

7 f
 468 PAGES
 1^{re} ANNÉE - N° 1567 DU 16 SEPTEMBRE 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- RÉALISEZ : UN CHENILLARD EXTENSIBLE A THYRISTORS ET TRIACS UN ONDULATEUR 220 V POUR VOITURE UN FRÉQUENCEMÈTRE ANALOGIQUE A C.I.
- UN DÉTECTEUR UNIVERSEL A HAUTE SENSIBILITÉ
- BANCS D'ESSAI : MAGNÉTOPHONE RADIOLA EW 5504 L'AMPLI LEAK 2200 LE PUPITRE DISCOTHÈQUE POWER MPK 705 LE PRÉAMPLI CORRECTEUR GRAPHIQUE SOUNCRAFTSMEN PE 2217
- ARGUS : HI-FI RADIO TÉLÉVISION MESURES

AKAI



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

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

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
 011 202 58 30

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
 15 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :
 Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande
 11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »
 11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »
 12 numéros HAUT-PARLEUR
 « SONO Musique Light-Show »

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 préamplificateur correcteur graphique SOUND CRAFTSMEN PE 2217.....	171
● Le pupitre de discothèque POWER MPK 705.....	177
● Le magnétophone RADIOLA EW 5504.....	182
● L'amplificateur LEAK 2200.....	189
● Analyse et synthèse des signaux BF.....	296

Radio - TV - Technique générale

● Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	152
● Étages séparateurs à transistors bipolaires en vidéo fréquence.....	155
● Le téléviseur COMIX RUBIN 710.....	312

Electronique - Technique générale

● Bobinages et condensateurs en courant alternatif.....	162
● Les capteurs capacitifs et leurs transformations.....	227
● Qu'est-ce que l'effet Doppler.....	302
● Technique étrangère.....	307
● Montages optoélectroniques à décodeurs.....	321
● La navigation de plaisance : Instrumentation.....	329
● Schémas d'applications pratiques.....	337

Réalisations

● Réalisez cet amplificateur.....	195
● Le labo de l'amateur : Mesure en lecture directe de la capacité d'un condensateur.....	206
● Chenillard extensible à thyristors et triacs.....	213
● Fréquence-mètre analogique à circuit intégré.....	218
● Commutateur régulateur électronique de charge de batteries.....	222
● Réalisez un amplificateur « Retro ».....	234
● Ondulateur 220 V pour voiture.....	275
● Un détecteur universel à haute sensibilité.....	281
● Vérifiez le fonctionnement dynamique de vos montages à C.I. TTL avec le TTL-TEST en DIL.....	290
● Retour sur l'adaptateur pour oscillo TTL TEST-O-SCOPE.....	295

Journal des O.M.

● Emission : Connaissance de la classe C.....	349
---	-----

Divers

● Informations nouveautés.....	147
● Stages d'initiation à l'électronique.....	151
● L'Argus de l'occasion.....	237
● Sélection de chaînes Hi-Fi.....	340
● Notre courrier technique.....	342
● Petites annonces.....	355

Copyright - 1976
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 3^e trimestre 76
 N° éditeur : 308
 Distribué par
 « Transport Presse »



CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
136 000
 EXEMPLAIRES

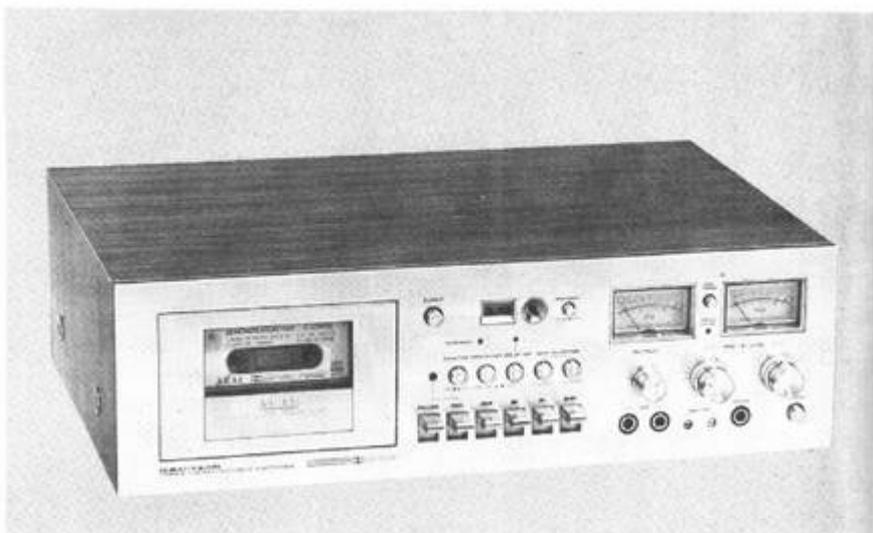
CONTINENTAL DISTRIBUTION présente cinq

Akai : une certaine

GXC 710 D. Voyant peak-level, compteur avec mémoire, sélecteur de bande low noise chrome et ferrichrome Dolby incorporé. Pleurage < à 0,08 %, bande passante sur ferrichrome 30-17 000 Hz, 50 dB + 10 dB à 5 KHz avec Dolby.



GXC 740 D. Double cabestan à boucle fermée, moteur asservi, système de trois tête GX permettant le monitoring, voyant peak level. Pleurage < à 0,07 %, bande passante sur ferrichrome 30-18 000 Hz, rapport S/B 50 dB avec Dolby + 10 dB à 5 KHz.



GXC 760 D. Système de trois têtes GX permettant le monitoring. Dolby incorporé, touches électromagnétiques, double cabestan. Pleurage < à 0,006 % bande passante sur chrome 30-26 000 Hz, rapport S/B > 51 dB avec Dolby + 10 dB à 5 KHz.



Cassettes frontales avec têtes GX Akai

tion du choix.



GXC 510 D. Entrées séparées mixage micro ligne, sélecteur de bande chrome et low noise Dolby incorporé, système « limiter ». Fluctuation $< 0,008 \%$, bande passante sur chrome 30-16 000 Hz, rapport S/B > 50 dB, avec Dolby 58 dB.



GXC 570 D. Trois têtes GX aux fonctions séparées monitoring, Dolby incorporé, vitesse ajustable, touches de fonctions électromagnétiques. Fluctuations $< 0,06 \%$ de bande passante sur ferrichrome 30-19 000 Hz, rapport S/B > 51 dB avec Dolby + 10 dB à 5 KHz.

Les cassettes frontales avec têtes GX Akai sont en démonstration chez :

CONTINENTAL DISTRIBUTION

7 boulevard de Sébastopol
75001 PARIS
Tél. 233 94.50

Une documentation est disponible sur les cinq cassettes frontales Akai

● HI-FI FRANCE présente sept platines

Akai : une certaine



1722 L. Monomoteur, deux vitesses, quatre pistes, deux têtes, ampli et haut-parleurs incorporés, entrée directe pour platine disque et cellule magnétique.

Vitesses 9,5-19 cm/s fluctuations à 19 cm/s < à 0,14 %, bande passante à 19 cm/s 30 à 21 000 Hz, rapport S/B > 50 dB, ampli 2 x 7 W.



4000 DS MK2 et DB. Monomoteur, trois têtes à entrefer 1 micron quatre pistes deux vitesses, monitoring, duolpay multi-play, version 4000 DB avec Dolby incorporé.

Fluctuations à 19 cm/s < à 0,12 %, bandes passantes à 19 cm/s à 23 000 Hz, rapport S/B > 53 dB, 4000 dB avec Dolby S/B > 58 dB.



GX 250 B. Trois moteurs, trois têtes GX, quatre pistes, monitoring lecture reverse automatique et manuelle, cabestan direct et asservi.

Vitesses 9,5 et 19 cm/s, fluctuations à 19 cm/s < à 0,07 %, bande passante à 19 cm/s 30 à 23 000 Hz, rapport S/B > 56 dB.



GX 270 D. Trois moteurs, trois têtes GX, quatre pistes, entraînement direct, moteur asservi, lecture reverse automatique et manuelle.

Vitesses 9,5 et 19 cm/s, fluctuation à 19 cm/s < à 0,07 %, bande passante à 19 cm/s 30 à 23 000 Hz, rapport S/B > 56 dB.

et magnétophones à bandes Akai

notion du choix.



GX 630 D. Trois têtes GX monitoring deux vitesses, cabestan direct et asservi, touches de fonction électromagnétiques et télécommandables.

Bobines de 27 cm, vitesses 9,5 et 19 cm/s, pleurage et scintillement < à 0,06 %, rapport S/B > 56 dB, disponible en 2 pistes et 4 pistes dolby.



GX 630 DSS. trois moteurs, quatre pistes, lecture et enregistrement en quadri stéréo mono, cabestan direct et asservi, enregistrement piste par piste et compensation de synchro. Vitesses 9,5 et 19 cm/s, fluctuation à 19 cm/s 0,06 % rapport S/B > 54 dB.

Les platines et magnétophones à bandes Akai sont en démonstration chez :

HI-FI FRANCE

9, 9 bis, 10 rue de Châteaudun
75009 PARIS
Tél. 824 61.02



GX 650 D. Trois moteurs, trois têtes GX, quatre pistes, monitoring, trois vitesses, double cabestan asservi.

Vitesses 38 - 19 et 9,5 cm/s, fluctuations à 19 cm/s < à 0,055 %, bande passante à 19 cm/s 30 à 26 000 Hz, rapport S/B > 58 dB.

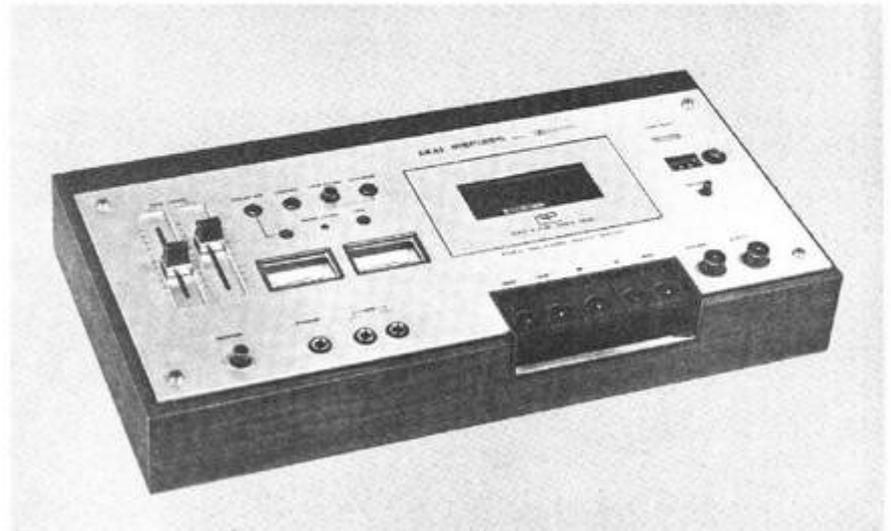
Une documentation est disponible sur ces sept platines à bandes et sur toutes les autres platines à bandes Akai

LIGONIE présente cinq

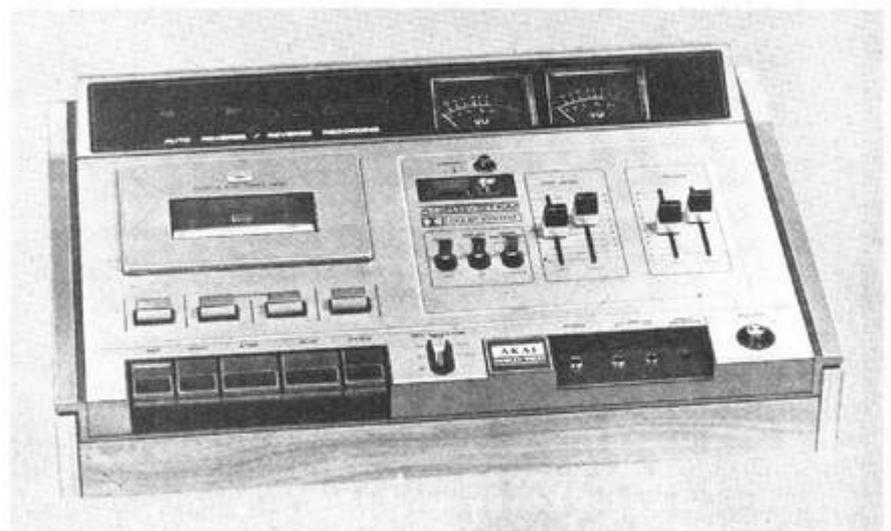
Akai : une certaine



CS 34 D. Système Dolby incorporé, sélecteur de bande low noise chrome, système limiteur. Pleurage $<$ à 0,13 % bande passante sur chrome 40 à 15 000 Hz, rapport S/B $>$ 50 dB, avec Dolby + 10 dB 5 KHz.



GXC 39 D. Têtes GX, arrêt automatique en fin de bande, Dolby incorporé, sélecteur de bande low noise chrome et ferrichrome. Pleurage $<$ à 0,08 %, bande passante sur ferrichrome 30-17 000 Hz, rapport S/B $>$ 50 dB avec Dolby + 10 dB 5 KHz.



GXC 75 D. Têtes en verre et cristal de ferrite GX, système reverse automatique et continu en lecture, automatique en enregistrement, système Dolby incorporé. Fluctuations $<$ à 0,1 % bande passante sur chrome 30-16 000 Hz, S/B $>$ 50 dB.

Cassettes de type horizontal Akai

option du choix.



GXC 310 D. Double cabestan à boucle fermée, tête GX, voyant « peak-level », touche pause, Dolby incorporé.

Pleurage < à 0,07 %, bande passante dB sur ferrichrome 30-17 000 Hz, rapport S/B > 50 dB, avec Dolby + 10 dB à 5 KHz.



GXC 325 D. Moteur asservi, système trois têtes réellement séparées GX permettant le monitoring, système Dolby.

Pleurage < à 0,055 %, bande passante, sur ferrichrome 30-19 000 Hz, rapport S/B > 50 dB avec Dolby + 10 dB à 5 KHz.

Les cassettes de type horizontal Akai sont en démonstration chez :

LIGONIE

16, avenue Félix Faure
750015 Paris
Tél. 828.50.38

Une documentation est disponible sur les cinq cassettes de type horizontal Akai.

PANTHER'S présente

Akaï : une certaine

AA 1020 L



ampli-tuner PO, GO, FM, recherche silencieuse en FM. Puissance deux canaux en fonction de 20 à 20 000 Hz avec moins de 0,3% de distorsion 2×20 W, rapport S/S phono > 80 dB, sensibilité FM 2 micro volts.

AA 1030 L



ampli-tuner PO, GO, FM, contrôle automatique de fréquence. Puissance deux canaux en fonction à 8 ohms, de 20 à 20 000 Hz, avec moins de 0,3 % de distorsion 2×30 W, rapport S/B phono > 80 dB, sensibilité FM, 1,9 micro volt.

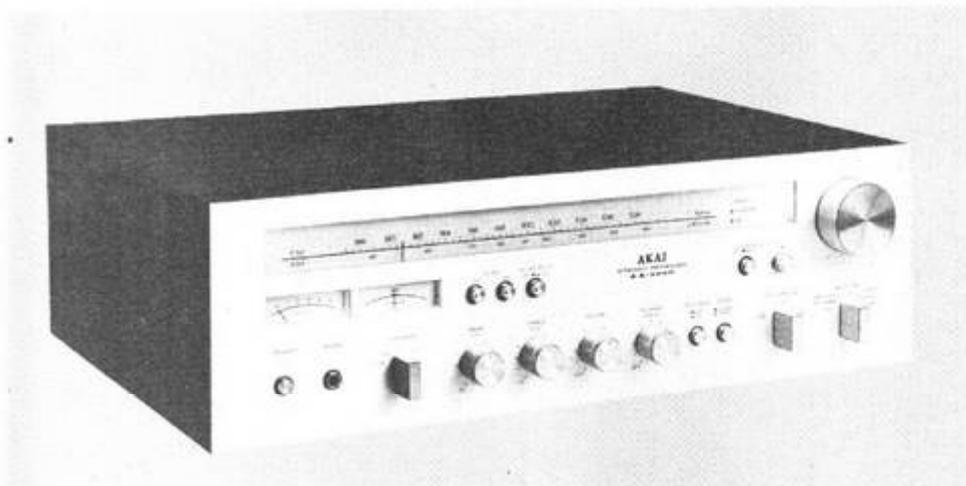
AS 1080



ampli-tuner quadriphonique, décodage de tous les systèmes quadriphoniques. Puissance quatre canaux en fonction à 8 ohms, de 20 à 20 000 Hz, avec moins de 2 % de distorsion, 4×80 W, rapport S/B phono > 80 dB, sensibilité FM 1,9 micro volt.

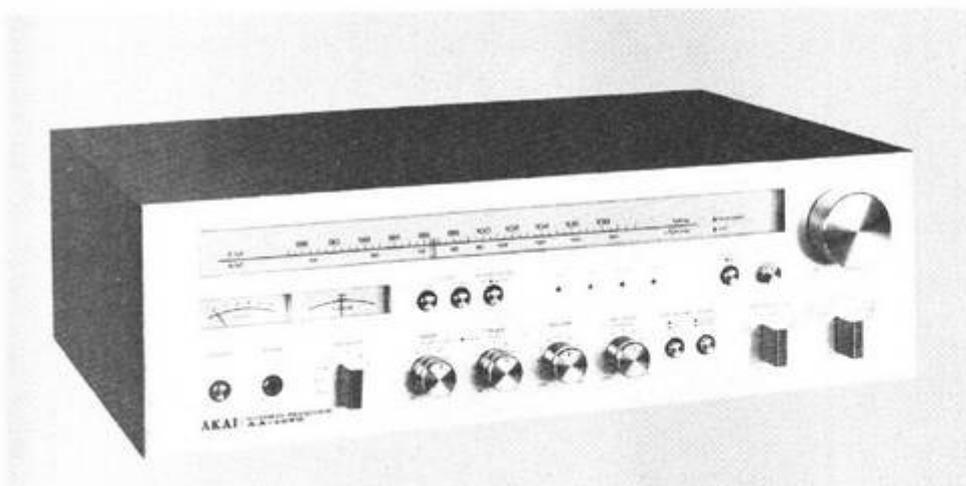
cing ampli-tuners Akai

notion du choix.



AA 1040

ampli-tuner, deux entrées magnétophones avec transfert. Puissance deux canaux en fonction à 8 ohms de 20 à 20 000 Hz, avec moins de 0,3 % de distorsion 2×40 W. Rapport S/B phono > 80 dB. Sensibilité FM 1,9 micro volt.



AA 1050

ampli-tuner PO-GO basses et aiguës séparés sur chaque voie. Puissance deux canaux en fonction à 8 ohms de 20 à 20 000 Hz, avec moins de 0,3 % de distorsion 2×50 W. Rapport S/B phono > 80 dB. Sensibilité FM 1,8 micro volt.

Les ampli-tuners Akai sont en démonstration chez :

PANTHER'S

162 avenue de Versailles
75016 PARIS
Tél. 224 47.19

Une documentation est disponible sur les cinq ampli-tuners Akai.

Akai : une certaine

AP 001 platine disque manuelle, relève bras hydraulique cellule amovible, plateau en aluminium, entraînement par courroie, deux vitesses, arrêt fin de disque.

Plateau 300 mm, 1,1 kg, moteur 4 pôles synchrone, fluctuation $< 0,09\%$ rapport > 47 dB, bande passante 20 à 20 000 Hz avec cellule



AP 003 platine disque semi automatique, relève bras hydraulique, départ du plateau automatique, pause du bras manuelle, retour du bras en fin de disque automatique, arrêt et retour du bras automatique à n'importe quel point du disque.

Plateau 300 mm, 1,1 kg, moteur 4 pôles synchrone hystérisis, fluctuation $< 0,05\%$ rapport S/B > 52 dB, avec cellule



AP 005 platine disque automatique à deux moteurs, relève bras hydraulique moteur séparé pour l'automatisme du bras permettant la pause et le retour automatique ainsi que la répétition, entraînement par courroie.

Plateau 300 mm, 1,1 kg, fluctuation $< 0,05\%$ rapport S/B > 54 dB, bande passante 15 à 20 000 Hz, avec cellule



Cinq platines disque Akai

option du choix.



AP 006 platine disque manuelle entraînement direct du plateau avec moteur asservi par fréquence pilote. Deux vitesses avec variateur, stroboscope à lumière tangentielle. Plateau diamètre 325 mm, poids 1,1 kg à entraînement direct par moteur asservi, fluctuations $< 0,035 \%$, rapport S/B > 58 dB, sans cellule
disponible fin Septembre



AP 007 platine disque automatique, entraînement direct du plateau par moteur asservi, deux vitesses avec variateur, stroboscope, automatisme du bras par moteur séparé permettant la pose et le retour automatique ainsi que la répétition. Plateau 325 mm, 1,1 kg, fluctuations $< 0,035 \%$, rapport S/B > 58 dB, réglage de 0 à 3 grammes, sans cellule
disponible fin Décembre

Les platines disques Akai sont en démonstration à :

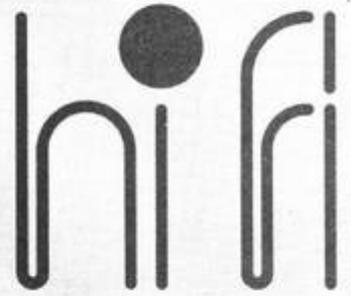
PHOTO HALL

63 Champs-Élysées
75008 PARIS
Tél. 225 05.24

et dans les centres commerciaux Parly 2 - Vélizy 2 - Les Ulis 2 - Rosny 2

Une documentation est disponible sur les cinq platines disque Akai

les spécialistes GRUNDIG vous proposent ces cinq STUDIO



GRUNDIG a depuis longtemps choisi de proposer aux mélomanes de simplifier leur équipement en leur offrant une formule «tout en un». Le succès des «Studio HiFi» démontre la justesse de ce choix. La raison en est simple: pour composer ses chaînes compactes réunissant dans le même coffret ampli, tuner, tourne disque (et parfois magnétophone à cassette HiFi) grundig n'a rien sacrifié de la qualité des divers éléments qui sont tous de très haut niveau. L'avance technique de GRUNDIG s'est jouée de toutes les difficultés. Enfin, une esthétique soigneusement étudiée, permet de placer ces ensembles dans tous les décors.

STUDIO 2020

Il offre un espace sonore élargi grâce à ses possibilités d'écoute ambiophonique.

Ampli stéréo 2 x 22,5 watts efficaces; sorties pour 4 enceintes (dont deux réglables pour l'ambiophonie). Possibilité d'écoute stéréophonique dans deux pièces. Tuner PO, GO, OC, FM. 7 stations FM pré-réglable; stabilisation AFC commutable; filtre contour et linéaire.

Platine tourne-disques DUAL 1226 HiFi; manuelle ou automatique; bras de lecture articulé assurant la position constante de la pointe; plateau lourd en fonte. Tête SHURE M 75 - Changeur jusqu'à 6 disques.



GRUNDIG

POUR RECEVOIR UNE DOCUMENTATION COMPLETE ET LA LISTE DES REVENDI

STUDIO 1620

Son design raffiné rallie tous les suffrages et ses qualités sonores font la joie de ceux qui veulent s'initier à la haute fidélité.
Ampli stéréo 2 x 15 watts efficaces; Tuner à quatre gammes d'ondes: FM - PO - GO - OC (19 à 49 m). 7 STATIONS FM pré-réglables; stabilisation AFC commutable. Décodeur stéréo automatique, avec indicateur lumineux d'émission stéréo. Vu-mètre d'accord. clavier de commande à 6 touches à appui digital: PO, GO, OC, FM Mono/stéréo, tourne-disque/prise magnétophone; sortie casque sur la façade.
Platine automatique DUAL 1225, avec cellule magnétique SHURE M 75, 33/45 tours. Dispositif anti-skating; fonctionnement manuel ou automatique; changeur de disques (jusqu'à 6 disques).

STUDIO 2220

Il bénéficie d'une technologie d'avant-garde: modules enfichables, circuits intégrés, dispositifs de sécurité, touches à impulsion.
Ampli stéréo 2 x 30 watts efficaces; sorties pour 6 enceintes dont deux ambiophoniques. Sorties pour 2 casques commutables.
Tuner PO - GO - OC - FM; 7 stations pré-réglables commandées par touches à impulsion. Sélectivité exceptionnelle dans toutes les gammes d'ondes. Filtres anti-souffle et linéar/contour. Large bouton de syntonisation; curseurs linéaires de réglage: graves, aigus séparés, volume et balance stéréo.
Platine tourne disque DUAL 1226 HIFI et tête magnétique SHURE M 75.

STUDIO 3010

Trois sources sonores et leur amplificateur réunis dans un unique coffret. Il suffit d'enfoncer les touches du tableau de commande pour passer du disque à la radio ou à la cassette et pour enregistrer directement le programme radio ou le disque sur la cassette.
Ampli 2 x 15 watts efficaces - Circuits de protection électronique contre tous risques de surcharge ou échauffement.
Tuner PO - GO - OC - FM - 5 stations pré-réglables en FM - vu-mètre d'accord.

Platine cassettes pour enregistrement et reproduction stéréo. Enregistrement automatique - tête «longue durée» - compteur 3 chiffres
Platine tourne - disques DUAL 1225 stéréo, 2 vitesses - fonctionnement manuel ou automatique et changeur.

STUDIO 2240

La musique remplit totalement l'espace sonore: finie la recherche de «l'emplacement privilégié» pour obtenir l'effet stéréophonique. La musique est partout, comme dans une salle de concert.
Ampli à 4 voies pour tous systèmes quadri (MATRIX équipé d'origine du décodeur SQ) - DISCRET: en option, module CD4 enfichable + cellule CD 4
Tuner d'une extrême sensibilité PO - GO - OC - FM - 7 stations FM pré-réglables, sélection par touches à impulsion. Filtres anti-souffle; réglage physiologique. Pupitre de commande incliné à 16° facilitant la lecture des cadrans et voyants de contrôle de fonctions.
Platine tourne disques DUAL 1228 avec tête M 95 G - LM (et prête pour recevoir une tête CD 4).

**ITT Océanic : des performances,
avec le design en plus et le prix en moins.**

**magnéto-cassette SL 58
radio-cassette RC 500 ALW**



ITT Océanic fait progresser le son et l'image

PLATINE Lenco L80. LA PRECISION D'UNE HORLOGE.

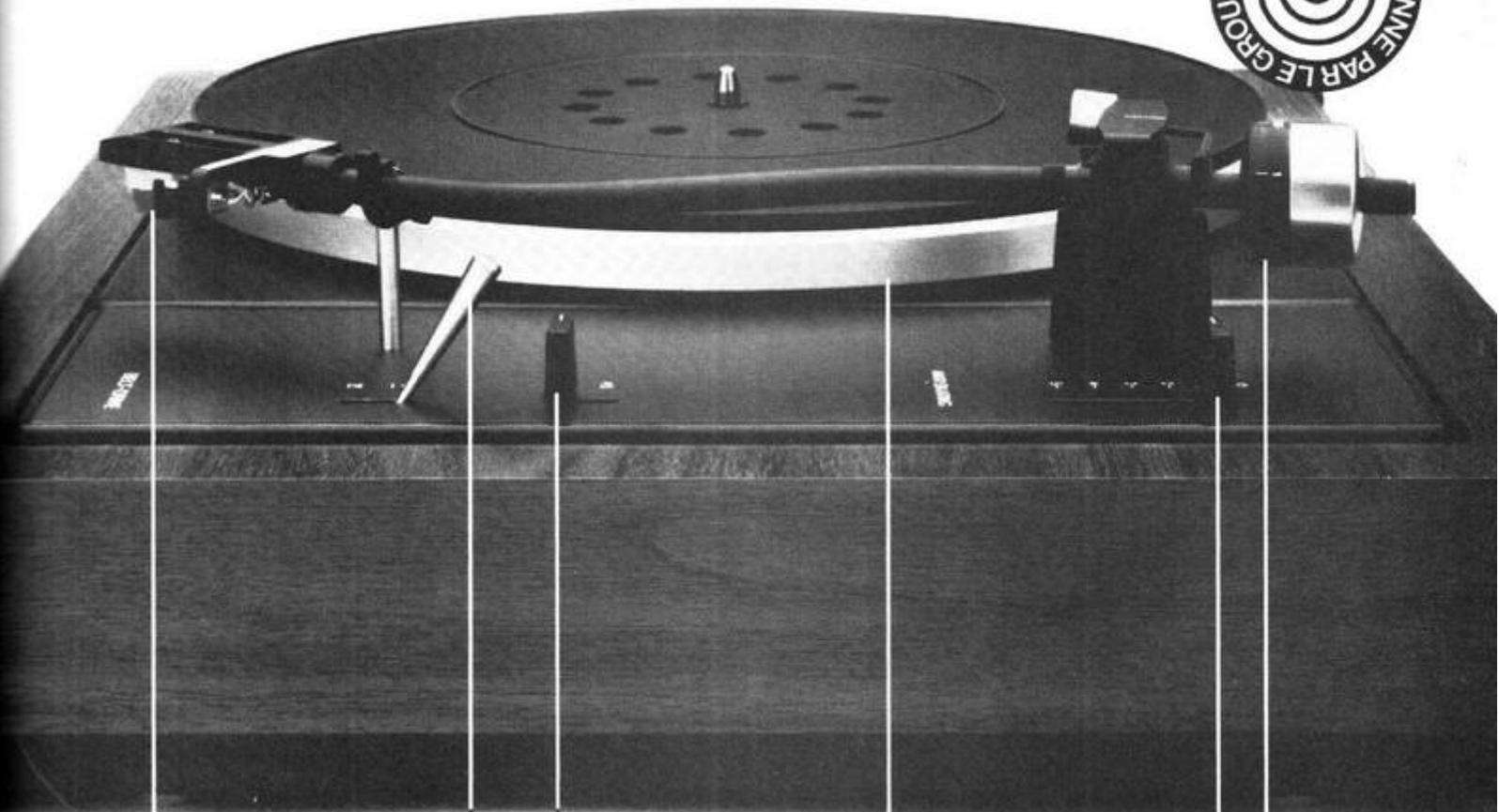


Trente ans déjà, que Lenco fabrique des platines. Depuis les premiers phonographes jusqu'aux platines actuelles, Lenco a su innover tout en gardant une précision jamais égalée. La Suisse a donc attribué à Lenco la

petite arbalète noire (souvenir du geste précis de Guillaume Tell) décernée à la société ayant fait preuve du sérieux et de la qualité de ses productions.

Cela dans un domaine cher au cœur des Suisses : la mécanique de précision.

Voici la nouvelle série Lenco, plus précise que jamais.



Cellule magnétique :
Lenco M 100.
La coquille porte cellule accepte toutes les cellules normalisées actuelles.

Levier du relève bras :
Grâce au système d'amortissement hydraulique, la pointe de lecture descend doucement sur le disque.

Sélecteur de vitesse :
33 1/3 et 45 tours/minute très régulièrement : $\pm 0.08\%$ pleurage ou scintillement (DIN45507), et sans bruit : -40 dB rumble (DIN 45539).

Le plateau est entraîné par un moteur synchrone à 16 pôles par l'intermédiaire d'une courroie plate.

Dispositif antiskating :
pour un parfait équilibre des deux voies, régler au chiffre de la force d'appui pour les aiguilles à pointe sphérique.

Réglage de la force d'appui :
de 0 à 5 g par contrepoids.

Série 80 **Lenco**

L 80 complète avec socle couvercle et cellule magnétique Lenco M 100
L 82 la même avec arrêt automatique
L 84 entièrement automatique sans changeur

Prix indicatif constaté

moins de 800 F.
moins de 1000 F.
moins de 1500 F.

Bon à découper et à adresser à :
GROUPE MAJOR, 78810 Feucherolles.
Nom :
Adresse :
..... désire recevoir une documentation :
 L 80, L 82, L 84.



Dans le monde de la haute fidélité, notre succès tient à nos propres exigences.

Chaîne B & O 1900 L'événement

Cet événement esthétique et technique, c'est, en premier lieu, l'ampli-tuner Beomaster 1900. Sa conception et son fonctionnement inédits ont séduit de très nombreux mélomanes au dernier Festival du Son.

Un ampli-tuner 100% électronique

Ici, aucun bouton à tourner, aucune touche à enfoncer : le fonctionnement du Beomaster 1900 est entièrement électronique. La sélection des sources radio, disque ou bande magnétique, comme le réglage du volume, s'obtiennent par simple effleurement de la bande de commande, dans le silence le plus complet. L'opération est aussitôt visualisée

sur une bande de contrôle lumineuse, tandis que le son emplit l'espace.

Un volet de protection mobile, sur le dessus de l'appareil, dissimule la présélection des stations FM, ainsi que tous les contrôles secondaires.

Une telle simplicité des lignes et une telle simplification du maniement sont des innovations majeures. Elles reflètent l'aboutissement de recherches techniques extrêmement poussées.

Un excellent rapport qualité/prix

La chaîne B & O 1900 comprend également la nouvelle platine tourne-disque Beogram 1900, équipée d'une cellule MMC 4000 à diamant elliptique, et deux enceintes Beovox Uni-phase S 45 dont les qualités sonores complètent parfaitement cet ensemble de haute fidélité.

Compte tenu de ses remarquables performances, la chaîne B & O 1900 vous séduira également par son prix.

Beogram 1900

Fluctuations totales de vitesse
WRMS $< \pm 0.035\%$
Rumble DIN pondéré > 62 dB
Ecart de vitesse $< 0.1\%$
Compensation automatique de force centrifuge.

Beomaster 1900

Puissance de sortie 2×30 W / 4Ω
Distorsion à puissance nominale $< 0.2\%$
Sensibilité FM stéréo à 46 dB. . . < 30 μ V / 75 Ω
Distorsion harmonique FM
(DIN) $< 0.4\%$

Beovox Uni-phase S 45

Puissance continue efficace . . . 45 watts
Impédance 4-8 ohms
Dimensions (L x H x P) . . . 26 x 48 x 18 cm
Réponse en fréquence DIN . . . 38-20000 Hz

Démonstration : centres d'information B & O
ouverts du mardi au samedi, de 9 h à 19 h.

162 bis, rue Ordener, 18^e

59, av. d'Iéna, près de l'Etoile

Documentation : dès réception de ce bon, nous vous enverrons une documentation sur nos produits

Nom (majuscules) _____ Adresse _____

_____ Ville _____ Code postal _____

Bon à retourner à : Beoclub BP 149, 75863 Paris CEDEX 18



Dans le monde de la haute fidélité, notre succès tient à nos propres exigences.

Chaîne B & O 2000 Un parfait confort d'écoute

La chaîne B & O 2000 est l'ensemble haute fidélité des mélomanes les plus exigeants. Jugez vous-même de la qualité et des performances techniques de ses éléments : l'ampli-tuner Beomaster 2000, la platine tourne-disque Beogram 4002 et les enceintes acoustiques Beovox Uni-phase S 60.

Logique et simplicité

Toutes les opérations de commande de l'ampli-tuner FM/AM Beomaster 2000, sont regroupées sur un large clavier d'accès immédiat. Tous les contrôles secondaires sont dissimulés par des panneaux coulissants.

En AM, un contrôle automatique de volume garantit une réception égale entre stations proches et lointaines. En FM, le passage d'un émetteur à l'autre se fait dans le silence le plus complet.

Une lecture stéréo des plus perfectionnées

La chaîne B & O 2000 est équipée de la seule platine à bras tangentiel et commandes électroniques, existant actuellement. La Beogram 4002 lit les disques comme ils ont été gravés. Elle assure, en même temps qu'une haute précision sonore, une durée de vie maximale aux disques. Le bras tangentiel de la Beogram 4002 est équipé d'une cellule MMC 4000 à diamant elliptique. Ses qualités

techniques ont retenu l'attention des plus grands experts internationaux de haute fidélité.

Une restitution sonore très précise

En restituant très fidèlement à haute puissance les moindres nuances des sonorités instrumentales ou vocales, les enceintes acoustiques Beovox Uni-phase S 60 contribuent largement au parfait confort d'écoute de cet ensemble stéréo haute fidélité.

Beogram 4002

Fluctuations totales de vitesse
WRMS $< \pm 0.025\%$
Rumble DIN pondéré > 65 dB
Écart de vitesse $< 0.02\%$
Erreur d'angle de lecture
horizontal 0.04°

Beomaster 2000

Puissance de sortie 2×40 W / 4Ω
Distorsion à puissance nominale $< 0.18\%$
Largeur de bande à 1% THD. $10-40000$ Hz
Sensibilité FM stéréo à 46 dB... $< 25 \mu\text{V} / 75 \Omega$
Distorsion harmonique FM
(DIN) $< 0.4\%$

Beovox Uni-phase S 60

Puissance continue efficace... 60 watts
Impédance 4-8 ohms
Dimensions (L x H x P)... 32 x 59 x 20 cm
Réponse en fréquence DIN... 36-20000 Hz
Distorsion $< 1\%$
Volume 36,9 l

Démonstration : centres d'information B & O
ouverts du mardi au samedi, de 9 h à 19 h.

162 bis, rue Ordener, 18^e

59, av. d'Iéna, près de l'Etoile

Documentation : dès réception de ce bon, nous vous enverrons une documentation sur nos produits

Nom (majuscules) _____ Adresse _____

_____ Ville _____ Code postal _____

Bon à retourner à : Beoclub BP 149, 75863 Paris CEDEX 18

HP 2

une innovation fondamentale

Le problème crucial dans la construction d'une enceinte acoustique est la reproduction, sans distorsion, des fréquences basses. Le système MFB (Motional Feed Back) mis au point par PHILIPS, permet d'éliminer la distorsion dans les fréquences graves et surpasse tous les ensembles classiques ou asservis, disponibles actuellement sur le marché. Le système MFB peut être adapté à toutes les sources d'amplification ou de préamplification existantes.

1 **Entrée audiofréquence et réglage de sensibilité** (de 1 à 23 volts) permettant le raccordement de l'enceinte à tout préampli ou amplificateur de puissance. Dans ce dernier cas, celle-ci est branchée en lieu et place d'une enceinte acoustique traditionnelle.

2 **Filtre actif 500 Hertz**, pente : 18 dB/octave. Les fréquences en-dessous de 500 Hz sont dirigées vers l'amplificateur de basses, celles au-dessus de 500 Hz sont appliquées à l'amplificateur de médium et d'aiguës.

3 **Comparateur**. Cette unité reçoit :

1. Le signal audiofréquence incident (30 à 500 Hz) en provenance du filtre actif.

2. Le signal de contre-réaction motionnelle délivrée par le capteur situé au sommet du cône du haut-parleur de basses.

Ce dernier signal est comparé au signal original ; grâce à ce système, tous les mouvements de la membrane non conformes aux signaux d'origine sont instantanément corrigés. Ceci permet de reproduire de façon linéaire toutes les fréquences entre 30 et 500 Hz.

