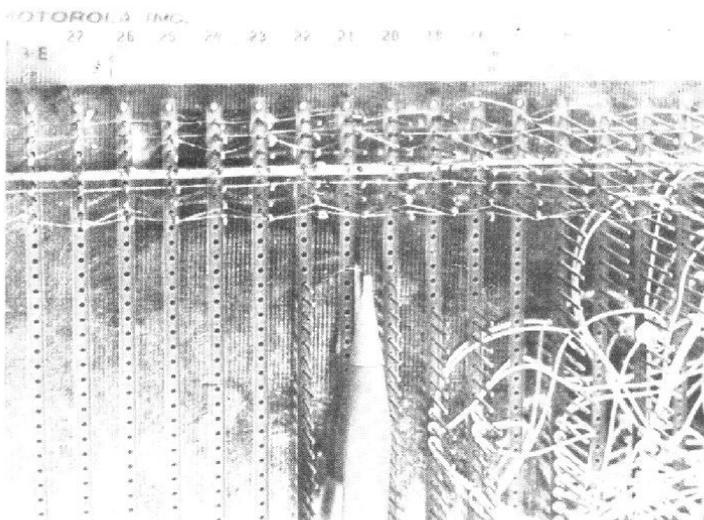


Photo 18

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 9.01 - M. Jean-Claude BOGRAT, 17, rue de l'Abbaye, 78303 POISSY, recherche le schéma du radiorécepteur Pygmy 1750.

RR - 9.02 - M. DELINCE 4000 Liège (Belgique), nous demande où se procurer certains composants en Belgique.

1) Les transistors 2N 917 et 2N 2894 sont des types extrêmement courants et qui existent dans la plupart des grandes marques, lesquelles sont très certainement représentées en Belgique (Texas Instruments, Sescosem, National Semiconductor, ITT, Motorola, etc.).

A toutes fins utiles, voici cependant des types correspondants sous d'autres immatriculations :

2N 917 - 2N 3683, BF 152, BFX 89, 2 SC 252
2N 2894 - BCY 78

2) Le transistor NF 522 est de la firme National Semiconductor. En Belgique : Etablissements Lemaire Rampe Gauloise 1 A 1020 Bruxelles. Téléphone : 02/478 - 48 - 47.

3) Quant aux circuits hybrides HY 5, HY 30 et HY 50, nous supposons qu'ils doivent être également diffusés en Belgique ; mais nous ignorons l'adresse du représentant.

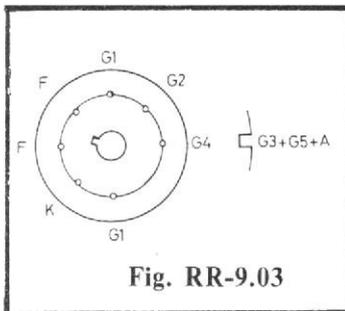
RR - 9.03-F - M. Denis BRUGNON, 77 Dammartin-en-Goele nous demande :

1) L'adresse du fabricant du tube cathodique Mazda type 23 HEP 4 ;

2) Le brochage de ce tube.

1) Adresse demandée : C.I.F.T.E. - S.A., 67, quai Paul-Doumer, 92400 Courbevoie.

Toutefois, nous vous rappelons que cette firme ne livre pas directement aux particuliers ; il faut passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien de votre région.



2) Brochage du tube cathodique 23 HEP 4 : voir figure RR-9.03.

RR - 9.04 - M. Belkacem BELKACEMI ARBA (Algérie) envisage de s'installer comme dépanneur radio et télévision, et nous demande conseil à ce sujet.

Il nous est bien difficile de vous répondre objectivement, car nous ignorons le niveau de votre bagage technique.

Nous nous permettons de vous suggérer la lecture et l'étude des ouvrages suivants :

— Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs ;

— Dépannage des Téléviseurs.

(Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Ces ouvrages vous aideront très certainement pour votre démarrage dans la profession, tant techniquement que commercialement. En outre, ils vous conseilleront également sur les différents appareils de mesure indispensables à acquérir ; ils vous guideront dans les différents procédés de dépannage, etc.

RR - 9.05 - M. Robert DESURMONT, 59 Hem, nous demande quel genre de triac convient-il d'employer dans les montages de réducteurs de vitesse décrits dans le N° 1256, p. 108 à 111.

Des triacs du type ESM 23-600 (en boîtier TO 66) de la Sescosem, susceptibles de laisser passer 6 ampères, conviennent parfaitement.

RR - 9.06 - M. Philippe VIOLEAU, 76 Dieppe, nous demande des renseignements au sujet de l'immatriculation

de divers circuits intégrés et autres semiconducteurs de récupération en sa possession.

1) Il y a plusieurs mois, nous avons répondu à une question similaire et nous disions notamment qu'il ne fallait pas trop se fier aux « racines », aux chiffres communs, que l'on peut retrouver dans diverses immatriculations de circuits intégrés. Certes, parfois, il peut s'agir de circuits intégrés de même type ; mais dans d'autres cas, il peut aussi s'agir de circuits intégrés totalement différents (et notre argumentation était étayée par quelques exemples).

Il va sans dire que tous les techniciens utilisateurs déplorent cette regrettable fantaisie qui règne chez certains fabricants dans l'immatriculation de leurs semiconducteurs et de leurs circuits intégrés en particulier... Une véritable standardisation obligatoire (comme cela avait été fait pour les lampes) serait tout de même facile à mettre en œuvre et à appliquer.

A la suite de nombreuses recherches, mais sous toutes réserves bien entendu, il semble que vos circuits intégrés puissent être rapprochés des types SFC 2741 DC, ou SN 72741 P, ou μ A 741 TC (boîtier DIP 8) ; il s'agirait donc d'amplificateurs opérationnels (« racine » 741) susceptibles de convenir dans tout mon-

tage faisant appel à un tel composant.

2) Par contre, concernant les circuits intégrés ITT cités dans votre lettre, il ne s'agit pas d'immatriculations véritables, mais d'un simple marquage industriel selon un code propre à l'utilisateur auquel ils étaient destinés. Vous pourriez essayer de vous renseigner auprès de SPI-ITT 1, avenue Louis-Pasteur 92223 Bagneux.

3) Caractéristiques du transistor **2N 3415** : NPN silicium ; $P_c \text{ max} = 360 \text{ mW}$; $V_{ce0} = 25 \text{ V}$; $V_{ebo} = 5 \text{ V}$; $I_c \text{ max} = 500 \text{ mA}$; $f_{fe} = 180$ à $f_e = 2 \text{ mA}$.

Pour répondre à votre question se rapportant à ce transistor, disons qu'il présente des caractéristiques supérieures à celles du 2N 2926.

4) Caractéristiques de la diode **1N 3821 A** : diode Zener, 3,3 V (tolérance 5 %), dissipation max = 1 W.

RR - 9.07 - M. Etienne HAYOT, 14, rue Thiers, 55120 Clermont-en-Argonne recherche le schéma et le plan de câblage du téléviseur noir et blanc « Européen 59 ».

RR - 9.08 - M. Marcel TAMET, 3, rue des Verriers, 42100 Saint-Etienne, recherche le schéma du contrôleur UNI 10 de marque est-allemande : VEB Kombinat Mess und Regelungen technick.

RR - 9.09 - M. Jacques BECKER, 57 Hayange, nous demande conseil pour la mise au point de la pédale « wha-wha » décrite dans *Electronique Pratique* N° 1461.

Votre lettre n'est pas très explicite en ce qui concerne les détails du mauvais fonctionnement de cet appareil. Le

schéma de la figure 1, page 29, ne comporte pas d'erreur. Nous vous précisons que la liaison entre le microphone et l'entrée doit être effectuée en fil blindé (blindage relié à la masse). Même remarque en ce qui concerne la sortie de l'appareil et l'entrée de l'amplificateur. En d'autres termes, il importe de bien vérifier que toutes les masses (microphone, pédale wha-wha, amplificateur) soient parfaitement reliées entre elles.

RR - 9.10 - M. Jacques GUIGNOT, 52 Saint-Dizier, nous demande l'équivalence actuelle du transistor **992 T 1**.