4 **Amplificateur de basses**. Reçoit les signaux corrigés en provenance du comparateur. Équipé de transistors de puissance DARLINGTON, montage classe B. Puissance de sortie : 40 watts efficaces.

5 **Haut-parleur de basses**, diamètre 20 cm, équipé d'un "capteur piezo-électrique" qui mesure à tout moment les accélérations de la membrane du haut-parleur. Un transistor à "effet de champ" abaisse l'impédance du circuit. Le capteur est placé au sommet du cône qui est équipé d'une suspension périphérique en néoprène permettant d'abaisser la fréquence de résonance.

6 **Amplificateur pour le médium et les aiguës** alimenté par les signaux audiofréquence de 500 à 20 000 Hz en provenance du filtre actif 500 Hz. Équipé de transistors de puissance DARLINGTON montage classe A B. Puissance de sortie : 20 watts efficaces.

7 **Filtre passif 4 000 Hz**, pente : 12 dB/octave. Les fréquences entre 500 et 4 000 Hz sont dirigées vers le haut-parleur de médium. Les fréquences supérieures à 4 000 Hz alimentent le haut-parleur d'aiguës.

8 **Haut-parleur médium** à membrane hémisphérique de 5,1 cm de diamètre. Bobine mobile réalisée sur mandrin en aluminium permettant d'améliorer la dissipation calorifique. Face arrière enfermée dans une chambre étanche supprimant toutes réactions avec le haut-parleur de basses.

9 **Filtre ajustable pour les fréquences aiguës**. Réglable de 0 à -18 dB, -3 dB à 7 000 Hz.

10 **Haut-parleur d'aiguës**, à membrane hémisphérique de 2,5 cm de diamètre. Angle de diffusion de 220° à 6 dB. Bobine mobile à amortissement améliorant la linéarité de la courbe de réponse, et assurant une reproduction des fréquences élevées dépassant la limite d'audibilité.



TYPES	VOLUME	HAUT-PARL.	AMPLIFICAT.	SENSIBILITÉ D'ENTRÉE	DIMENSIONS
RH 541	8 litres	Ø 17 cm Ø 2,5 cm	30 W eff.	1 V à 10 kΩ 7,5 V à 100 Ω 19 V à 100 Ω	H - 294 mm L - 229 mm P - 173 mm
RH 544	15 litres	Ø 20 cm Ø 5,1 cm Ø 2,5 cm	40 W eff. 20 W eff.	de 1 à 23 V à 100 kΩ	H - 387 mm L - 287 mm P - 216 mm
RH 545	70 litres	Ø 30 cm Ø 5,1 cm Ø 2,5 cm	50 W eff. 35 W eff. 15 W eff.	de 1 à 23 V - symétrique 10 kΩ à 1 V - asymétrique 100 kΩ à 1 V	H - 650 mm L - 436 mm P - 320 mm

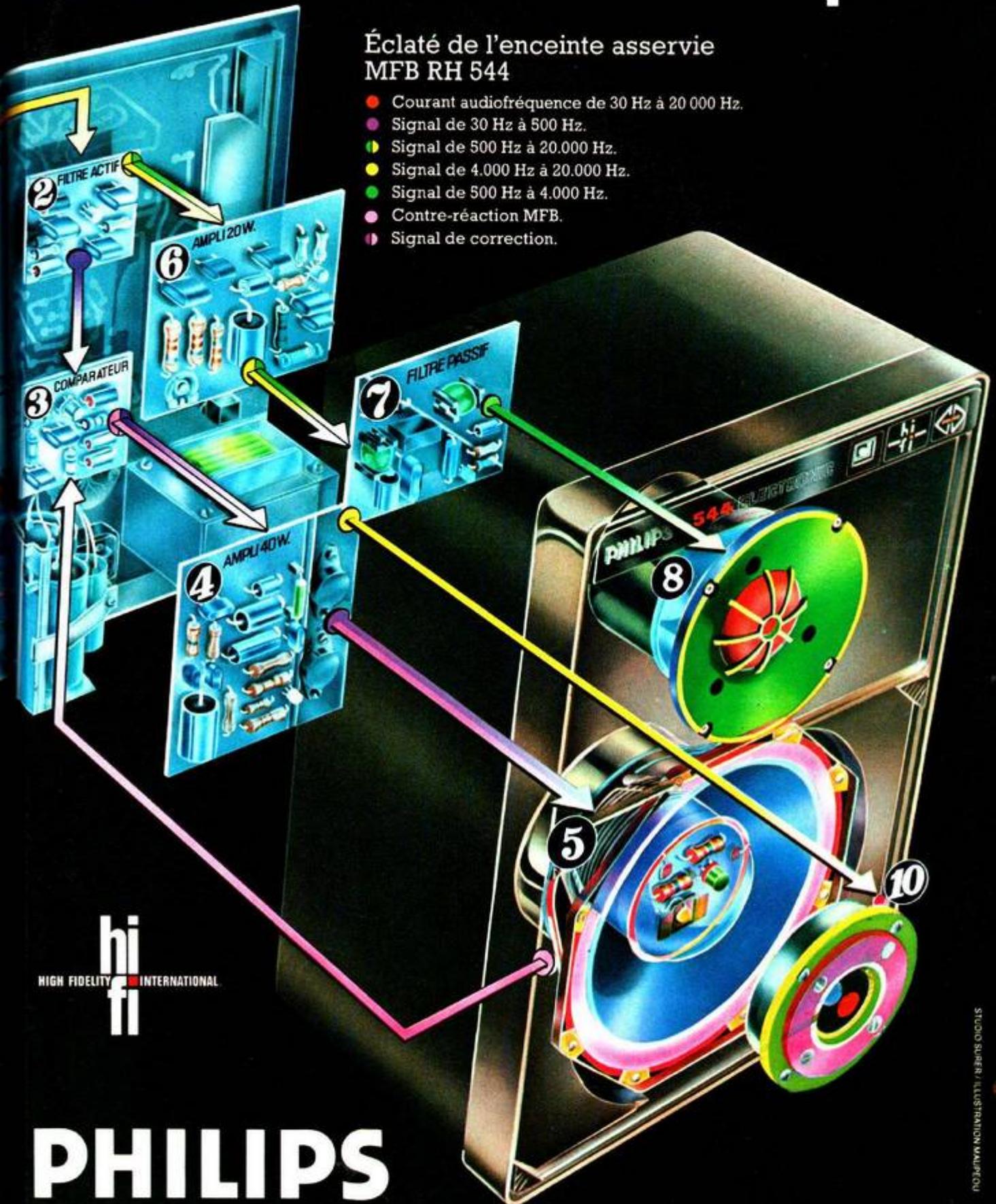


Documentation sur demande à S.A. PHILIPS I.C. Département Haute-Fidélité 50, avenue Montaigne 75008 Paris

les enceintes "MFB" Philips

Éclaté de l'enceinte asservie MFB RH 544

- Courant audiofréquence de 30 Hz à 20 000 Hz.
- Signal de 30 Hz à 500 Hz.
- Signal de 500 Hz à 20.000 Hz.
- Signal de 4.000 Hz à 20.000 Hz.
- Signal de 500 Hz à 4.000 Hz.
- Contre-réaction MFB.
- Signal de correction.



hi
fi
HIGH FIDELITY INTERNATIONAL

PHILIPS

CALENDRIER DES PROCHAINES MANIFESTATIONS

Du 19 au 26 septembre 1976 :

Le 3^e Salon de la musique qui se tiendra à l'ancienne gare de la Bastille.

Les 19, 20 et 21 septembre se tiendront les journées réservées aux professionnels.

Du 22 au 26 septembre ce salon sera ouvert au public.

Organisation : Bernard Becker Promotion.

Du 23 au 28 septembre 1976 :

Le MIPCOM (Marché International des Programmes de Communication) se tiendra au Palais des Festivals à Cannes.

Organisation : MIPTV-MIDEM.

Du 28 au 31 octobre 1976 :

Le festival Haute Fidélité qui se tiendra au palais de la musique et des congrès à Strasbourg.

Organisation : SDSA.

CHANGEMENTS D'ADRESSE

La société Thorn-Ferguson dont les locaux se trouvaient à Saint-Denis vient de nous informer du transfert de ses services : commerciaux, après-vente et pièces détachées, à l'adresse suivante : 53, rue du Port, 92000 Nanterre. Tél. : 769-23-30.

La société T.P.E. (Tout Pour l'Electronique) anciennement située avenue E.-Varlin à Villeparisis nous informe de son transfert à l'adresse suivante : T.P.E. Magenta, 36, boulevard Magenta, 75010 Paris.

UNE NOUVELLE GAMME DE MATÉRIEL HI-FI TECTRONIC

La société DIMEL, qui est l'agent exclusif de SANYO en France, a décidé de distribuer à partir de septembre une nouvelle gamme de matériel Hi-Fi de la marque Tectronic.

Déjà, DIMEL diffusait, depuis trois ans, du petit matériel de cette marque : 800 000 petits appareils ont été ainsi mis en circulation. Mais, à partir de septembre, ce sont des appareils de haut de gamme qui apparaîtront sur le marché français.

Tectronic est fabriqué dans plusieurs usines situées en Asie, jusqu'en Corée. Les ingénieurs et techniciens de DIMEL participent à l'élaboration du produit : les prototypes sont choisis, puis testés ; des modifications interviennent alors à l'échelon de la fabrication. Il faut noter que ces modifications sont d'ordre technique mais aussi d'ordre esthétique : design et présentation.

La gamme actuelle comprend : 5 amplificateurs K 2000, K 3500, K3000, STB 8000, ST 1000 X ; 1 platine RP 250, 1 magnéto-cassette Dolby SX 101 D, 1 magnéto à bandes IT 1000, 1 combiné ampli-tuner CT 4053 et CA 4027, 1 casque ED 1000.

LE « KIT CIRCUIT » KF

Le « Kit Circuit » KF est destiné aux amateurs qui souhaitent réaliser eux-mêmes leurs circuits imprimés. Il est présenté dans une mallette élégante et solide qui comprend : une chambre d'insolation équipée d'une réglette et d'un tube actini-

que de 16 W. Un coupe-circuit général avec témoin lumineux, un coupe-circuit temporisé avec voyant de fonctionnement, deux plaques de verre. Un bac en polyéthylène pour révéler et graver. Un mylar et un flacon d'encre spéciale pour le dessin des circuits. Un atomiseur de résine photosensible pour sensibiliser les plaques, deux boîtes de révélateur, un flacon de perchlore de fer à 36° B et un atomiseur de vernis pour protéger les circuits. Il est livré avec 6 plaques de circuits de dimensions 120 x 200 mm en XXXPC.

Ce kit constitue un mini laboratoire complet qui permet à l'amateur de réaliser en dix minutes le circuit imprimé qu'il souhaite.

UN DEUXIÈME CENTRE D'INFORMATION BANG ET OLUFSEN

Devant le succès remporté par l'auditorium ouvert depuis 1972 au 162 bis, rue Ordener à Paris-18^e, Bang et Olufsen ouvre à partir du 15 septembre un second centre de présentation et d'écoute de la gamme de ses productions.

Situé à deux pas de l'Etoile, 59, avenue d'Iéna à Paris-16^e, l'auditorium sera ouvert du mardi au samedi inclus de 9 heures à 19 heures sans interruption.

SANKYO

Depuis le 1^{er} juillet, la société SIMET, 26, rue Etienne-Marcel - 75002 Paris, diffuse pour la France le matériel japonais SANKYO département Son (radio-cassettes, tables de lecture Hi-Fi, magnétophones à cassettes, etc.).

Notre couverture

AKAI

AKAI GXC 570 D — Le plus complet des cassettes.

La nouvelle platine à cassette AKAI GXC 570 D à chargement frontal réunit tous les avantages qui permettent enfin de comparer la qualité des enregistrements sur cassettes à ceux faits sur bandes. Ce nouvel AKAI dispose de trois moteurs, celui du double cabestan est asservi. Les têtes sont des GX (verre et cristal de ferrite) et elles permettent le vrai monitoring, leurs fonctions sont à cet effet entièrement séparées. Les touches de fonctions de la bande sont électromagnétiques, à effleurement, y compris la pause. Le compteur permet le repérage et l'arrêt sur ce point de repère (mémoire sur le zéro) mais aussi la répétition en lecture. Les entrées séparées par canal permettent le mixage, chacune des voies est contrôlée par un vu-mètre de grande dimension à deux niveaux de sensibilité (classique et crête). Le Dolby incorporé est ajustable sur chaque canal avec une fréquence étalon. Le sélecteur de bande est à trois positions (chrome, ferrichrome, low noise). La vitesse de défilement est variable ainsi que celle de rembobinage (cas des cassettes fragiles C 120). Un contacteur « limiter » permet l'enregistrement automatique. Un filtre de porteuse F.M. est incorporé. Les prises casques et micro sont en façade. L'ouverture du capot plexi de protection est automatique. Pleurage et scintillement inférieurs à 0,06 %, bande passante sur ferrichrome 30 à 19 000 Hz, rapport SB 51 dB et + 10 dB avec le Dolby au-dessus de 5 kHz, dimensions 440 x 256 x 225.

Le GXC 570 D proposé au tarif AKAI juin 76 à 4 014 F TTC (prix public sujet à variations sera disponible fin 1976).

NOUVEAUTÉS GARRARD

Début juillet, la société Film et Radio qui importe en France le matériel britannique Garrard avait convié à Londres les représentants de la presse spécialisée pour assister à la présentation de la nouvelle gamme d'appareils Hi-Fi Garrard. Parmi ces appareils nous avons plus particulièrement remarqué :



La table de lecture DD75

C'est une platine semi-automatique à entraînement direct munie d'un dispositif électronique de lève-bras et d'arrêt automatique en fin de disque. Elle est équipée d'un bras en « S » et d'un contrôle automatique de vitesse électronique à stroboscope lumineux de $\pm 3\%$ de précision.



La table de lecture GT55P

Cette platine automatique est équipée d'un bras entièrement nouveau à tête articulée, il est fabriqué en alliage de magnésium, d'un faible poids, 14 g, il permet d'appliquer une force de seulement 0,75 g.

L'automatisme de cette platine a été simplifié par rapport aux platines conventionnelles et assure un fonctionnement silencieux.

La pose du bras de PU est à système hydraulique.

Cette table de lecture est également

équipée d'un stroboscope lumineux pour le réglage de la vitesse. Les commandes s'effectuent par quatre micro touches mécaniques : arrêt manuel, automatique, répétition, sélecteur de diamètre de disques et marche/arrêt automatique.



La platine cassette GC300

Cette platine stéréo à cassettes est équipée d'un système dolby elle est prévue pour les bandes normales et au dioxyde de chrome. Deux larges vu-mètres gradués en décibels permettent un contrôle précis de l'enregistrement sur chaque piste. Les niveaux d'enregistrement et de lecture s'effectuent sur chaque canal à l'aide de potentiomètres à déplacement linéaire. Deux prises microphone (un pour chaque canal) sont placées sur la face avant de même qu'une prise casque.



Le « music center GA 150 »

Cette chaîne compacte comprend une platine tourne-disque automatique, un lecteur/enregistreur de cassettes, un tuner à trois gammes d'ondes : PO - GO - FM, un amplificateur stéréophonique 2 x 20 W mus. et deux enceintes acoustiques. L'ensemble est protégé par un couvercle transparent, sur option l'appareil peut être livré sur table roulante.

CINÉPHOGUIDE

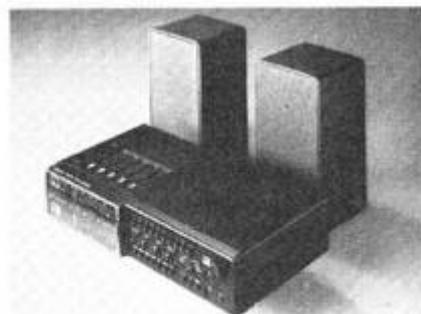
Cinéphotoguide paraît depuis 1952. Cet ouvrage annuel donne aux amateurs de photo et de cinéma, une image très complète et parfaitement objective du matériel disponible en France.

Un guide qui donne du métier avant d'acheter, tel est son objectif. 416 pages de descriptions techniques, tableaux, conseils, articles rédactionnels, plus de 1 000 illustrations, auquel est joint un tarif de prix « indicatifs ».

Cinéphotoguide est en vente chez tous les revendeurs dynamiques de la profession et dans les kiosques à journaux, pour la somme très raisonnable de 15 F.

Editeur : Max Dufour, 6, rue de Lisbonne, 75008 Paris.

I.T.T. SCHAUB-LORENZ



Ampli-tuner ST4900

Cet appareil comporte un bloc régie pour mixer cinq sources sonores commandées par des potentiomètres à déplacement linéaire se trouvant sur la partie tuner.

Caractéristiques techniques

Section amplificateur :

Puissance : 2 x 50 W/4 Ω

Bande passante : 16 à 70 000 Hz

Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz (-1,5 dB)

Entrées : phono magnétique, auxiliaire, monitor

Sorties : 4 H.P. commutables par groupe de 2 et 2 prises casque.

Section tuner :

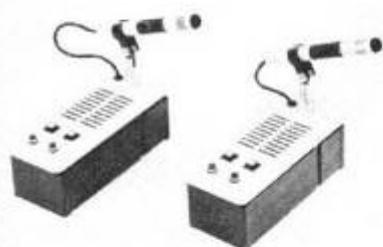
4 gammes d'ondes : PO - GO - OC - FM stéréo

5 stations préréglables en FM

« Muting » et C.A.F. - Filtre « rumble ». Touche « présence ». Touche « scratch »

Le bloc régie permet le mixage des micros, tourne-disque, magnétophone, tuner et des appareils auxiliaires. Dimensions : 645 x 380 x 145 mm Poids : 17 kg.

BOUYER



Matériels de conférence

Pupitres « Président » et « délégués » pour sonorisation de salles de conférence en installation « volante » ou fixe.

Coffret bois ou version encastrable, avec façade en aluminium anodisé, comprenant :

- un microphone à électret, directif,
- un haut-parleur encastré,
- deux boutons-poussoirs avec voyants lumineux « parole » et « arrêt »,
- plus, touche d'interdiction prioritaire sur poste « Président ».

Circuits intégrés avec commutation électronique.

Fonctionnement sur « ligne omnibus » avec alimentation commune (24 V).

Capacité : 25 participants. Extension possible à 100.

METRIX



Capacimètre numérique automatique IX 503

A peine plus grand qu'une calculatrice de poche ce capacimètre possède un affi-

chage de 2 000 points qui lui assure une résolution de 0,05 % de la pleine échelle sur six gammes de mesure qui s'étendent de 1 999 pF à 199,9 μ F. La sélection de gamme est entièrement automatique, la gamme correcte étant définie en moins de 3 s et les mesures s'effectuent toutes les 0,4 s. Les diodes électro-luminescentes ont 7,5 mm de haut. La mesure est déclenchée par simple effleurement du bouton « touch control ».

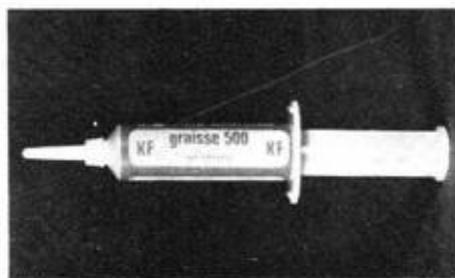
La mesure d'un condensateur s'effectue en l'insérant directement dans les prises de 4 mm, sur l'avant de l'appareil. Il est également possible de relier l'IX503 à des condensateurs fixés sur un circuit au moyen de cordons équipés de prises bananes de 4 mm branchées sur l'appareil.

Alimentation par piles ou bloc d'alimentation secteur sur option

Dimensions : 22 x 11 x 4 cm

Poids : 450 g

K.F.



Graisse silicones 500 en seringue

Graisse silicones 500, gel siliconé de type vaselineux dont la consistance ne varie pas entre -56° et +200° C. Elle adhère très bien aux surfaces sèches, qu'elles soient en métal, céramique, plastique, caoutchouc ou en résines isolantes.

La graisse silicones 500 est un anti-adhérent parfait. Elle est utilisée pour :

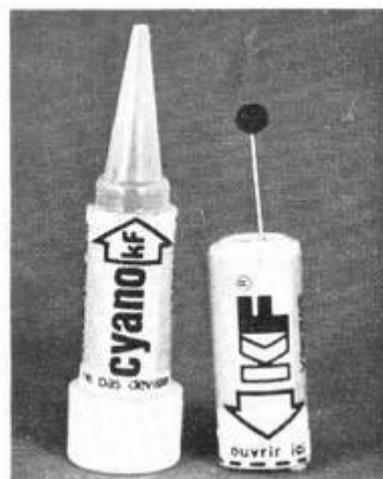
- Isoler et protéger de l'humidité les dispositifs d'allumage, les matériels et appareils électriques et électroniques.
- Lubrifier et rendre étanches les relais, câbles, connecteurs, isolateurs, boîtiers, cosses de batteries, joints et pièces en caoutchouc ou plastique
- Lubrifier des pièces en mouvement sur métal, plastique, bois et caoutchouc.

— Remplir des capsules de transistors et de redresseurs en raison de sa bonne conductibilité thermique.

— Densité : 1,00 ; couleur : blanc translucide ; consistance, pénétration non travaillée : 200 ; chaleur spécifique à 25° C : 0,34 ; température d'utilisation : -56° C à +200° C.

— Evaporation après 30 heures à 200° C 1,5 % maximum.

— Conductibilité thermique : 5,0 10⁴.



CYANO K.F.

Adhésif à base de cyano-acrylate mono-composant, assurant un collage instantané à froid, sous la seule action catalytique de l'humidité de l'air, contenant des agents filmogènes mouillants et stabilisateurs.

L'adhésif CYANO KF permet d'obtenir des collages d'une résistance optimale, à haute constance thermique, bonne élasticité et résistance exceptionnelle aux vieillissements et aux intempéries.

Il permet le collage d'une très grande variété de matériaux : métaux ferreux et non ferreux, matières plastiques, caoutchouc, porcelaine.

Il se présente sous la forme d'un liquide incolore, limpide et non toxique.

Conditionné en pipettes plastiques de 2,5 g permettant un emploi aisé et pratique, CYANO KF assure une adhérence immédiate, sous faible pression et à température ambiante, sans aucune adjonction ou préparation.

Le durcissement étant opéré par l'humidité de l'air, plus la couche sera mince, plus la vitesse d'adhérence sera grande, ce qui est un facteur d'économie appréciable : une goutte suffit réellement pour assembler des pièces de plusieurs centimètres carrés.

STAGE D'INITIATION

A

L'ELECTRONIQUE

LE premier stage d'initiation pratique à l'électronique, organisé par l'Institut national d'Education populaire s'est tenu à Marly-le-Roi du 24 au 29 mai 1976.

Une douzaine de jeunes intéressés par ces activités y ont assisté de bout en bout, l'hébergement complet étant assuré sur place.

L'animation des cours a été assurée par MM. Oemichen et Codechèvre de la Sescosem, Doutremepuich du SIAR, Marin du CIEFOP, Berchatsky du Haut-Parleur, l'organisation par M. Dargery de l'INEP. Les cours ont été scindés en deux phases : le matin exposés et discussions, l'après-midi, travaux pratiques. La partie théorique a comporté un rappel des grandes lois électriques, Ohm, Joule, Lentz, Laplace, avec discussions permanentes et calculs d'applications proposés par les stagiaires. Une importante partie de la matinée était chaque jour consacrée à l'explication et à la recherche d'une solution pour des réalisations n'ayant pas abouti à des résultats satisfaisants par les stagiaires dans le passé.

Les travaux pratiques ont consisté à apprendre à tous à réaliser des soudures correc-

tes. Nous avons pu constater combien ce cours était indispensable, car plusieurs stagiaires ayant de bonnes connaissances théoriques et ayant réalisé beaucoup de montages pratiques n'obtenaient que de mauvaises soudures.

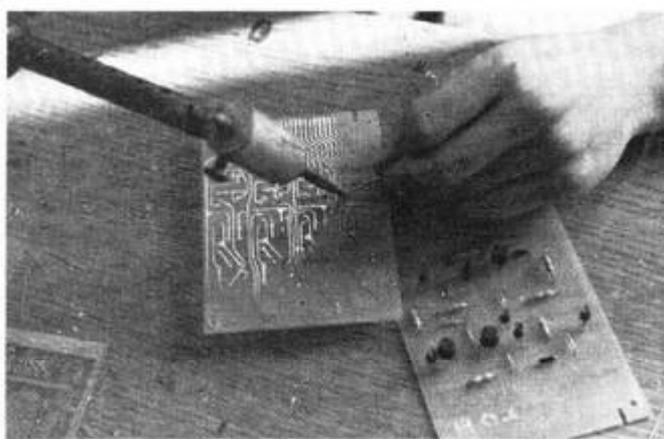
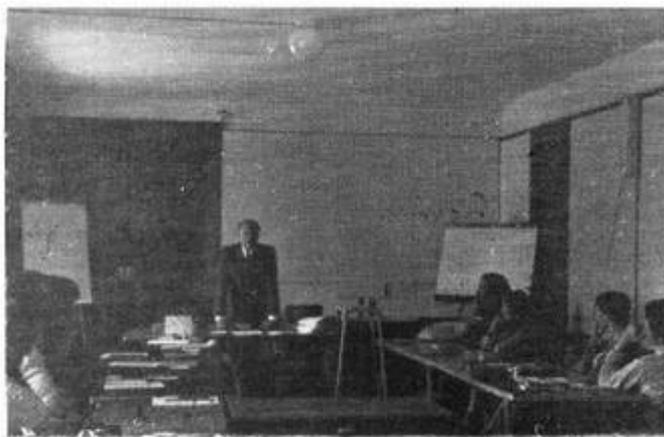
Après avoir obtenu des soudures réussies à 100 % par tous les participants, la réalisation d'un amplificateur à circuits intégrés de 2 x 15 W a été entreprise et menée à bonne fin.

Chaque stagiaire a pu partir satisfait avec sa carte de circuit imprimé complètement montée, à compléter par ses soins avec potentiomètres commutateurs et alimentation pour obtenir son amplificateur Hi-Fi.

Nous tenons à remercier les firmes qui ont permis la mise sur pied des stages, en fournissant gracieusement circuits imprimés, composants, fers à souder et outillage, la Sescosem, LCC, IEA, Artelec Radiomatic.

Le second stage se tiendra également à Marly-le-Roi, dans les mêmes conditions, du 11 au 15 octobre 1976. Les renseignements sont à obtenir auprès de M. Dargery, à l'INEP. Tél. : 958-49-11.

J. BERCHATSKY





(Suite voir N° 1563)

B IEN que dans les deux types de déviation - ligne et trame - il s'agit de faire traverser un courant en dents de scie dans les enroulements, la déviation ligne est tout à fait différente de la déviation trame.

Nous avons vu que dans cette dernière, il fallait injecter dans l'enroulement de balayage un courant en forme de dents de scie dont la fréquence est de 50 périodes par seconde. Nous avons vu également que, pour respecter la forme de la dent de scie, l'étage amplificateur de puissance devait avoir une bande passante allant de 50 Hz à 500 Hz au minimum. Pour la déviation trame, l'étage amplificateur reçoit à l'entrée une tension en dents de scie, et la résistance ohmique de l'enroulement du déviateur est très élevée par rapport à son inductance.

La différence fondamentale entre le balayage ligne et le balayage trame est que pour la ligne, l'étage de puissance fonctionne en commutation comme nous allons le voir plus loin. D'autre part, la fréquence des dents de scie est de 20475 périodes par seconde

pour le 819 lignes, et de 15625 périodes par seconde pour le 625. Pour obtenir une bonne linéarité, il faut au moins transmettre l'harmonique 10, ce qui donne une bande passante moyenne de 16.000 à 200.000 Hz.

Prenons, pour commencer, le cas d'un étage de sortie ligne employant un tube pentode. Actuellement, sur beaucoup de téléviseurs sortant de fabrication, on rencontre encore des tubes, dont une pentode dans l'étage final de balayage ligne.

Le tube pentode fonctionne en commutation, c'est-à-dire

qu'on peut le comparer à un interrupteur qui est ouvert pendant l'aller du balayage et qui est fermé pendant le retour, cette opération se répétant 15625 fois par seconde pour le 625 lignes. Ceci peut être représenté schématiquement par le dessin de la figure 1. Le tube pentode est remplacé par l'interrupteur I, associé à la résistance R, représentant la résistance interne du tube. La tension U est la tension d'alimentation de l'étage, et la bobine L représente les bobines de déflection horizontale.

Pendant le retour de ligne,

l'interrupteur est ouvert (pentode bloquée), aucun courant ne circule dans L.

Au début de la ligne, I se ferme. Le courant dans L ne prendra pas immédiatement sa valeur définitive. Le temps d'établissement du courant dépend de la constante de temps du circuit, qui est elle-même fonction des valeurs de R et de L. Ceci est tout à fait analogue au cas d'un circuit RC mis aux bornes d'une source de tension continue, la tension totale n'apparaît pas instantanément aux bornes du condensateur. Le temps d'établissement dépend de la constante de temps du circuit, soit dans ce cas de la valeur de C et de R.

La tension appliquée et la forme du courant dans la bobine L sont représentées sur la figure 2. Les distances a b, c d correspondent à la durée d'une ligne. Le courant varie donc progressivement de 0 (point a) jusqu'à la fin de la ligne (b). Pendant le retour de ligne (de b en c), l'interrupteur est coupé et le courant retombe à zéro, non pas d'une façon brusque, mais progressivement. Pendant la ligne suivante le même phénomène se

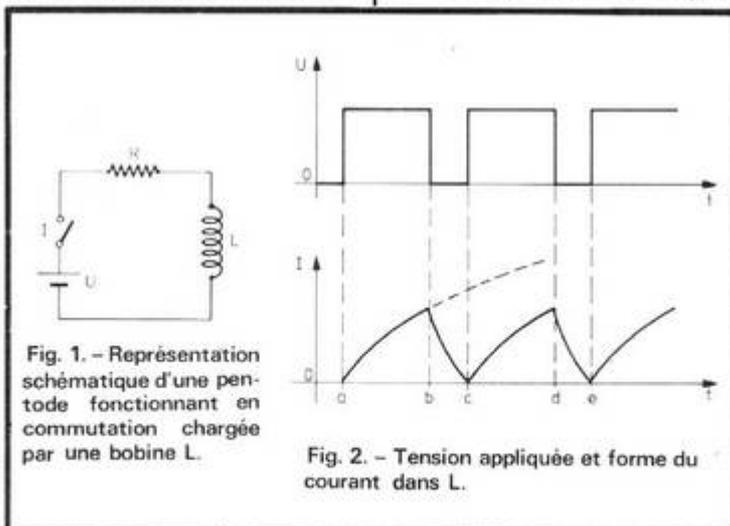


Fig. 1. - Représentation schématique d'une pentode fonctionnant en commutation chargée par une bobine L.

Fig. 2. - Tension appliquée et forme du courant dans L.

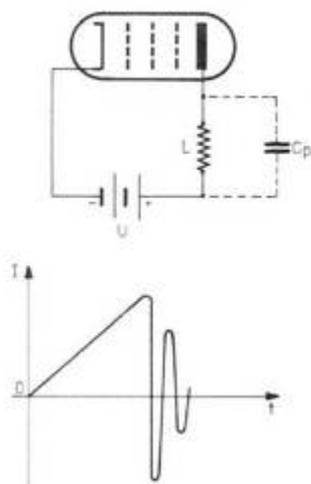


Fig. 3. - Effet de la capacité parasite C_p sur la forme du courant.

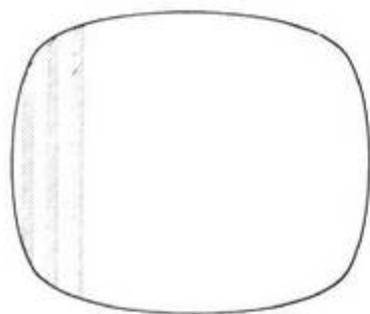


Fig. 4. - Effet sur l'écran des oscillations parasites.

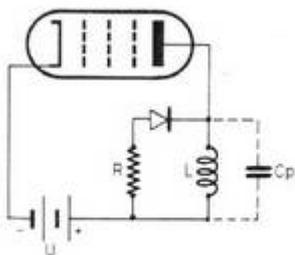


Fig. 5. - Amortissement par résistance et diode.

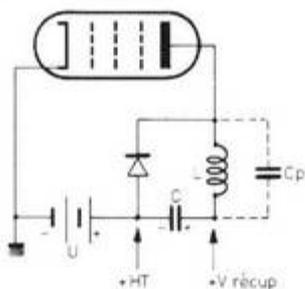


Fig. 6. - Obtention de la tension récupérée.

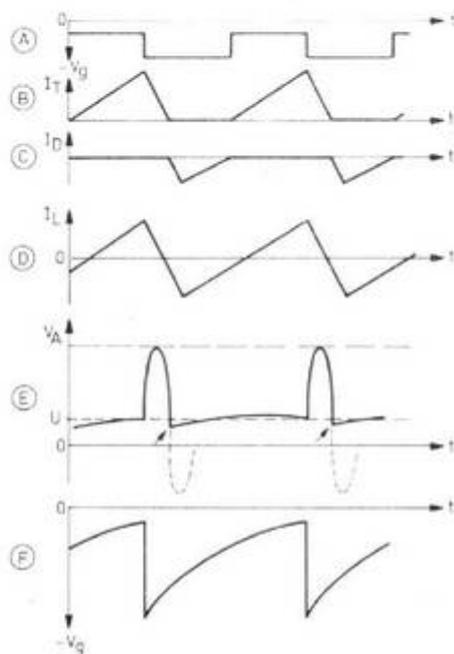


Fig. 7. - Forme des courants et des tensions.

reproduit : augmentation progressive du courant dans la bobine.

Il faut noter que pour que la variation soit bien linéaire, le choix de R et de L doit être judicieux.

D'après ce que nous venons de voir, nous imaginons que la pentode doit recevoir sur sa grille de commande une tension très négative, afin d'être bloquée pendant le retour de ligne (12 μ s). Pendant le reste du temps (aller, 64 μ s), le tube doit être conducteur.

Dans la pratique, le fonctionnement n'est pas aussi simple. La bobine de déflection présente une capacité parasite. Et lorsqu'à la fin de la ligne, le tube est bloqué, l'ensemble LC en parallèle se met à osciller (fig. 3). Ces oscillations ne sont pas totalement amorties au début de la ligne suivante. Ceci se traduit par des stries verticales à gauche de l'écran (fig. 4). Comment arrive-t-on à remédier à ce défaut ? Il ne faut pas penser shunter L par

une résistance pour amortir les oscillations, la perte en puissance serait considérable.

En mettant aux bornes de L une diode en série avec une résistance d'amortissement, l'oscillation serait supprimée dès la deuxième alternance (fig. 5). Là encore, il y a perte de puissance dans R.

DIODE DE RÉCUPÉRATION

L'étape suivante a été de remplacer la résistance R par un condensateur C (fig. 6). C a une valeur élevée, plusieurs dizaines de microfarads. Pendant l'alternance négative, le condensateur C se charge et on obtient ainsi au point + V récup. une tension appelée tension récupérée ou tension « gonflée ». La diode de récupération est souvent appelée « booster ». Cette tension récupérée, qui peut s'élever jusqu'à 900 volts, est employée pour alimenter cer-

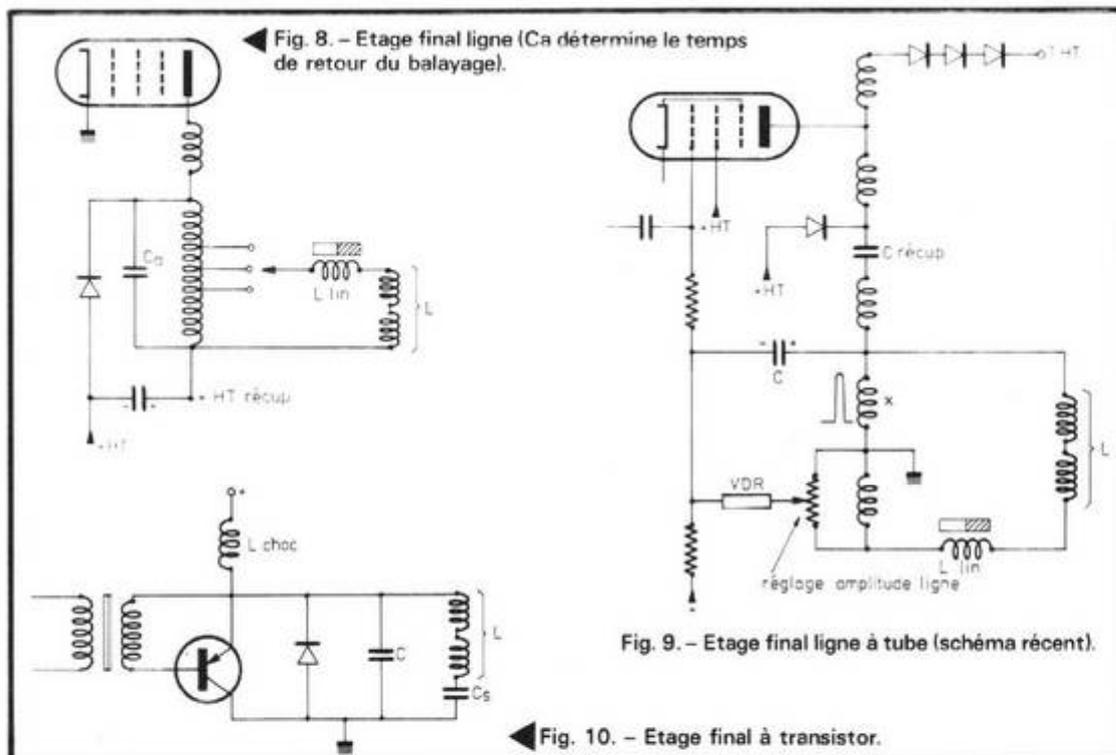
tains points du téléviseur (étages utilisant des tubes électroniques, première anode du tube-image).