Correspondant du transistor **992 T 1** : AC 125.

RR - 9.11 - M. Gérard PAULHAC, 62 Haisnes, nous demande :

1) Conseil pour la mise au point du petit récepteur ondes courtes décrit dans *Electronique Pratique* 1475, page 49.

2) Comment réaliser un coupleur d'antennes TV et FM pour descente en câble coaxial unique.

3) Comment peut-on vérifier un FET avec un contrôleur ?

4) Est-il possible d'utiliser une LED comme témoin en 220 V alternatifs ?

5) Caractéristiques du transistor **2N 3819**.

1) Dans vos explications, le récepteur fonctionne en auto-oscillateur ; c'est ce qui explique les sifflements qu'il provoque sur un récepteur voisin accordé dans la gamme PO. Cela doit provenir du circuit de réaction connecté entre les points A et B qui doit être excessif ; diminuez la capacité de liaison en dévissant le condensateur ajustable de 30 pF.

2) Le schéma d'un coupleur n'est pas compliqué en soi ; c'est sa réalisation pratique qui est délicate et surtout sa mise

au point qui nécessite certains appareils de mesure, générateur, VHF, etc. qui ne sont généralement pas à la disposition de l'amateur.

Il est donc beaucoup plus sage que vous vous rendiez acquéreur d'un coupleur du commerce, dont le prix n'est d'ailleurs pas très élevé.

3) Vérification simple d'un transistor FET : veuillez vous reporter à l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » p. 286 et suivantes (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

4) Bien entendu, on pourrait utiliser une LED comme témoin sur un courant alternatif de 220 V. Il faudrait d'abord redresser ce courant avec une diode, puis intercaler une résistance chutrice de l'ordre de 15 à 20 k Ω . C'est la raison pour laquelle il est beaucoup plus simple d'employer une ampoule miniature au néon.

5) **2N 3819** : FET canal N. Caractéristiques maximales : $P_d = 360 \text{ mW}$; $V_p = 8 \text{ V}$ à $I_d = 0$; $V_{ds} = 15 \text{ V}$; $V_{dss} = 25 \text{ V}$; $V_{gss} = 25 \text{ V}$; $I_g = 10 \text{ mA}$; $G_{fs} = 2$ à 6,5 milliohms.

RR - 9.12-F - M. René DEMASSIEUX, 62 Calais, désire connaître les équivalences et les brochages des transistors suivants : SFT 319, SFT 322, SFT 353 et AC 187.

Equivalences :
SFT 319 - AF 117 ou 127
SFT 322 - AC 128
SFT 353 - AC 132

Brochages : voir figure RR-9.12.

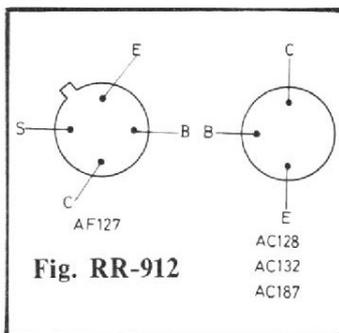


Fig. RR-912

RR - 9.13 - M. Jean FERRIER, 38 Grenoble, nous demande les fréquences de l'émetteur FAV 22 pour s'entraîner à la lecture au son.

Les fréquences de l'émetteur FAV 22 qui transmet des cours de lecture au son sont 3881 kHz et 6825 kHz.

Toutefois, sur « ondes courtes », il existe aussi de nombreux émetteurs radiotélégraphiques que l'on peut écouter et avec lesquels on peut s'entraîner à transcrire les messages émis.

RR - 9.15 - M. Gérard BRUN, 45 Orléans, nous demande notre avis au sujet de la modernisation des récepteurs AME 7 - G et BC 639.

Puisque vous nous demandez d'être franc, nous vous le dirons tout net : les récepteurs AME 7 - G et BC 639 (ou de classes similaires) sont des appareils que l'on peut maintenant considérer comme périmés parce que totalement dépassés par les fabrications actuelles plus sensibles, plus sélectives, et offrant toutes les possibilités de réception des divers modes d'émission.

Le fait qu'à l'écoute des radioamateurs, vous n'entendiez que des « oua-oua » s'explique fort bien. Présentement, neuf amateurs sur dix fonctionnent en SSB (en BLU si vous préférez) et les récepteurs que vous utilisez ne permettent pas la détection de ce type de modulation. Si vous désirez cependant conserver ces récepteurs et les moderniser, veuillez vous reporter à notre article « Pour recevoir la BLU » publié à la page 347 du numéro 1499.

RR - 9.14-F - M. Philippe NOIRARD, 80 Amiens, nous écrit : dans le numéro 1490, par la réponse RR-11.34 - F, vous indiquez le schéma d'un dispositif d'alarme à transistors pour contrôler le niveau d'eau d'un réservoir métallique. Voudriez-vous m'indiquer les modifications à apporter dans le cas d'un réservoir non métallique.

La solution de votre problème est extrêmement simple. Partant du montage de la figure RR-11.34, page 307, du numéro 1490, il suffit de modifier la sonde comme nous vous l'indiquons sur le schéma de la figure RR-9.14 ci-contre.

Cette sonde comporte deux languettes métalliques voisines,

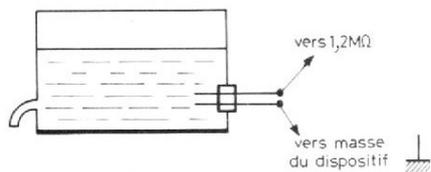


Fig. RR-9.14

isolées l'une de l'autre évidemment, et montées sur le côté du réservoir au niveau choisi. Lorsque le niveau du liquide n'atteint plus les deux languettes, le système se déclenche.

RR - 9.16 - M. Roger DUCARRE, 13 Marseille, possède un téléviseur couleur et observe des bords d'image de diverses couleurs (selon l'emplacement sur l'écran) lorsqu'il s'agit d'une émission en noir et blanc.

Le défaut que vous observez sur votre téléviseur couleur est caractéristique et bien connu. C'est un défaut de **convergence**. Il convient donc d'abord d'ajuster les réglages de convergence statique, et ensuite les réglages de convergence dynamique. Consulter par exemple notre ouvrage « Dépannage, Mise au point,

Amélioration des téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Si, en arrivant tout près des réglages corrects, les potentiomètres sont en butée de fin de course, cela indique tout simplement que la résistance de garde (généralement en série dans le circuit du potentiomètre considéré) a changé de valeur ; il suffit donc alors de remplacer cette résistance pour permettre au potentiomètre de remplir normalement ses fonctions de réglage.

RR - 9.17 - M. Christian RIVIÈRE, 42 Saint-Etienne, nous demande où se procurer

certains transistors équipant un appareil provenant de la firme Heathkit.

Les références des transistors que vous nous indiquez sont des dénominations internes et propres à la société Heathkit correspondant à des références citées dans leur notice de montage. Il ne s'agit donc nullement d'**immatriculation** standardisées ou normalisées.

La firme Heathkit 84, boulevard Saint-Michel, 75006 Paris, devrait pouvoir vous communiquer les correspondances normalisées et courantes de ces transistors sur le marché français (voire vous fournir les transistors d'origine ou des transistors équivalents).

RR - 9.18 - M. Yves ROCHE, 37 Tours nous demande des précisions complémentaires au sujet de notre article sur les enceintes

acoustiques publié à la page 164 du numéro 1478.

Vous avez parfaitement compris le sens de notre article. Toutefois, nous pouvons encore vous apporter les précisions complémentaires suivantes :

1) Les dimensions de l'évent avec tunnel d'accord permettent généralement de réduire le volume de l'enceinte pour une même fréquence de résonance.

2) Ce sont principalement les dimensions globales de l'enceinte qui agissent sur la fréquence de résonance de l'ensemble « enceinte + haut-parleur ».

3) On peut continuer à abaisser la fréquence de résonance par accroissement du volume de l'enceinte et étude de son accord acoustique ;

a) l'accroissement des dimensions va très vite ;

b) on finit cependant par atteindre une limite inférieure que l'on ne peut plus dépasser.