L'énergie emmagasinée par le condensateur est restituée pendant une partie du cycle. L'explication du fonctionnement est donné sur la figure 7. En jouant sur la durée de blocage de la pentode (le signal sur la grille de commande est représenté en A), on obtient dans le tube un courant comme celui de B. Pendant la durée de la coupure du courant de la pentode, c'est le condensateur de récupération, à travers la diode, qui fournit l'énergie nécessaire aux enroulements de balayage (C). Le courant dans les enroulements (fig. D) est égal à la somme des deux courants (B et C). La forme de la tension sur l'anode de la pentode est montrée en E. Les pointes de tension sont très élevées par rapport à la valeur de la haute tension (U). Le point indiqué par la flèche montre le

moment où la diode se met à conduire, et l'alternance négative en pointillé donne l'allure qu'aurait la tension anodique, si la diode de récupération était absente. La figure 7 F montre l'allure réelle de la tension de blocage sur la grille de commande. Ce sont des pointes négatives supérieures à 100 volts.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Afin d'adapter la pentode aux enroulements des bobines de déflection ligne, il est primordial d'employer un transformateur ou un auto-transformateur. C'est cette dernière solution qui est adoptée, ceci pour augmenter le rendement de l'étage. Les enroulements sont bobinés sur un noyau de Ferroxcube dans le but de diminuer les pertes dans l'auto-transformateur. Le ferroxcube est un matériau non-métallique composé d'un



mélange d'oxyde de fer et d'oxydes d'autres métaux magnétiques. La perméabilité du ferroxcube est très élevée, et sa conductibilité est très faible, ce qui amortit considérablement les courants de Foucault.

Un très bon isolement des enroulements est indispensable, étant donné l'amplitude des tensions.

Nous avons représenté sur la figure 5 une ébauche de schéma très théorique d'un étage de sortie. Une autre étape est donnée sur la figure 8. Il faut savoir que ce schéma n'est plus utilisé depuis longtemps, mais une série de schémas montre l'évolution de la technique, et permet de mieux comprendre les circuits actuels.

Sur cette figure 8 on voit donc que la cathode de la diode de récupération n'est plus connectée sur l'anode de la pentode, mais sur une spire de l'auto-transformateur. On remarque également plusieurs prises sur l'enroulement, ceci donne la possibilité d'ajuster au mieux l'amplitude du balayage ligne. Une inductance L_{lin} est insérée en série avec les enroulements du déflecteur L. Il s'agit d'une self de linéarité. Une des causes de la

non-linéarité du balayage est due à l'importance de la résistance du déflecteur par rapport à son inductance. Le remède est l'utilisation d'une bobine de linéarité dont la propriété est de posséder une inductance qui varie avec le courant qui la traverse. Cette bobine est constituée par un aimant pouvant se déplacer dans un enroulement. Il est possible de cette façon de faire varier la forme des pointes de dents de scie de courant dans le déflecteur.

Nous donnons sur la figure suivante n° 9 un schéma plus récent. On remarque tout d'abord que le condensateur de récupération a changé de place, ceci évite que la haute tension soit appliquée au déviateur. Celui-ci est attaqué symétriquement afin de réduire le rayonnement parasite. Autre point important, une résistance VDR est insérée dans le circuit de grille. Ce composant sert à la stabilisation automatique de la largeur d'image. La résistance d'une VDR diminue lorsque la tension appliquée à ses bornes augmente. Aux bornes de l'enroulement x apparaît une impulsion positive qui charge C à travers la VDR.

Supposons que la tension

augmente dans le circuit de sortie. Plus l'amplitude aux bornes de x sera élevée, plus la résistance de la VDR sera faible, et plus la tension aux bornes de C sera grande. La grille de la pentode sera plus négative, et son courant anodique baissera, atténuant l'augmentation de tension en sortie.

Ce système de régulation est intéressant pour avoir une largeur d'image constante, mais un autre avantage aussi important est d'avoir une tension récupérée bien stable.

THT

On met à profit les surtensions présentes lors du retour de ligne, pour obtenir la très haute tension nécessaire au tube-image (18 kV). Cette THT est obtenue en rajoutant des spires à l'enroulement principal. Le redressement peut être confié à une diode à vide (DY 86, DY 802) dont le filament est également chauffé par un enroulement isolé, composé de quelques spires. Cette diode à vide est de plus en plus remplacée par un redresseur au sélénium ayant la forme d'un-baton de

6 mm de diamètre, et d'une longueur de 7 ou 8 cm. Ce redresseur est constitué par un empilage de plus de 300 pastilles redresseuses. Le filtrage de la THT est obtenu par la capacité du graphitage interne et externe du tube image (quelques centaines de picofarads).

DÉVIATION LIGNE À TRANSISTOR

Le système que nous venons de voir est appelé récupération « série », car le condensateur de récupération est placé en série avec la haute tension. Sur la figure 10 est représenté schématiquement un étage de sortie ligne à transistor à récupération « parallèle ».

La diode, le condensateur de récupération, le transistor et les enroulements du déviateur sont disposés en parallèle. L'étage fonctionne également en commutation, et le signal d'attaque est transmis à travers un transformateur d'attaque ou « driver ».

L'ensemble C et L en parallèle constitue un circuit oscillant accordé sur la fréquence dont la période correspond à 2 fois le temps de retour de ligne. Pendant cette durée, la tension sur le collecteur est une demi-alternance. Le transistor est alimenté à travers une bobine de choc L_{choc} et le condensateur C_s en série avec l'enroulement L évite que celui-ci soit traversé par un courant continu, ce qui entraînerait un décadage de l'image. Ce condensateur a également pour rôle la correction en « S » dont nous avons parlé dans notre article sur le tube-image. Nous n'avons pas représenté sur le schéma l'enroulement THT, ni les enroulements auxiliaires.

Dans notre prochain article, nous reparlerons plus en détail de la déflexion horizontale à transistor, et à thyristor.

J. PATTE

étages séparateurs à transistor bipolaire en vidéo ~ fréquence

COMME son nom l'indique, l'étage séparateur (ou buffer dans la littérature anglo-saxonne) a pour fonction essentielle de séparer deux circuits l'un de l'autre en transmettant - malgré tout - l'information principale. La séparation sous-entend généralement la notion de « charge isolée » ce qui veut dire qu'un générateur transmet une information sur une charge sans en apprécier l'impédance réelle ; le schéma de base est celui de la figure 1 : la charge R_c supporte une tension V_s proportionnelle à la tension délivrée par le générateur mais celui-ci ne voit pas directement cette résistance. Comment interpréter cette propriété à partir des relations exposées figure 1 ? En rendant évidemment infinie l'impédance d'entrée cela équivaut à faire nulles les admittances Y_{11} et Y_{12} . Par ailleurs, si l'on veut que la pro-

portionalité entrée/sortie soit correcte, il faut faire aussi $Y_{21} = 1/R_c$ et $1/Y_{22} \ll R_c$ sinon $Y_{22} = 0$.

Dans la pratique, les conditions précédentes sont impossibles à obtenir et l'on se contente d'une représentation équivalente où seule l'expression $Y_{12} V_s$ est absente. Cette admittance de réaction « sortie sur entrée » étant nulle, la fonction de « séparation » est obtenue parfaitement si ce n'est celle de la proportionnalité (fig. 2).

Pour se rapprocher du cas idéal, on s'efforcera de rendre Y_{11} et Y_{22} aussi faibles que possible. En admettant le cas limite où Y_{11} et Y_{22} tendent vers zéro.

Nous aurons : $V_s = E$, car : $I_c = 0$.

Si l'on veut faire : $V_s = k V_e$ (proportionalité intégrale), on aura :

$$I_s = \frac{V_s}{Z_c} = Y_{21} V_e$$

ou encore : $V_s = Y_{21} Z_c V_e$ et $k = Y_{21} Z_c =$ « gain » du séparateur.

Si $k = 1$,

$$Y_{21} = \frac{1}{Z_c}$$

Dans ce cas limite, il est préférable de choisir une représentation où l'admittance de transfert direct Y_{21} n'apparaît pas puisqu'elle se trouve liée à la charge. On a plutôt recours à un dipôle de Thévenin où le générateur possède une f.e.m. égale à $k V_e$ (fig. 3). Les séparateurs peuvent se présenter sous 4 formes : figure 4.

EMPLOI DU TRANSISTOR BIPOLAIRE

a) Impédance d'entrée

Le transistor bipolaire classique monté en « collecteur commun » peut être assimilé à

un étage séparateur imparfait car les admittances Y_{11} et Y_{22} ne sont pas négligeables (fig. 4A).

Le générateur « voit » une admittance équivalente d'entrée égale à :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{11} + (h_{21} + 1) R_c} \neq \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{21} R_c}$$

Si l'on dispose des capacités aux bornes de h_{11} (C_{be}) et de R_c (C_s du montage), on voit à quel point cette admittance devient complexe !

A la limite, pour les fréquences élevées, on peut imaginer que la charge du transistor n'est plus constituée que d'une capacité. Dans ce cas et en admettant l'approximation avancée pour Y_{11} , il n'apparaît qu'une capacité apparente C_s/h_{21} en parallèle sur R_B . Si cette dernière est élevée, la fonction de séparateur à haute impédance d'entrée semble convenablement obtenue.

Equations aux admittances $\begin{cases} I_e = Y_{11} V_e + Y_{12} V_s \\ I_s = Y_{21} V_e + Y_{22} V_s \end{cases}$

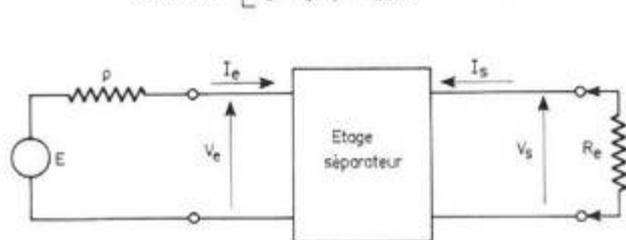


Fig. 1. - Branchement d'un séparateur et équations aux admittances correspondantes.

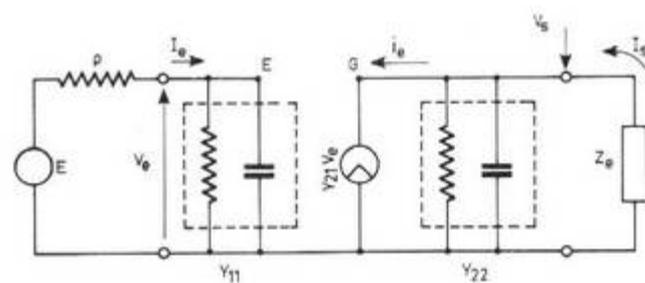


Fig. 2. - Schéma équivalent réel du séparateur.

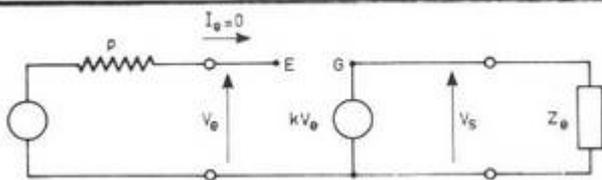


Fig. 3. - Cas idéal du séparateur.

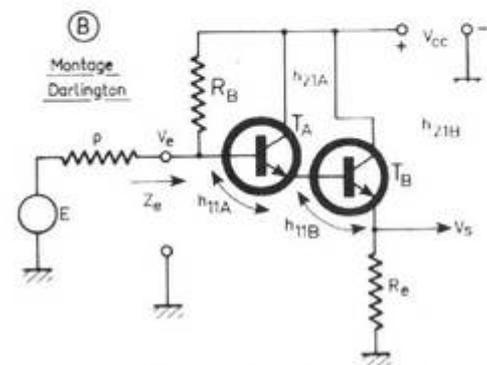
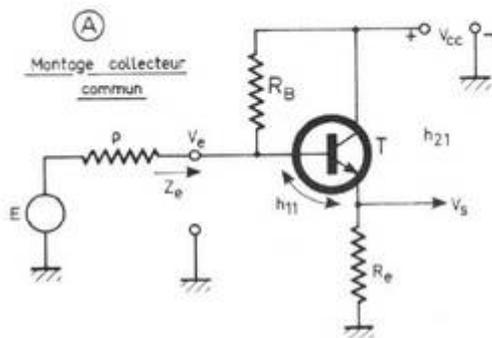


Fig. 4. - Exemples de montages séparateurs.

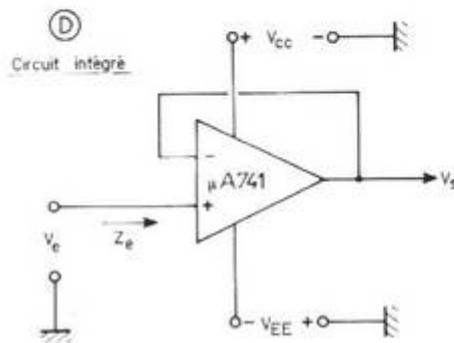
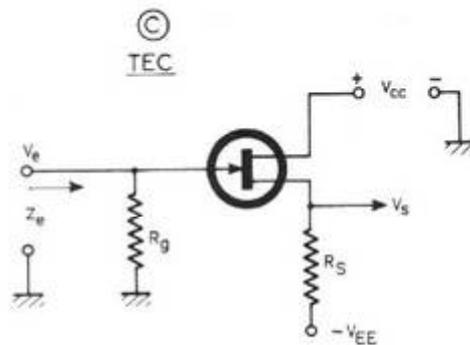


Tableau A	
$R_{en} \approx$	$\frac{h_{21} R_e}{1 - \frac{f_2}{f_E f_B}}$
avec	$f_E = \frac{1}{2\pi R_e C_s}$
	$f_B = \frac{1}{2\pi r_{B'E} C_{BE}}$
C_{en}	$R_d C_{BC} + \frac{C_s}{h_{21}} \neq C_{BC}$
d	$f_0 = \sqrt{f_E \cdot f_B} ; R_{en} = \infty$

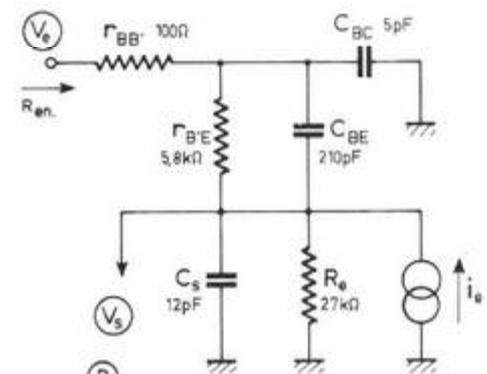
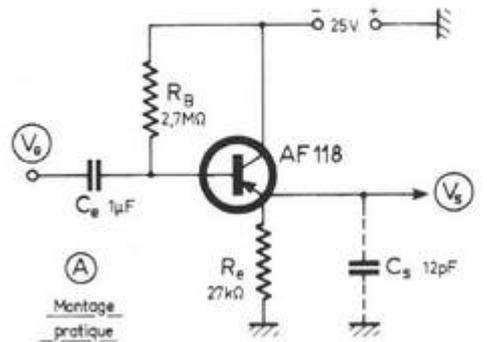


Schéma équivalent de l'entrée

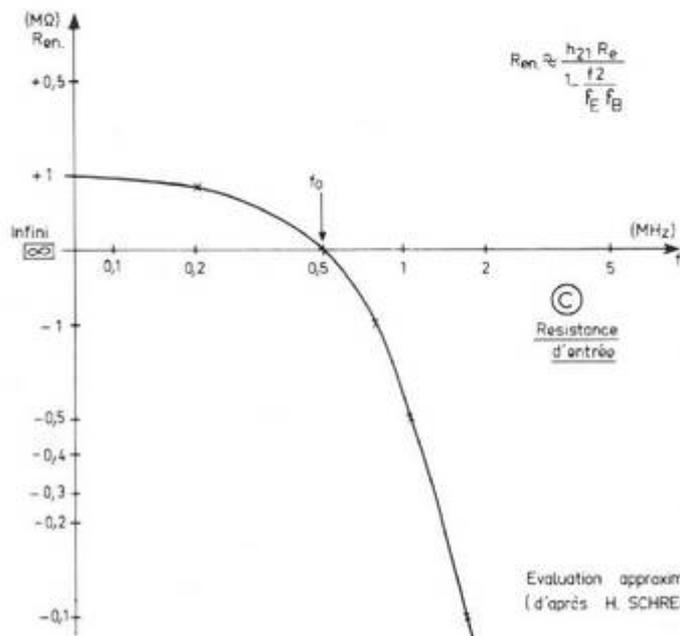


Fig. 5. - Etude du montage séparateur « collecteur-commun », en fonction de la fréquence vu de l'entrée.

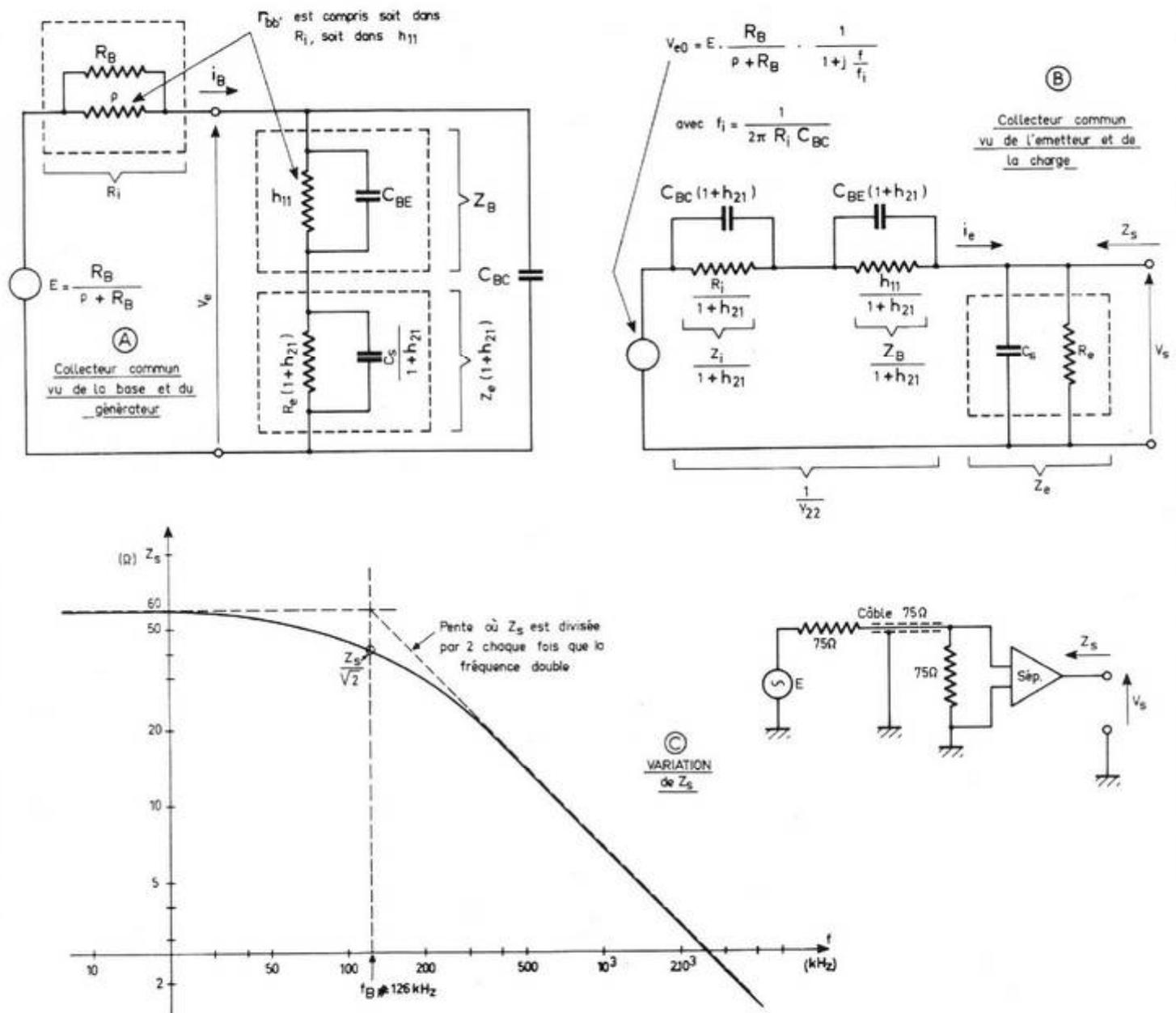


Fig. 6. - Etude du montage séparateur vu de la sortie. Selon le transistor, $E_{bb'}$ est compris dans R_i ou dans h_{11} .

Toutefois, on ne tient pas compte ici de la variation de h_{21} , d'une part et de la représentation réelle (dite de Giacchetto) du transistor, d'autre part. En considérant de très près la théorie générale due à M. H. Schreiber (« Toute la radio » de novembre 1963), on s'aperçoit, qu'en réalité, le montage « collecteur-commun » présente une résistance apparente de la forme de celle de la figure 5 : elle devient négative, dans cet exemple, dès 500 kHz (1) malgré les précautions prises pour avoir une grande impédance d'entrée.

L'appréciation de la fréquence limite à partir de laquelle le phénomène de résistance négative apparaît peut se faire à partir de la formule :

$$f_o \approx \sqrt{f_B \cdot f_E}$$

Dans laquelle f_B est la fréquence de coupure en courant du transistor (voir tableau A) et f_E , la fréquence de coupure de la charge d'émetteur. Quant à la capacité apparente d'entrée, on démontre que les composantes C_{bc} et C_s sont divisées sensiblement par h_{21} et restent négligeables. Par

contre, il reste une capacité non négligeable : celle existant entre la base et l'émetteur (C_{BC}) ; celle-ci vient donc en parallèle sur la résistance d'entrée dans la représentation de la figure 5.

b) Impédance de sortie

Vue de la sortie, le montage « collecteur-commun » présente, en principe, une résistance équivalente très faible. Si nous négligeons l'influence des capacités, il vient en effet :

$$R_{\text{sortie}} = \frac{R_i + h_{11}}{1 + h_{21}}$$

(en parallèle sur R_e)

Il est tenu compte de la résistance R_i équivalente à tout ce qui se trouve avant la base du transistor. L'étude du schéma équivalent de Thévenin de la figure 6 montre que cette résistance résulte de la mise en parallèle de R_B et de ρ . La résistance interne au générateur d'attaque ρ étant faible, dans la majeure partie des cas, la mise en parallèle de R_B ne change pas grand chose et $R_i \neq \rho$.

(1) Pour le transistor testé ! Dans des versions différentes, la fréquence peut être supérieure à 500 kHz.

Remarque très importante : Dans la représentation choisie on ne précise pas où se trouve incluse la résistance intrinsèque $r_{bb'}$. En principe, $h_{11} = r_{be} + r_{bb'}$, au voisinage du continu, c'est-à-dire aux fréquences où les condensateurs internes au transistor présentent des réactances négligeables.

Mais, dans le domaine vidéo-fréquence, les capacités interviennent. Or, la difficulté réside dans la situation réelle de C_{BE} et de C_{BC} par rapport à $r_{bb'}$: cela dépend de la technologie employée (2), les capacités pouvant se répartir dès l'entrée plutôt qu'après $r_{bb'}$. Pour simplifier, on admettra ici cette dernière restriction. Néanmoins, dans le cas limite où ρ est rendu très faible, il faudra envisager l'éventualité où $r_{bb'}$ vient s'ajouter à cette valeur.

La fréquence de coupure d'entrée f_i est donc très élevée : exemple, avec $R_B = 1 \text{ M}\Omega$, $\rho = 600 \Omega$ et $C_{BC} = 5 \text{ pF}$,

$$f_i = \frac{1}{2 \pi \cdot 600 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} \approx 50 \text{ MHz}$$

Celle de la base :

$$f_B = \frac{1}{2 \pi h_{11} C_{BE}}$$

est évidemment beaucoup plus basse, surtout si l'on admet $C_{BE} \approx 210 \text{ pF}$ et

$$h_{11} \approx r_{bb'} + r_{BE} \approx 6 \text{ k}\Omega;$$

on a en effet

$$f_B = \frac{1}{2 \pi \cdot 6000 \cdot 210 \cdot 10^{-12}} = 126 \text{ kHz}$$

Cette fréquence de coupure ne change pas que l'on observe le montage du côté du générateur ou du côté de la charge.

En tenant compte des capacités internes, la résistance de sortie Z_S du « collecteur-commun » a pour forme :

$$\frac{1}{Y_{22}} = \frac{Z_1 + Z_B}{1 + h_{21}}$$

en parallèle sur Z_c .

Si l'on a $\rho \ll R_B$ et si C_{BC} n'est pas élevé, ce qui s'avère être toujours le cas, l'impédance Z_S se résume à :

Résistance parallèle :

$$\frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

en parallèle sur R_c

Capacité parallèle :

$$C_S + C_{BE} (1 + h_{21})$$

$$\frac{Z_1}{1 + h_{21}}$$

est, en effet, négligeable.

R_c étant grand devant

$$\frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

et C_S étant, technologiquement rendue très faible, il reste sensiblement :

$$\frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

en parallèle sur $C_{BE} (1 + h_{21})$.

On admettra h_{21} sensiblement constant.

Si l'on se reporte à la courbe C de la figure 6, on constate que la résistance de sortie décroît avec une pente normalisée à $Z_{S1}/2$ octave dès la fréquence de coupure f_B .

L'application en est faite avec les valeurs énoncées dans les paragraphes précédents et, condition essentielle, avec $\rho \leq 75 \Omega$ (adaptation avec un câble à basse impédance).

Remarque : Il faut souligner que cette variation de l'impédance de sortie

n'engage pas celle de la tension de sortie et du gain de l'étage, lequel suit une loi voisine mais décalée vers des fréquences plus élevées.

c) Gain de l'étage

Un montage « collecteur-commun » n'amplifie pas, le gain en tension étant voisin de 1. Pour comprendre le fonctionnement, il faut se pencher laborieusement sur le schéma équivalent de la figure 6B. En toute rigueur la tension de sortie prend la forme :

$$V_S = V_{co} \frac{Y_{22} Z_c}{Z_2 Y_{22} + 1}$$

Compte tenu des approximations citées aux paragraphes précédents, à savoir : ρ très faible, nous avons :

$$Y_{22} \approx \frac{1}{Z_S}$$

(voir figure 6C).

Comme Z_S est jugée faible devant Z_c (charge d'émetteur), $V_S \approx E$ et $G_V \approx 1$.

d) Bande passante

L'étude de la bande passante s'avère très compliquée car on doit tenir compte des composantes du schéma équivalent de la figure 6B.

Implicitement, nous dégageons trois fréquences de coupure dont : f_B , due à l'intervalle base-émetteur Z_B ; f_S , due au circuit de sortie Z_c et, f_i , due au circuit d'entrée Z_1 qui comprend également la capacité C_{BC} et, éventuelle-

ment, $r_{bb'}$. En admettant la condition préliminaire où ρ est faible, certaines simplifications peuvent s'envisager. Selon la technologie des transistors employés, l'échelle des fréquences se situera dans les limites suivantes :

$$\begin{aligned} 100 < f_B < 500 \text{ kHz} \\ 1 < f_S < 5 \text{ MHz} \\ 10 < f_i < 50 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Ces exemples sont volontairement situés vers le bas, car des transistors vidéo spéciaux voient ces fréquences se déplacer en bloc vers le haut du spectre. Notamment, on peut espérer avoir des C_{BE} nettement plus faibles que ceux choisis dans les exemples précédents.

On remarquera tout d'abord que :

$$f_i \approx 10 f_S \approx 100 f_B$$

Ensuite, si R_c n'est pas trop faible, on a, environ :

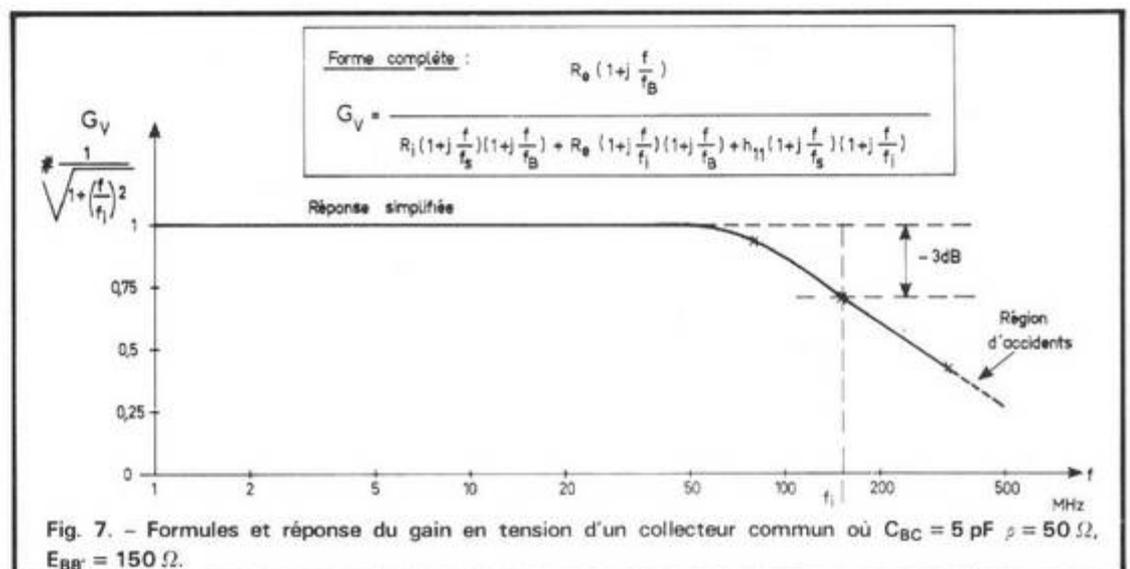
$$R_c \approx 10 h_{11} \approx 100 R_i$$

Il n'est pas possible de séparer ces deux considérations, sans quoi, on aboutirait à un raisonnement absurde et à des simplifications abusives.

Compte tenu de ces conditions, on obtient :

$$V_S \approx \frac{E}{1 + j \frac{f}{f_i}}$$

L'erreur que l'on commet s'élève à moins de 10%. L'allure de la courbe n'en est pas affectée outre mesure tant



que R_e reste supérieure à R_i , en première urgence, et à h_{11} , en seconde urgence.

Comme f_i tient compte de ρ et, éventuellement, de r_{BB} (transistors à champ interne), nous aurons une fréquence limite conditionnée par la résistance interne de la source d'attaque. Avec R_B grande (voir fig. 6A), si $\rho = 50 \Omega$ et $r_{BB} = 150 \Omega$ (cas assez défavorable) nous aurons, avec $C_{BC} = 5 \text{ pF}$ (exemple d'un transistor quelconque):

$$f_i = \frac{1}{2 \pi \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200} = 160 \text{ MHz}$$

(voir figure 7).

Si nous faisons l'erreur de calculer la fréquence à partir de la résistance de sortie en continu :

$$R_s = \frac{R_i + h_{11}}{1 + h_{21}}$$

avec R_e et C_s en parallèle, nous aurions, avec :

$$R_i = \rho + r_{bb} = 200 \Omega$$

et :

$$h_{11} \approx 6 \text{ k}\Omega : R_s \approx 60 \Omega$$

$$\text{(si } h_{21} \approx 100)$$

Si $C_s \approx 10 \text{ pF}$, on aboutirait à $f_{\text{limite}} = 265 \text{ MHz}$, ce qui s'avère illusoire !

De plus, nous commettrions une seconde erreur qui consisterait à négliger la variation de h_{21} en fonction de la fréquence.

e) Conclusion de la théorie

Les considérations théoriques que nous venons d'évoquer nous permettent d'affir-

mer les conclusions suivantes à propos du montage « collecteur-commun » séparateur :

- l'impédance d'entrée est grande mais peut devenir négative pour certains transistors et pour les fréquences élevées ;

- le gain reste voisin de 1 si R_e est suffisamment élevée devant ρ et h_{11} ;

- l'impédance de sortie est toujours faible si la résistance ρ du générateur d'attaque est elle-même faible ;

- la bande passante est limitée par C_{BC} et $\rho + r_{bb}$, la résistance d'attaque...

Ces affirmations sont toutefois contestables dès lors que C_s prend des valeurs prohibitives, auquel cas la réponse de la figure 7 est modifiée avec apparition d'une pente d'affaiblissement plus abrupte (12 dB/oct.) à partir d'une certaine fréquence.

f) Montage Darlington

Le montage de la figure 4B permet d'accroître encore l'impédance d'entrée :

$$R_{\text{en}} \approx h_{21A} \cdot h_{21B} \cdot R_e \text{ en parallèle sur } R_B$$

En général, cette résistance se limite à R_B , le produit $h_{21A} \times h_{21B}$ étant élevé.

Pour expliquer ce qui se passe en fonction de la fréquence, il convient d'ajouter deux cellules « RC » parallèles dans les représentations des figures 5 et 6. Toutefois les composants existants seront multipliés par ($h_{21B} + 1$).

on aboutit à un schéma équivalent assez complexe mais dont les lois physiques ne sont pas différentes de celles vues ci-dessus. Pour simplifier, on ne conserve que les cellules dont l'impédance est rendue prépondérante par la multiplication par h_{21} . Ainsi, Z_B du transistor T_B se trouve multiplié par h_{21A} de T_A et Z_e , par le produit $h_{21A} \times h_{21B}$ (voir fig. 6A).

Du côté de la sortie, la simplification est plus évidente car R_i se trouve divisée par $h_{21A} \times h_{21B}$. Il ne reste en jeu que les caractéristiques internes des transistors T_A et T_B et la bande passante se trouve limitée par

$$\frac{h_{11A}}{1 + h_{21B}}$$

et C_{BC} de T_B . C'est, en fait, une vue assez simpliste des choses car l'expérience se montre parfois contrariante : il devient difficile de prévoir avec exactitude ce qui va se passer par suite de la complexité du schéma équivalent.

MONTAGES PRATIQUES

a) Probe séparateur

Dans bon nombre d'applications, le prélèvement d'une tension sur un circuit nécessite un minimum de perturbation. Ceci signifie que le branchement du test doit se faire à haute impédance. Un tel prélèvement se fait au moyen

d'un « probe » dans lequel on dispose le minimum de composants. Par ailleurs, on recherche un minimum de complication quant à la liaison du probe au point de mesure.

Le montage de la figure 8 utilise un transistor monté en collecteur-commun avec charge située à l'autre bout du câble. L'alimentation peut, alors, se faire au pied de la résistance d'émetteur (12 V découplés par $0,1 \mu\text{F}$ et $10 \mu\text{F}$) et il ne reste, dans le blindage du probe, que la liaison $10 \text{ nF}/0,56 \text{ M}\Omega$ et le transistor 2N2369. Ce dernier a été choisi pour sa technologie adaptée aux VHF ; ici, peu de chance pour qu'il y ait apparition d'une résistance négative dans la bande de travail limitée, grâce au câble, à $20/30 \text{ MHz}$. Le câble présente, en effet, une capacité parasite de 20 à 100 pF selon les modèles. Le probe sera adapté à 1 m environ du système de mesure qui peut être un millivoltmètre ou l'entrée d'un oscilloscope (c'est alors une sonde « active »).

Si l'on admet, au repos, 6 V entre collecteur et émetteur, le courant de repos s'élève à $600 \mu\text{A}$.

$$\left(\frac{6 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 0,6 \text{ mA} \right)$$

car la source fait 12 V .

A 30°C , le gain en courant du 2N2360 s'élève à $h_{21DC} = 60$ pour $I_{C0} = 600 \mu\text{A}$. On a donc :

$$I_{B0} = 10 \mu\text{A}$$

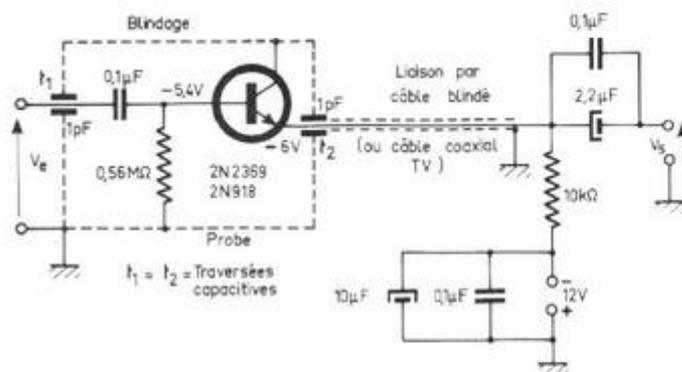


Fig. 8. - Exemple de probe séparateur à transistor bipolaire.

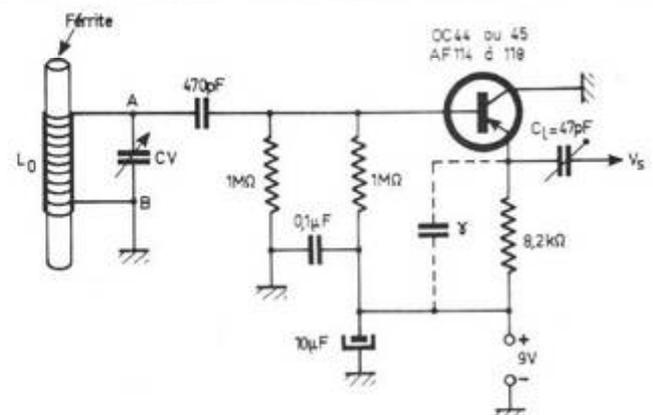


Fig. 9. - Exemple de séparateur HF pour cadre ferrite.

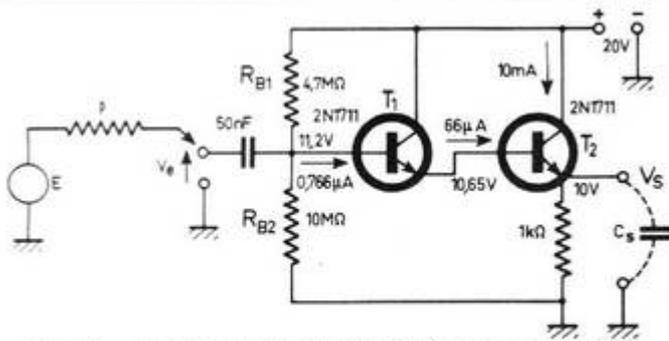


Fig. 10. - Montage Darlington à haute impédance d'entrée.

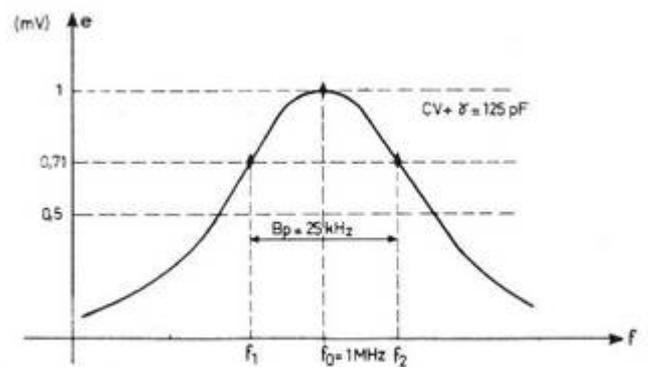
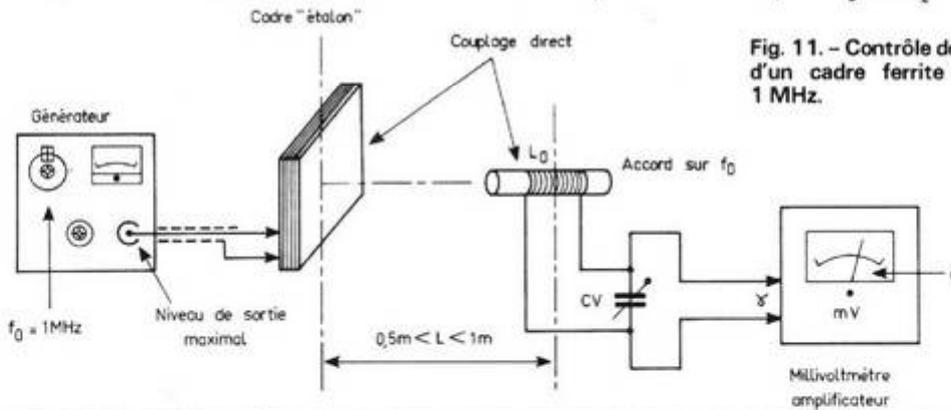


Fig. 11. - Contrôle de la sélectivité d'un cadre ferrite accordé sur 1 MHz.



et

$$R_B = \frac{V_E - V_{BE}}{I_{B0}} \approx \frac{5,4 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 0,54 \text{ M}\Omega$$

soit 560 kΩ...

Le transistor ramène sur la base une résistance de $h_{21} R_e \approx 600 \text{ k}\Omega$, ce qui, avec R_B conduit à une impédance d'entrée réelle de 290 kΩ. Cette valeur qui n'est pas très élevée convient pour les équipements à transistors. Les traversées utilisées permettent un branchement mécanique mais leur capacité propre ne doit pas dépasser 1 pF. Si l'on utilise le transistor 2N918, R_B doit être ramené à 470 kΩ.

b) Séparateur à haute fréquence

Une intéressante application de la résistance négative est proposée figure 9. On utilise, pour ce faire, des transistors d'un modèle assez ancien (OC44, OC45, AF114 à AF118), seule solution pour faire apparaître cette résistance négative. Il s'agit de transistors PNP au germanium à jonction simple ou à alliage diffusé. Grâce à la capacité γ que l'on dose au

mieux du transistor utilisé, on peut ramener dans la gamme des fréquences reçues par le cadre-ferrite une résistance négative qui désamortit les résistances parallèles de base et celle d'amortissement du circuit accordé.

On rappelle, en effet, que :

$$R_{en} = \frac{h_{21} R_e}{1 - f_E^2 f_B^2}$$

Comme :

$$f_E = \frac{1}{2 \pi \gamma R_e}$$

on conditionne ainsi le domaine des fréquences $f_x > \sqrt{f_E f_B}$, pour lesquelles la résistance négative apparaît.

Les transistors utilisés possèdent un gain h_{21} compris entre 50 et 200 selon le point de repos et le type. Avec $R_e = 8,2 \text{ k}\Omega$, la résistance d'entrée, pour $f = 2 \sqrt{f_E f_B}$, sera comprise entre -410 kΩ et -1,64 MΩ ; cette résistance négative compense déjà à elle-seule le pont de 1 MΩ placé sur la base du transistor.

Pour juger du désamortissement à prévoir pour améliorer la sélectivité du cadre, considérons un cas pratique concret. Un cadre ferrite PO

accordé sur 1 MHz avec 125 pF ($L_0 \approx 200 \mu\text{H}$) présente une courbe de sélectivité propre analogue à celle de la figure 11. Le coefficient de qualité s'élève à :

$$Q = \frac{f_0}{B_p} \approx -3 \text{ dB}$$

$$\text{soit } Q = \frac{1000}{25} = 40$$

La résistance parallèle correspondant à cet amortissement se calcule au moyen de la relation :

$$R_p = \frac{Q}{C_0 \omega_0} = \frac{40}{125 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \pi \cdot 10^6} = 50 \text{ k}\Omega$$

Pour désamortir, il convient de prévoir $-R_{en}$ de l'ordre de -100 kΩ. Le R_p résultant serait obtenu par :

$$R_p = \frac{-R_p R_{en}}{R_p - R_{en}} = 30 \text{ k}\Omega$$

Diminuer $-R_{en}$ serait dangereux car des oscillations pourraient apparaître en haut de gamme PO ($f \rightarrow 1500 \text{ MHz}$).

Dans ces conditions, il sera choisi une fréquence de coupure f_E telle que R_{en} approche de 100 kΩ à 1500 kHz. Ce

Application : Soit

- $R_{en} = -100 \text{ k}\Omega$ à 1,5 MHz
Avec $h_{21} = 100$ et $R_e = 8,2 \text{ k}\Omega$, il faut obtenir :

$$\frac{f^2}{f_e f_B} = \frac{h_{21} R_e}{R_{en}} - 1 = \frac{820}{100} - 1 = 7,2$$

Pour le transistor OC44, $C_{b'e} = 410 \text{ pF}$, et $r_{b'e} = 2,564 \text{ k}\Omega$; on a donc $f_B \approx 151,4 \text{ kHz}$.

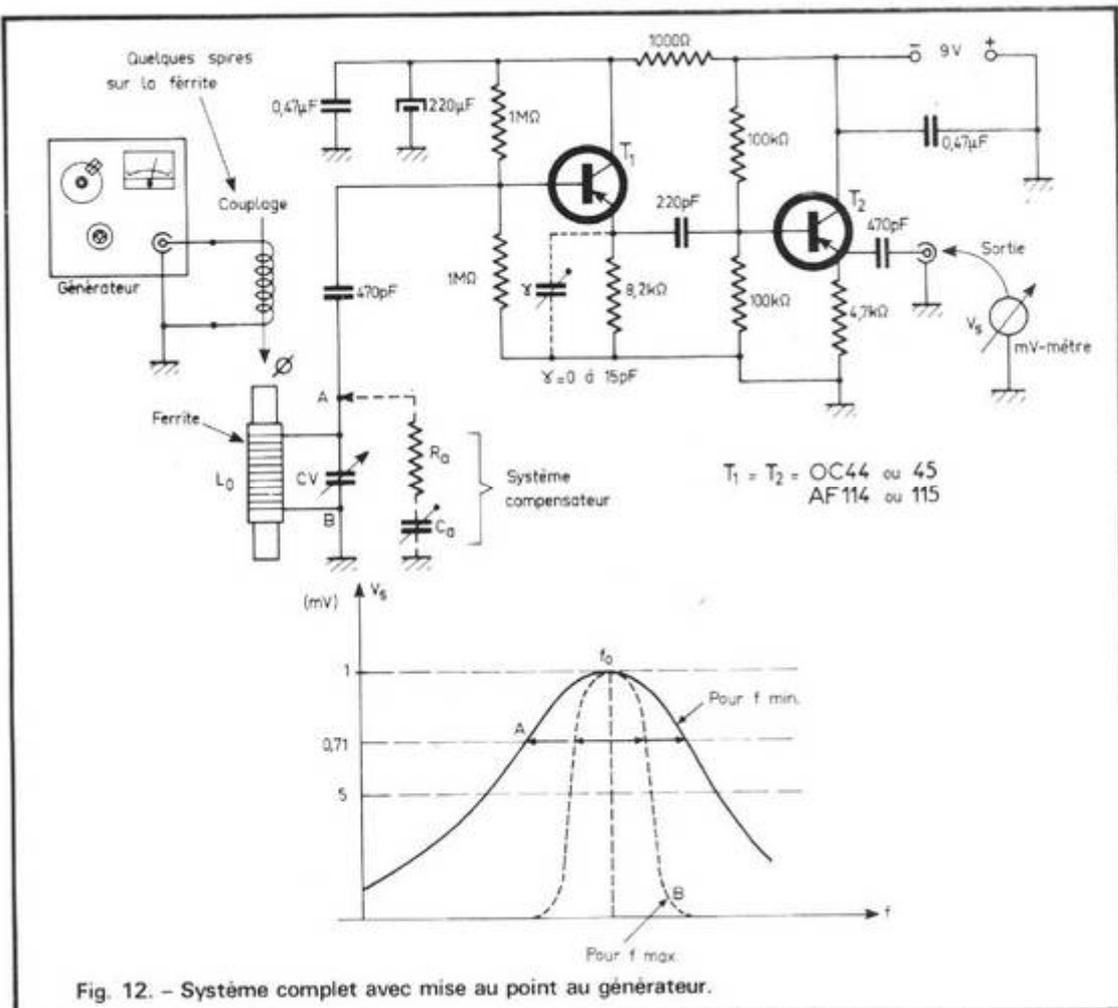
Il faut donc avoir :

$$f_E = \frac{f^2}{7,2 f_B} = 2,064 \text{ MHz}$$

Et avec $R_e = 8,2 \text{ k}\Omega$, il vient :

$$\gamma = C_s = \frac{1}{2 \pi \cdot 8,2 \cdot 10^3 \cdot 2,064 \cdot 10^6} \approx 9,4 \text{ pF}$$

Ce résultat rentre bien dans les limites du possible à condition que l'étage suivant soit lui-même à haute impédance d'entrée ou n'ajoute qu'un minimum de capacité sur R_e . En général, il apparaît sur R_e une capacité nettement plus élevée : la capacité d'entrée d'un transistor monté en émetteur commun. Ainsi $C_s \approx 500 \text{ pF}$ d'où $f_E \approx 20 \text{ kHz}$. Le montage oscillera spontanément lorsque $R_{en} \approx R_p = 50 \text{ k}\Omega$. Ce



Le système devant présenter le maximum de résistance, on choisira des résistances de pont très élevées, à condition, toutefois, que la précision en soit suffisante.

Le potentiel de T_1 est celui de V_s augmenté des chutes de base V_{BE} .

L'équilibre est obtenu avec $R_{B1} = 4,7 \text{ M}\Omega$ et $R_{B2} = 10 \text{ M}\Omega$. L'impédance d'entrée s'élève à $3,2 \text{ M}\Omega$ pour une bande passante de plusieurs mégahertz, voire, selon la capacité de sortie C_s et la résistance interne ρ du générateur d'attaque, plusieurs dizaines de MHz.

La capacité d'entrée du montage se limite à C_{BC} du transistor T_1 , lequel, étant peu conducteur, présente un ordre de grandeur de 1,5 à 2,5 pF.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

Prochainement : « Les séparateurs à TEC ».

défaut redhibitoire apparaîtra à partir de :

$$f_{max} = \sqrt{f_E f_B \left[\frac{h_{21} R_e}{R_{en}} - 1 \right]}$$

ou

$$f_{max} \approx \sqrt{20 \cdot 10^3 \cdot 151,410^3 \left[\frac{820}{50} - 1 \right]}$$

$$= 215,9 \text{ kHz}$$

Le séparateur HF sera donc inutilisable dans la gamme PO à moins qu'on ne dispose une capacité ajustable $C_1 = 47 \text{ pF}$ maximum afin d'empêcher que la réaction négative entraîne l'oscillation en un point donné de la gamme PO. Un moyen évidemment primaire pour supprimer l'oscillation consiste à placer aux bornes du circuit accordé un circuit amortisseur $R_a C_a$ dont l'effet - grâce à C_a - s'accroît avec la fréquence.

Pour la mise au point, avec le montage à double séparateur - voir figure 12 - on agira sur γ de telle sorte que le sys-

tème soit à la limite d'accrochage, pour f_{max} de la gamme d'onde reçue, ce, avec C_a : minimum ; puis, cette dernière capacité est accrue pour que le système reste bien stable ; R_a est choisie en fonction des transistors essayés, $100 \text{ k}\Omega$ peut convenir.

En utilisant le banc d'essai de la figure 12 on constatera une sélectivité plus grande que la normale sur le haut de gamme (voir courbes A et B).

c) Séparateur Darlington

Pour certaines applications où, seules, les fréquences proches du continu importent, on peut utiliser sans précaution particulière le montage Darlington de la figure 10. En utilisant un transistor planar 2N1711 de $h_{21DC} \approx 150$ à $I_{C1} = 10 \text{ mA}$ et $h_{21DC} \approx 87$ à $I_{C2} = 66 \mu\text{A}$ la base de T_1 consomme :

$$I_{B1} \approx \frac{I_{C1}}{150 \times 87} \approx 0,766 \mu\text{A}$$

pour vos installations d'ANTENNES COLLECTIVES RADIO-TV-FM

OPTEX TOUT LE MATÉRIEL D'ÉQUIPEMENT
Coupleurs, amplificateurs, réparateurs, boîtes de dérivation, etc.

SOCIÉTÉ D'EXPLOITATION DES ÉTABLISSEMENTS
JEAN NORMAND
57, RUE D'ARRAS - DOUAI - Tél. : 88-78-66
Usine à SAVINES-Hautes-Alpes - Tél. 35

BOBINAGES ET CONDENSATEURS EN COURANT ALTERNATIF

(Suite voir N° 1548, N° 1553, N° 1557 et N° 1561)

LE « Q MÈTRE »

Ce facteur de qualité Q des bobinages est extrêmement important : il traduit, en quelque sorte, la fidélité avec laquelle le bobinage réel se comporte comme un bobinage théorique.

On mesure ce facteur avec un appareil de mesure, appelé, sans grand souci d'originalité, le « Q-mètre ».

Son schéma simplifié est celui de la figure 17.

Il utilise un générateur de tension alternative, couvrant une grande gamme de fréquence, G . Ce générateur est essentiellement prévu pour fournir son énergie de sortie sous forme d'un courant de forte intensité sous faible tension.

Ce courant efficace est mesuré par un ampèremètre haute fréquence A .

On envoie le courant dans un résistor r , de très petite résistance, aux bornes duquel

on trouve donc une tension e bien connue, quand on a amené le courant à une valeur déterminée (lue sur l'ampèremètre A).

La petite tension e aux bornes de r est appliquée à un circuit oscillant comportant une bobine L et un condensateur variable C .

Un voltmètre électronique VE permet de lire la valeur u de la tension efficace aux bornes de C . Comme on connaît e , en lisant u , on peut calculer le rapport $u/e = Q$.

Le condensateur C permet d'accorder le circuit $L-C$ à la fréquence injectée par le générateur G .

Le voltmètre VE est direc-

tement gradué en coefficient de surtension Q .

Le Q-mètre est principalement destiné à l'étude des bobinages : on branche le bobinage à étudier entre les bornes B_1 et B_2 : c'est lui qui constitue l'élément L du circuit oscillant.

On cherche alors la fréquence du générateur qui permet de réaliser l'accord, avec la gamme de capacité dont le condensateur C permet de disposer, et on lit, sur le voltmètre, la surtension Q à cette fréquence.

Evidemment, on peut choisir des fréquences différentes, à condition de modifier en conséquence la capacité de C .

En général, on choisit une fréquence donnée, parmi quelques-unes indiquées sur le cadran des fréquences du générateur. Cette fréquence est choisie avec une valeur telle que l'on peut, en utilisant une graduation adéquate du condensateur variable, déterminer directement le coefficient de self-induction.

Le condensateur variable, en effet, porte deux graduations : une en capacité, une autre en coefficient de self-induction.

Prenons un exemple : supposons que la fréquence du générateur soit : 1,5916 MHz (cette fréquence n'est pas choisie au hasard, elle corres-

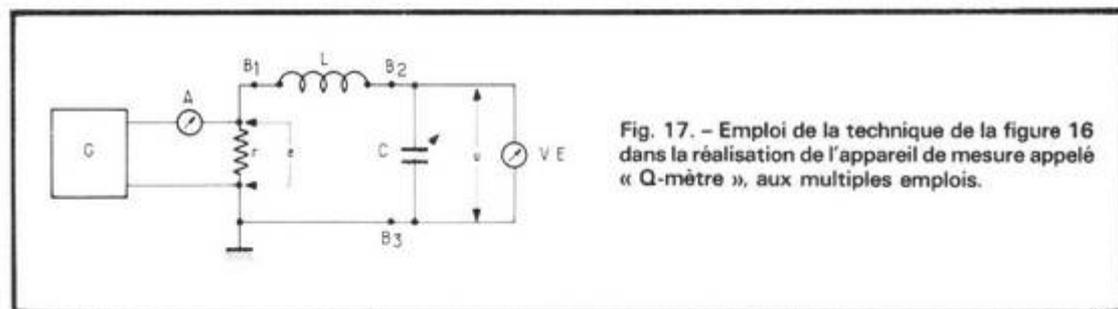


Fig. 17. - Emploi de la technique de la figure 16 dans la réalisation de l'appareil de mesure appelé « Q-mètre », aux multiples emplois.

pond à une pulsation ω de 10^7 radian/s, pour laquelle l'impédance d'un condensateur de 100 pF, par exemple, est exactement de 1 000 Ω .

Un condensateur de 100 pF (impédance 1 k Ω) accordera donc à cette fréquence un bobinage dont l'impédance, à la pulsation de 10^7 , vaut 1 k Ω , soit un bobinage de 10^{-4} H (ou 100 μ H) puisque $10^7 \times 10^{-4} = L\omega = 1\,000 \Omega$.

En face de la graduation 100 pF du condensateur, on aura donc une graduation « 100 » pour les valeurs de self-induction. En face de la graduation 50 pF du condensateur variable, il y aura une graduation 200 pour les valeurs de coefficient de self-induction. Cette valeur sera de 25 en face de la graduation 400 pF du condensateur, et ainsi de suite.

Donc, ayant réglé la fréquence sur 1,5916 MHz (en amenant un trait défini du cadran des fréquences sous le repère fixe dans le générateur G), on agit sur le condensateur variable jusqu'à ce que le voltmètre VE indique une déviation maximale, attestant que l'on a réalisé l'accord : on lit alors la valeur de L en microhenrys sur la graduation.

On a donc d'un seul coup la valeur du coefficient de self-induction du bobinage L et le coefficient de surtension Q de ce bobinage à la fréquence 1,5916 MHz.

Cet emploi du Q-mètre pour la mesure des coefficients de self-induction est même si fréquent dans les laboratoires que les techniciens en arrivent souvent à considérer le Q-mètre comme un appareil uniquement destiné à mesurer les coefficients de self-induction.

**ON FAIT BIEN
PLUS AVEC
UN Q-MÈTRE**

Or, si la mesure de L est un rôle fort intéressant du Q-mètre, il serait injuste de limi-

ter l'emploi de ce merveilleux appareil à cette mesure (car il existe des « self-mètres » qui se limitent à la mesure de L et qui ont des possibilités bien plus réduites que le Q-mètre).

Evidemment, on a le coefficient Q lors de la mesure de L, comme « en prime ». Ce coefficient est fort important : il détermine les possibilités du bobinage, dont nous avons précisé que la valeur de son coefficient de self-induction ne suffisait pas du tout à le caractériser, tant un bobinage diffère de cet élément « purement inductif » des calculs et schémas.

Ensuite, on peut mesurer ce coefficient Q à différentes fréquences, dans la mesure, toutefois, où l'on peut réaliser l'accord avec le condensateur variable (éventuellement mis en parallèle avec un condensateur fixe). La variation de Q avec la fréquence renseigne fort bien sur différents paramètres du bobinage, dont sa « capacité répartie », formée par les fils des différentes spires au voisinage les unes des autres.

On ne se borne pas là : il est facile de mesurer la résistance R du bobinage étudié, en courant continu. On calcule alors, pour la fréquence donnée, la valeur de $\omega L/R$ et on compare le résultat au coefficient Q trouvé. Si ce coefficient est nettement plus bas que la valeur calculée, on peut en déduire qu'il y a des pertes d'une autre nature (par exemple dans le noyau si le bobinage en comporte un).

Les possibilités du Q-mètre ne sont pas encore épuisées : il peut également servir à mesurer des capacités.

On utilise alors, branché entre B_1 et B_2 , une bobine étalonée, d'excellente qualité, fournie avec le Q-mètre, de coefficient Q connu. On choisit une fréquence telle que l'accord se fasse pour la position du condensateur variable qui correspond presque au maximum de sa capacité (environ 500 pF), et l'on note la valeur de la capacité C_1 qui donne cet accord.

On met alors le condensateur inconnu entre les bornes B_2 et B_3 , donc en parallèle avec le condensateur variable, et l'on diminue la capacité de ce dernier jusqu'à ce que l'on retrouve l'accord. On a alors, sur le cadran de C une indication C_2 .

Le condensateur inconnu a une capacité de $C_1 - C_2$.

On trouve ainsi un peu plus que la simple indication de la capacité du condensateur. Comme on connaît le coefficient de surtension du bobinage étalon à la fréquence utilisée, on voit si la valeur trouvée est bien celle qui est indiquée sur le bobinage. Si l'on trouve moins, cela signifie que le condensateur mesuré n'est pas de très bonne qualité : il a des pertes (résistance série, résistance parallèle de fuite, pertes dans le diélectrique) et l'on peut en apprécier l'importance.

LA VARIATION D'IMPÉDANCE DU CIRCUIT SÉRIE

Toujours en se plaçant dans le cas où l'on a mis en série un condensateur et un bobinage supposés parfaits, nous avons donc vu que l'impédance de ce circuit passait par une valeur quasi-nulle pour la fréquence de résonance du circuit, celle sur laquelle il oscille si l'on se contente de charger le condensateur et de le brancher aux bornes du bobinage.

Que se passe-t-il à une autre fréquence ? C'est assez facile à prévoir : pour une fréquence plus faible que celle de la résonance, l'impédance du condensateur est plus grande qu'à la résonance, celle du bobinage est plus faible : donc l'impédance de l'ensemble est celle d'un condensateur.

A l'opposé, pour une fréquence plus élevée que celle de la résonance, l'impédance du bobinage est plus grande qu'à la résonance, celle du condensateur plus faible : le

bobinage l'emporte et le tout se comporte comme un bobinage.

Si l'on veut une formule plus précise, nous dirons que l'impédance, en module (c'est-à-dire sans tenir compte du déphasage apporté) est :

$$Z = \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

La variation de cette impédance en fonction de la fréquence se fait donc comme l'indique la courbe de la figure 18 (il est à noter que, sur cette figure, nous avons utilisé pour l'axe des fréquences une graduation linéaire, et non logarithmique comme on le fait pour l'étude des filtres).

On voit que, pour les fréquences inférieures à la fréquence F_0 de résonance, l'impédance est du type capacitif (courant en avance sur la tension) et qu'elle part de l'infini pour les fréquences nulles, pour descendre régulièrement jusqu'à zéro pour F_0 .

On devrait, en toute rigueur, parler d'impédance négative avant F_0 et positive après, mais nous considérons la valeur absolue de l'impédance, le simple rapport arithmétique de la tension efficace à l'intensité efficace, aussi s'agit-il uniquement d'une valeur toujours positive.

Quand F est supérieure à F_0 , l'impédance a un caractère inductif (intensité en retard de $\pi/2$ sur la tension) et elle croît avec la fréquence.

Plus la fréquence augmente, moins le condensateur a d'importance. Pour les fréquences très élevées, la courbe se confond presque avec la droite :

$$Z = \omega L = 2 \pi F L$$

qui correspond à l'impédance du bobinage seul.

Dans la pratique, vu l'imperfection du bobinage et la présence inévitable de la résistance série, la courbe d'impédance est celle qui est tracée en pointillé sur la figure 18. Le minimum de l'impédance n'est plus zéro, mais r.

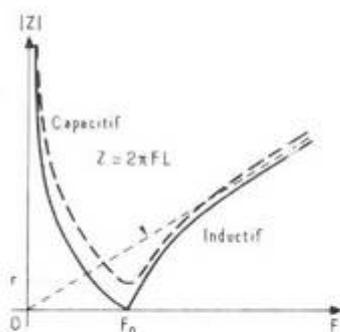


Fig. 18. - Variation en fonction de la fréquence de l'impédance (en module) d'un circuit résonnant L-C, où L et C sont montés en série. La courbe en trait plein correspond au cas d'un bobinage parfait, la courbe en pointillé au cas d'un bobinage réel, comportant un terme résistif : l'impédance ne s'annule plus totalement à la fréquence de résonance.

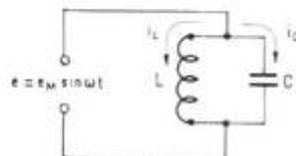


Fig. 19. - Le circuit est maintenant composé de L en parallèle avec C, on l'appelle « circuit bouchon », car il bloque le passage du courant à la fréquence qui correspond à sa résonance.

LE CIRCUIT RÉSONNANT PARALLÈLE

Dans l'étude de l'oscillation propre du circuit, nous avons supposé que l'on branchait un condensateur C chargé aux bornes d'un bobinage L.

Pour déterminer ce qui se passait par la suite, nous avons ouvert le circuit et injecté une petite tension e aux bornes de cette ouverture (fig. 16).

Nous allons maintenant supposer que nous attaquons autrement le circuit oscillant. Nous le réalisons toujours avec un condensateur C branché aux bornes d'un bobinage L, mais nous allons appliquer une tension alternative e aux bornes du bobinage (et du condensateur), comme l'indique la figure 19.

L'étude d'un tel circuit est facile. Nous aurons bien une tension alternative aux bornes de L (celle-là même que nous appliquons), il y aura donc passage de courant i_L dans le bobinage. La même tension étant appliquée aux bornes de C, il y aura passage d'un courant i_C dans le condensateur.

Maintenant, supposons que l'on applique à l'ensemble une tension à la fréquence de résonance du circuit.

Les impédances de C et de L sont égales en valeur absolues, donc les amplitudes des courants circulant dans L et C sont égales, mais elles sont de sens opposé.

Reprenons notre tourne-

disque de la figure 1, sur lequel nous allons maintenant figurer les intensités.

La tension e (fig. 2P) variera comme l'abscisse $O'A'$ de l'ombre A' projetée sur le mur par l'objet A , lui-même situé à une distance $OA = e_M$ du centre O du plateau.

Pour avoir une figuration de l'intensité i_C , nous placerons un objet F dans la direction OF perpendiculaire à OA , à une distance du centre égale à :

$$OF = \frac{e_M}{Z_C} \\ = e_M / \frac{1}{C\omega} = e_M C\omega$$

et le mouvement de son ombre F' nous donnera la variation de l'intensité i_C .

En ce qui concerne le courant i_L , nous placerons un troisième objet, G dans une direction OG perpendiculaire à OA , mais dans la direction opposée à OF , puisque le courant dans un bobinage est décalé de $\pi/2$ par rapport à la tension, comme celui qui passe dans le condensateur, mais **en retard** par rapport à la tension.

Comme l'intensité efficace du courant dans L est la même que celle du courant dans C, le segment OG doit être égal au segment OF : les points F et G sont symétriques par rapport à O .

L'intensité i_L sera figurée par la variation de l'abscisse $O'G'$ de l'ombre G' de G .

On voit tout de suite que, à chaque instant, les points G' et F' seront symétriques par rapport à O' .

Or, quand nous voulons connaître l'intensité totale i débitée par la source alternative e , il faut ajouter vectoriellement les courants, c'est-à-dire les ajouter en tenant compte de leurs phases.

Qu'obtiendrons-nous ? Tout simplement zéro, à chaque instant.

Le courant débité par la source e est NUL.

Cela n'empêche pas qu'il y ait un passage d'un courant dans L, d'un autre courant dans C, mais ces courants, en réalité, circulent de l'un à l'autre (de L à C puis de C à L) sans rien emprunter au circuit extérieur : ils se compensent exactement.

De la tension, pas de courant : l'impédance de notre circuit est **INFINIE** !

Décidément, quand on utilise les bobinages et condensateurs en courant alternatif, il faut s'attendre à des surprises !

L'IMPÉDANCE DU « CIRCUIT BOUCHON »

Donc, à la fréquence de résonance, ce circuit constitué par L et C en parallèle s'oppose à tout passage de courant. On le désigne couramment sous le nom très explicite de « circuit bouchon ».

Il n'aura cette propriété de blocage du courant que pour la fréquence de résonance. Pour une fréquence plus faible, par exemple, le courant

va augmenter dans L, diminuer dans C, en raison de la variation de leurs impédances respectives. Tout se passera donc comme si l'on avait un circuit purement inductif, avec une impédance limitée et un courant en retard sur la tension.

A l'opposé, si on considère une fréquence **supérieure** à la fréquence de résonance du circuit, il passera une intensité plus élevée dans le condensateur que dans le bobinage : le tout se comportera comme un condensateur pur, avec une intensité en retard sur la tension.

La courbe donnant la variation du module de l'impédance en fonction de la fréquence sera donc celle de la figure 21 (en trait plein).

La verticale d'abscisse F_0 (fréquence de résonance) correspond à une sorte de « tangente à l'infini » des deux branches montantes de la courbe en trait plein. On l'appelle une « asymptote » : elle marque une discontinuité dans la valeur du module de l'impédance, cette dernière devenant infinie pour cette valeur de fréquence.

Pour les fréquences très faibles, le condensateur ne joue aucun rôle, car son impédance est très élevée et il se trouve en parallèle sur L. La variation de l'impédance aux fréquences faibles ressemble donc à celle d'un simple bobinage de coefficient de self-induction L. La tangente à l'origine à la courbe est donc la droite d'équation :

$$Z_L = \omega L = 2\pi F L$$

Dans la pratique, on n'arrive pas à une impédance infinie pour le circuit bouchon à l'accord; elle est simplement très élevée, ainsi que le montre la courbe en pointillé de la figure 21.

COMPLIQUONS LES CHOSES...

... Ou plutôt, ne les compliquons pas trop. Evidemment, en associant des bobinages, des condensateurs, des résistances, dans des réseaux de plus en plus complexes, on peut obtenir des résultats très intéressants: les filtres en sont un exemple.

Mais on arrive vite à des réseaux dont l'étude est extrêmement difficile et notre but n'est pas là.

Nous voudrions, tout simplement, pour conclure, donner un exemple d'un circuit assez curieux, dont on peut faire l'étude de façon relativement simple.

Le circuit en question est celui de la figure 22, désigné sous le nom de celui qui l'a étudié en premier: le « circuit de Boucherot ».

On voit que la tension alternative e est appliquée à un premier circuit comportant un résistor R en série avec un condensateur C , et à un

second, en parallèle avec le premier, comportant un autre résistor, R' , en série avec un bobinage L .

Le but de cette étude est le suivant: nous voudrions trouver les valeurs à donner à R , R' , L et C pour que ledit circuit se présente comme un résistor pur, donc avec une impédance parfaitement constante, indépendante de la fréquence. Il s'agit de voir si c'est possible, et à quelles conditions on pourrait y arriver.

Les techniciens habitués à jongler avec les « impédances complexes », quand on leur pose la question, se précipitent sur le sujet, expriment l'impédance de l'ensemble, laquelle se présente sous une forme peu amène, et se lancent dans les calculs, au demeurant très longs.

Il vaudrait mieux réfléchir un peu avant de foncer dans les expressions algébriques.

Voyons un peu comment variera l'impédance de ce circuit en fonction de la fréquence.

La courbe de la figure 23 en donne une idée: on l'établit assez facilement par le raisonnement.

En effet, aux fréquences très basses, l'impédance du bras contenant le condensateur est quasiment infinie, on n'a donc pas à tenir compte de ce bras, et l'on peut raisonner comme si nous n'avions que

R' et L . Un tel circuit présentera donc une impédance qui a des chances de partir de R' et de croître un peu quand la fréquence augmentera un peu.

Aux fréquences très élevées, on n'aura pas à tenir compte de la branche qui comporte le bobinage: l'impédance de ce dernier est si grande aux fréquences élevées que c'est comme s'il n'existait pas. Le circuit se réduit à R et C : son impédance va donc tendre vers R quand, la fréquence tend vers l'infini, l'impédance de C tend vers zéro et il ne reste plus que R .

Entre les deux traits verticaux en pointillé, on ne peut pas savoir comment variera l'impédance sans faire de longs calculs, nous ne nous y lancerons pas. Nous ne tracerons donc pas la courbe de l'impédance dans cette zone, il n'y aura sur la figure 23 que le début de cette courbe (pour les fréquences très basses) et la fin (pour les fréquences très hautes).

Arrêtons-nous et réfléchissons. Si l'impédance doit demeurer constante, il faut bien que le point très à droite de la courbe soit au même niveau que le point très à gauche. Donc R et R' doivent avoir la même valeur, nous remplacerons R' par R . Nous continuerons cependant à désigner par R' le résistor en

série avec L et par R celui qui est en série avec C , uniquement pour éviter une confusion, mais en sachant que leurs résistances sont égales.

Cette simple remarque va déjà simplifier beaucoup la suite. Même si l'on emploie maintenant la méthode des impédances complexes, le calcul se trouve bien réduit si l'on part de l'hypothèse: $R' = R$.

Mais cela n'est pas tout: continuons à réfléchir.

Si l'impédance doit rester constante, c'est qu'elle ne contient plus de terme du genre $L\omega$ ou $1/C\omega$. Il ne doit pas y avoir de déphasage entre la tension et le courant.

Or, le courant qui passe dans le bras $R - C$ est déphasé en avance sur la tension. Celui qui passe dans le bras $R' - L$ est déphasé en retard sur la tension. Il faut donc que les deux composantes déphasées dans les bras en question se compensent, pour que la somme vectorielle des courants soit en phase avec la tension.

Reprenons notre présentation sur le tourne-disque des tensions et courants.

Nous allons raisonner sur les tensions e_R aux bornes de R et $e_{R'}$ aux bornes de R' comme sur les courants i et i' : ces courants sont, en effet, rigoureusement proportionnels à ces tensions, puisque

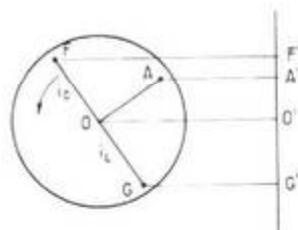


Fig. 20. - Dans la représentation sur le plateau du tourne-disque, ce sont maintenant les intensités i_C et i_L qui, étant égales et en opposition de phase, ont une somme constamment nulle.

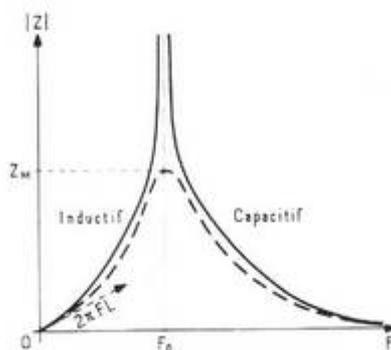


Fig. 21. - Variation en fonction de la fréquence de l'impédance du circuit de la figure 19. En trait plein, la variation théorique, l'impédance passant par l'infini à la fréquence de résonance. En trait pointillé, la courbe pratique, où l'effet « bouchon » du circuit est un peu atténué à la fréquence de résonance F_0 .

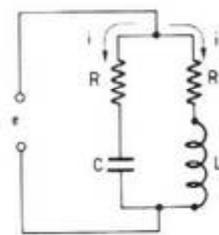


Fig. 22. - Exemple de circuit complexe, dit « de BOUCHEROT », dans lequel nous voudrions rendre l'impédance indépendante de la fréquence.

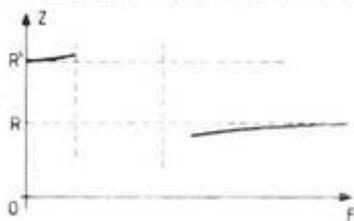


Fig. 23. - Dans le circuit de BOUCHEROT, si l'on considère la valeur de l'impédance à fréquence très basse, on trouve R'; à fréquence très élevée, on trouve R; si l'on veut que cette impédance soit constante, la première condition est que $R = R'$.

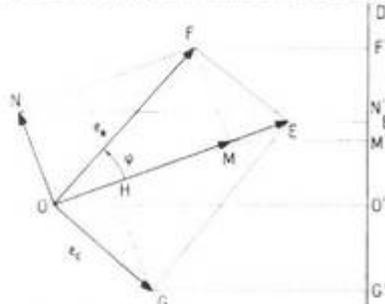


Fig. 24. - Construction des tensions et courants dans la branche R - C du circuit de la figure 22.

décomposer la tension e_R en deux composantes comme nous l'avons fait pour e_R . Il y aura la composante OJ en phase avec e , donc correspondant à un vecteur \vec{OJ} porté par OE, et la composante OK, le vecteur \vec{OK} étant perpendiculaire en O à OE.

**NOUS SOMMES
(ENFIN !)
AU BOUT DE
NOS PEINES**

les résistances R et R' sont égales entre elles.

Examinons d'abord (fig. 24) ce qui se passe dans le bras R - C.

Nous traçons un vecteur \vec{OE} qui représente la tension e (rappelons que le terme de « vecteur » indique qu'il s'agit d'un segment dont la longueur et la direction comptent également : nous allons faire tourner toute la figure autour de O et en envisager la projection - L'« ombre » - sur une droite D). La variation de l'« ombre » $\vec{O'E'}$ de \vec{OE} , qui tourne, donne l'image de la variation de e en fonction du temps.

L'intensité i qui passe dans le bras R - C est en phase avec la tension e_R aux bornes de R. Nous figurerons cette tension e_R par le vecteur \vec{OF} , autrement dit, c'est la variation au cours du temps de l'ombre $\vec{O'F'}$ de \vec{OF} (tournant avec le reste de la figure indéformable) qui nous donne la loi de variation de e_R au cours du temps.

L'intensité i , donc la tension e_R , est déphasée en avance de φ par rapport à la tension. Cet angle φ , nous l'avons déjà trouvé, et nous savons que sa tangente est :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{R.C \omega}$$

Maintenant, envisageons la tension e_C aux bornes de C. Elle doit être en retard de $\pi/2$ (90° ou un quart de période) par rapport à l'intensité i , donc par rapport à e_R . Nous la représenterons par le vecteur \vec{OG} , c'est-à-dire que ce sera la variation de l'ombre $\vec{O'G'}$ en

fonction du temps qui représentera la variation de e_C .

Encore un petit effort de réflexion : la somme (vectorielle) de \vec{OF} et de \vec{OG} doit être \vec{OE} , puisque la tension totale, aux bornes de l'ensemble C et R, est e .

Si l'on trace, au bout F du vecteur \vec{OF} un vecteur égal et parallèle à \vec{OG} , ce doit être \vec{FE} pour que l'on arrive en E.

Le triangle OFE est rectangle en F, puisque OG est perpendiculaire à OF, donc FE l'est aussi.

**DÉCOMPOSITION
D'UNE
INTENSITÉ
EN DEUX
COMPOSANTES**

La tension e_R , toujours proportionnelle à l'intensité i et en phase avec cette dernière, peut être considérée comme la somme de deux composantes :

- la première, \vec{OM} , est en phase avec la tension e ;
- la seconde, \vec{ON} , en avance de phase de $\pi/2$ (90° ou un quart de période) par rapport à e .