4) Bien entendu, pour un volume donné, on pourrait adopter une foule de valeurs pour les trois dimensions. Néanmoins, il faut toujours essayer de maintenir le **rapport** donné dans le texte entre les trois dimensions (largeur, hauteur, profondeur) d'une façon aussi proche que possible.

5) On emploie souvent des haut-parleurs elliptiques lorsqu'on veut minimiser l'encombrement ; lorsque ce n'est pas le cas, le haut-parleur circulaire est toujours préférable.

6) Il n'est pas nécessaire de cloisonner le haut-parleur « médium ». Quant aux tweeters modernes, l'arrière étant **fermé**, il n'y a donc aucune précaution particulière à prendre également.

7) On peut monter deux boomers, mais il est bien évident qu'il soit alors nécessaire d'accroître les dimensions de l'enceinte en conséquence.

8) Pour terminer, nous vous rappelons la règle générale suivante :

En volume, une enceinte acoustique peut être (ou : est souvent) trop petite ; elle n'est **jamais** trop grande...

RR - 9.19 - M. Fabrice CHAZOT, 30 Aigues-Mortes, sollicite divers renseignements au sujet de la BF.

1) Le montage de la figure 4, page 270 du numéro 1490, peut en effet s'insérer entre préamplificateur et amplificateur ; ce montage et cette intercalation sont simples et se passent de tout commentaire. Toutefois, une impossibilité peut se présenter par un problème d'alimentation ; en effet, le dispositif est alimenté en 9 V (avec + à la masse)... et nous ignorons comment est alimenté votre amplificateur puisque vous ne nous précisez pas de quel montage il s'agit. La solution consisterait à prévoir une alimentation 9 V séparée.

2) En utilisant un haut-parleur de 8Ω sur une sortie prévue pour 4Ω , on devrait perdre théoriquement la moitié de la puissance disponible ; pratiquement, la perte réelle est cependant moindre.

3) Pour le câblage standardisé des fiches et prises DIN, veuillez vous reporter aux numéros suivants du Haut-Parleur : 1201 (p. 60), 1300 (p. 160).

RR - 9.20 - M. Jean-Pierre MARCHAL, 83 Hyères, nous pose diverses questions théoriques se rapportant à la technique des circuits couplés.

Vos questions sortent du cadre normal de notre courrier technique. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à un cours de radio quelconque ; nous vous suggérons, par exemple, le Cours Élémentaire de Radiotechnique (suivi de son tome II appelé Cours Moyen) ; en vente à la Librairie Parisienne de la

Radio, (43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Dans le cas des circuits anti-résonants **couplés**, on ne considère pas la courbe de l'un et la courbe de l'autre. Etant couplés pour la transmission des signaux, ils réagissent l'un sur l'autre, et c'est la courbe de la bande passante **résultante** (ou courbe de sélectivité) que l'on considère et qui importe (effet de filtre de bande). Si vous tenez essentiellement à dissocier primaire et secondaire, sachez que les variations des courants dues aux variations de couplage sont sensiblement semblables, à la différence près que le creux central sur la fréquence d'accord (ou dos de chameau) apparaît un peu plus vite au secondaire qu'au primaire.

RR - 9.21 - M. Marcel CHERVET, 51 Epernay, nous demande :

1) des renseignements sur les atténuateurs ;

2) conseil pour la réalisation d'un calibre 1 V crête à crête pour un oscilloscope.

1) Il existe différents types d'atténuateurs ; les plus répandus sont dits en T pour une liaison asymétrique et en H pour une liaison symétrique. Nous disons bien les plus répandus, car il existe encore beaucoup d'autres dispositions possibles.

De toutes façons, les atténuateurs n'utilisent que des résistances. En conséquence, s'ils sont bien réalisés pratiquement, si les résistances utilisées sont du type à couche de carbone ou à couche métallique (c'est-à-dire **non inductives**), les atténuateurs n'altèrent pas la forme du signal à atténuer, et leur atténuation ne varie pas avec la fréquence.

2) Calibre 1 V crête à crête pour oscilloscope : veuillez vous reporter, soit à notre numéro 1304, p. 204, soit à l'ouvrage Dépannage Mise au point Amélioration des téléviseurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 9.22 - M. Patrick CHARRONDIÈRE, 93 Saint-Denis, demande conseil pour la synchronisation entre un projecteur muet et un magnétophone.

1) Deux dispositifs de synchronisation « projecteur muet et magnétophone » ont été décrits dans les numéros 271 et 318 de Radio Plans.

2) La bonne solution (et la meilleure) est certainement la bande magnétique « couchée » sur le bord du film (donc sans avoir recours à un magnétophone extérieur).

3) Nous sommes bien d'accord avec vous. Construire n'importe quoi à partir d'un bon schéma ou d'un bon kit est à la portée de n'importe qui (à condition encore de savoir faire de bonnes soudures).

Mais il reste toujours les réglages, la mise au point, etc. Et ça, c'est une autre histoire, car il faut nécessairement une certaine dose de technicité et un certain nombre d'appareils de mesure indispensables. Nous supposons que la majorité de nos lecteurs en sont parfaitement conscients.

RR - 9.23 - M. André BONNET, 87 Limoges, nous demande le schéma d'un oscilloscope simple utilisant un tube cathodique de télévision.

1) Nous vous suggérons de vous reporter à notre numéro 1330 (p. 189) dans lequel un montage de ce genre a été publié. Nous attirons votre attention sur une erreur de schéma de la figure 1 qui a été rectifiée par la réponse RR-6.27-F publiée à la page 250 du numéro 1370.

2) Certains tubes préconisés dans ce montage peuvent être remplacés par des lampes plus courantes :

E 91 H par 6 CS 6 ou EH 90 6 211 par ECC 81 ou 12 AT 7 6 463 par ECC 82 ou 12 AU 7

(types de remplacement approchés évidemment).

RR - 9.24 - M. Thomas BLANCHET, 67 Strasbourg, nous demande conseil pour des modifications qu'il souhaiterait apporter à un magnétophone minicassette.

1) Comme nous avons l'occasion de le dire maintes fois dans cette rubrique, si les modifications que vous envisagez pour votre magnétophone minicassette sont possibles théoriquement, elles sont presque certainement impossibles pratiquement. En effet, compte tenu des modifications de câblage et adjonctions qu'il conviendrait d'apporter, il n'est guère pensable d'espérer les exécuter sur un appareil conçu en circuits imprimés.

2) Il est normal que les bandes au dioxyde de chrome soient plus riches en aiguës ; mais cela ne peut pas apporter des dommages aux têtes de lecture.

3) L'inverseur permettant l'emploi, soit des bandes « normales », soit des bandes au CrO₂, agit précisément électroniquement par correction, par modification, de la réponse « amplitude/fréquence ».

RR - 9.25 - M. Maurice BLOIS, 75 Paris, nous demande conseil pour le déparasitage d'une automobile sur laquelle est installé un radiotéléphone.

1) Etes-vous certain d'avoir vraiment tout fait et tout tenté pour déparasiter convenablement votre véhicule vers les fréquences utilisées (27 MHz) par votre radiotéléphone monté à bord ? Etes-vous certain d'avoir employé les dispositifs convenables et spéciaux pour OC et VHF (et plus particulièrement pour la bande 27 MHz) ?

Le cas échéant, veuillez vous reporter à notre ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » à partir de la page 102,

ainsi qu'aux pages 108, 109, 110 traitant plus particulièrement du sujet qui vous concerne (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Certes, il est possible d'envisager l'élaboration d'un dispositif antiparasite (ou « noise blanker ») qui serait installé sur la partie réceptrice du radiotéléphone de bord. Mais pour cela, il nous faudrait tout d'abord le schéma de votre appareil ; ensuite, cette adjonction risque d'être pratiquement très difficile à réaliser du fait de la fabrication sur circuits imprimés de ces appareils (donc peu modifiables).

RR - 9.26 - M. Alain DUMAS, 72 Le Mans, nous demande comment procéder pour obtenir des enregistrements d'une meilleure qualité que ceux qu'il obtient en mettant simplement le microphone du magnétophone devant le haut-parleur.

Il est certain que l'enregistrement fait en plaçant le microphone d'un magnétophone devant le Haut-Parleur d'un radiorécepteur ou d'un téléviseur ne saurait être de qualité.

Il suffit de prélever les signaux BF sur l'appareil au niveau de l'étage de détection (ou sur l'entrée du potentiomètre de volume) en intercalant un condensateur de capacité suffisante.

Les signaux BF sont ensuite appliqués à l'entrée du magnétophone et dosés au niveau convenable ; cette liaison entre appareils doit être effectuée en fil blindé, le blindage étant relié à la masse du récepteur d'une part, et à la masse du magnétophone d'autre part. Naturellement, on peut intercaler des prises mâle et femelle pour pouvoir déconnecter facilement.

RR - 9.27 - M. Jean-Paul ROUSSEL, 03 Vichy, nous demande conseil concernant le groupement de haut-parleurs dans une enceinte acoustique.

1) Dans un groupement de haut-parleurs (avec filtre à 2 ou 3 voies), c'est la puissance du plus faible dont il faut tenir compte. Dans votre cas, le haut-parleur le plus faible étant le médium, puisqu'indiqué pour 20 W, cela veut dire que la puissance de l'amplificateur qui attaquera cet assemblage de haut-parleurs ne devra pas dépasser 20 W.

2) Filtres pour Haut-Parleur (à différents nombres de voies) réalisables par l'amateur : veuillez vous reporter à notre numéro 1433 à partir de la page 228.

Nota : sur le diagramme, figure 5, p. 230, il faut inverser les indications C_H et C_B .

3) Réalisation des enceintes acoustiques : veuillez vous reporter à notre numéro 1478, page 164.

RR - 9.28 - M. Bernard DUPRÉ, 69 Lyon, nous demande des conseils se rapportant aux gradateurs à triac.

1) C'est la première solution que vous envisagez qui est la meilleure, à savoir les gradateurs agissant sur le secteur alimentant les primaires des transformateurs abaisseurs de tension. En effet, les montages gradateurs à triac fonctionnent assez mal sur basse tension (24 ou 12 V) où ils sont assez peu progressifs.

2) Dans le cas d'un variateur électronique sur charge inductive, il suffit d'utiliser des triacs dont la tension directe à l'état bloqué et la tension de retournement (qu'ils puissent supporter) soient très largement suffisantes, et en tout cas nettement supérieures à la tension du secteur (au moins trois fois plus grande).

RR - 9.29 - M. Serge DES-BENOIT, 21 Dijon, nous demande où se procurer un tube cathodique miniature type 913.

Le tube cathodique type 913 (diamètre : 1 pouce) n'est plus fabriqué. Il peut être remplacé par le tube DH 3 - 91 (RTC ou Philips) ou par le tube DG 3 - 12 A (Siemens).

RR - 9.30 - M. Jean-François MOREL, 26 Montélimar, désire installer un « Vu-mètre » à la sortie d'un préamplificateur mélangeur (ou à l'entrée de l'amplificateur proprement dit faisant suite).

Dans votre cas, un montage de « Vu-mètre » ordinaire (galvanomètre simplement précédé d'une diode de redressement), prévu pour une sortie pour haut-parleur, ne convient pas. Il faut nécessairement employer un « Vu-mètre » précédé d'un amplificateur de mesure. Nous vous suggérons de vous reporter à notre article publié dans le numéro 1535 du Haut-Parleur, page 289.

Les montages de « Vu-mètre » proposés conviennent pour tout appareil lors des mesures à bas niveau ; il suffit d'ajuster une fois pour toutes en conséquence le gain de l'amplificateur de mesure du « Vu-mètre ».

RR - 10.01 - L'un de nos lecteurs possède-t-il les caractéristiques détaillées du transistor germanium PNP type MP 939 (Motorola).

Communiquer ces renseignements à M. Berchatsky à l'adresse de la revue qui transmettra. Merci.

RR - 10.02 - M. Alain CAILLARD, 6, rue Gambetta, 92500 Asnières,

recherche le schéma de l'oscilloscope Ribet Desjardins type 267 B.

RR - 10.03 - M. GIRODON, 75012 Paris, nous demande si nous possédons la notice de l'amplificateur Telemark A 40.

Nous vous avons répondu directement à l'adresse indiquée sur votre lettre, et notre réponse nous a été retournée avec la mention « inconnu ».

Nous n'avons malheureusement pas la notice de l'amplificateur Telemark A 40.

Mais il nous apparaît tout à fait anormal que votre fournisseur (Audio-Club) ne puisse pas vous procurer cette notice, ou tout au moins vous expliquer le fonctionnement, le mode d'emploi et les performances de cet appareil. Veuillez donc consulter de nouveau votre vendeur.

RR - 10.04 - M. Denis PAQUIN, 41 Salbris, nous demande les correspondances de certains transistors japonais.

Correspondances des transistors :

2 SC 458 LG : BC 107 A, BC 167 A, BC 118, BC 147 A, BC 207 A, BC 182 A, BC 237 A.
2 SC 968 : pas de renseignements.

2 SC 871 : BC 209, BC 109, BC 169, BC 239, BC 173, BC 184.
2 SC 711 : mêmes équivalents que pour 2 SC 458 LG, mais avec suffixe B.

2 SC 1013 : BD 135, BD 165, TIP 29, BD 233, BD 226.

Comme vous nous le demandez, les premières équivalences citées dans chaque type correspondent à une fabrication Sescosem.

RR - 10.05 - M. Jean-Jacques FABBIERSKI, 62 Béthune, nous demande s'il y

a possibilité d'utiliser un casque à la sortie d'un amplificateur stéréophonique réalisé avec les modules hybrides HY 5 et HY 50.

Evidemment, cela est 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 - 10.06 - M. Bruno BREUILLER, 77 Soupplets, nous demande les correspondances et caractéristiques de différents semiconducteurs.

TR 3015 SA 210 N : thyristor 300 V 22 A ; gâchette 3 V 25 mA.

TD 1001 S : thyristor 100 V, 1 A ; gâchette 5 V 2,5 A.

106 Z 4 : diode Zener 6,3 V ; $I_z = 10$ mA.

Correspondances des transistors :

2 N 527 : AC 153, AC 128, AC 131/30, ASY 48 VI.

2 N 4890 : BCW 80 - 16.

2 N 397 : ASY 27, AC 151 - 1 V.

BC 237 B : BC 107, BC 147, BC 167, BC 237, BC 171, BC 182, BC 113.

2 N 4402 : BCX 76 - 16.

EMETTEUR SSB 144 MHz À VERROUILLAGE DE PHASE

(Suite voir N° 1570)

LE COMPARATEUR DE PHASE

Le rôle du comparateur de phase consiste à confronter le signal provenant du point B du VFO à asservissement de phase avec celui du VFO de référence et de délivrer, quand la fréquence ou la phase des deux signaux n'est pas la même, une tension d'erreur capable d'amener le VCO à l'asservissement.

Le comparateur de phase est l'un des points les plus critiques du TX auquel il faut accorder le maximum de soin.

Le schéma est celui de la figure 4. Les transistors Q_{21} et Q_{22} ont pour fonction la mise en forme des signaux provenant des deux VFO qui ensuite sont appliqués à l'entrée de X_1 , un MC4044P qui constitue le comparateur de phase proprement dit. A la sortie (gate de Q_{23}) on enregistre une série d'impulsions, de

largeur proportionnelle à la différence de phase des entrées. De ces impulsions, par intégration, filtrage et amplification, on obtient la tension d'erreur disponible au point A.

Les composants les plus critiques de l'ensemble du circuit sont les résistances R_{21} et R_{22} , le condensateur C_{21} et la diode zener Z_{21} . Tous ces composants seront ajustés au cours des opérations de tarage de la façon suivante :

Connecter les entrées C et B aux sorties correspondantes des deux VFO ; appliquer en A (circuit de la figure 2), une tension continue variable (voir paragraphe 2) et déconnecter la résistance de $100\text{ k}\Omega$ de la source de Q_{24} . En portant le variable du VFO de référence à mi-course, contrôler à l'oscilloscope que des signaux d'au moins 1 Vpp sont présents sur les collecteurs de Q_{21} et Q_{22} . Brancher ensuite un contrôleur en fonction sur la gamme

10 V, entre la source de Q_{24} et la masse. Ensuite, en augmentant puis en diminuant la tension continue appliquée au point A, on observe, sur le contrôleur, que sur un point déterminé, la tension mesurée varie brusquement d'environ 2 V, en plus ou en moins.