Cette « décomposition » revient à dire que la projection $\vec{O'F'}$ de \vec{OF} sur la droite D est constamment la somme des projections $\vec{O'M'}$ de \vec{OM} et $\vec{O'N'}$ de \vec{ON} .

Nous allons maintenant recommencer le raisonnement, d'une façon très analogue, pour le bras R' - L (fig. 25).

Nous ne détaillerons plus autant les représentations

vectorielles et les notions de « variations de longueurs d'ombres » (attention, nous n'avons pas dit « longueurs d'ondes »!!!) que la première fois : les lecteurs sont maintenant habitués à notre tournedisque qui emmène dans sa rotation une figure indéformable.

La tension e est toujours représentée par le même vecteur \vec{OE} (nous aurions pu, et peut-être dû, faire la figure sur le même graphique que la précédente, mais le tout aurait été trop embrouillé).

La tension e_R aux bornes de R' (en phase avec le courant i' et proportionnelle à ce dernier) est en retard de phase d'un angle φ' par rapport à e .

Nous connaissons cet angle, sa tangente vaut :

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{\omega L}{R}$$

Nous représenterons donc la tension e_R par le vecteur \vec{OS} .

La tension aux bornes de L doit être en avance de phase de $\pi/2$ par rapport à l'intensité, donc par rapport à e_R . Cette tension, e_L , variera comme l'ombre $\vec{O'T'}$ du vecteur \vec{OT} , perpendiculaire en O à \vec{OS} .

Comme la somme de e_R et de e_L doit donner e à chaque instant, nous aurons donc un vecteur \vec{OT} qui, ajouté vectoriellement à \vec{OS} , doit donner \vec{OE} . Autrement dit, le vecteur \vec{OT} doit être égal et parallèle au vecteur \vec{SE} . La figure OTES est donc un parallélogramme. C'est même un rectangle, puisque OT et OS sont perpendiculaires.

Nous pouvons maintenant

Allez, un petit effort, c'est presque fini !

Nous souhaitons, nous l'avons dit, que l'intensité totale i soit en phase avec la tension e .

Comme nous l'avons dit, R étant égal à R' et les tensions e_R et $e_{R'}$ étant proportionnelles à i et i' , en phase avec elles, on peut raisonner sur les tensions e_R et $e_{R'}$ comme sur les intensités i et i' .

Nous souhaitons donc que les composantes déphasées des tensions e_R et $e_{R'}$ soient égales entre elles, mais opposées.

Il faut, par conséquent, que les vecteurs \vec{ON} et \vec{OK} aient la même longueur.

Sur la figure 24, nous abaissons de G la perpendiculaire GH sur OE ; sur la figure 25, abaissons de T la perpendiculaire TW sur OE.

En examinant la figure 24, on voit facilement (faites appel à vos souvenirs de géométrie de 4^e), que :

$$ON = MF = GH$$

De même, en examinant la figure 25, on voit que :

$$OK = JS = TW$$

Nous voulons, d'autre part, comme on l'a vu que :

$$OK = ON$$

On en déduit donc que :

$$ON = MF = GH = KO = SJ = WT$$

(nous avons orienté les segments SJ, KO et WT dans le même sens que ON pour faciliter la compréhension).

La seule solution possible



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klinger.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en TV (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNEUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNEUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETN

Ecole des
TECHNIQUES NOUVELLES
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, SVP), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNEUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNEUR TV COULEUR

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)

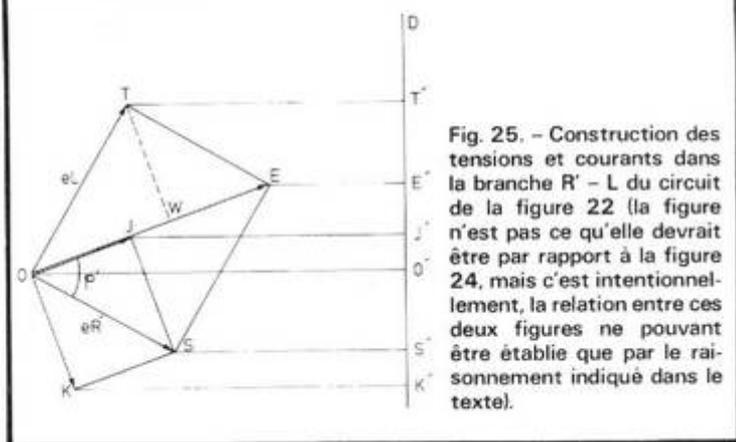


Fig. 25. - Construction des tensions et courants dans la branche R' - L du circuit de la figure 22 (la figure n'est pas ce qu'elle devrait être par rapport à la figure 24, mais c'est intentionnellement, la relation entre ces deux figures ne pouvant être établie que par le raisonnement indiqué dans le texte).

est donc que, si l'on décalque la figure 25 et que l'on place sur la figure 24, en faisant coïncider les deux OË, que l'on ait :
le point F confondu avec le point T
le point G confondu avec le point S.

Il y aura, en plus, le point H confondu avec le point J, le point W confondu avec le point M.

Ce n'est pas le cas pour les figures 24 et 25, nous avons fait intentionnellement une figure 25 sans rapport exact avec la figure 24 pour éviter de considérer comme déjà démontré ce qui était à démontrer.

Le résultat de toutes ces superpositions est que :

$$e_L = e_R \text{ et } e_{R'} = e_C$$

ces égalités étant valables en grandeur et en phase.

Le résultat le plus important de toutes ces superpositions est que :

$$\varphi + \varphi' = \pi/2 = 90^\circ$$

d'où l'on déduit : $\text{tg} \varphi' = 1/\text{tg} \varphi$, soit :

$$\frac{\varphi L}{R} = RC\omega$$

$$\text{d'où : } L = C R^2$$

A ce moment, toujours en utilisant les points qui se superposent dans les figures 24 et 25, on voit que la somme vectorielle de e_R et $e_{R'}$ donne toujours e , qui est indépendante de la fréquence, donc la somme de i et i' , proportionnelle à e_R et $e_{R'}$, est indépendante de la fréquence : l'intensité totale est indépendante de la fréquence. L'impédance du

circuit est constante et égale à R.

Répetons que la condition pour en arriver là est que l'on ait :

$$R = R' \quad L = C R^2$$

POUR CONCLURE

Nous sommes parfaitement conscients du fait que le raisonnement sur le circuit de Boucherot est compliqué. Il aurait peut-être même été plus court de se lancer dans l'emploi des impédances complexes.

Mais notre raisonnement est long parce que nous l'avons beaucoup détaillé, pour bien familiariser les lecteurs avec ces idées de figures tournantes dont on prend l'ombre, autrement dit avec les généralisations des constructions de Fresnel.

Une fois que l'on manipule bien ces constructions, on peut faire des raisonnements géométriques. A notre avis, ils sont souvent plus clairs que les calculs fondés sur les impédances complexes, en tous cas, ils ont l'avantage de montrer physiquement ce qui se passe dans le circuit.

Si les lecteurs nous ont suivi jusqu'ici, avec une peine dont nous sommes parfaitement conscient, et nous nous les remercions, ils ont maintenant en main une arme très puissante pour résoudre des problèmes assez complexes de circuits réactifs.

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

LE HAUT-PARLEUR chez BANG et OLUFSEN

LA firme danoise Bang et Olufsen a invité, au cours de cet été, la presse technique française spécialisée à un voyage d'études qui avait principalement pour but de lui présenter, sinon des appareils nouveaux, tout au moins une nouvelle méthode de production. A une époque où le taylorisme et le travail à la chaîne sont monnaie courante, leur remise en cause, même en partie, a quel-

que chose de réconfortant : c'est ce qu'a fait B.O. pour son usine de Skive qui a été essentiellement prévue pour l'élaboration de l'ampli-tuner 1900 (fig. 1).

Rappelons que cet appareil, associé à deux enceintes « Uniphase » S 45 et à une platine tourne-disques Béogram 1900, a fait une entrée remarquée au Festival du Son 1976 tant à cause de ses performances techniques que par

son « design », plus B.O. que jamais.

Notre propos aujourd'hui n'est pas d'essayer d'évaluer par la mesure les qualités et les défauts éventuels de l'ampli-tuner 1900 (qui fera l'objet d'un prochain banc d'essai dans le « Haut-Parleur »), mais de vous donner une idée de sa fabrication proprement dite ; et une fabrication sérieuse est le plus souvent le gage d'une bonne fiabilité, en

ce sens, que la plupart des causes de pannes à l'état latent auront été éliminées dès le montage même.

Concevoir et construire un ampli-tuner est une chose, lancer une production qui puisse entrer en concurrence avec des produits fabriqués dans des pays où les salaires ne sont qu'une fraction de ceux payés au Danemark en est une autre.

La production du Béomas-

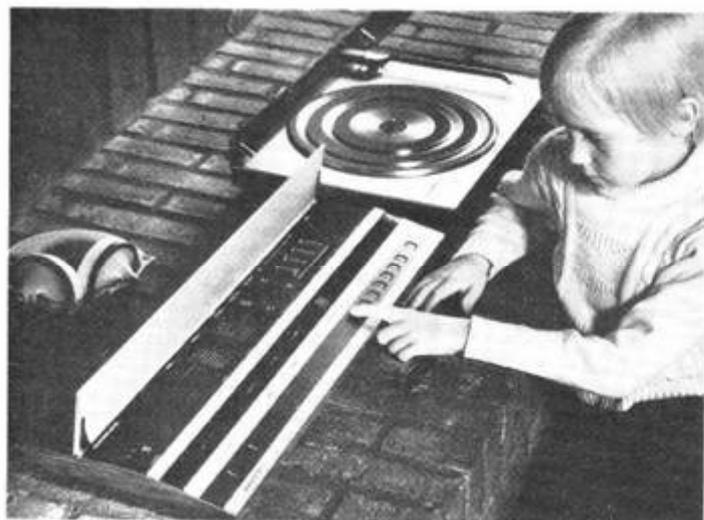


Fig. 1. - Le Béomaster 1900 et la Béogram 1900 : un jeu d'enfant que de les utiliser.



Fig. 2. - Le montage du circuit imprimé : on voit le carousel de diapositives alimentant le projecteur. L'image est renvoyée sur le plan du circuit imprimé par l'intermédiaire d'un miroir et permet à l'opératrice de connaître à la fois valeur et nombre des composants à placer en des endroits déterminés du circuit imprimé.

ter représente un compromis entre deux exigences a priori contradictoires. D'une part, la planifier de façon à ce que le personnel de l'usine de Skive prenne plus d'intérêt à son travail et d'autre part, permettre à la fabrication un rendement suffisant pour que le 1900 soit concurrentiel sur le marché.

Les exigences quant à un plus grand intérêt dans le travail furent en partie remplies grâce à un système qui permet à chaque opératrice de travailler plus, sur un même Béomaster. Avant, trente d'entre elles auraient été nécessaires pour un seul ensemble; dans le nouveau système un groupe de quatre ou cinq suffit.

La haute productivité a pu être conservée à la fois grâce à des méthodes de travail rationnelles et aussi à quelques ingénieux dispositifs mis au point chez B.O. Nous rencontrons un de ceux-ci dès le début du montage, dans le placement des composants sur le circuit imprimé.

Tous les composants, exceptés le transformateur d'alimentation et les transistors de sortie, sont montés sur un grand circuit imprimé, ce qui représente plusieurs centaines de composants. Les méthodes traditionnelles dans une telle situation obligent l'opératrice soit à connaître

par cœur l'implantation de chacun d'eux ou alors d'avoir devant elle un schéma. Pour le Béomaster 1900, l'information est donnée par un projecteur de diapositives ! Ce projecteur situé au-dessus de chaque établi de montage donne des images sur le plan d'assemblage. Chaque image donne deux choses :

— Sur un petit écran, au-dessus du circuit imprimé, apparaît une légende; par exemple 8786 : 55 k Ω 7 pièces. Ce qui signifie à l'opératrice qu'elle a à placer 7 résistances de 55 k Ω sur la plaquette.

— Au-dessous, sur le circuit imprimé 7 spots lumineux indiquent l'endroit exact où chacune de ces 7 résistances doit être placée.

Cela fait, l'opératrice appuie sur une pédale et une autre diapositive est projetée, donnant la valeur et l'emplacement d'autres composants (fig. 2).

Comment l'opératrice trouve-t-elle les composants qui lui sont nécessaires ? Certainement pas grâce au principe des fonds de tiroir, principe qui est l'apanage de la plupart des constructeurs amateurs ! Le projecteur de diapositives est synchrone avec un train de coupelles qui se déplace devant la table de montage. Quand la diapositive

ordonne le montage de tels composants, la coupelle les contenant apparaît dans un évidement devant l'opératrice (fig. 3).

L'opératrice règle elle-même la cadence; il n'y a pas de chaîne pour cela. Mais les trois femmes et le dépanneur qui travaillent en commun ont une échelle de salaire qui leur donne des gains élevés si l'équipe conserve une productivité de haut niveau.

Quand le circuit imprimé est complet, avec ses composants et fils de connexions, il passe au stand terminal. Et là, il est cassé. Entendons-nous bien, par cassé, nous voulons dire séparé en plusieurs parties. La philosophie de B.O. est qu'il n'est pas rentable de monter séparément plusieurs châssis pour les assembler ensuite. Le Béomaster 1900 comprend un grand circuit imprimé et deux plus petits. Ces derniers constituent l'extrémité du circuit imprimé principal quand les composants et fils sont montés. Des perforations comme celles d'un carnet à souches permettent de les détacher du circuit principal à l'aide d'un outil spécial.

Les circuits sont alors complétés par le transformateur d'alimentation, le châssis et l'habillage et les ensembles

sous forme de kits mis dans des meubles à 5 rayons.

Disons quelques mots du châssis qui rompt avec les techniques traditionnelles puisqu'il est entièrement en plastique moulé, du type de celui utilisé pour les faces avant et arrière des enceintes « Uniphases ». Ce châssis nouvelle formule a l'avantage d'être fabriqué en une seule opération au contraire du châssis métallique qui nécessite pliage, perçage, taraudage...

Le meuble à 5 rayons contenant les récepteurs sous forme de kits est transmis à un opérateur qui procède à l'assemblage, tant mécanique qu'électrique, y compris les transistors de puissance sur leurs radiateurs (fig. 4).

Alors vient le premier test. Il est fait par l'intermédiaire d'un contrôleur - ordinateur de conception B.O. Un système de broches entre en contact avec les points d'essais retenus sur le circuit imprimé après quoi l'ordinateur mesure successivement 178 fonctions (fig. 5). Si l'une d'entre elles est défectueuse, il stoppe et donne un signal. Le technicien responsable peut alors réparer et le test repart.

Quand tout s'avère normal, les châssis sont conduits au

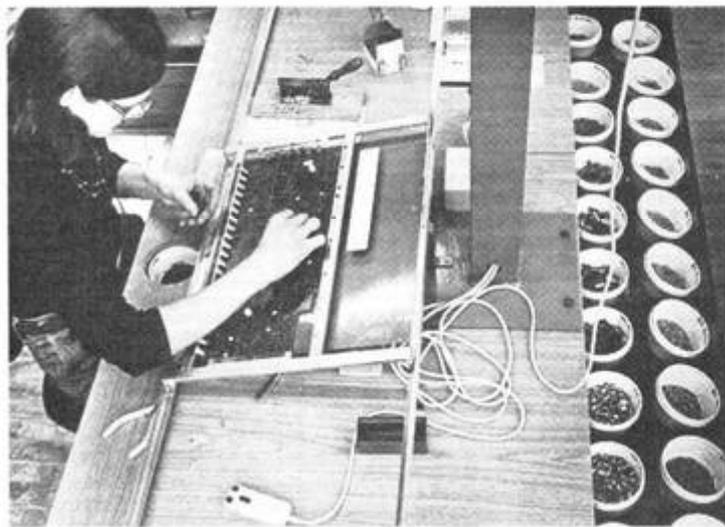


Fig. 3. — Le train de composants dans les coupelles défile devant l'opératrice en synchronisation avec les diapositives.



Fig. 4. — L'assemblage du 1900 (circuits sur châssis).



Fig. 5. - Les essais au contrôleur-ordinateur que l'on aperçoit sur la gauche.

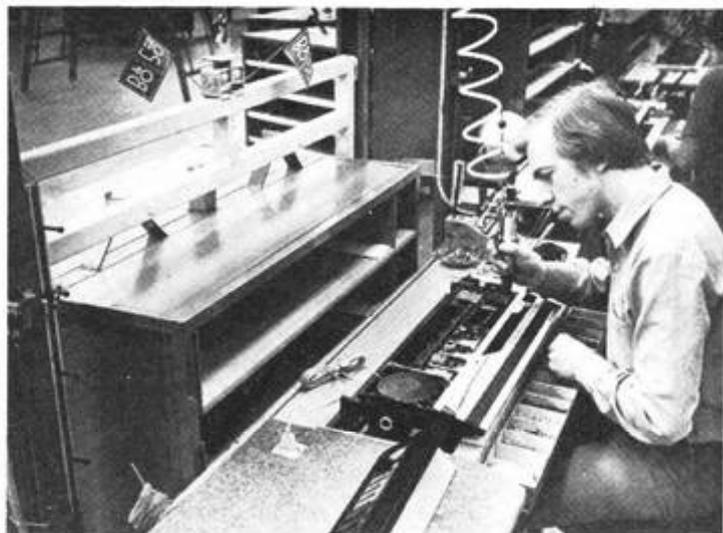


Fig. 6. - L'assemblage final et la fixation des commandes.

banc de chauffe où pendant 48 heures, ils seront soumis à un régime voisin de la douche écossaise ; entendez par là qu'ils fonctionneront alternativement à pleine charge et sur charge nulle ; les circuits fonctionneront donc à pleine charge pendant 24 heures et rencontreront de brusques changements de température. Après ces 48 heures, les essais sont repris à l'ordinateur. De nouveaux défauts, s'il y a, seront alors mis en évidence et corrigés ; chaque 1900 doit repasser à ce test pour être déclaré O.K.

Ensuite le meuble à 5 rayons avec ses châssis testés est transmis à un autre technicien qui assemble les différents décors, indicateurs de fonction, et qui les ajuste (fig. 6). Tout doit être parfait du point de vue électrique. Néanmoins, aucun 1900 ne sera considéré comme prêt au départ avant d'être passé par un dernier essai où haut-parleurs et signaux d'entrée lui sont appliqués (fig. 7).

Au cours de toute la fabrication d'un Béomaster 1900, le principe du plus large champ d'activité possible pour chaque travailleur a été suivi. Ce qui signifie que chaque 1900 constitue un ensemble dont les performances dépen-

dent de seulement 5 à 6 personnes. Cette expérience a pour résultat un plus grand sens des responsabilités de chacun que dans les chaînes de montage géantes où un opérateur est susceptible de placer le même composant sur 7 000 récepteurs en une seule journée.

Mais le consommateur doit-

il choisir en tenant compte que sa nouvelle installation HiFi a été construite dans des conditions de travail exemplaires plutôt que par des chaînes de travailleurs sous-payés en Extrême-Orient ?...

On peut toutefois dire qu'un système qui conduit à un produit fiable, tenant les spécifications, sera toujours un avan-

tage et un plaisir, à la fois pour celui qui le fabrique, et aussi pour celui qui l'utilise après.

Notre visite à l'usine de Skive a été, en ce sens, pleine d'enseignements.

Le reste du séjour nous mena au groupe d'usines de Struer où sont concentrées cinq usines (laboratoires, téléviseurs, enceintes acoustiques, magnétophones, platines tourne-disques ainsi que l'administration, la direction et le bureau du marketing).

Un débat largement ouvert permit à S.K. Pramanik de répondre très simplement et avec clarté aux questions posées, en particulier celles ayant trait à l'« Uniphase ». Un seul regret : c'est que le temps disponible ait écourté ce contact très instructif ; nous pensons d'ailleurs pouvoir revenir sur le système « Uniphase » dans ces colonnes. Comme nous pensons pouvoir présenter les appareils de mesures que fabrique B.O. et qui seront disponibles en France dès l'automne.

Il nous a été dit que B.O. prévoyait dans un avenir proche une extension de ses usines sur 1 000 m². Après ce que nous avons vu, ce n'est pas tellement surprenant...

Ch. P.

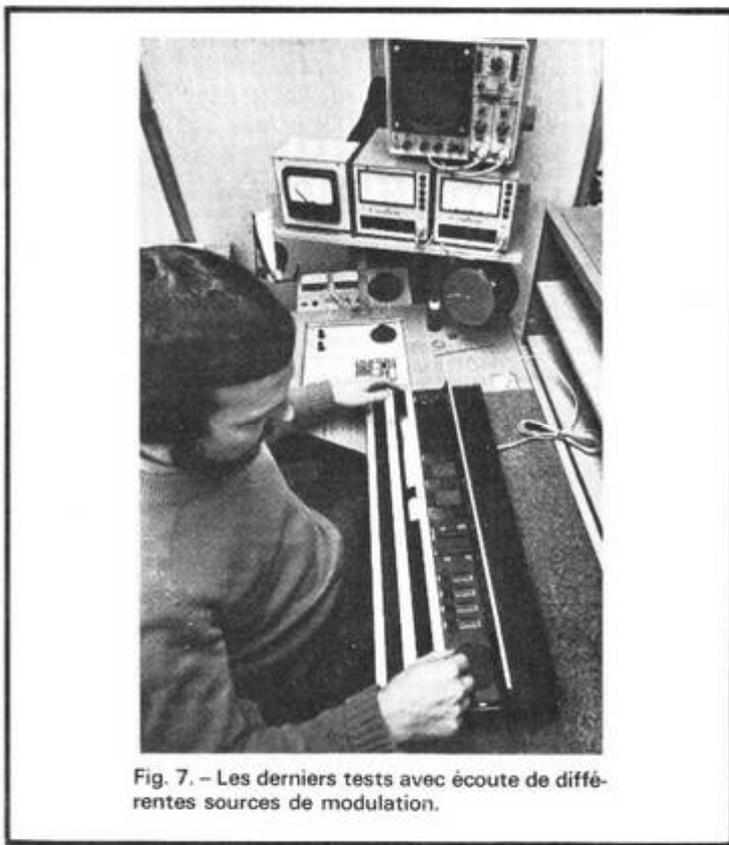


Fig. 7. - Les derniers tests avec écoute de différentes sources de modulation.

LE PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR GRAPHIQUE



SOUNDCRAFTSMEN PE 2217

LE préamplificateur correcteur graphique Soundcraftsmen PE 2217 est le dernier-né de cette famille américaine assez peu nombreuse il est vrai. Le correcteur graphique est un outil de travail intéressant pour tous ceux qui veulent jouir d'une excellente linéarité de reproduction sonore. Le correcteur graphique est un appareil dont l'utilisation est assez simple et qui permet d'effectuer des corrections acousti-

ques dans un local. Le correcteur de Soundcraftsmen est un correcteur stéréophonique par bande d'octave, il autorise des corrections pour des défauts naturels comme ceux résultant d'un amortissement trop intense ou d'une défaillance d'un élément de la chaîne, par exemple, un manque d'ampleur du message sonore dans les fréquences basses.

Le correcteur/préampli PE 2217 est livré installé dans un

coffret en bois aggloméré recouvert de matière plastique imitation noyer. Ce coffret est de grandes dimensions, si bien que l'appareil paraît très gros alors qu'en réalité, le coffret métallique qui suffit à assurer sa protection électrique est d'un volume nettement inférieur, si vous voulez impressionner vos amis, faites-les admirer votre correcteur. Le constructeur a eu ici la bonne idée de réaliser un préamplificateur complet sans la correc-

tion grave/aigu traditionnelle, mais avec la correction graphique, correction nettement plus subtile mais aussi plus délicate à ajuster. Cet ajustement a été mis à la portée de tous grâce à un disque spécialement conçu et qui accompagne les correcteurs de la marque. Pas besoin d'avoir d'instrument de mesure. Le disque suffit. Le reproche que l'on pourra faire au disque est d'être gravé avec un commentaire en langue américaine. Il en est de

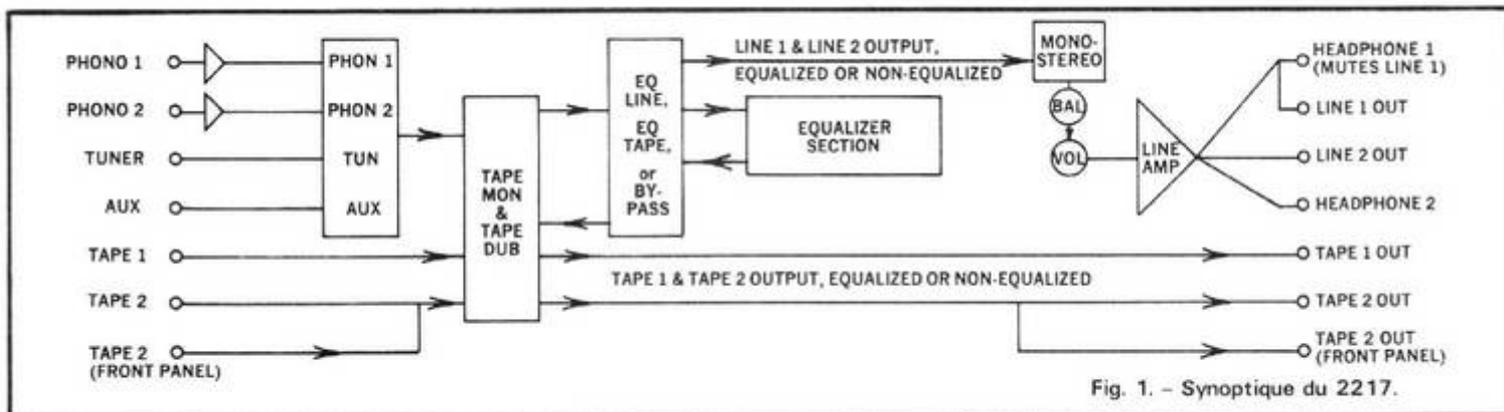


Fig. 1. - Synoptique du 2217.

même pour le texte de la pochette du disque, l'importateur qui est la Société Cinéco va faire le nécessaire pour les textes imprimés.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

- Réponse en fréquence : Entrées haute niveau : 5 Hz à 100 kHz \pm 1/4 dB
- Réponse en fréquence entrée Phono : \pm 1/2 dB 20 Hz à 20 kHz typique \pm 1/4 dB
- Distorsion harmonique : - de 0,05 % à 1 V
- Distorsion par intermodulation : - de 0,05 % à 1 V
- Rapport signal/bruit : Entrée haut niveau 100 dB au-dessus du niveau de sortie max.
- Entrée phono : 84 dB au-dessus de 10 mV
- Correcteur : 90 dB au-dessous d'un signal d'entrée de 1 V
- Gain : Phono 57 dB, haut niveau 15 dB
- Impédance d'entrée : phono 47 000 Ω , haut niveau 50 000 Ω
- Impédance de sortie : 600 Ω
- Niveau maximum de sortie : 5 V sur haute impédance, 2,5 V dans 600 Ω
- Niveau de l'égaliseur : réglable de - 12 à + 6 dB
- Correction : \pm 12 dB, filtres par octave centrés à 30, 60, 120, 240, 480, 960, 1 920, 3 840, 7 680 et 15 360 Hz
- Circuits imprimés : verre époxy G-10
- Résistances, film de carbone à faible bruit
- Alimentation séparée pour

préampli phono et correcteur
 Dimensions : hauteur 19 cm, largeur 50,8 cm, profondeur 28,5 cm
 Face avant : 13 cm de hauteur, 45 cm de large
 Poids : 13 kg.

ETUDE DU SCHÉMA

Le synoptique montre l'organisation générale de l'appareil et les diverses entrées et sorties qui sont offertes, ici. Les deux paires d'entrée phono sont chacune équipées de leur préamplificateur correcteur RIAA. A la sortie des préamplificateurs les niveaux sont amenés au niveau ligne, les sorties préamplificateurs rejoignent un sélecteur permettant de choisir quatre entrées, phono 1 ou 2, une entrée tuner et une entrée auxiliaire. Les entrées des magnétophones sont dirigées sur un second sélecteur permettant de choisir le signal d'un de ces magnétophones tout en enregistrant sur un

autre magnétophone le cas échéant. On peut aussi, par le truchement du clavier faire de la copie d'un appareil sur l'autre et réciproquement tout en écoutant sur les enceintes un autre programme.

Un autre commutateur, à deux touches permet de mettre en service le correcteur graphique soit sur la sortie principale, pour assurer la correction du local soit sur le magnétophone, pour faire un enregistrement corrigé. Vient alors le choix du mode, mono ou stéréo, les commandes de balance et de volume général, un dernier amplificateur fournit un signal à basse impédance, pour les sorties diverses et aussi pour un casque. On notera également la présence d'une prise de magnétophone en face avant.

PRÉAMPLIFICATEUR POUR PHONOCAPTEUR

Il est représenté figure 2. Il utilise trois transistors dans un montage à liaison directe.

Le premier transistor est polarisé par une source de tension stabilisée thermiquement par diodes, deux diodes sont montées en série et alimentées au travers d'une résistance, les deux diodes sont shuntées par un condensateur de forte valeur qui élimine les bruits développés par les diodes et lisse la tension. L'entrée du montage est refermée sur une résistance de 47 k Ω . Un premier filtre RC, 390 Ω et résistance du générateur, 56 pF constitue un premier obstacle aux fréquences hautes qui pourraient être détectées par la non linéarité d'un transistor d'entrée, nous trouvons ensuite un second filtre. La polarisation de la base s'opère au travers de la résistance de 470 k Ω . Le courant de collecteur du premier transistor traverse la jonction base-émetteur du second qui est un modèle complémentaire, le dernier transistor est monté en collecteur commun, il délivre un signal à basse impédance. Le réseau de contre-réaction est constitué de la résistance de 680 k Ω qui assure une légère compensa-

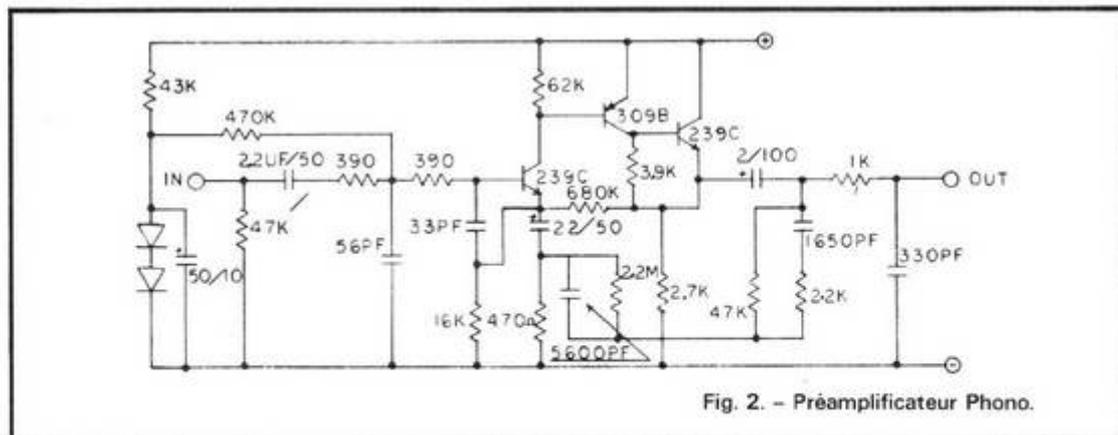


Fig. 2. - Préamplificateur Phono.

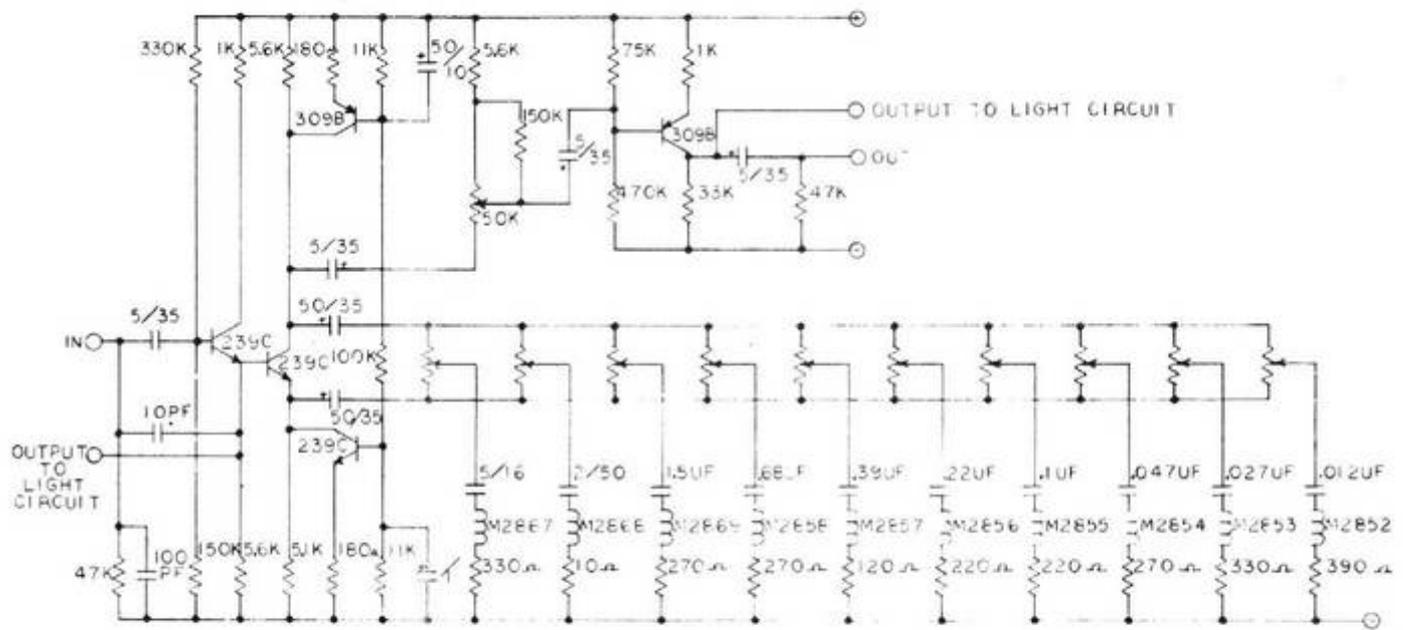


Fig. 3. - Correcteur par bande d'octave.

tion en température, des résistances de 2,2 M Ω , 2,2 k Ω , 47 k Ω et des condensateurs de 5 600 pF et 1 650 pF. Un dernier filtre assure une coupure à 30 kHz. Le gain du montage est déterminé par la résistance de 470 Ω installée en série avec l'émetteur du premier transistor. Nous avons ici une séparation bien distincte du point de fonctionnement du transistor et de la contre-réaction en alternatif, en continu, c'est une résistance de 16 000 Ω qui est employée, en alternatif, on trouve une résistance de 470 Ω .

CORRECTEUR

Le signal entre sur un adaptateur d'impédance permettant de délivrer un signal à basse impédance vers les indicateurs lumineux et vers le correcteur proprement dit. Ce dernier est constitué d'un étage à charge répartie, les deux charges sont constituées par la mise en parallèle d'une résistance et d'un générateur de courant. Lorsque les curseurs des potentiomètres sont vers le bas, les circuits accordés série travaillent en contre-

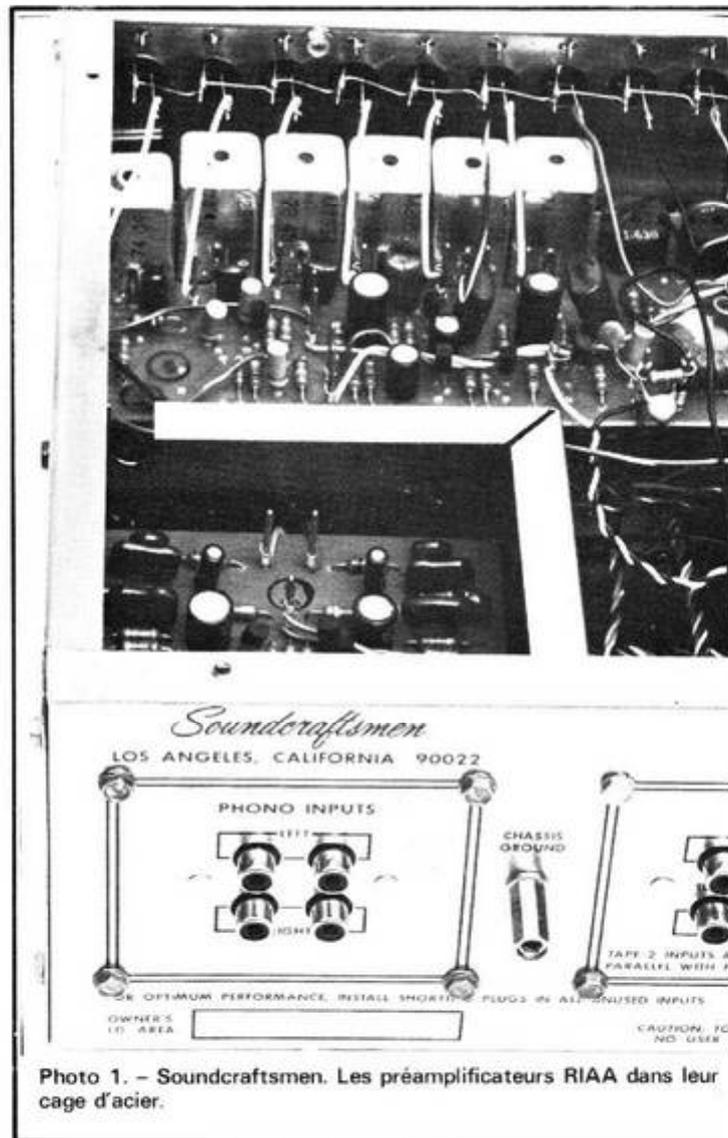


Photo 1. - Soundcraftsmen. Les préamplificateurs RIAA dans leur cage d'acier.

réaction sélective, à la résonance, l'impédance du circuit est faible et l'amplification augmente. Lorsque le curseur du potentiomètre est de l'autre côté, le circuit accordé diminue la valeur de la charge, la tension de sortie diminue. Le signal est ensuite envoyé sur un préamplificateur de sortie.

Chaque filtre agit dans une bande de fréquence déterminée, suivant les bobines utilisées, le constructeur a placé des résistances d'amortissement de la résonance, résistances permettant de contrôler la valeur du Q du circuit donc la largeur de bande.

INDICATEUR DE NIVEAU

Le schéma de cet indicateur de niveau se trouve sur la figure 4 sous l'indication Light Board. Cet indicateur à un double but, il sert en permanence pour signaler un excès de niveau et par intermittence pour fixer le gain général de l'appareil une fois que les corrections ont été faites. Si on remonte tous les boutons, on augmentera le gain général du

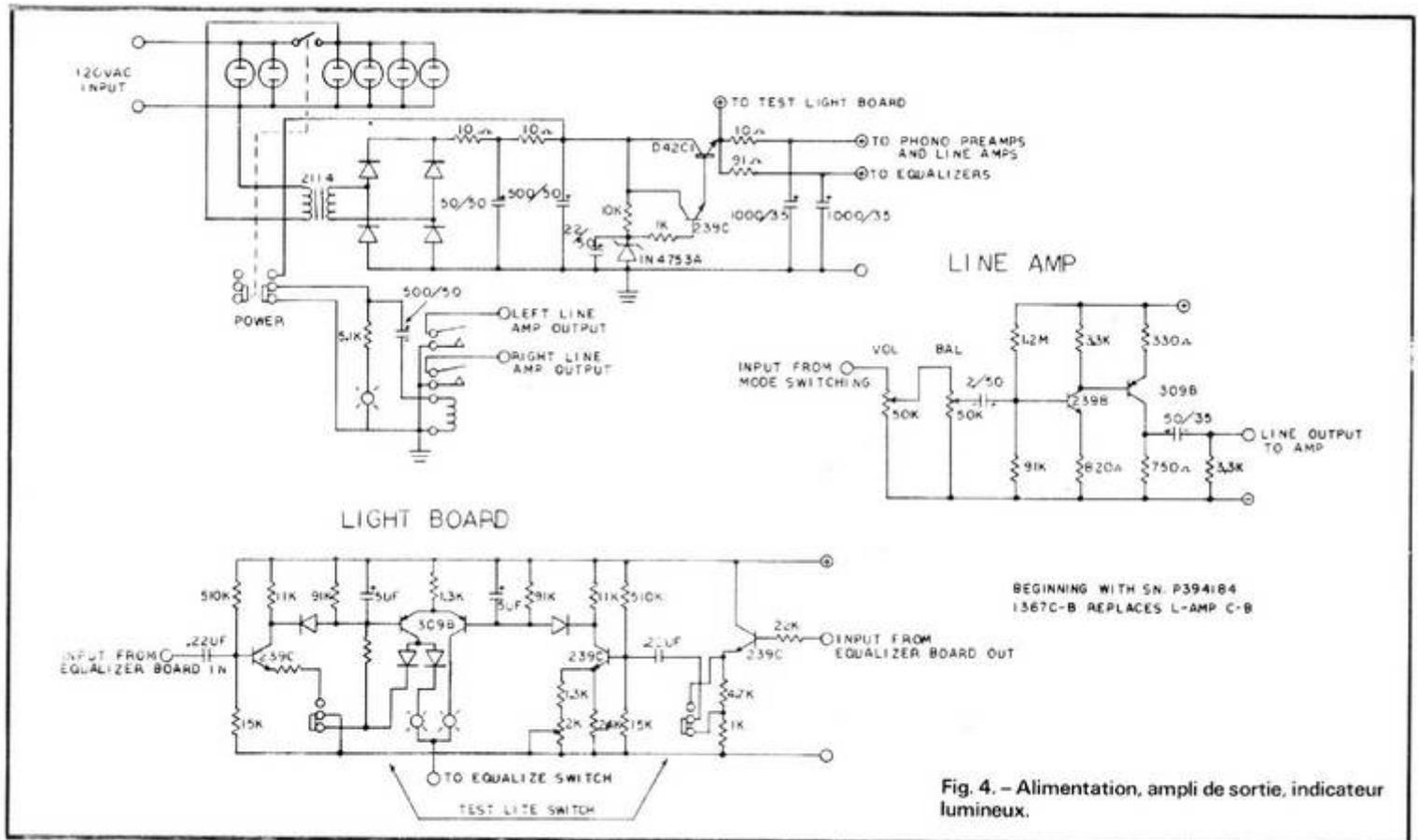
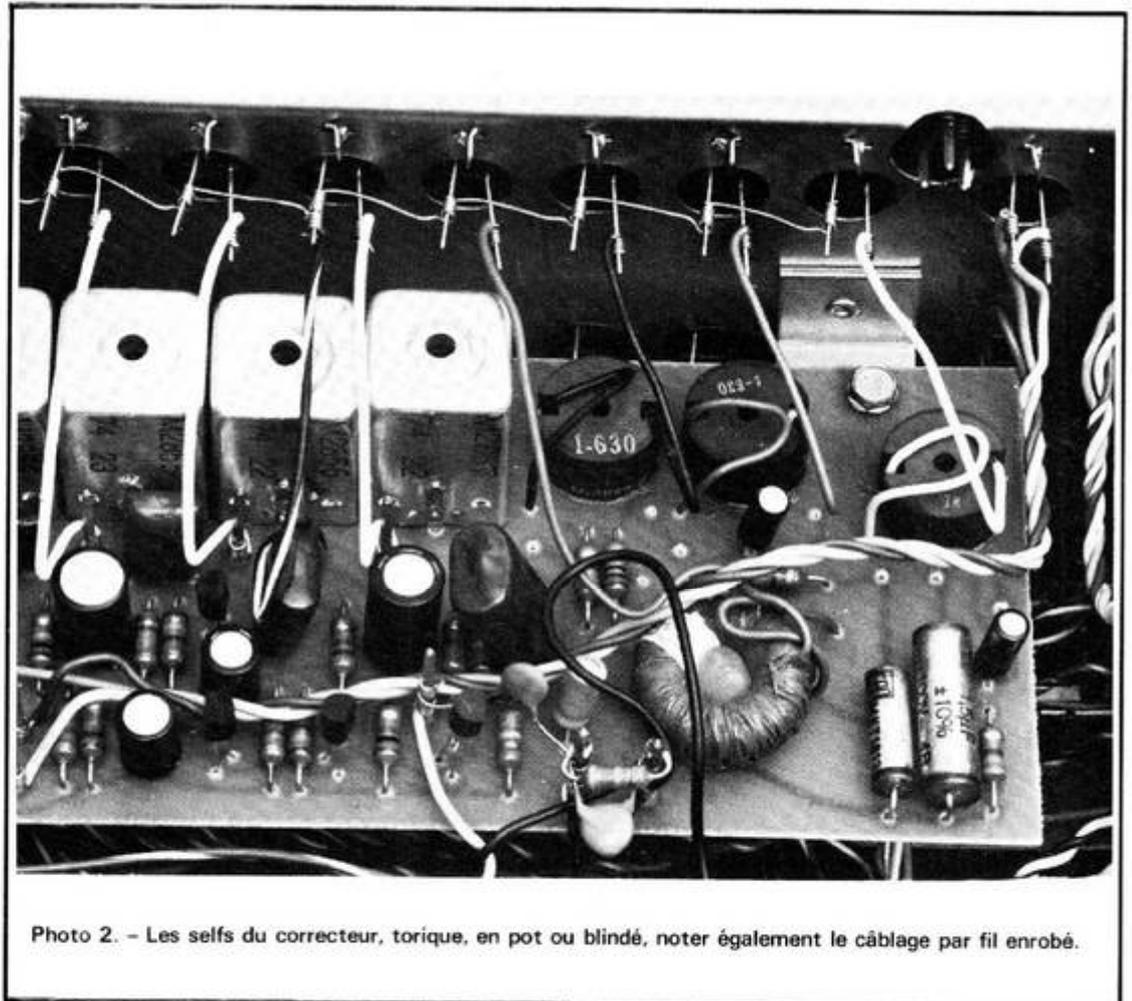


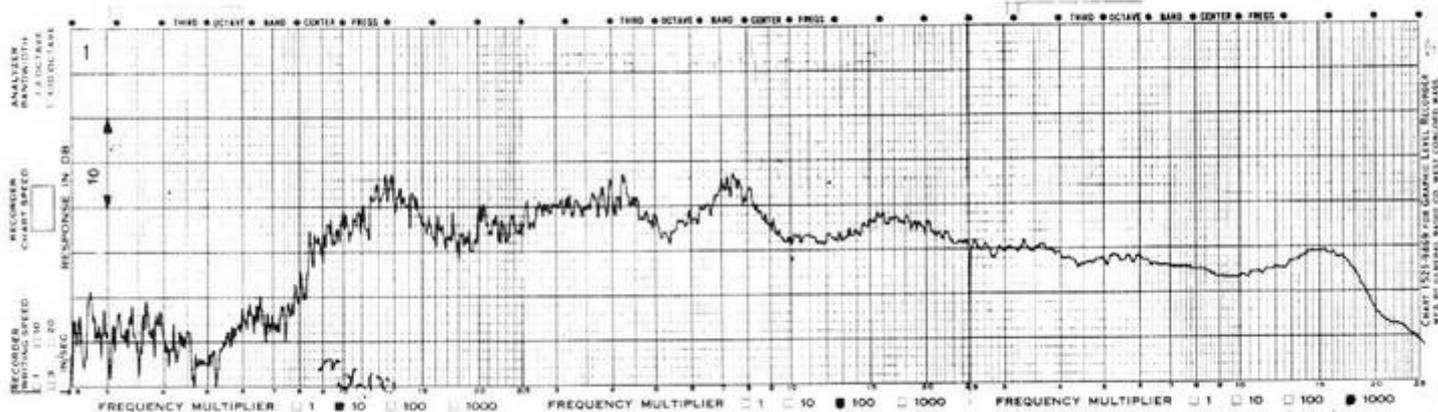
Fig. 4. - Alimentation, ampli de sortie, indicateur lumineux.

montage, il faut donc compenser cette remontée par un abaissement dosé du niveau général, cet ajustement ne se fait pas par l'intermédiaire du potentiomètre de volume mais par des curseurs auxiliaires placés à côté du panneau des potentiomètres.

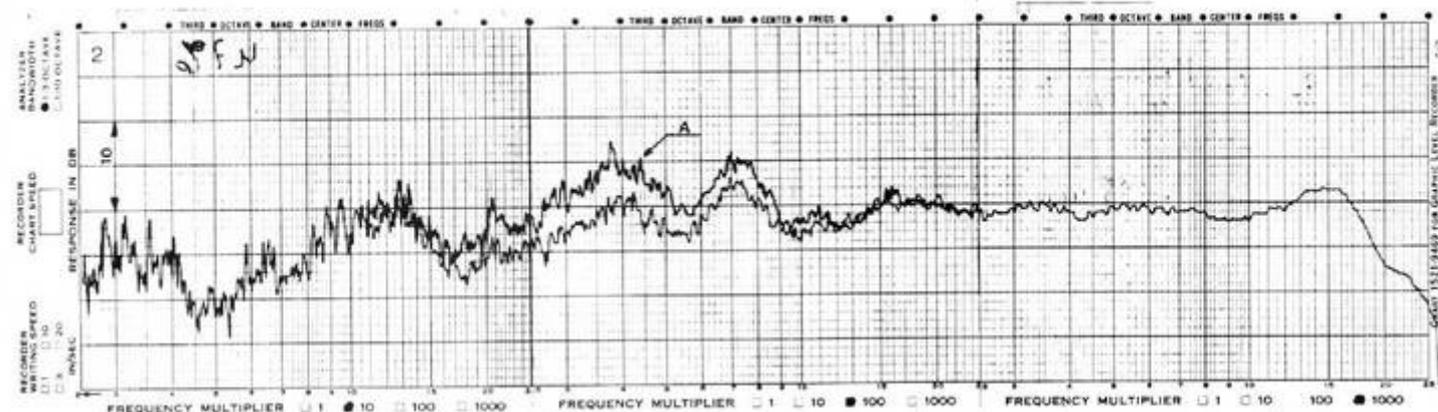
En fonctionnement indicateur de niveau, les deux commutateurs sont placés comme sur la figure. Le signal arrive de la sortie du préamplificateur, passe dans le transistor de gauche qui l'atténue. Il attaque ensuite un détecteur constitué d'un amplificateur polarisé au voisinage du cut off et d'une diode suivie d'un condensateur d'intégration. Le condensateur attaque un amplificateur différentiel dont la référence est fixée par un pont de résistances.

Lorsque le montage fonctionne en indicateur d'équilibre entrée/sortie, le commutateur occupe l'autre position. Le montage devient symétrique, lorsque les deux signaux ont la même amplitude, les deux diodes brillent du même éclat.





Courbe 1. - Relevé d'une bande passante sans correction.



Courbe 2. - Relevé d'une bande passante avec correction, en A nous avons remonté le niveau de l'un des filtres.

AMPLIFICATEUR DE SORTIE

C'est l'amplificateur de ligne Line Amp, indiqué sur le schéma. Deux potentiomètres, se suivent l'un sert pour le volume, l'autre pour la balance. Le premier transistor amplifie le signal (amplification de 4 environ) et le second est monté en amplificateur (gain de 2) avec charge de collecteur de faible valeur.

ALIMENTATION

Le préamplificateur Soundcraftsmen 2217 a été conçu pour alimenter en énergie les autres composants de la chaîne de façon à n'avoir qu'un minimum d'interrupteurs à manipuler. On trouve

donc une série de prises au standard américain installées sur la face arrière. Le redressement est à double alternance, un pont de diodes débite sur un filtre à deux cellules, suivi d'une alimentation régulée: un Darlington stabilisé par diode Zener suivi de deux cellules de filtrage du type RC. Le circuit d'alimentation commande également des relais à lames mettant les sorties à la masse lorsque l'appareil n'est pas en service.

FABRICATION

Le 2217 est constitué d'une série de modules assemblés entre eux, ces modules sont câblés sur stratifié verre/epoxy de qualité militaire nous dit le constructeur, ces circuits sont soudés à la

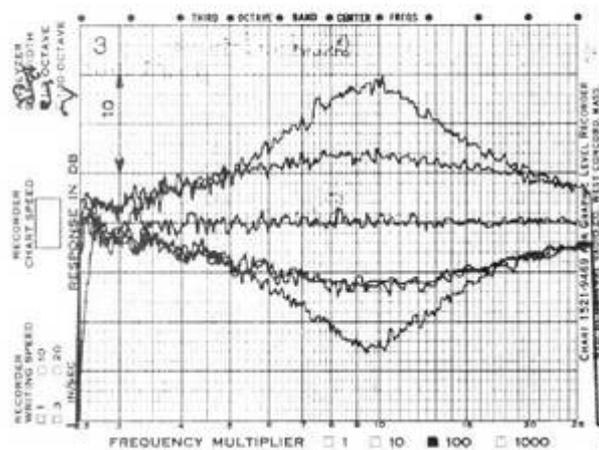
vague ou suivant un autre procédé automatique. Tous ces circuits sont montés à un emplacement parfaitement logique, les circuits préamplificateurs pour phonocapteur sont installés dans une cage de tôle formant blindage. Le circuit est maintenu par deux équerres, il se trouve à proximité immédiate des prises d'entrée, pas trop de risque d'apparition de parasites par rayonnements. Les liaisons entre les blocs sont assurées par des connexions enroulées, les prises de sortie et d'entrée par exemple sont des modèles spécialement adaptés à ce style de construction. Les fils sont de toutes couleurs, le repérage est extrêmement facile. Tous les composants sont de bonne qualité et les plus lourds sont soigneusement fixés, à grand renfort de colle, les inductances sont soit enfermées dans des blindages

d'aluminium soit encore du type pot de ferrite. Une de ces inductances est torique elle correspond au canal couvrant de 160 à 320 Hz, au-dessous, ce sont les pots, au-dessus celles blindées.

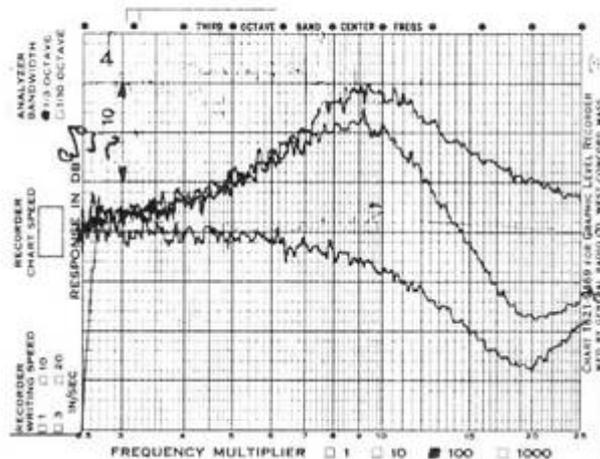
Le châssis encadre tous les composants, il se referme complètement par deux tôles traitées et perforées pour le refroidissement de l'alimentation. La façade est en aluminium anodisé, le coffret est en bois aggloméré recouvert de plastique, l'ensemble peut se désolidariser du coffret pour être encastré, en position verticale ou horizontale dans une installation fixe.

UTILISATION

L'installation de l'appareil se fera en suivant les ins-



Courbe 3. — Action progressive d'un potentiomètre sur la courbe.



Courbe 4. — Action de deux filtres adjacents.

tructions du constructeur de l'appareil, il s'agit en fait d'un préamplificateur comme les autres avec un commutateur permettant d'utiliser le correcteur sur une sortie ligne ou magnétophone. Nous avons utilisé cet appareil pour égaliser une enceinte installée n'importe où dans un local, ayant à notre disposition des moyens de mesures appréciables comme par exemple un traceur de courbes, nous avons pu faire un relevé avant et après égalisation. La correction a été faite en considérant l'allure de la courbe de départ et en agissant sur tous les potentiomètres pour obtenir une ligne aussi régulière que possible.

Le résultat de ces manipulations se traduit à l'écoute par une sensible amélioration de l'écoute, particulièrement dans les basses, nous avons pris ici une enceinte acoustique de petite taille et cette petite taille entraînait une chute naturelle des fréquences basses.

Le correcteur par octave permet de corriger les accidents naturels d'un local, les accidents étroits ne peuvent être compensés, ce sont également eux qui perturbent le moins l'écoute. Sur notre courbe (1 et 2) nous avons un accident à 700 Hz, une bosse, un creux à 550 Hz, et une

autre bosse à 400 Hz, ces accidents sont trop rapprochés les uns des autres pour pouvoir être compensés. Après avoir effectué la correction du local, nous avons remonté le potentiomètre correspondant à la gamme de fréquence située entre 160 et 320 Hz (courbe 2A), on obtient un relevé allant de 200 Hz à 700 Hz, il ne peut donc y avoir de compensation rigoureuse.

Dans le local mesuré, nous avons une absorption des fréquences élevées (ou une insuffisance de rendement du tweeter, nous y avons remédié en remontant de près de 8 dB le niveau au-dessus de 2 500 Hz. Dans l'extrême basse, nous avons gagné également 8 dB vers 30 Hz tandis que les basses « hautes » n'ont pratiquement pas subi de modifications. En utilisant le disque de fréquence ou plus exactement de bruit filtré on réalise une correction très proche de la première. Le disque porte un bruit filtré à 1 000 Hz sur le canal gauche, on compare le niveau de ce bruit à celui de la bande en cours de filtrage, le constructeur a apporté une modification intéressante, l'amplitude du bruit filtré est compensée à la gravure suivant une courbe de correction physiologique. Les réglages consistent bien sûr à suivre les indications du spea-

ker, en fait, on ajuste successivement le niveau de chaque filtre afin que le niveau sonore soit celui du niveau de référence, l'oreille doit faire abstraction de la hauteur (fréquence) du son pour ne conserver que l'information niveau, l'opération se fait en réalité toute seule, car on a compensé le niveau de référence. Cette méthode permet de faire l'égalisation à ± 2 dB près, on pourra aussi faire appel à un sonomètre. Il est bon de répéter l'opération une seconde fois car comme vous pouvez le constater sur les courbes, l'action d'un seul filtre joue sur une bande assez large et chaque filtre a de l'influence sur ses voisins.

Les entrées phono sont très sensibles, un signal d'entrée de 1,25 mV donne un signal de sortie de 0 dBm, la saturation du préamplificateur est atteinte pour un niveau d'entrée de 90 mV.

Les entrées auxiliaires et tuner ont une sensibilité de 150 mV pour le même niveau de sortie. La tension de sortie maximum est de +19 dBm soit environ 8 V. Pour cette tension de sortie, le taux de distorsion harmonique est de 0,6 %. Sur les entrées phono, il est inférieur à 0,1 % compte tenu du bruit de fond, sur les entrées auxiliaires, il est de moins de 0,04 %.

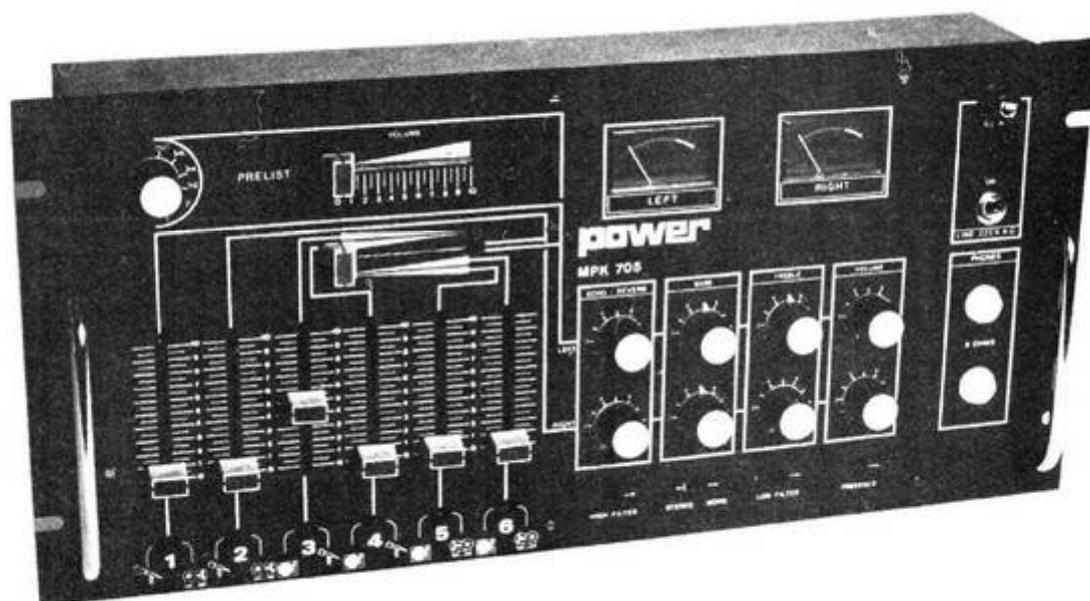
Le bruit de fond n'est pas le même sur toutes les entrées, nous avons retrouvé les valeurs données par le constructeur à 2 dB près, 100 dB au-dessous de la sortie maximale pour les entrées haut niveau, 84 dB au-dessous de 10 mV pour l'entrée phono, et 92 dB pour le correcteur.

CONCLUSIONS

Le correcteur préamplificateur Soundcraftsmen est un appareil de qualité associant utilement le préamplificateur au correcteur, c'est donc un appareil de premier équipement qui pourra être associé à toute installation de sonorisation, en HiFi comme en discothèque. Les performances sont bonnes, un disque en français serait le bienvenu, mais il entraînerait une augmentation certaine du prix de vente. Il est efficace et méritera une place dans pas mal d'installations, c'est un appareil qui se jugera à l'oreille, il possède tout ce qu'il faut pour faire de la comparaison avec ou sans correction.

E. LÉMERY

Le pupitre - discothèque



POWER MPK 705

Le pupitre MPK 705 fait partie d'une série d'appareils de présentation uniforme permettant de réaliser des installations modulaires de toutes puissances. Le MPK 705 est dérivé du 605 dont il a reçu une partie des possibilités, le constructeur y a ajouté la pré-écoute et des filtres, il a aussi revu complètement l'électronique pour réaliser un appareil aux performances réellement HiFi.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Bande passante : 5 Hz à 40 000 Hz à -3 dB.
Taux de distorsion harmonique : inférieur à 0,1 % à 1 000 Hz.

Rapport signal/bruit : 90 dB pondéré A.

Niveau nominal de sortie : 800 mV sur 600 Ω (0 dBm).

Niveau maximal de sortie : 6 V (+19 dBm).

Correcteur Baxendall : ± 20 dB à 20 et 20 000 Hz.

Présenceur commutable +6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz.

Entrée micro 200 Ω : sensibilité 6,5 mV saturation à 150 mV (surcharge admissible 28 dB).

Entrée PU : 47 k Ω ; sensibilité 2,5 mV. Saturation à 70 mV (surcharge admissible 30 dB).

Entrée ligne (magnéto-tuner) 22 k Ω : sensibilité 200 mV, saturation à 6 V (surcharge admissible 30 dB).

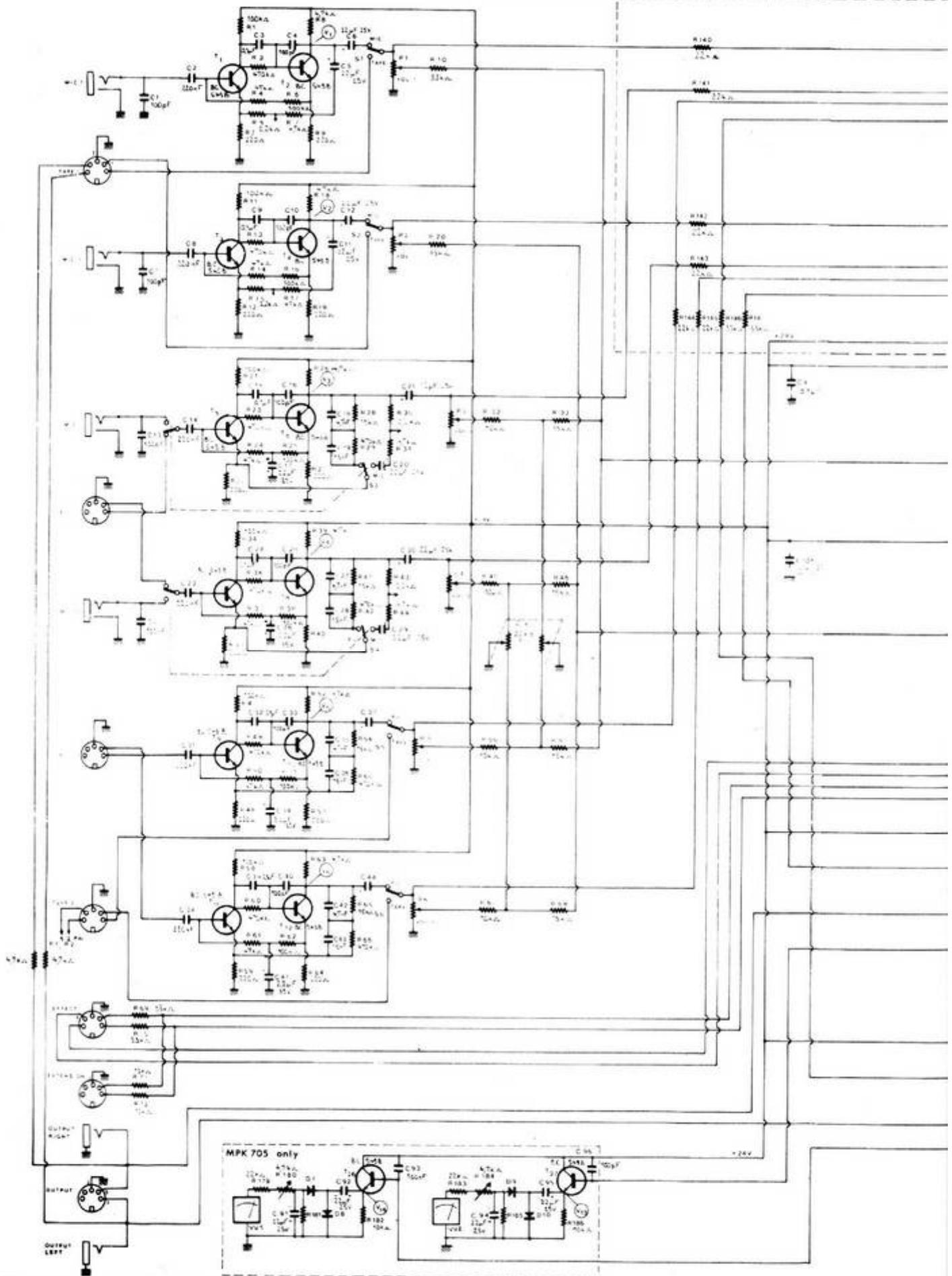
Dimensions : 483 x 222 x 70 mm.

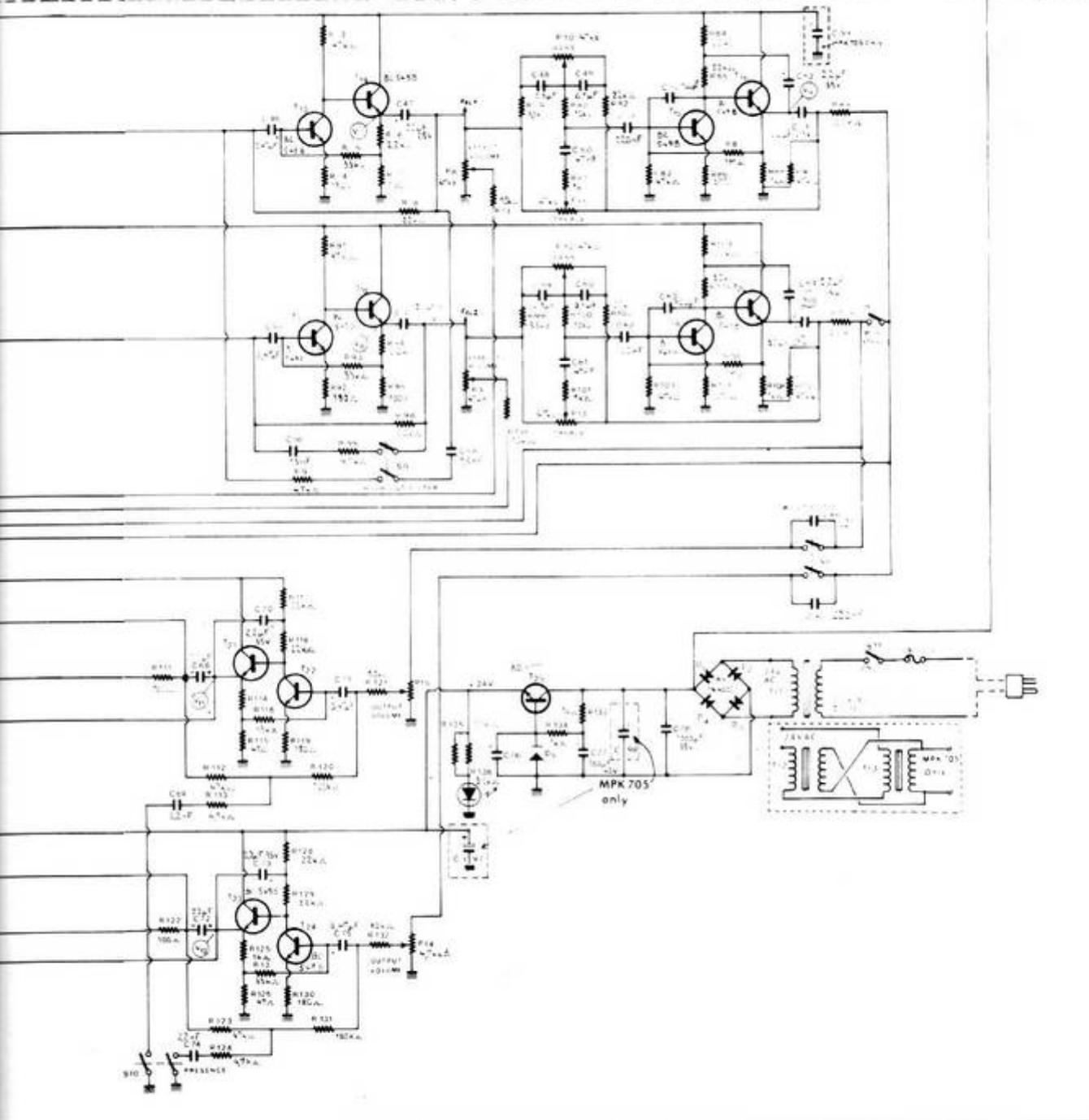
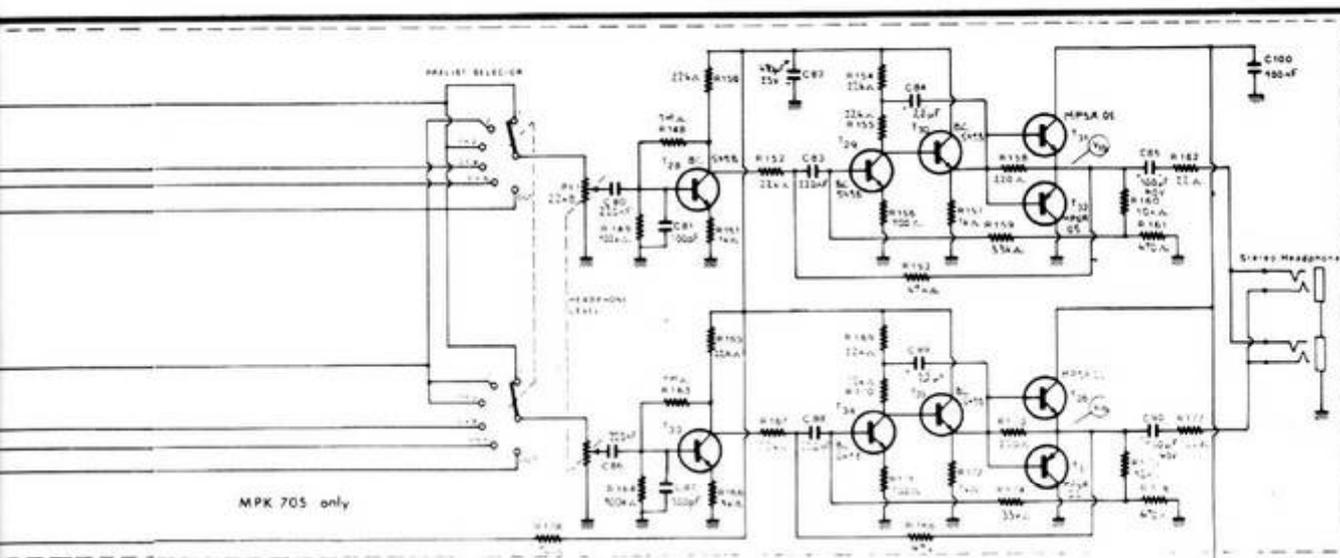
PRÉSENTATION

Le pupitre de mélange de discothèque MPK 705 est destiné à être encastré dans un meuble. Ses dimensions sont au format rack 19 pouces, ce qui permet également de le monter dans un cadre de rack standardisé. Sa manipulation sera facilitée par deux poignées chromées qui permettent de faire reposer l'appareil sur sa face avant sans détériorer les boutons. Les prises de raccordement, prises DIN et jack 6,35 sont installées sur la face arrière et le retournement s'impose pour l'installation. Toutes les indications nécessaires à l'installation sont sérigraphiées sur la face arrière : utilisation de chaque broche, sensibilité,

niveau de saturation, impédance.

Les potentiomètres sont à course linéaire pour le mélange et rotatifs pour les commandes auxiliaires : écho, grave, aigu, volume. Les entrées sont au nombre de douze utilisables 6 par 6. Des inverseurs offrent un choix de deux entrées (non mélangeables) par atténuateur. Cette console est à deux voies de sortie ; les entrées sont mono-phoniques. Pour un tourne-disque stéréophonique, on mobilisera deux voies. Trois des voies d'entrée (1-3-5) sont envoyées sur la voie gauche, les trois autres (2-4-6) sur la voie droite. Un potentiomètre auxiliaire placé horizontalement assure le fondu enchaîné entre les deux tourne-disques ou entre un





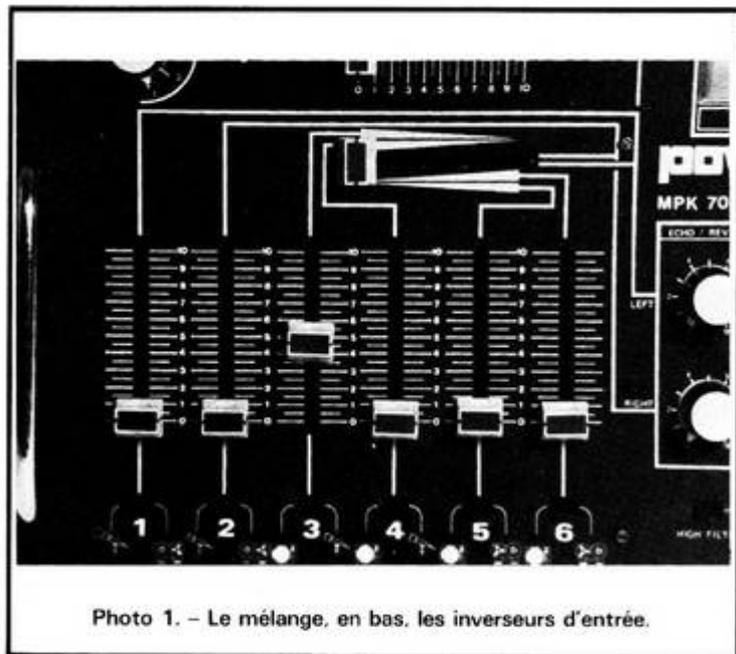


Photo 1. - Le mélange, en bas, les inverseurs d'entrée.

tourne-disques et un magnétophone ou des micros.

La fonction préécoute a été ajoutée par rapport au 605, on peut écouter toutes les entrées, avant potentiomètre de mélange et vérifier auditivement la qualité de la modulation.

Deux prises de sortie casque sont disponibles en façade, les autres sorties sur l'arrière.

ETUDE TECHNIQUE

Les préamplificateurs utilisent un schéma de base identique. Il y a six préamplificateurs qui sont spécialisés. Deux sont linéaires et ont une sensibilité suffisante pour une entrée micro, deux autres sont équipés d'un correcteur RIAA seul et les deux derniers d'un circuit de contre-réaction pour courbe RIAA et linéaire pour micro. Les entrées à haut niveau se font directement sur les potentiomètres de mélange ce qui exclut tout risque de saturation. Les préamplificateurs sont composés de deux transistors montés en liaison continue, la polarisation de la base du premier transistor est

prise sur l'émetteur du second transistor afin d'assurer la compensation thermique. Une contre-réaction alternative prise sur le collecteur de T_2 définit le gain de l'ensemble, un condensateur bloque la composante continue. La commutation d'entrée est prise en sortie de préamplificateur. Lors de la manœuvre de l'inverseur, il faudra s'assurer que les potentiomètres d'atténuation sont bien au minimum pour éviter les bruits dus à la charge du condensateur de sortie du préampli, le constructeur n'ayant pas prévu de résistance fixe de polarisation pour les condensateurs. Pour les correcteurs RIAA, on a mis un autre réseau de contre-réaction composé cette fois de résistances et de condensateurs suivant un procédé classique.