En désignant par V_1 et V_2 les deux lectures, on calcule la moyenne arithmétique de ces deux tensions :

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

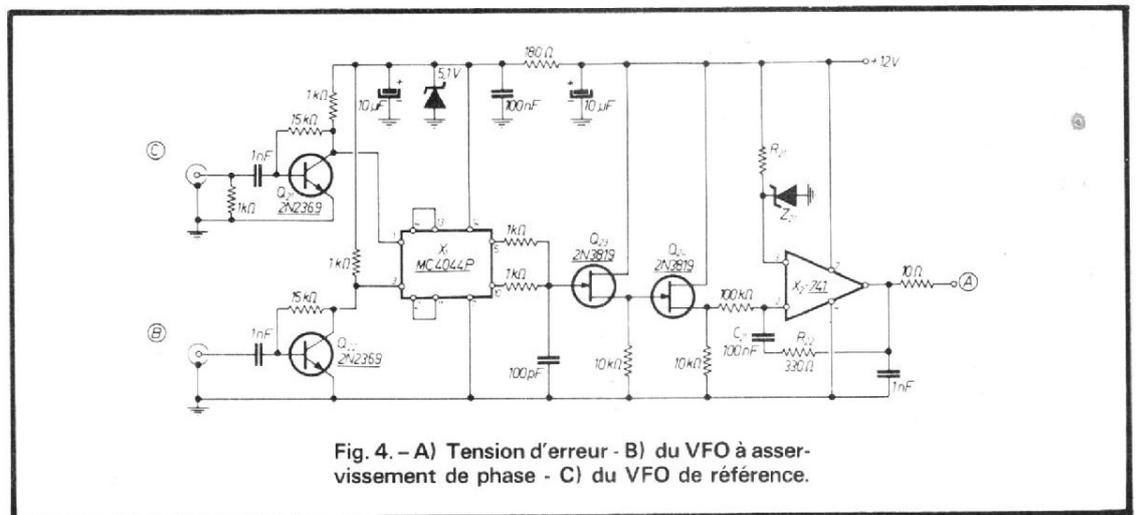


Fig. 4. - A) Tension d'erreur - B) du VFO à asservissement de phase - C) du VFO de référence.

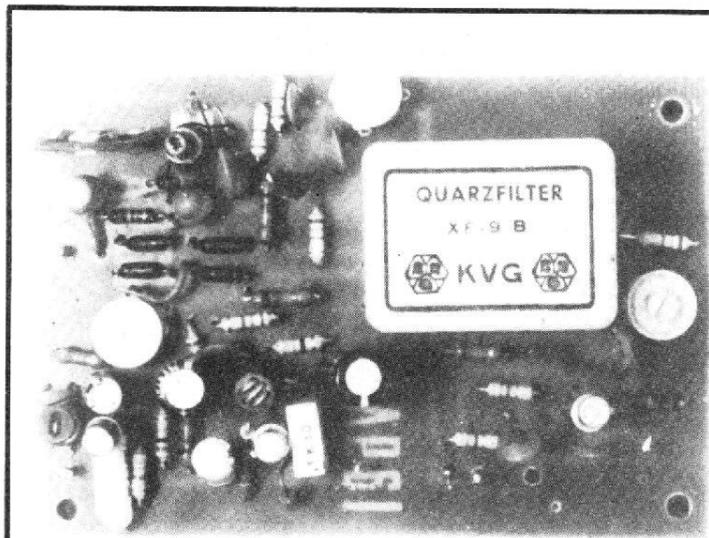


Photo 4. - Exciteur SSB.

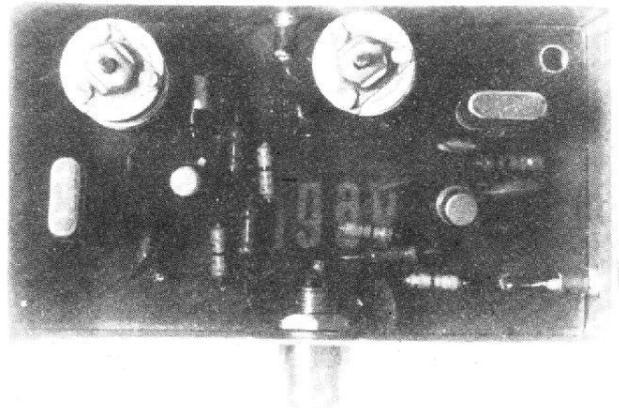


Photo 5. - Oscillateur de porteuse.

Sur notre prototype, la tension V est de 6,2 V.

On connecte alors Z_{21} , une diode zener de 5 V (avec une tolérance de $\pm 0,5$ V) puis, en réglant expérimentalement la résistance R_{21} , on fait en sorte que sur la broche 3 de l'intégré X_2 , on mesure une tension exactement égale à 5 (sur le prototype $R_{21} = 220 \Omega$).

On peut alors connecter la résistance de 100 k Ω à la source de Q_{24} et le point A de la figure 4 au point correspondant de la figure 2, après avoir supprimé la source de tension variable préalablement utilisée. Ainsi le VFO est prêt à fonctionner ; il peut cependant être nécessaire d'effectuer une petite retouche afin d'améliorer le filtrage de la tension d'erreur.

Connecter alors la sonde de

l'oscilloscope à la sortie de l'intégré X_2 et vérifier si le ripple existant est de l'ordre de 10 mV ou moins. Dans le cas contraire, il est nécessaire de modifier expérimentalement la valeur du condensateur C_{21} et de la résistance de contre-réaction R_{22} , afin d'obtenir un tel résultat. Enfin, on branche le contrôleur en correspondance des deux points A, on ferme complètement le variable du VFO de référence et on tourne le noyau de L_1 jusqu'à ce que la tension mesurée ne soit plus que de 6,3 V environ.

Ensuite, on ouvre complètement le variable : le contrôleur doit indiquer 9 V environ. Si au cours de la rotation on perdait l'asservissement (cette situation sera signalée par une brusque augmentation de la tension qui s'élèvera

jusqu'à 12 V), c'est que certains signaux atteignent un niveau inférieur au minimum admis. Il conviendrait donc dans ce cas, de revérifier tous les circuits des figure 2 et 3. Si toutes les tensions sont respectées et que le VFO refuse l'asservissement, il est nécessaire de retoucher au réglage du noyau de L_1 en le tournant lentement de manière à trouver le meilleur point de fonctionnement.

Il est possible de procéder à un dernier contrôle de la manière suivante : en mesurant la fréquence de sortie, avec évidemment le VFO asservi, et en tournant le noyau de L_1 , on ne devra enregistrer aucune variation de la mesure, ce qui constitue la preuve que, malgré les variations de fréquences imposées

par la rotation du noyau, la tension d'erreur varie en sens inverse de manière à maintenir stable l'oscillation.

Les substitutions possibles sont les suivantes : Q_{21} Q_{22} : 2N2369, 2N709, 2N914, Q_{23} , Q_{24} : 2N3819, BF245.

L'intégré μA 741 peut être remplacé par un autre opérationnel, par exemple 709, 748, LM301, LM307. Dans ce cas cependant, il sera nécessaire d'insérer, pour chaque intégré, une ligne RC de compensation en fréquence, qui varie d'un cas à un autre, et que l'on pourra déterminer en fonction des données caractéristiques fournies par le fabricant.

L'EXCITEUR SSB

L'exciteur SSB possède un circuit traditionnel, tout à fait semblable à ceux publiés par ailleurs. Pour cette raison, nous ne nous attarderons sur sa description, mais donnerons seulement quelques précisions sur ses particularités et sa mise au point (fig. 5).

Le circuit, avec un fet préamplificateur source-follower, est adapté aux microphones à haute impédance, mais un modèle dynamique peut également être utilisé avec profit.

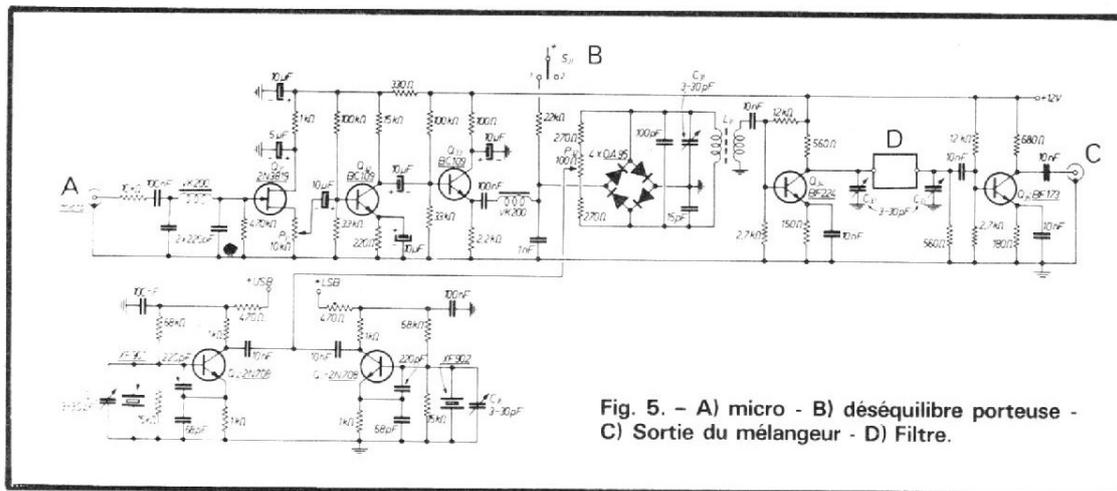


Fig. 5. - A) micro - B) déséquilibre porteuse - C) Sortie du mélangeur - D) Filtre.

Un filtre passe-bas évite d'éventuelles rentrées HF captées par l'entrée à haute impédance. Le transistor fet est suivi de deux autres étages préamplificateurs, le second étant relié au modulateur à anneau dans lequel s'effectue la formation du signal SSB, à partir de la BF et de la porteuse HF à 9 MHz. Après le modulateur à anneau, on trouve un étage adaptateur d'impédance Q_{34} , le filtre à quartz pour la suppression de la bande latérale indésirée, et enfin, un étage amplificateur apériodique, Q_{35} , qui applique le signal SSB à la sortie.

La mise au point du circuit s'effectue de la manière suivante :

1) Court-circuiter à la masse le curseur de P_{31} et appliquer ensuite la tension à l'un des deux oscillateurs de porteuse. Avec S_{31} en position 1 (porteuse déséquilibrée), régler le noyau de L_{31} de manière à obtenir la lecture maximale sur le voltmètre électronique connecté à la sortie de l'oscillateur.

2) Porter S_{31} en position 2 et régler alternativement C_{31} et P_{32} , de manière à obtenir la lecture minimale sur le voltmètre.

3) Connecter un oscilloscope à la sortie et, en parlant devant le microphone, régler P_{31} de manière à avoir le maximum de sortie, sans que l'on constate d'écrtage sur les points de modulation.

4) Régler alors les condensateurs C_{34} , C_{35} , C_{32} et C_{33} , en passant alternativement d'une bande latérale à l'autre, et si possible, en écoutant dans un casque avec un récepteur qui couvre les 9 MHz : il est évident que ces condensateurs seront réglés pour la meilleure modulation. De toute façon, ce réglage pourra être effectué en cours de trafic suivant les reports des correspondants. Etant donné que l'émetteur est exclusivement conçu pour le 144 MHz, on pourra à la rigueur n'utiliser que le seul quartz pour USB (8 998,5 MHz).

Comme cependant l'exci-

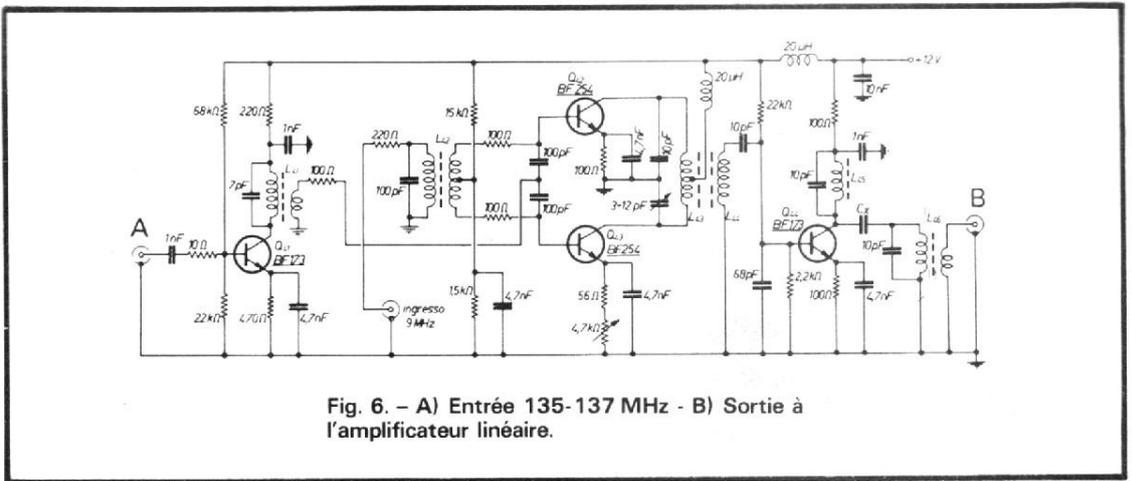


Fig. 6. - A) Entrée 135-137 MHz - B) Sortie à l'amplificateur linéaire.

teur peut être utilisé pour d'autres bandes sur d'autres TX, nous avons pensé qu'il était opportun de le présenter sous une forme complète.

Caractéristiques de L_{31} . Primaire : 15 spires de fil de cuivre émaillé \varnothing 0,3 mm sur support \varnothing 5 mm avec noyau. Secondaire : 4 spires au centre.

LE MÉLANGEUR ÉQUILIBRÉ

Après l'obtention des deux signaux à 9 et 135 MHz, il s'agit maintenant de les mélanger et de sélectionner la résultante de leur somme 144 MHz. On peut se demander pourquoi un mélangeur équilibré est-il nécessaire alors qu'un simple mélangeur d'un MOSFET ferait l'affaire.

Pour expliquer les raisons de ce choix, il est nécessaire d'observer que la fréquence résultante de 144 MHz et celle de 135 MHz sont relative-

ment voisines et qu'un filtre de sortie destiné à éliminer le risque des résidus à 135 MHz n'atteignent les étages suivants serait assez complexe. Pour résoudre ce problème, le meilleur système est précisément le mélangeur équilibré qui, par sa nature même, atténue la fréquence auxiliaire et simplifie le filtrage.

En examinant le circuit de la figure 6, on constate que le signal à 135 MHz provenant du VFO à asservissement de phase à un niveau assez bas est amplifié par Q_{41} , puis appliqué sur les bases de Q_{42} et Q_{43} au moyen de deux condensateurs de 100 pF. On remarque que ce signal est appliqué en phase sur les deux bases et qu'en conséquence, on retrouve donc sur les collecteurs, deux signaux à 135 MHz, toujours en phase, qui circulent dans la bobine L_{43} en sens inverse, s'annulent réciproquement.

Le signal SSB à 9 MHz, au contraire, à travers le transformateur L_{42} est appliqué en opposition de phase aux bases

de Q_{42} et Q_{43} et en conséquence, par battement avec le 135 MHz, donne naissance, sur les collecteurs, à deux signaux à 144 MHz, également en opposition, qui s'additionnent dans L_{43} , pour les raisons déjà exposées. De L_{43} , le signal qui en résulte passe par induction à L_{44} , est amplifié puis filtré dans un double passe-bande et dirigé sur la sortie. Le condensateur de couplage C_x est constitué de deux fils de cuivre de 0,3 mm de diamètre à isolement plastique, de 5 cm de longueur initiale, entortillés entre eux.