Pour les quatre préamplificateurs RIAA, on notera la présence du système de fondu enchaîné composé simplement de deux potentiomètres fonctionnant en balance, non pas entre deux entrées gauche et droite mais l'une entre deux entrées droites, l'autre entre deux entrées gauche. Le signal de mélange est pris à la sortie de ce dispositif.

Au point chaud de chaque potentiomètre de mélange est

pris un fil qui se dirige vers un commutateur double. Ce commutateur de préécoute choisit l'une des voies d'entrée ou de sortie. A la sortie du commutateur se trouve le préamplificateur de casque équipé de cinq transistors. Le premier est monté en préamplificateur les quatre suivants en amplificateurs « de puissance ». Le dernier étage est à symétrie complémentaire sans courant de repos. La contre-réaction en alternatif se charge d'éliminer la distorsion de croisement. Le point de repos est fixé par un circuit de contre-réaction en continu. Un condensateur bootstrap C 84 permet d'augmenter l'amplitude des signaux de sortie. Une limitation du courant de sortie est assurée par des résistances de 22Ω .

L'alimentation de l'amplificateur de casque est prise directement à la sortie du pont redresseur ce qui permet d'avoir une tension de sortie très importante nécessaire avec certains casques à rendement faible.

Le filtre passe-bas est installé sur le premier préamplificateur, c'est un réseau de contre-réaction RC assurant une pente de 6 dB par octave dans la zone d'action du filtre, la résistance de $4,7 k\Omega$ limite la coupure des fréquences

hautes à -12 dB. Aux fréquences basses, c'est la résistance de contre-réaction de $22 k\Omega$ (R 78 et R 98) qui limite le gain, puis intervient le condensateur de $1,5 nF$ qui laisse la place aux fréquences hautes aux résistances de $4,7 k\Omega$.

Les sorties d'enregistrement rec 1 et 2 donnent un signal pouvant être corrigé par le filtre passe-bas. A ce niveau, on envoie une fraction du signal vers une boîte à effet, chambre de réverbération ou d'écho. Le retour de cette boîte se faisant après le correcteur de timbre.

Ce dernier est un modèle classique à contre-réaction, le dernier étage compense la perte de niveau qu'il introduit. On retrouve là aussi les condensateurs bootstraps identiques à ceux de l'étage amplificateur pour casque. Les filtres passe-haut sont simplement constitués d'un condensateur de faible volume qui vient se mettre en série avec les potentiomètres de volume.

Viennent ensuite les deux derniers étages d'une structure identique à celle rencontrée précédemment. Des résistances de sortie de 100Ω limitent la sortie. Les filtres de présence sont installés sur les réseaux de contre-réac-

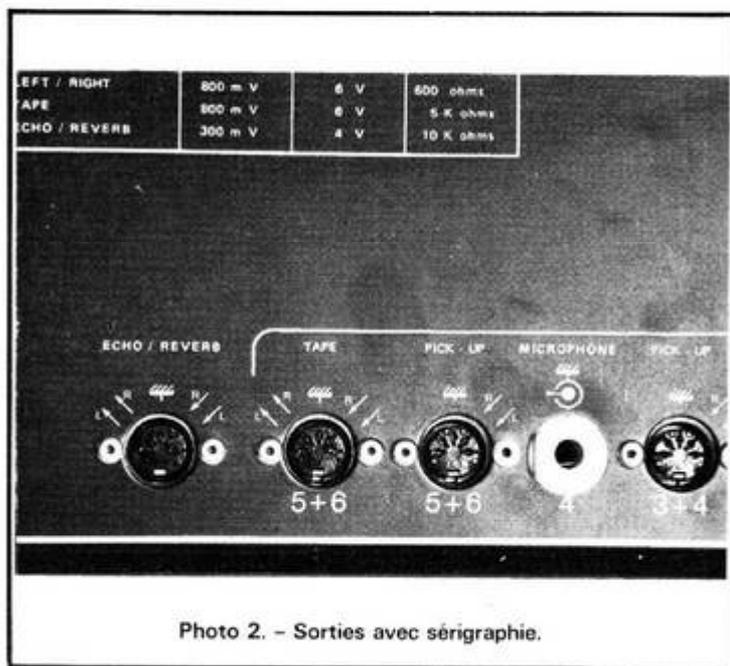


Photo 2. - Sorties avec sériographie.

tion, ils agissent en filtre passe-bas. En sortie, on trouve également deux Vumètres attaqués par des étages collecteur commun. La détection se fait par un doubleur un condensateur met en mémoire (courte) la valeur de crête.

L'alimentation utilise, pour le MPK 705 deux transformateurs d'alimentation de 12 V. Les deux transformateurs ont leur primaire alimenté en sens inverse si bien qu'il y a une certaine annulation du rayonnement magnétique entre les deux. Les secondaires sont alimentés en série pour obtenir 24 V. A part l'alimentation du casque qui se fait directement, l'alimentation des circuits à faible niveau, plus sensibles, se fait par un étage de stabilisation régulé par diode zener et transistor.

FABRICATION

Les pupitres de mélange sont la plupart du temps composés d'une série d'étages identiques ce qui est le cas ici. On aurait pu s'attendre à une construction modulaire. En fait, pour limiter le câblage et l'encombrement, tous les composants ont été réunis sur une plaque de verre époxy couvrant pratiquement toute la surface de l'appareil. Les potentiomètres sont soudés sur cette plaque très rigide et maintenus en un nombre suffisant de points.

Les prises sont fixées sur une autre partie de l'appareil et les liaisons sont assurées par câbles. Les composants sont de bonne qualité et le câblage, sérieusement réalisé, est correct. Le circuit imprimé est étamé à chaud, ce qui assure une bonne protection. Quelques composants ont été ramenés côté circuit.

La façade est en tôle traitée par un recouvrement de matière plastique formant une surface mate facile à nettoyer, le noir étant pourtant une couleur assez salissante.

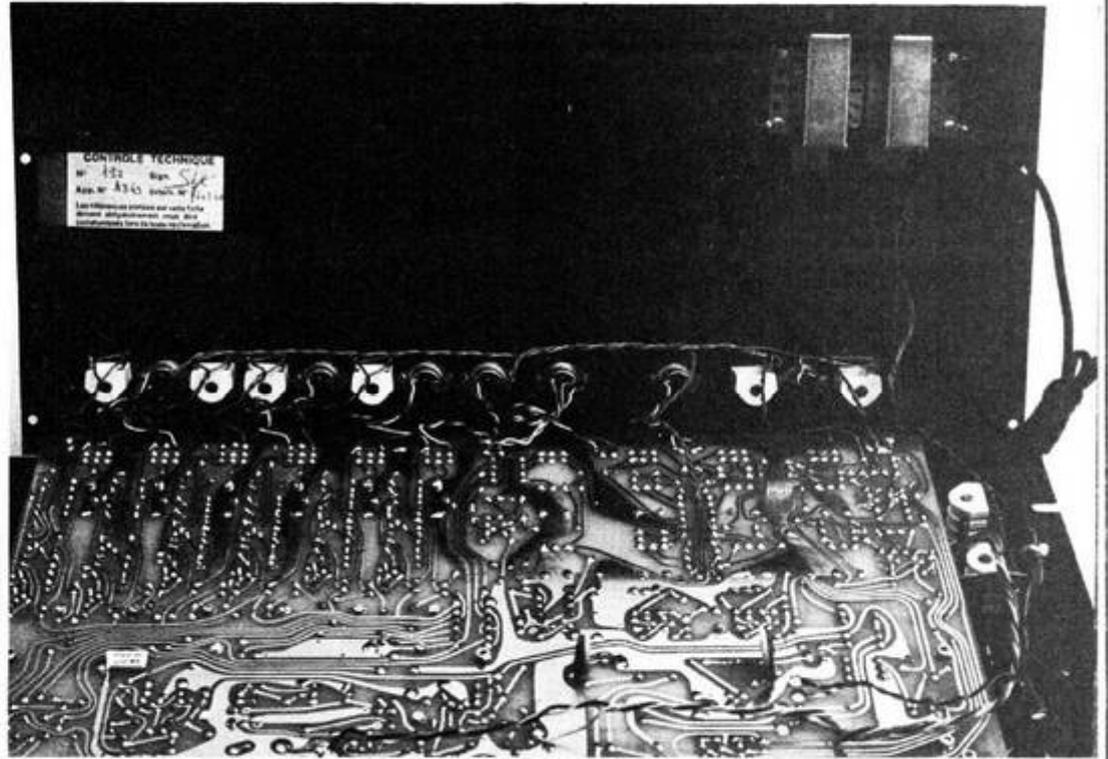


Photo 3. - Vue interne du MPK 705, un unique circuit imprimé de grande surface. Noter le montage des deux transformateurs d'alimentation.

MESURES

La tension de sortie du pupitre est de 0 dBm pour une indication de 0 dB aux Vumètres. La tension maximale de sortie, au dessus de laquelle il y a apparition de la saturation est de 6 V. La sensibilité des entrées RIAA est très bonne puisqu'elle est de 1,6 mV à 1 000 Hz. La tension maximale admissible est de 60 mV, ce qui doit assurer une réserve suffisante. Le rapport signal sur bruit des entrées phono est de 58 dB non pondéré pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV.

Tous les potentiomètres à zéro, le bruit de fond passe à - 72 dBm en mesure non pondérée et à - 86 dBm en mesure pondérée. La sensibilité micro est de 5,2 mV tandis que la saturation est atteinte avec 142 mV, la réserve est suffisante pour la majorité des cas d'utilisation.

La bande passante des entrées micro va de 14 Hz à 82 kHz.

Le filtre passe-bas a sa fréquence de coupure située à 5 kHz à 10 000 Hz, c'est-à-dire une octave au-dessus, l'atténuation atteint 7 dB. Le filtre de grave a une fréquence de coupure de 100 Hz, l'atténuation est de 8 dB à 50 Hz. Le filtre de présence remonte le niveau de 1 dB à 1 000 Hz, 3 dB à 1 800 Hz, 9 dB à 6 300 Hz et 11 dB à 10 000 Hz. Le correcteur de timbre a une efficacité voisine de ± 18 dB à 50 Hz et 12 000 Hz.

Le taux de distorsion harmonique est de 0,2 % à 1 000 Hz sur l'entrée micro pour un niveau de sortie de 0 dB et le potentiomètre de sortie à mi-course. Atténuateur à mi-course et potentiomètre de sortie à fond ainsi qu'une tension d'entrée plus faible, le taux de distorsion passe à 0,05 %, pour une tension de sortie de 0 dB.

CONCLUSION

Le renouvellement du mélangeur Power se solde par une nette amélioration de la qualité du produit qui a subi l'influence des « normes » HiFi. Le côté pratique de l'appareil en fait un accessoire utile pour les réalisations audiovisuelles ou le MPK 705 pourra être associé à plusieurs magnétophones, tourne-disques et micros. Le rapport qualité/prix reste très favorable.

E.L.

LE MAGNETOPHONE



RADIOLA 'EW 5504'

LE magnétophone Radiola EW 5504 préfigure le nouveau style adopté par les esthéticiens Hollandais qui sont à l'origine de l'appareil. Tous les appareils seront présentés dans cette livrée ou le gris sombre un peu métallisé s'harmonise avec un gris beaucoup plus sombre, pratiquement noir.

Le constructeur s'adresse, avec cette platine magnétophone à bande d'un prix modeste, à un grand public. Pour le satisfaire, il a simplifié les commandes en supprimant les deux potentiomètres séparés de commande de niveau par un potentiomètre de niveau, associé à un autre de balance, et cela pour l'enregistrement et l'écoute au cas-

que. Comme le 5504 est destiné à être utilisé avec un amplificateur, disposant d'un potentiomètre, le constructeur n'a pas prévu de réglage de niveau de sortie.

Les commandes sont électromécaniques, le clavier de commande de défilement est un clavier ordinaire avec ses touches interverrouillées ; pour éviter des tracas aux utilisateurs ; des circuits de temporisation assurent une totale sécurité de fonctionnement, il est ainsi possible de passer d'une fonction à l'autre sans risque pour la bande la plus fine. Le magnétophone possède trois moteurs, ce qui facilite considérablement la réalisation de ce type d'automatisme, trois têtes pour permet-

tre le contrôle de l'enregistrement sur la bande et enfin trois vitesses pour les amateurs d'enregistrement de très longue durée. Il va de soi que dans ce dernier cas, la qualité sonore est limitée. En outre, l'appareil est équipé d'un réducteur de bruit DNL n'agissant qu'à la lecture.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

4 pistes, 3 vitesses : 19, 9,5, 4,75 cm/s, 3 moteurs indépendants : un à courant continu asservi électroniquement pour l'entraînement du cabestan, 2 à courant continu pour les bobines

et rebobinage rapides
3 têtes magnétiques longue durée

Monitoring « A » et « B » : après et avant enregistrement

Commandes électromagnétiques

Comparateurs de tension de bande, amortis par frein viscostatique

DNL commutable : amélioration du bruit de plus de 10 dB entre 4 000 Hz et 10 000 Hz

Arrêt automatique en fin de bande

2 Vu-mètres

Bobines 18 cm

Gamme de fréquence :
19 cm/s : 35 à 25 000 Hz.
9,5 cm/s : 35 à 19 000 Hz.
4,75 cm/s : 35 à 11 000 Hz

Rapport signal sur bruit avec bande haut niveau : 19 cm/s meilleur que 60 dB. 9,5 cm/s meilleur que 60 dB. 4,75 cm/s meilleur que 58 dB

Pleurage et scintillement : 19 cm/s moins de 0,1 %. 9,5 cm/s moins de 0,15 %. 4,75 cm/s moins de 0,2 %

Précision de vitesse : $\pm 1\%$
Durée de bobinage bande de 540 m : moins de 180 secondes

Distorsion harmonique : moins de 3 %

Entrée : micro : 0,2 mV à 2 000 Ω

Entrée ligne : 2 mV à 2 k Ω ou 100 mV à 1 M Ω

Sortie ligne : plus de 1 V sur 10 k Ω

Sortie monitor : plus de 1 V sur 10 k Ω

Sortie casque : 20 mW ± 1 dB à 400/600 Ω

Alimentation : 110 à 240 V 50/60 Hz

Consommation : 30 W

Dimensions : 415 x 425 x 205 mm

Poids : 8,2 kg.

MÉCANIQUE

Le châssis du magnétophone est constitué d'une plaque de tôle d'acier emboutie et raidie par un pliage périphérique. La rigidité serait insuffisante si ce châssis n'était pas vissé sur un coffret en matière plastique moulée formant caisson et dont la rigidité est exceptionnelle. Le châssis est monté de façon souple sur des œillets de caoutchouc qui limitent l'échange des vibrations avec une caisse qui ne demanderait qu'à résonner. Le jeu offert par le caoutchouc est très faible et ne risque en aucun cas de modifier l'azimut des têtes qui ne sont pas ici montées sur un bloc moulé (prix du 5504, environ 1 500 F).

L'électronique est installée à la partie inférieure, supportée par un châssis moulé ce châssis porte des évidements prévus pour le montage de

potentiomètres à course linéaire, potentiomètres qui seront montés sur des versions futures. Nous trouvons également des logements pour deux haut-parleurs latéraux.

Les pièces rotatives du magnétophone tournent sur des paliers rapportés, en

bronze fritté pour le cabestan, en nylon pour les bobines. Des butées de nylon réglables limitent le jeu axial des pièces tournantes, le magnétophone est appelé à travailler aussi bien en position verticale qu'horizontale.

Contrairement à beaucoup de magnétophones à trois

moteurs, il n'y a pas ici d'entraînement direct. Le constructeur utilise de petits moteurs à courant continu tournant rapidement, ils sont munis d'une poulie assurant une démultiplication, d'autre part, le poids des bobines est relativement important et il aurait fallu employer des

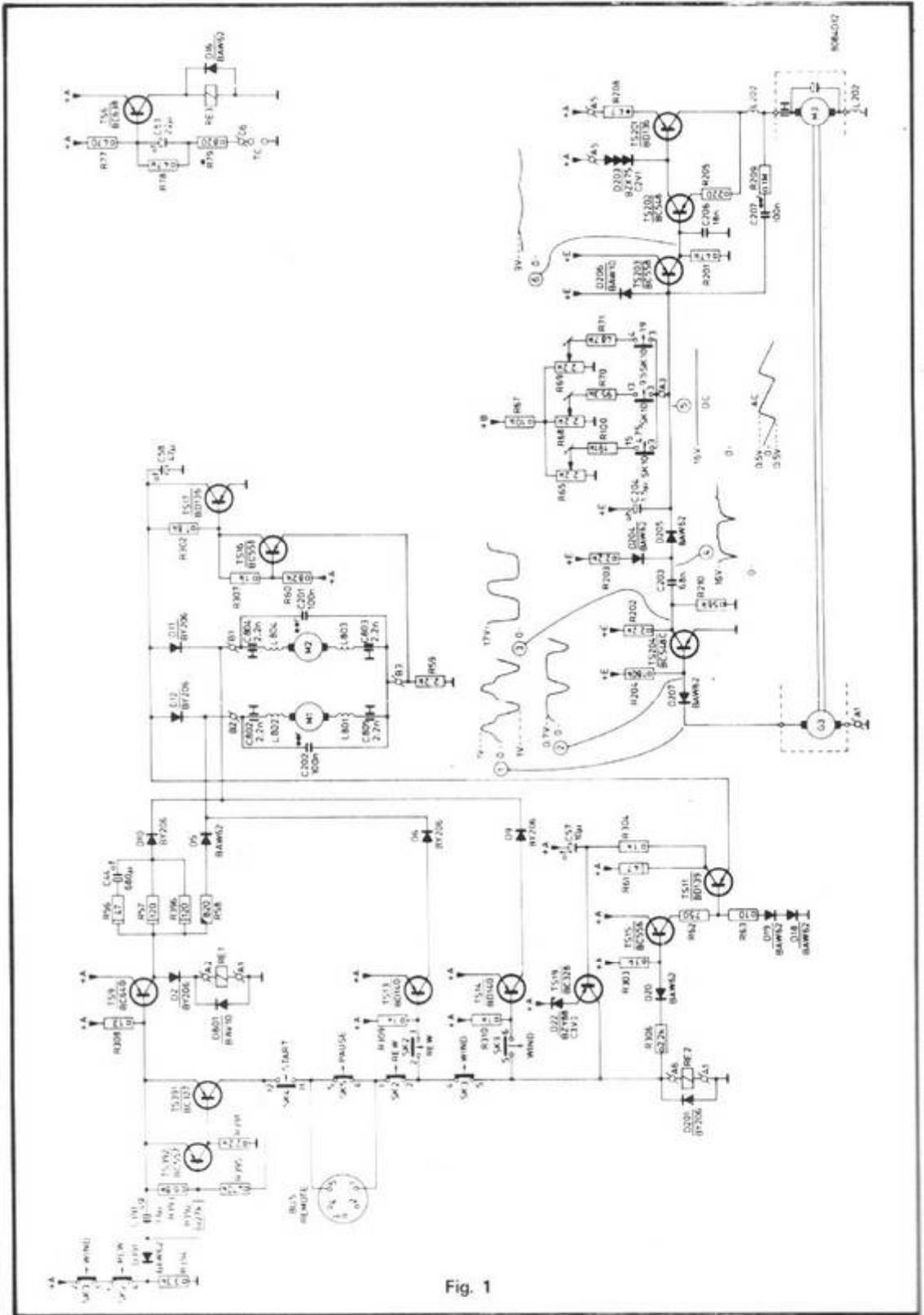


Fig. 1

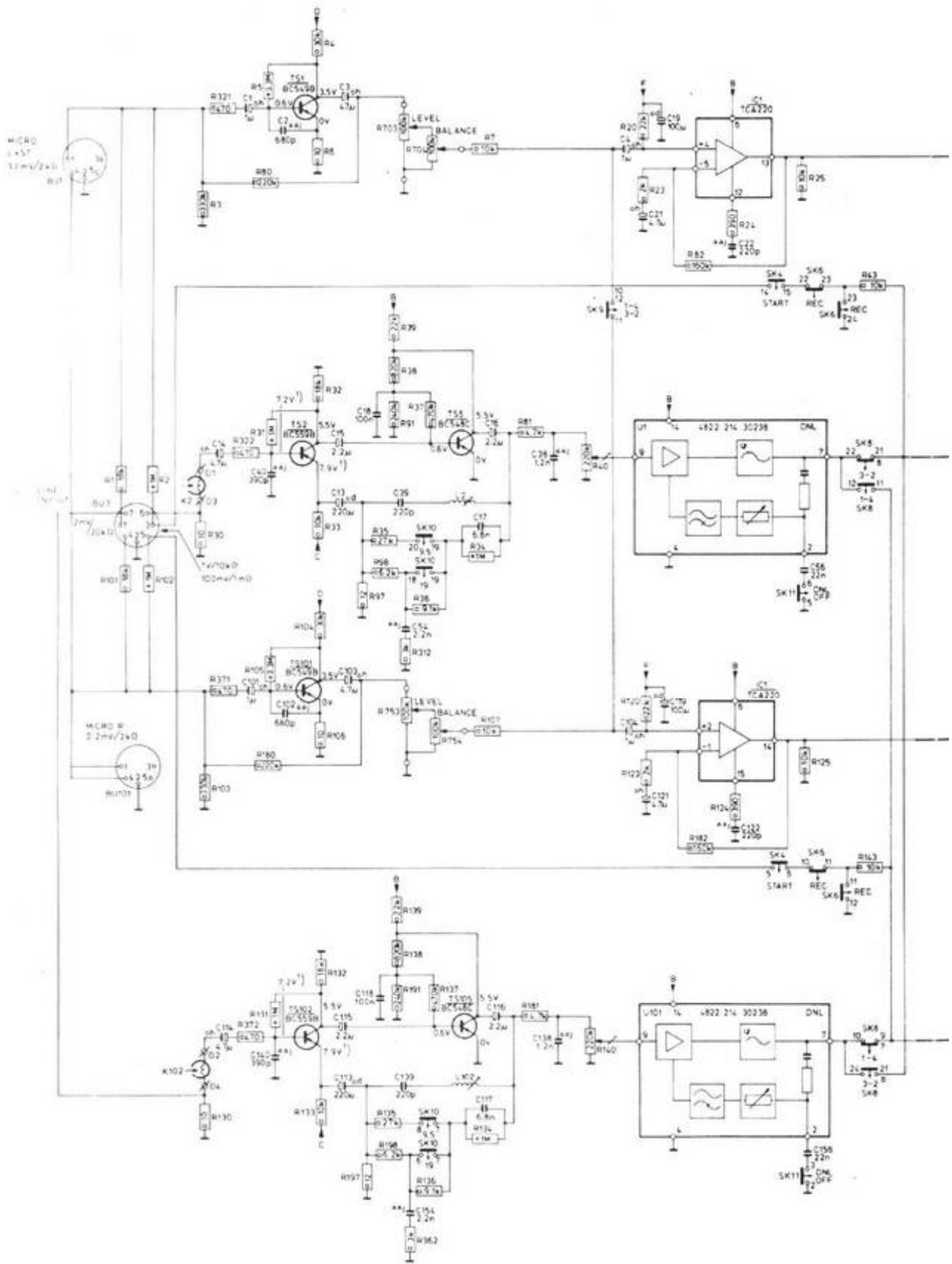
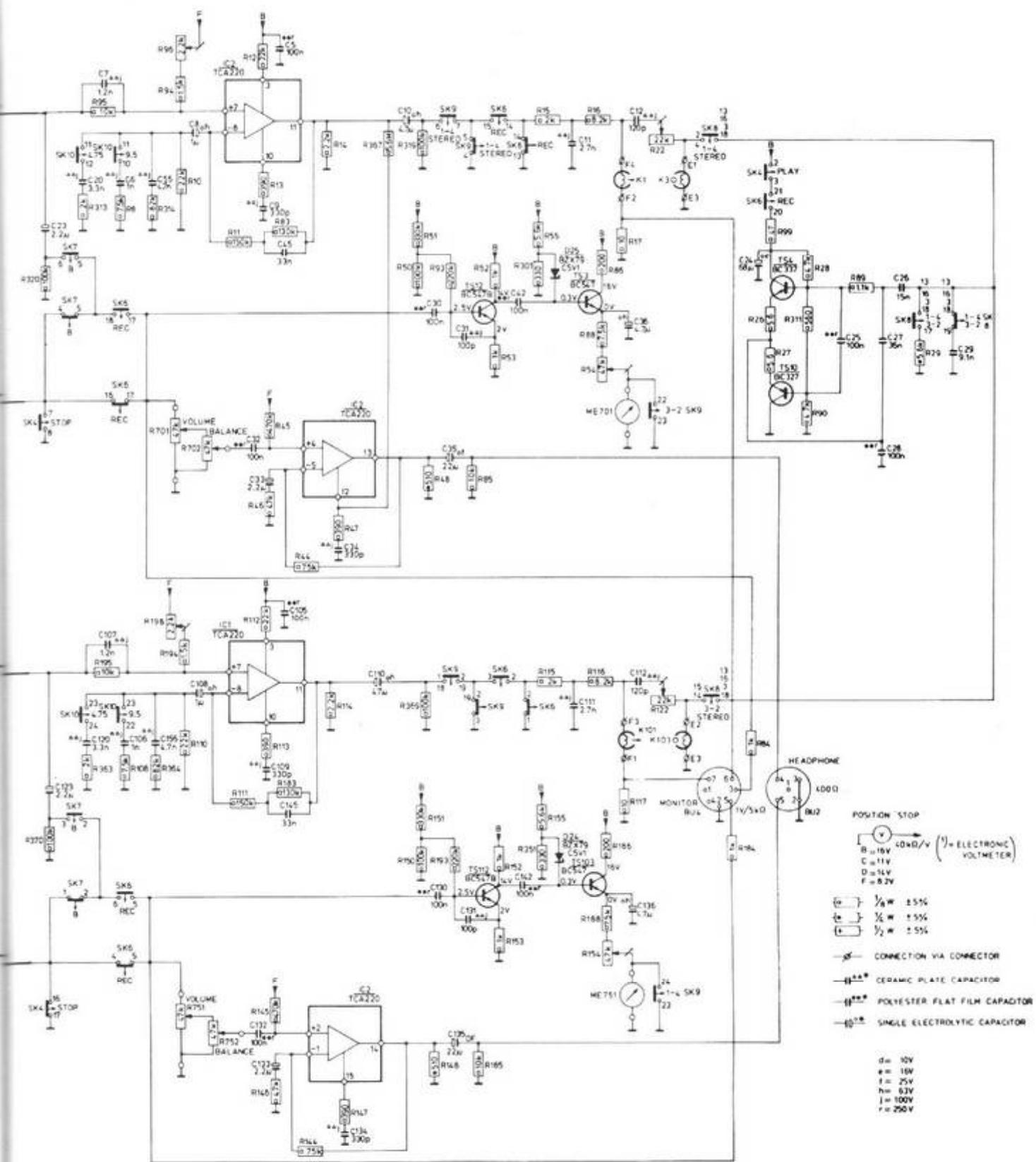


Fig. 2



moteurs aux axes renforcés. Cette solution offre toute satisfaction, l'essentiel dans une formule « multimo-teurs » étant de supprimer les tringleries, les galets et de pouvoir faire une commande de type électrique. La partie externe des courroies carrées d'entraînement sert également de garniture de frein. Ce frein est une simple pièce en matière plastique qui appuie sur l'extérieur des deux bobines, un électroaimant libère à volonté les freins. Le freinage est doux, à pleine vitesse il faut pourtant moins de deux secondes pour l'arrêt total des bobines.

L'entraînement du cabestan est assuré par un moteur asservi, une génératrice tachymétrique délivre une tension proportionnelle à sa fréquence, un système électronique compare cette tension à une tension de référence. Une poulie est installée sur l'axe de ce moteur, elle entraîne une courroie attaquant la périphérie du cabestan.

Là encore, nous retrouvons une matière plastique transparente; le volant est moulé pour lui donner du poids, on a ajouté des rondelles de métal, rondelles qui portent des traces d'équilibrage du cabestan. La partie du cabestan portant sur la bande est dépolie pour améliorer la qualité de l'entraînement.

Les presse-feutres ont été éliminés ou presque, il n'en subsiste qu'un, qui peut d'ailleurs être mis hors service moyennant une intervention qui nécessite l'enlèvement du capot de protection des têtes. Une pièce en matière plastique rouge peut se mettre en place, elle limite la course du presse-feutre destiné à la tête d'enregistrement mais laisse tout de même en place un écran de protection contre les rayonnements magnétiques (Utile pour les bandes à dorsale mate).

Deux tendeurs à amortissement visqueux assurent la régularité de tension et absorbent les à-coups. Le rappel de

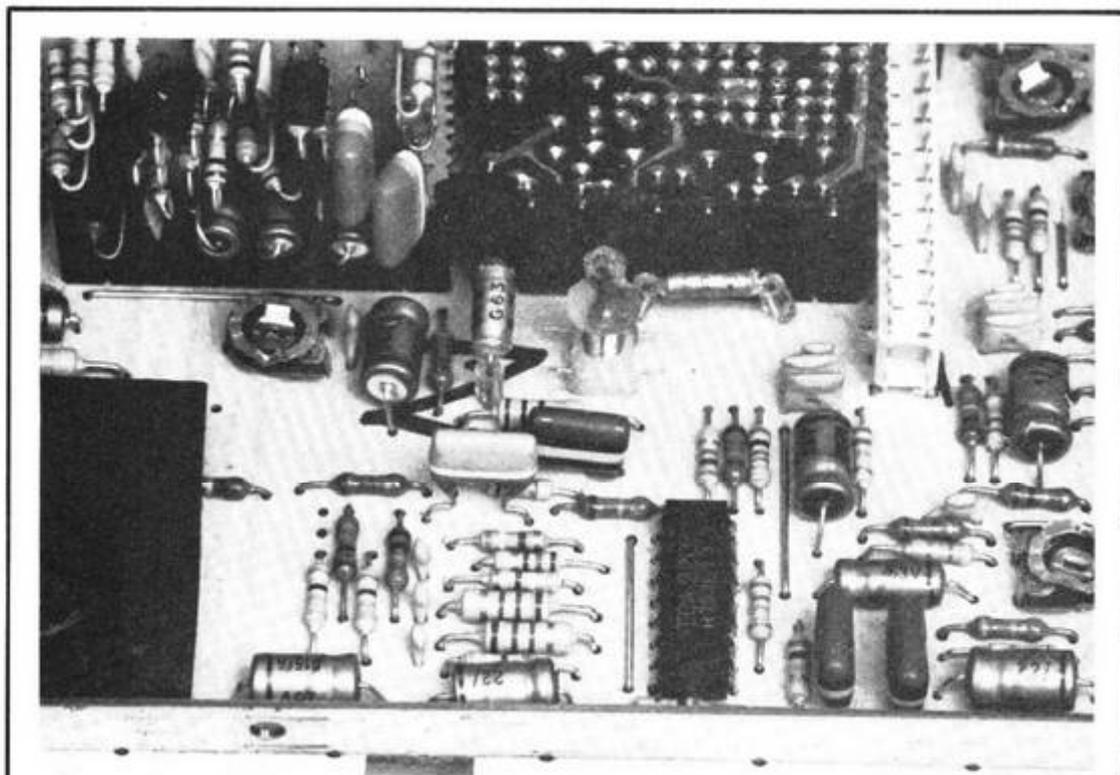


Photo 1. - Au premier plan, la mesure de renforcement du circuit imprimé, plus loin, l'un des circuits intégrés, au fond, les deux modules DNL sur leur support.

ces tendeurs est assuré par un ressort qu'une sorte de mastic empêche de vibrer; contrairement à beaucoup de systèmes à frottement visqueux, il n'y a pas de perte de qualité de l'amortissement avec le nombre des mouvements. Dans un système classique (leviers de tourne-disque par exemple), la couche visqueuse se scinde en deux parties qui, au lieu d'adhérer glissent l'une sur l'autre, ce qui élimine le frottement désiré.

ELECTRONIQUE

Les automatismes :

Les commandes de défilement du 5504 sont assurées par un clavier classique, ce clavier possède un certain nombre de contacts, certains servent pour la commande proprement dite, les autres pour la sélection des circuits électroniques d'enregistrement et de lecture.

Lecture :

Le moteur du cabestan est en rotation permanente. Pour la lecture, il faut libérer les

freins, mettre le moteur de la bobine réceptrice en petite vitesse et provoquer un léger freinage du moteur débiteur en lui appliquant une tension inverse. Le transistor TS 9 alimente le moteur M₂, moteur de droite par l'intermédiaire des résistances R 57 et R 396 de 120 Ω.

En parallèle sur ce groupement se trouve une résistance en série avec un condensateur, ce circuit agit au moment du démarrage et produit la tension initiale de la bande. Le moteur de gauche est entraîné par la résistance R 820, ce faible courant qui traverse le moteur suffit à créer un léger couple de freinage. Le transistor TS 9 est commandé par les transistors TS 391 et 392 eux-mêmes commandés par la série de contacts SK 4, 5, 2, 3. Le courant de collecteur de TS 391 commande également l'électroaimant relâchant les freins de bobines.

Une sécurité est assurée par le circuit de temporisation C 391/R 392 lorsque les fonctions de bobinage rapide sont en service (contacts SK 2 et

SK 3 en haut à gauche ouverts) le condensateur C 391 se charge dans R 394. Au moment où on referme ces contacts, C 391 se décharge dans R 392, 393 et la jonction base émetteur de TS 392. TS 391 est alors bloquée, une fois C391 déchargé, ce qui se produit au bout de 3 secondes environ, il se débloque pour autoriser la commande de la lecture.

Enregistrement :

Pour l'enregistrement, le défilement est identique à celui de la lecture, seules les fonctions purement électroniques seront modifiées.

Bobinage, rebobinage :

Pour ces deux fonctions, les transistors TS 13 et TS 14 commandent les moteurs à pleine tension, les diodes insérées en série avec les connexions de collecteur forment des portes et évitent l'interaction des circuits. L'électroaimant du frein RE 2 est alimenté au travers des jonctions base-émetteur des transistors TS 13 et 14. Les autres transistors sont utilisés pour appliquer une légère tension aux moteurs, tension uti-

lisée pour tendre la bande.

Arrêt automatique :

L'arrêt automatique en fin de bande intervient lorsque la bande est munie d'un contact entre l'amorce et la bande. Le contact est en liaison avec la résistance R 79 qui fait conduire le transistor TS 6 qui à son tour commande un électroaimant qui rappelle la barre de maintien des touches d'un clavier.

ASSERVISSEMENT DE VITESSE DU CABESTAN

La génératrice tachymétrique délivre des impulsions qui sont remises en forme par TS204. Les impulsions prises sur le collecteur de ce transistor sont alors différenciées par le condensateur C 203, les diodes D 204 et 205 chargent le condensateur C 204, plus le moteur tourne vite et plus la tension de charge sera élevée. D'autre part, on fixe la polarisation du point A 3 par trois potentiomètres ajustables associés à des résistances, ce qui permet de fixer la valeur de la tension.

La tension résultante est envoyée sur la base de TS 203 qui commande les deux transistors d'alimentation du moteur, ces deux transistors forment un amplificateur de courant similaire à un émetteur commun.

Une tension de contre-réaction (constante de temps $C 207/R 209$) permet d'éviter les oscillations de l'asservissement (pompage). Plus le moteur tourne vite, plus la tension en A 3 sera grande, TS 203 aura tendance à se bloquer, TS 201 également, le moteur aura tendance à ralentir. Le courant dans le moteur est limité par les diodes D 203 et la résistance R 208. La compensation thermique est assurée par les coefficients de température de la diode D 205 d'une part, et de la jonction base-émetteur de TS 203 d'autre part.

CIRCUITS D'ENREGISTREMENT ET DE LECTURE

Suivant la tradition du constructeur, on ne dispose pas de beaucoup d'informations, en particulier sur les composants installés dans les blocs fonctionnels.

Les circuits intégrés sont des triples amplificateurs opérationnels, deux circuits suffisent pour assurer une bonne partie des fonctions. Les préamplificateurs à faible niveau ont conservé leurs transistors classiques, vraisemblablement pour des raisons de bruit de fond.

Les signaux micro arrivent sur TS 1 soit par la prise mono, soit par la prise stéréo. Toutes les prises d'entrée sont reliées au préamplificateur, suivant le niveau d'entrée, une résistance sert d'atténuateur (18 k Ω ou 1 M Ω).

Une contre-réaction importante est appliquée sur l'entrée lorsque le micro n'est pas en place, une fois l'entrée micro fermée sur 200 Ω par exemple, le taux de contre-

réaction diminue, le gain du préamplificateur augmente, cette formule permet d'utiliser un grand nombre de types de micros, à haute ou basse impédance.

À la sortie du préamplificateur, un potentiomètre règle le niveau d'enregistrement, l'autre la balance. Les préamplificateurs TCA 220 possèdent deux entrées, l'une inverseuse, l'autre non inverseuse. Le signal arrive sur l'entrée non inverseuse tandis que la contre-réaction est appliquée sur l'autre entrée. Pour le fonctionnement monophonique, l'interrupteur SK 9-10/11/12 est fermé. Le réseau RC installé à la base de chaque circuit intégré sert à assurer la compensation en fréquence. Le dernier étage amplificateur à circuit intégré (IC 2, sortie sur 11) fait fonction de correcteur ; on modifie le réseau de contre-réaction en fonction de la vitesse de défilement de la bande.

L'indication de niveau est assurée par deux transistors, TS 12 et TS 3. Le premier transistor sert d'adaptateur d'impédance, le second de redresseur et d'amplificateur

de courant pour le galvanomètre. La sensibilité est ajustable par le potentiomètre R 54.

L'écoute directe (avant enregistrement) est possible, un commutateur autorise un choix entre cette écoute (utile lorsque la bande ne défile pas) et l'écoute de contrôle.

L'oscillateur d'effacement utilise à titre d'inductance les enroulements des têtes d'effacement, lors d'une utilisation monophonique, on aura une charge d'oscillateur différente. Cet oscillateur est d'une structure simple : deux transistors TS 4 et 10 quelques résistances et condensateurs.