Le tarage du mélangeur s'effectue de la manière suivante : on connecte aux entrées correspondantes les câbles provenant du VFO réglé sur 136 MHz et de l'excitateur, et à la sortie, la sonde détectrice du voltmètre électronique. Le commutateur S_{31} de l'excitateur sera placé sur la position 1. En tournant le noyau de L_{41} , on devra percevoir une indication sur l'instrument. Dans le cas contraire, placer la sonde après la résistance de 100 Ω connectée au link de L_{41} et régler le noyau de cette bobine pour la lecture maximale. Ensuite, porter la sonde sur la base de Q_{44} et tarer encore pour le maximum, L_{43} et L_{44} . Régler enfin les noyaux de L_{45} et L_{46} , toujours pour la lecture maximale avec la sonde connectée à la sortie.

Le tarage est alors réalisé grossièrement ; on fignera ensuite avec un peu de patience. Tout d'abord, on

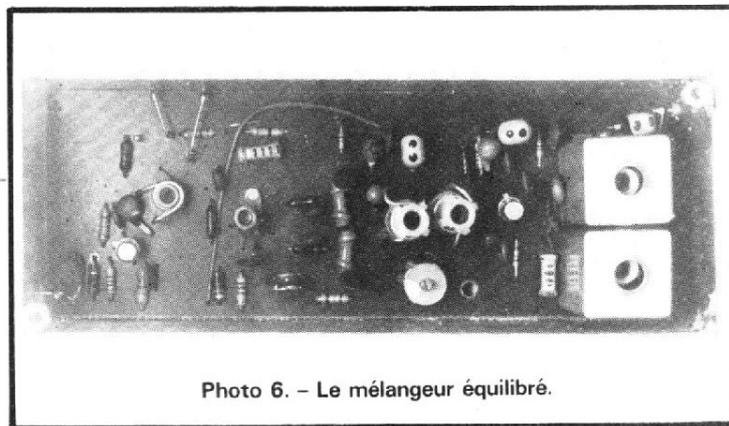


Photo 6. - Le mélangeur équilibré.

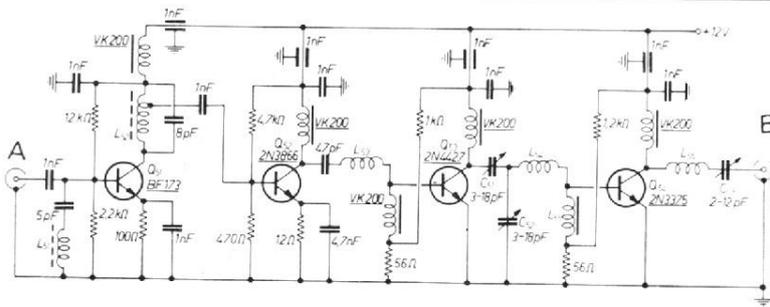


Fig. 7. - A) Entrée 144-146 MHz - B) Antenne.

réduira le résidu à 135 MHz : avec la sonde connectée à la sortie et en supprimant la connexion avec l'excitateur, on règle alternativement P_{41} et C_{41} à la lecture minimale. On rebranche ensuite l'excitateur et en faisant varier la fréquence du VFO de 135 à 137 MHz. On tourne délicatement les noyaux de L_{43} et L_{44} pour maintenir la sortie aussi constante que possible sur 2 MHz. On passe ensuite au filtre final. Couper par section de 2 mm les fils qui constituent C_x jusqu'à l'obtention de la lecture maximale sur l'instrument, après quoi on règle encore L_{45} et L_{46} pour l'obtention du signal le plus constant sur 2 MHz. Nous tenons à souligner l'importance de cette opération qu'il sera nécessaire de répéter plusieurs fois. Comme on a pu le constater, rien n'a encore été dit sur le tarage de L_{42} . Ce transformateur est en effet très chargé par les impédances d'entrée des deux transistors du mélangeur équilibré, et ainsi ne présente pas de point d'accord précis. On enregistrera seulement des variations imperceptibles suivant la position du noyau.

Terminons la description du circuit en donnant encore la liste des équivalences des transistors : Q_{41} : BF173, BF167 ; Q_{42} , Q_{43} : BF254, BF173 ; Q_{44} : BF173, BF224.

CARACTÉRISTIQUES DES BOBINES :

L_{41} : 4 spires et demi, fil argenté \varnothing 1 mm sur support \varnothing 5 mm avec noyau ; link 1 spire sur côté froid.

L_{42} : 30 spires de fil émaillé \varnothing 0,3 mm sur support \varnothing 5 mm avec noyau ; secondaire 5 + 5 spires au centre, même fil.

L_{43} : 4 spires et demi, fil argenté \varnothing 1 mm sur support \varnothing 6 mm avec noyau, espacement entre spires 1 mm ; prise au centre.

L_{44} : identique à L_{43} , sans prise.

L_{45} : identique à L_{44} .

L_{46} : identique à L_{44} ; link 1 spire du côté froid.

L'AMPLIFICATEUR LINÉAIRE

L'amplificateur linéaire a pour rôle d'élever le niveau de puissance du signal à

144 MHz sans introduire de distorsions. Le schéma de la figure 7 montre qu'il comporte quatre étages.

Le premier étage, Q_{51} , est polarisé en classe A et ne doit donc pas comporter de problème en ce qui concerne la linéarité. De plus comme il fonctionne à faible niveau, il n'y en a pas davantage en ce qui concerne la polarisation. Le second étage fonctionne en classe AB, très voisine de la classe A. Sa température de fonctionnement se maintient pratiquement égale à celle du milieu extérieur si on prend la précaution de munir Q_{52} d'un petit radiateur à ailettes. Là encore, il ne doit pas y avoir de problème de polarisation. Les difficultés commencent avec le troisième étage. La puis-

sance atteint déjà plusieurs centaines de milliwatts et les valeurs de polarisation commencent à être critiques. Pour obtenir une bonne linéarité, il n'est pas possible de porter le transistor à l'état de blocage, mais il est nécessaire de faire circuler un faible courant de repos, même en absence de signal. D'autre part, ce courant ne peut être très élevé pour éviter les phénomènes d'instabilité ou d'avalanche du transistor. Il est donc nécessaire de choisir un compromis qui se traduit par un courant de collecteur au repos, de l'ordre de 4 à 6 mA. Pour bien adapter la valeur de la résistance de base, nous conseillons de remplacer la résistance fixe de 1 k Ω par un trimmer de même valeur en série avec une résistance de 470 Ω .

Avec un milliampèremètre disposé en série avec le collecteur de Q_{53} on règle le trimmer de manière qu'en absence de signal d'entrée, le courant soit de 4 à 5 mA, puis on remplace l'ensemble trimmer-résistance par une résistance unique de même valeur. Le même raisonnement s'applique au transistor final Q_{54} . Dans ce cas, il sera encore nécessaire de déterminer expérimentale-

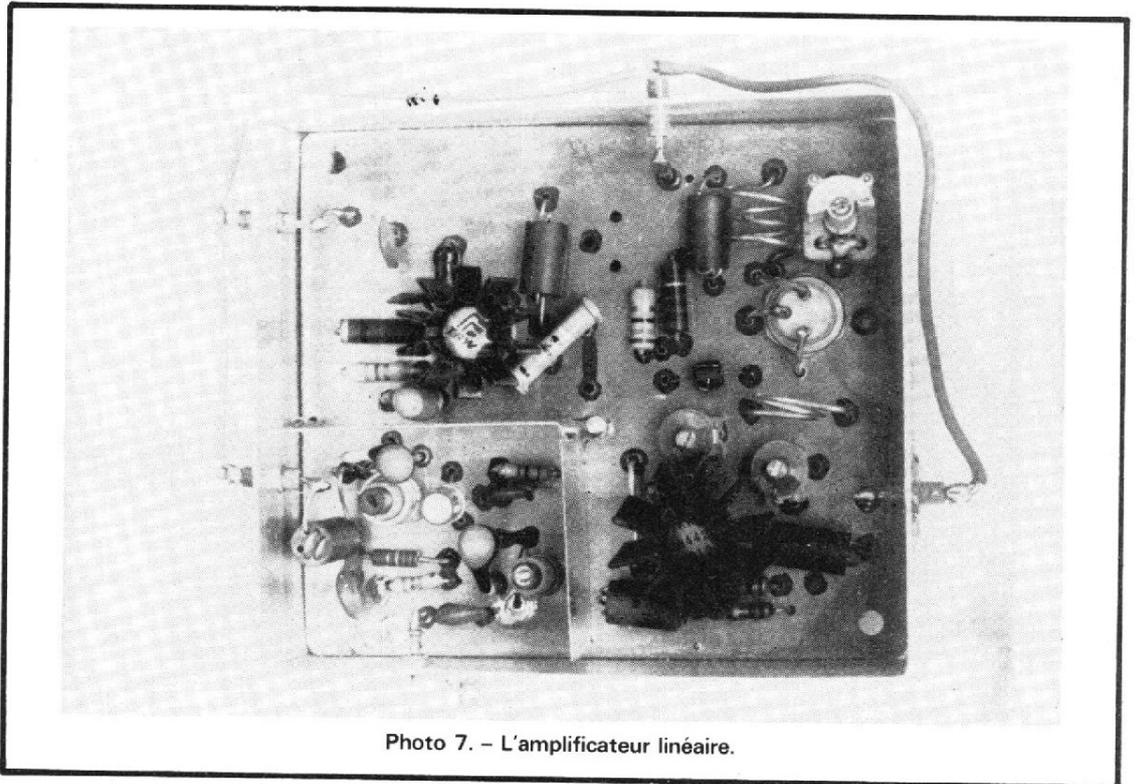


Photo 7. - L'amplificateur linéaire.

ment la valeur de la résistance de polarisation de base de $1,2\text{ k}\Omega$ de manière à obtenir un courant de collecteur au repos de 5 à 7 mA.

Malgré sa simplicité, l'amplificateur linéaire peut donner lieu à quelques ennuis en raison des possibilités d'auto-oscillations. Comme on peut le voir sur la photographie, le prototype a été réalisé sur circuit imprimé à double face.

Il convient de blinder complètement le premier étage et d'alimenter séparément tous les transistors, à travers les selfs de choc VK200 et des condensateurs by-pass de 1 nF.

Pour ce qui concerne les transistors, nous déconseillons le remplacement du BF173, du 2N3866 et du 2N4427 par un modèle correspondant. Sur le schéma et sur la photographie apparaît l'étage final 2N3375 avec lequel il a été possible d'atteindre une puissance de 3 W pap.

L'utilisation du BFS22A de Philips a permis de dépasser les 5 W, avec une excellente linéarité et un bon rendement. De plus ce composant comporte une protection contre d'éventuels désaccords de charge. C'est donc ce dernier transistor que nous conseillons d'utiliser en le munissant d'un bon refroidisseur à ailettes.

CARACTÉRISTIQUES DES BOBINES :

L_{51} : 5 spires de fil de cuivre émaillé $\varnothing 0,5\text{ mm}$ jointives sur un support de $\varnothing 5\text{ mm}$ avec noyau.

L_{52} : 5 spires de fil argenté $\varnothing 1\text{ mm}$, espacées sur un support $\varnothing 5\text{ mm}$ avec noyau.

L_{53} : section de fil rigide $\varnothing 1\text{ mm}$ argenté, longueur de 1,5 cm.

L_{54} : 1 spire de fil argenté $\varnothing 1\text{ mm}$ en l'air, \varnothing interne 8 mm.

L_{55} : 3 spires de fil émaillé $\varnothing 0,3\text{ mm}$ enroulée autour d'une perle de ferrite.

L_{56} : 3 spires de fil argenté $\varnothing 1\text{ mm}$ en l'air, \varnothing interne 8 mm.

MISE AU POINT FINALE

Lorsque les différents châssis ont été réalisés et réglés séparément selon les instructions précédentes, il convient de les associer et de régler l'étage final pour en tirer le maximum.

A la place de l'antenne, on connecte un wattmètre doté d'une charge fictive, ou bien un ROS-mètre fermé sur une charge de $50\ \Omega$ pouvant supporter une dizaine de watts (évidemment le ROS-mètre sera connecté sur onde directe). Ensuite, on porte le commutateur S_{31} en position 1. Si tous les réglages ont été effectués correctement, en tournant le noyau de L_{52} , à un point donné, le wattmètre devra commencer à accuser une déviation. Dans le cas contraire, revoir le tarage des étages précédents. Régler L_{52} pour la puissance de sortie maximale, puis C_{51} , C_{52} et C_{53} .

En portant S_{31} en position 2, la puissance de sortie doit tomber à zéro. S'il n'en est pas ainsi, deux hypothèses sont à envisager. Ou il existe un résidu à 135 MHz que l'on pourra annuler en tournant le noyau de L_{51} , ou bien quelque étage auto-oscille et il est nécessaire de revoir toute la chaîne et le blindage de manière à éliminer la cause.

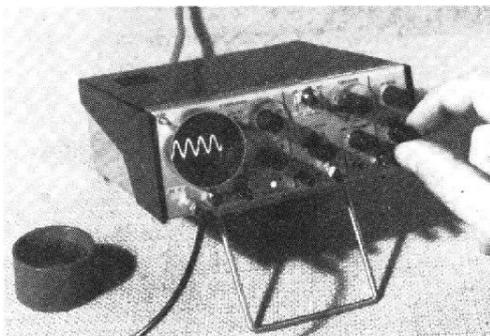
On reporte ensuite S_{31} en position 1 et on répète le tarage du linéaire une ou deux fois, toujours pour l'obtention de la sortie maximale. Ensuite, on fait varier la fréquence de sortie de 144 à 146 MHz : étant donné que l'amplificateur linéaire possède une bande passante assez large, on ne devrait pratiquement relever aucune variation de la puissance de sortie.

D'après une réalisation de I4YAF. Adaptation de F3RH avec l'aimable autorisation de CQ electronica 6-76.

NOUVEAUTES ...

OSCILLOSCOPE DE « POCHE »

I.T.T. B 1010



SA taille : 137 x 196 x 64 mm ; c'est le dernier oscilloscope miniature de la Diffusion Instrumentation I.T.T.

Ce « micro-oscilloscope » de type professionnel ne pèse que 1,8 kg ; il est donc facilement transportable, le constructeur ayant prévu une sacoche anti-choc avec bandoulière permettant de libérer les mains de l'utilisateur lors des travaux malaisés. Il fonctionne sur batterie 12 V ou sur secteur. Ses batteries internes lui assurent une autonomie de 3 heures et se rechargent automatiquement dès que l'instrument est alimenté extérieurement.

Le B 1010 a une bande passante de 10 MHz, 10 mV de sensibilité et une base de temps de $1\ \mu\text{V}/\text{div}$ à $1\ \text{s}/\text{div}$ avec déclenchement.

Il possède comme tous les oscilloscopes de taille normale toutes les commandes y compris la modulation de lumière et un calibrateur de signaux carrés.

Son petit écran de 20 x 30 mm est très lisible et la trace d'une grande finesse. Une loupe en option agrandit l'image par un facteur de 1,8.

Le réseau commercial Métrix assure sa distribution.

ALIMENTATION STABILISÉE DOUBLE I.T.T. AX 661

De conception originale cette nouvelle alimentation de laboratoire ne possède pas de tensions de sortie entièrement variables. Ici les valeurs sont prédéterminées aux niveaux TTL ou à ceux des C.I.

L'AX 661 est une alimentation double d'une puissance maximum de 33 W dont les tensions de sortie isolées sont prédéterminées à 5, 12 ou 15 volts. Le fonctionnement en mode Série ou Parallèle, sélectionné par boutons-poussoirs assure un choix de sorties depuis 5 V/4 A à 30 V/1 A. Chaque sortie est réglable par commande à déplacement linéaire précise dans une plage allant de - 10 à + 10 % de la valeur prédéterminée. La précision est meilleure que 20 mV sur la gamme 5 volts.

La limite de courant est réglable de 10 % à 110 % du courant pleine charge avec indication de dépassement par voyant à DEL. Une compensation à distance jusqu'au point de charge est comprise dans les cordons de liaison.

Présentation design avec panneau avant incliné et couvercle plat pouvant recevoir un autre instrument.

Prix : 1 250 F H.T. Distribué par le réseau Métrix.