Le préamplificateur traitant le signal de la tête de lecture est également à transistor. Plusieurs circuits de correction en fréquence sont installés en fonction de la vitesse de défilement... Les détails du circuit DNL restent dans l'ombre, le constructeur a en effet employé ici un module utilisé sur tous les appareils pourvus de ce réducteur de bruit.

Le réducteur de bruit est un dispositif qui rappelons-le, ne

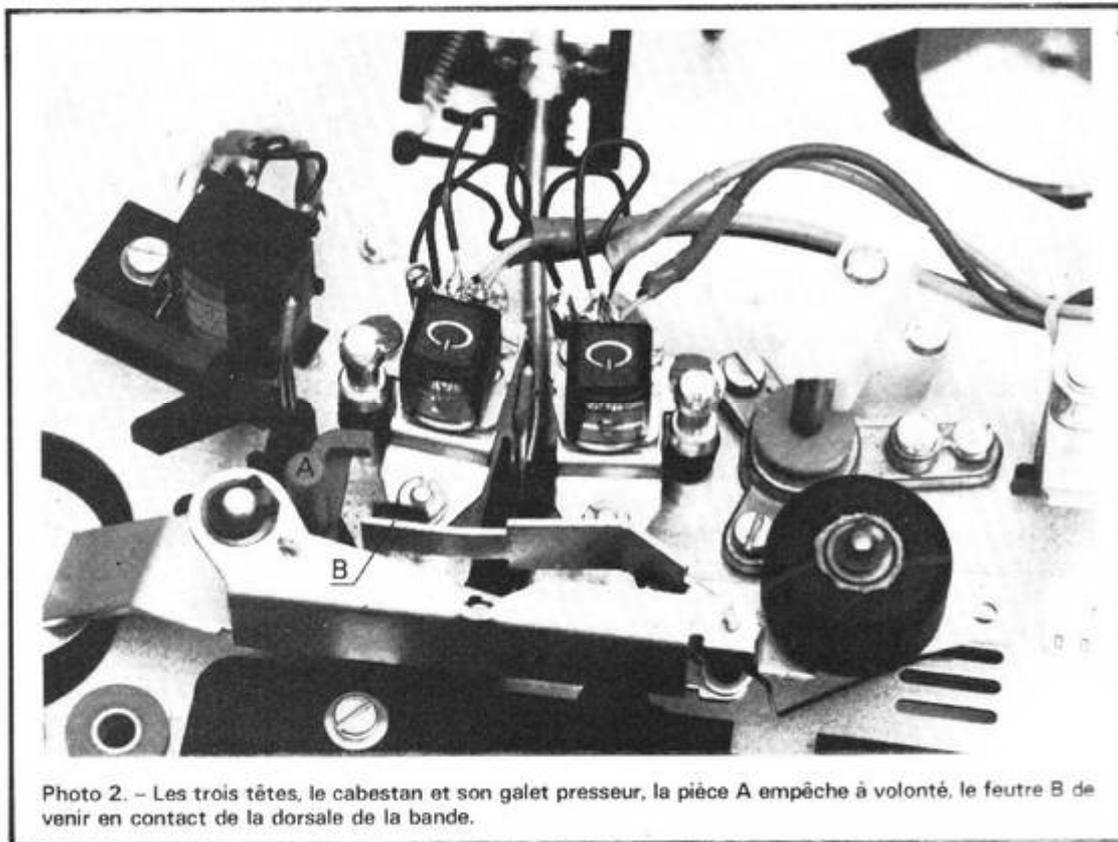


Photo 2. - Les trois têtes, le cabestan et son galet presseur, la pièce A empêche à volonté, le feutre B de venir en contact de la dorsale de la bande.

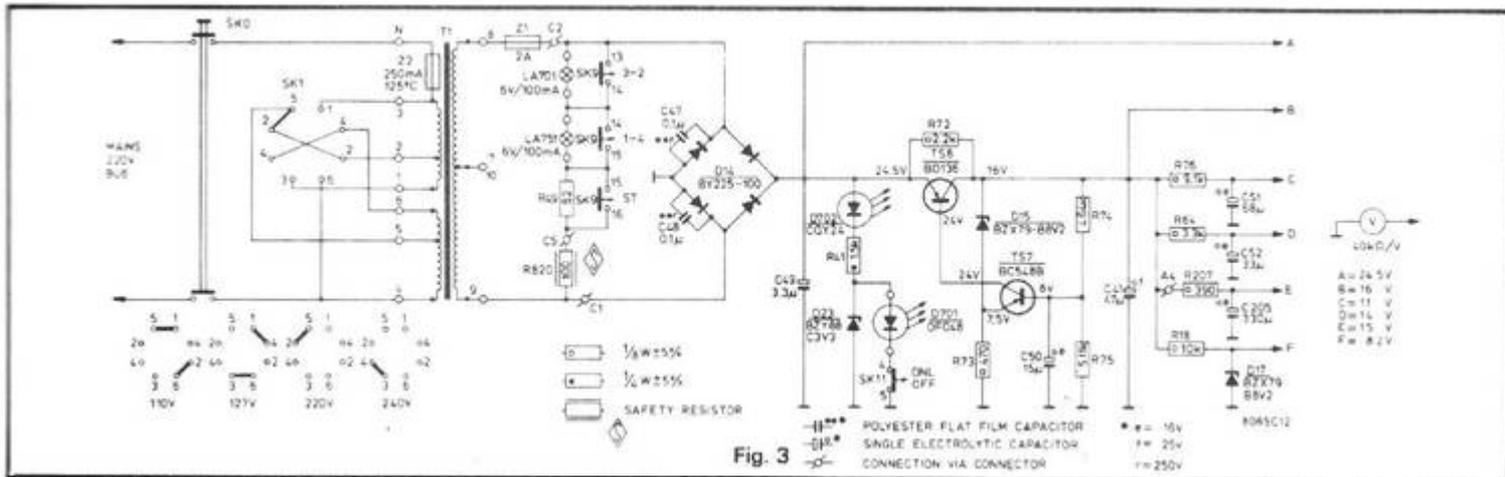


Fig. 3

travaille qu'à la lecture. Il commence à agir lorsque les aigus ont un niveau inférieur à -38 dB. Un filtre entre en action à ce moment pour éliminer toutes les fréquences situées au-dessus de 4 000 Hz. L'avantage de ce système est, outre sa simplicité, le fait de ne pas exiger de codage initial. L'efficacité du DNL se remarque particulièrement à l'écoute d'un bruit de fond où l'on peut réellement ressentir la suppression d'une partie du souffle.

A la sortie du DNL, le signal est dirigé vers l'une des prises de sortie et vers l'amplificateur de casque. Ce dernier utilise le même système de réglage que le préamplificateur d'entrée, volume et balance, deux potentiomètres à la queue-leu-leu.

sur leur petit connecteur, c'est un système qui devient de plus en plus fréquent; les Japonais s'y mettent aussi avec les modules Dolby.

Le câblage reste traditionnel, ces fils se promènent un peu partout, des colliers plastique les empêchent de bouger. Pas trop de problèmes côté démontage et remontage de l'appareil, il faut simplement faire un peu attention à ne pas toucher les têtes lors du remontage de la partie supérieure et à ne pas coincer les fils. La précision de moulage est remarquable, pas une bavure.

MESURES

Les mesures ont été faites à partir d'une bande magnétique Agfa PEM 268, bande double durée dont l'épaisseur est de 26 µm. La longueur de la bande remplissant une bobine de 18 cm de diamètre est de 730 m. Cette longueur de bande assure une autonomie de 2 heures par face à la vitesse de 9,5 cm/s.

Le rembobinage se fait en 150 secondes environ tandis que le compteur indique le chiffre de 1760. On aurait pu avoir une meilleure utilisation du compteur, avec la démultiplication choisie, le repérage reste suffisamment précis compte tenu du fait que le compteur est entraîné par le porte-bobine débiteur et non la bande elle-même. Suivant

le serrage, l'indication peut varier.

Les bandes passantes relevées sont bonnes. La lecture d'une bande étalon donne une chute progressive du niveau atteignant 4,5 dB à 10 000 Hz et conservant cet écart à 18 000 Hz. En enregistrement suivi d'une lecture à 19 cm/s, la bande passante est très bien tenue. Si à 30 Hz on relève une chute de 5 dB, à 40 Hz elle est inférieure à 3 dB. Une légère remontée, +1,5 dB autour de 8 000 Hz, 0 dB à 20 000 Hz, -3 dB à 27 000 Hz et enfin -6 dB à 31 500 Hz.

A 9,5 cm/s le comportement est très proche, on retrouve la bosse à 8 000 Hz, la chute avec la fréquence est un peu plus rapide: -1,5 dB à 20 000 Hz, -3 dB à 22 000 Hz et -6 dB à 24 000 Hz.

A 4,75 cm/s maintenant, la chute de la courbe de réponse est beaucoup plus rapide, aux fréquences basses, le comportement est identique, à 10 000 Hz on note une chute de 1 dB et de 8 dB à 12 500 Hz. Cette dernière vitesse sera donc réservée à un enregistrement de longue durée, la qualité sera très bonne pour la parole, un peu moins pour la musique, à moins que vous ne vouliez enregistrer la radio (ondes moyennes ou longues).

Le niveau de sortie pour un enregistrement à 0 dB est de +3 dB avec ce type de bande, à 19 et à 9,5 cm/s le taux de distorsion est de 2,3 % à 0 dB, en augmentant de 1 dB, il atteint les 3 %. A 4,75 cm/s,

les 3 % sont atteints à 0 dB.

Le rapport signal/bruit en mesure non pondérée est de 54 dB à 4,75 cm/s, 57 dB à 9,5 cm/s et de 58 dB à 19 cm/s. Sans DNL et en mesure pondérée, nous trouvons respectivement dans le même ordre de vitesses: 56, 59,5 et 59,5 dB. DNL en service, on gagne 1,5 dB ce qui donne les rapports signal/bruit suivants: 57,5, 61 et 61 dB. Ce sont des valeurs correctes pour un appareil quart de piste. Nous nous devons de signaler que les mesures ne rendent pas compte de l'effet réel du réducteur de bruit, les DNL commencent leur action à 4 000 Hz et c'est à cette fréquence que le filtre de pondération commence sa chute. Un autre filtre, filtre CCIR, permettrait d'accuser la différence.

CONCLUSIONS

Cet appareil, le premier de la gamme, est intéressant à plus d'un titre. Son prix, inférieur à celui d'un appareil à cassette le met à la portée de tous les amateurs. Trois têtes, trois moteurs, trois vitesses, des possibilités intéressantes pour un usage musical. La bande autorise le montage, rien ne vous empêche de le faire sur le 5504

E.L.

L'AMPLIFICATEUR



LEAK 2200

L'AMPLIFICATEUR Leak 2200 est construit par l'une des sociétés du groupe Rank Radio International, c'est un produit britannique, distingué. Les Anglais sont parmi les précurseurs de la haute fidélité et Leak fabrique des amplificateurs depuis fort longtemps. Les premiers appareils fonctionnaient évidemment à tubes et avec l'évolution logique de la technologie. Les transistors les ont remplacés pour pas mal de raisons. C'est évidemment un appareil de la dernière génération que nous avons entre les mains.

Les Anglais sont des constructeurs traditionnels. Leak le prouve ici en conservant un coffret en bois plaqué certes mais bois tout de même. La face avant est faite de profilé anodisé de couleur naturelle. Un bandeau bleu sombre cache les indicateurs de puis-

sance et les voyants indicateur d'entrée et de fonction. Sur cette façade une série de touches pour la sélection des entrées, quelques boutons rotatifs, un commutateur du même type, deux prises pour casque, une pour Monsieur, l'autre pour Madame, des inscriptions sérigraphiées, tout cela reste très classique mais si on va vers la face arrière, le Leak 2200 révèle une personnalité toute différente, beaucoup plus technique.

Toutes les prises sont aux normes DIN et elles sont associées à des commutateurs à poussoir. Ces commutateurs commandent l'un la sensibilité, l'autre le niveau de sortie, le troisième permet de travailler à forte puissance de sortie mais en monophonie, on peut aussi séparer l'amplificateur du préamplificateur, un carrousel autorise les changements de tension secteur. Les

indications sont claires, mais il est impératif de lire la notice avant d'utiliser l'appareil, elle vous révélera beaucoup des possibilités de l'instrument.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Puissance de sortie : sur 4 Ω plus de 60 + 60 W.

Sur 8 Ω : plus de 45 + 45 W, puissance donnée pour les deux canaux travaillant simultanément en régime sinusoïdal et pour un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,5 %.

Taux de distorsion harmonique global : jusqu'à 45 W et 1 kHz ; moins de 0,1 % à 1 W ; 1 kHz : 0,01 %.

Distorsion par intermodulation : 70 Hz/40 kHz à - 2 dB, TDH 0,5 %, les

deux canaux en service. Facteur d'amortissement : 40 à 80 Hz.

Bruit résiduel : moins de 1,5 mV.

Commande des aigus : ± 13 dB à 15 kHz.

Commande des basses : ± 13 dB à 50 Hz.

Filtre hautes fréquences : - 3 dB à 5 kHz ; 10 dB à 10 kHz.

Filtre fréquences basses : - 3 dB à 70 Hz ; - 10 dB à 20 Hz.

Correction physiologique : + 10 dB à 50 Hz pour un réglage de - 40 dB au potentiomètre de volume.

Entrée de l'amplificateur de puissance : sensibilité 1 V pour 50 W sur 47 k Ω .

Réponse en fréquence à - 2 dB : 20 Hz à 50 kHz.

Ronflement et bruit : - 90 dB.

Diaphonie à 10 kHz : - 50 dB.

Entrée pour tourne-disques.
Sensibilité 2,5 ou 6,5 mV sur
47 k Ω ; bruit de fond meilleur
que - 65 dB.
Surcharge possible : + 35 dB.
Diaphonie à 10 kHz :
- 35 dB.
Entrée pour bande, cassette,
tuner : 150 mV/100 k Ω ;
bruit meilleur que
- 80 dB.
Sortie bande/cassette :
150 mV et 1,5 mV/k Ω .

ÉTUDE DU SCHÉMA DE PRINCIPE

Le transformateur d'alimentation dispose d'un point milieu. Nous avons un amplificateur symétrique sans condensateur d'alimentation et le constructeur a poussé la symétrisation assez loin puisque les étages à faible puissance sont eux aussi alimentés par une tension symétrique.

que. Les alimentations des amplificateurs de puissance sont prises directement sur les condensateurs de filtrage de l'alimentation, les étages à puissance réduite sont alimentés au travers de deux alimentations à régulateur série composées chacune de trois transistors : TR₃, TR₁ et TR₄ pour l'alimentation positive ; TR₆, TR₅ et TR₂ pour l'alimentation négative. La tension de référence est fournie par la diode zener Z₁, d'un

côté, Z₂ pour l'autre. Ces diodes sont shuntées par un condensateur qui élimine leur bruit de fond. Les diodes sont alimentées par les tensions régulées, des résistances auxiliaires R₂ et R₃ servent à assurer le démarrage des alimentations. Ces alimentations sont protégées en court-circuit, la limitation du courant de base de TR₃ et TR₆ se fait par leur résistance de base et celle d'émetteur des paires TR₁, TR₂, TR₄ et TR₅. Une aug-

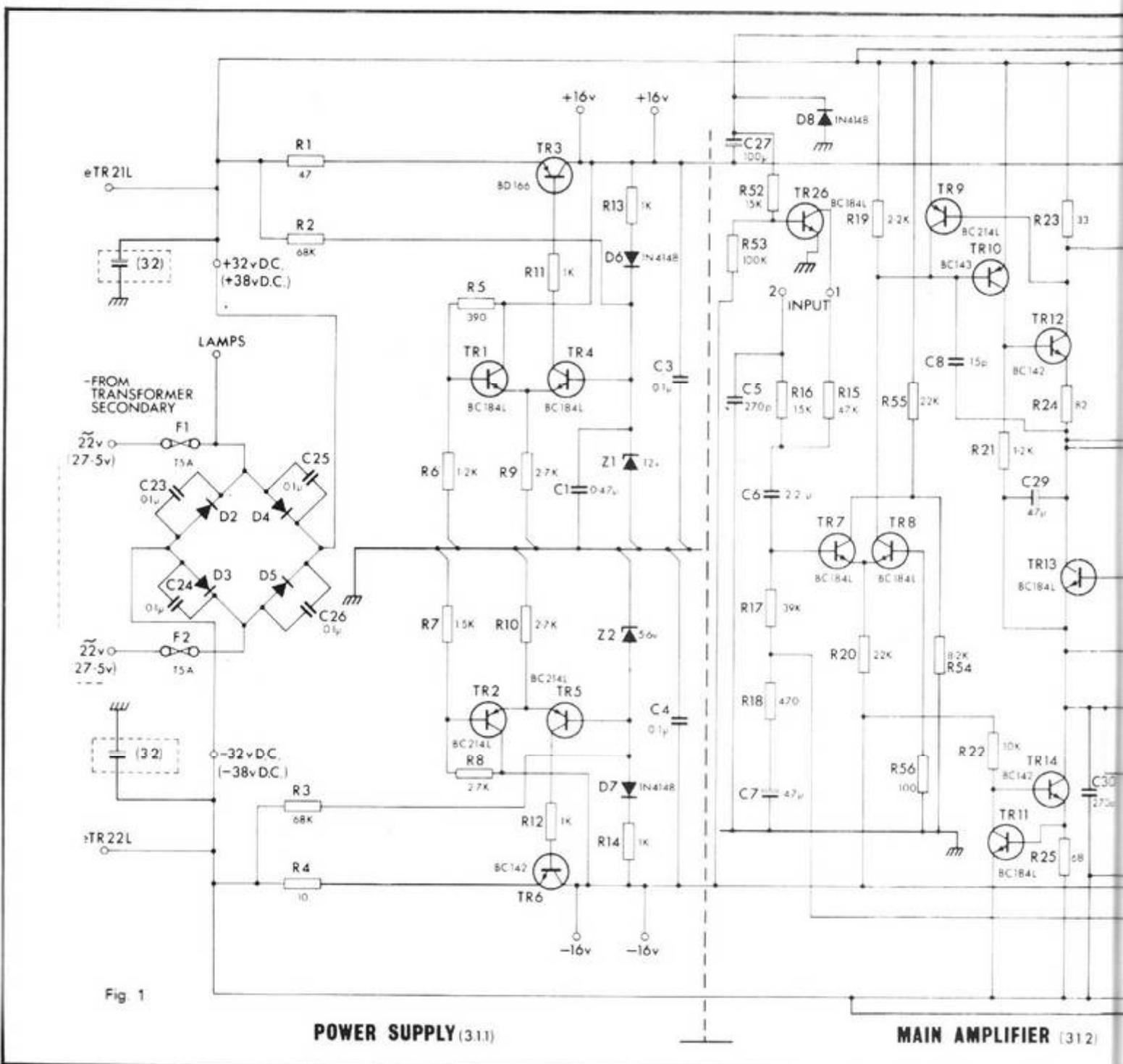


Fig. 1

mentation de la tension de sortie se répercute sur la base de TR₁ et TR₂, les jonctions base-émetteur de TR₄ et TR₅ ont tendance à se bloquer, il y a une limitation du courant de sortie des transistors ballast tendant à réduire la tension de sortie. L'effet régulateur recherché est atteint.

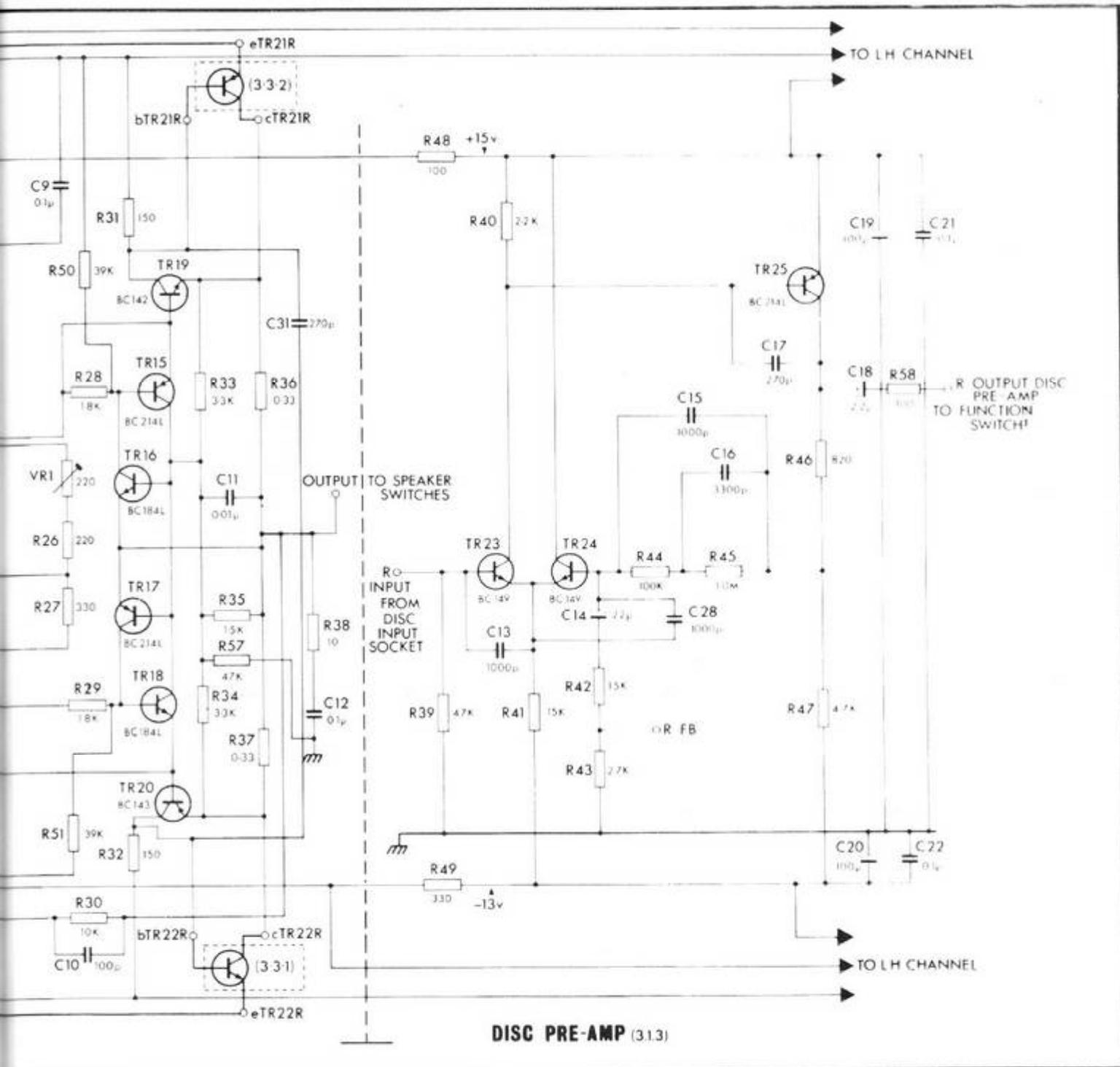
Le signal d'entrée de l'amplificateur de puissance arrive sur R₁₆ puis est transmis à la base de TR 7 via le condensateur de liaison C₆.

L'étage d'entrée différentiel est polarisé par TR 8 dont la base est au potentiel de la masse. On notera que contrairement à beaucoup d'amplificateurs, la contre-réaction est appliquée sur la base qui reçoit le signal et non sur celle de l'autre transistor de la paire, cette boucle de contre-réaction sert aussi bien en alternatif qu'en continu. Le signal de sortie de la paire d'entrée est pris sur la résistance de collecteur de TR 8.

TR 10 est monté en émetteur commun et TR 12 en émetteur commun, ce dernier attaque ensuite deux transistors d'attaque, TR 19 et TR 20 et les deux transistors de puissance qui sont montés en émetteur commun. Les paires TR 19/TR 21 et TR 20/TR 22 forment des transistors à grand gain équivalents montés en émetteur commun. La stabilisation thermique est confiée à un transistor TR 13. La protection électronique se

fait en comparant la tension base-émetteur des transistors TR 16 et TR 17 à la tension prise aux bornes des résistances R 36 et R 37, résistances « d'émetteur » des paires de sortie.

La charge de l'étage d'attaque est constituée d'un générateur de courant dont l'impédance interne est très grande. Ce générateur est constitué de deux transistors TR 11 et TR 14. TR 9 assure une protection supplémentaire en



DISC PRE-AMP (3.13)

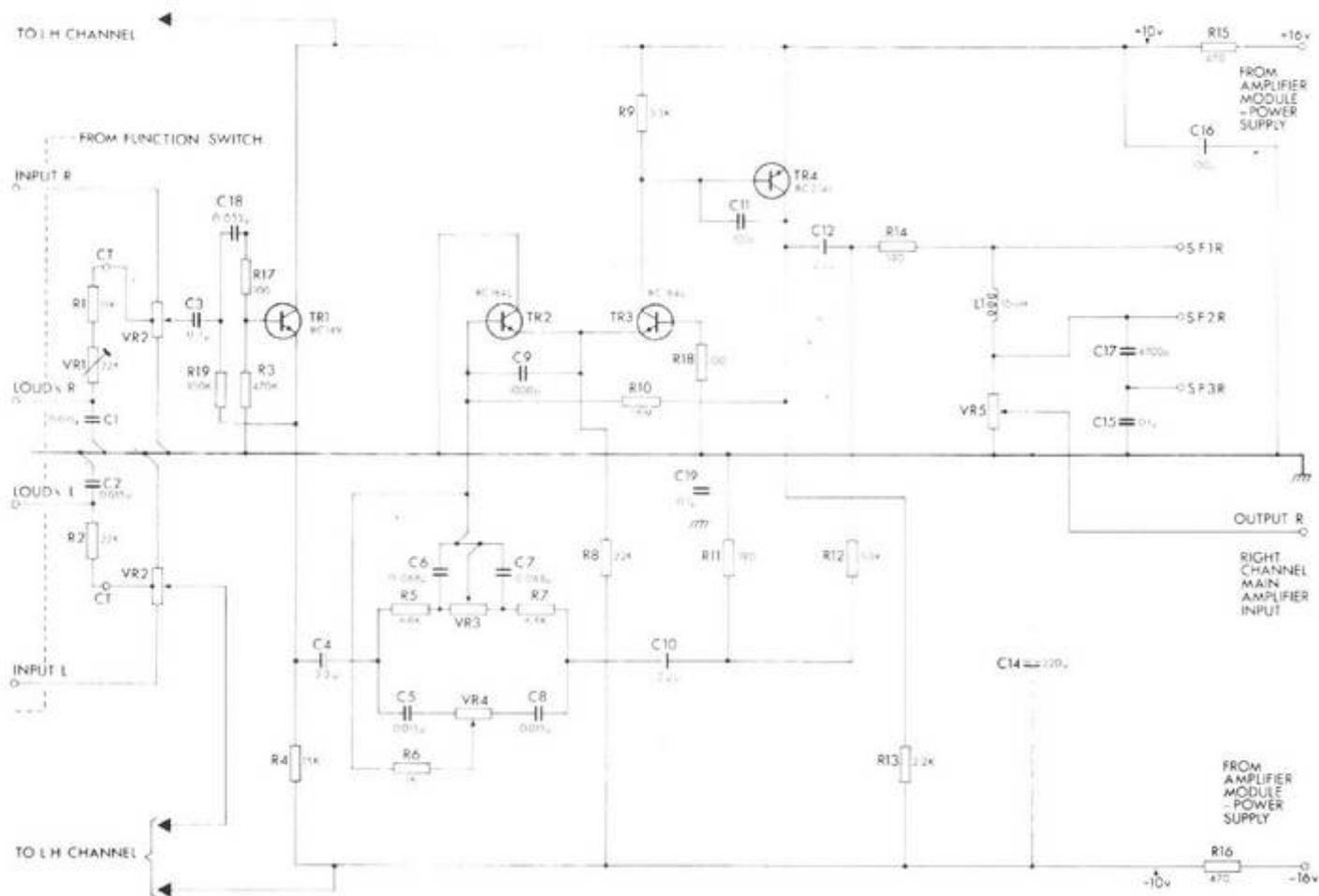


Fig. 2

limitant la valeur du courant traversant l'étage driver. TR 26 a sa base polarisée par un système temporisé, il sert à court-circuiter l'entrée de l'amplificateur de puissance pendant la période de mise sous tension des divers étages de l'amplificateur. Cette précaution est destinée à rendre l'appareil tout à fait silencieux avant qu'il soit réellement prêt à travailler. Les transitoires nuisibles aux enceintes sont supprimés.

Le circuit préamplificateur RIAA est représenté à la droite du schéma de l'amplificateur de puissance. On retrouve là un étage d'entrée symétrique dans lequel on notera la disparition du condensateur de liaison d'entrée. Le fait d'adopter une tension symétrique a permis une telle réalisation. La contre-réaction est reprise sur le collecteur de TR 25, les

composants R_{42} , R_{45} , C_{15} et C_{16} déterminent la forme de la courbe de réponse suivant le gabarit RIAA. Le gain est choisi par la valeur des résistances R_{42} , R_{45} , on peut obtenir dans le cas présent une sensibilité de 6,5 mV, une fois le point R FB à la masse, la sensibilité passe à 2,5 mV.

**PRÉAMPLIFICATEUR
CORRECTEUR
DE TIMBRE
(figure 2)**

Le signal d'entrée haut niveau arrive sur le potentiomètre de volume, ce dernier est à prise intermédiaire, cette prise sert à assurer la compensation physiologique. L'annulation de la correction physio-

logique se fait en mettant les condensateurs C_1 et C_2 en court-circuit. A la sortie du potentiomètre de volume est installé un transistor monté en émetteur commun. On dispose d'une sortie à basse impédance propice à l'attaque du correcteur de timbre. Ce dernier est du type actif, il fait appel, comme le préamplificateur RIAA à un étage symétrique. Le signal de sortie de la paire est dirigé sur la base de TR4. A la sortie du collecteur de TR 4, des éléments sont prévus pour la constitution d'un filtre passe-bas.

La figure 3 donne le schéma du préamplificateur micro. Sa structure est proche de celle du correcteur RIAA. On a supprimé ici la liaison directe pour la remplacer par une liaison capacitive. La contre-réaction responsable de la courbe de réponse linéaire est assurée par une

unique résistance R_7 qui assure un taux identique en continu et en alternatif. Un potentiomètre ne figurant pas sur ce schéma permet de ne prendre qu'une fraction du signal de sortie.

Protection des enceintes. Les enceintes sont protégées lors de l'apparition d'une tension continue. La figure 4 donne le schéma de principe de cette centrale de protection. Lorsque la tension de sortie des amplificateurs de puissance est alternative, le condensateur C_1 reste déchargé en permanence, à la moindre déséquilibre due par exemple à un déséquilibre: l'un des transistors TR 1 ou TR 2 se met à conduire. Ils alimentent la gâchette d'un triac, ce dernier s'amorcera et viendra tout simplement court-circuiter les alimentations faisant ainsi fondre les fusibles de protection, plus de

fusible, plus d'alimentation, mais les enceintes resteront intactes.

FABRICATION

Mécaniquement, l'appareil est construit entre deux plaques, la face avant et la face arrière toutes deux réunies par des entretoises. Un châssis interne reçoit le circuit imprimé principal. Le transformateur d'alimentation, assez petit est vissé sur la face arrière, les radiateurs sont en profilé anodisé en noir, ils sont d'une bonne taille. Les transistors de puissance sont en boîtier plastique. Ils sont plaqués contre le radiateur après interposition d'une rondelle de mica et de graisse silicone. L'aération est confiée à des ouvertures de la plaque de base situées en face de celle de la partie supérieure du coffret. La ventilation semble suffisante compte tenu de la puissance de sortie de l'appareil.

Les circuits imprimés sont très propres. Les composants sont de bonne facture et bien

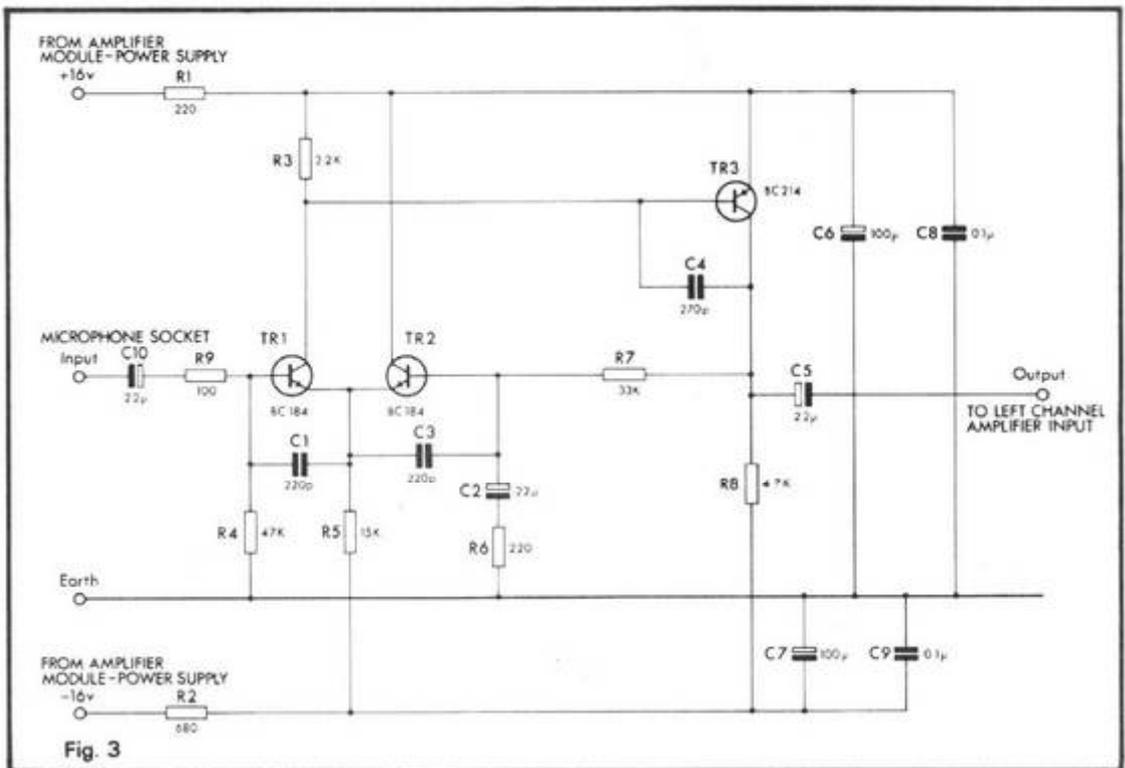


Fig. 3

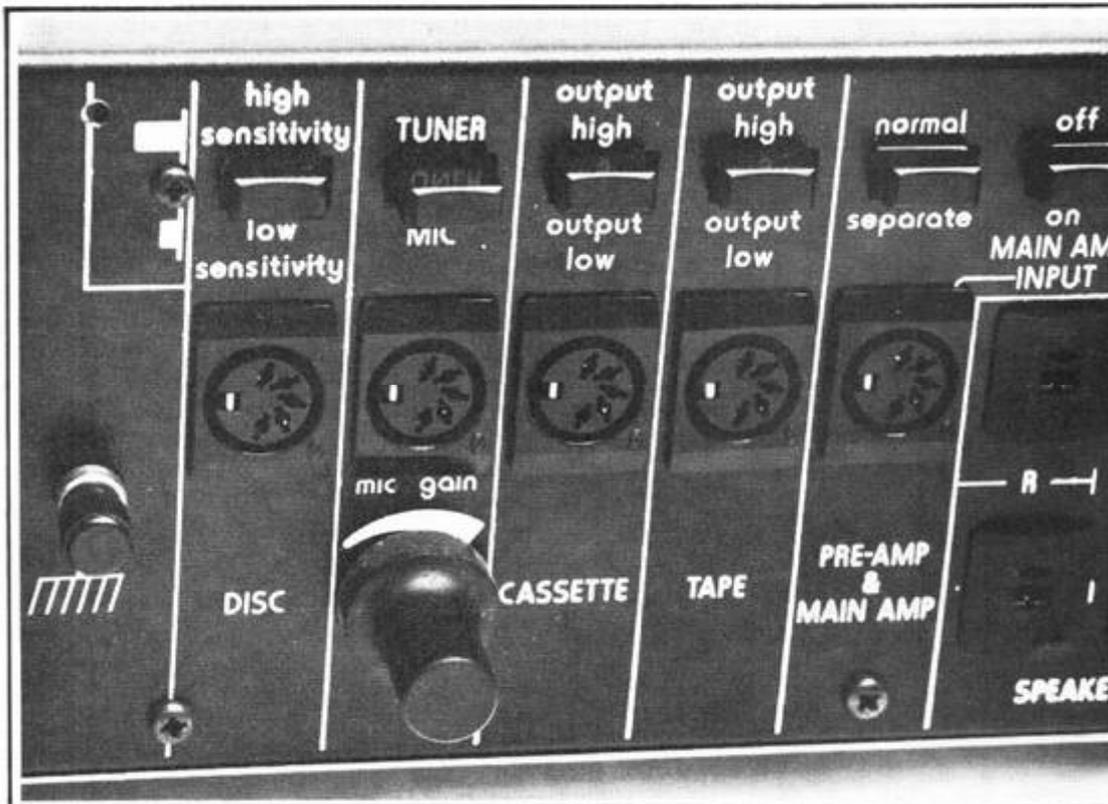
alignés. Les inscriptions sérigraphiées permettront au technicien de se retrouver facilement au milieu des nombreux transistors.

Les liaisons sont assurées par des câbles souples et multicolores. Leak a aussi utilisé plusieurs connecteurs en matière plastique à détrom-

peur, ou encore des pattes pour wrapping sur lesquelles ont été enfichées des cosse tubulaires. Le câblage du connecteur arrière n'est pas des plus esthétiques mais en général la qualité des soudures est correcte, nous n'avons eu aucun problème lors de nos essais.

MESURES

La puissance de sortie de l'amplificateur est de deux fois 40 W sur 8 Ω , à 1 000 Hz, les deux canaux chargés. Sur 4 Ω et dans les mêmes conditions, la puissance atteint 56 W par canal. En utilisation



Les prises d'entrée : chacune est associée à un commutateur multipliant ses possibilités.

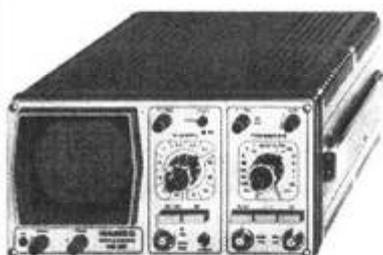
HAMEG

OSCILLOSCOPES

3 MODELES DE NOTRE

NOUVELLE GENERATION

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



OSCILLOSCOPE
HM 307
 Depannage TV
 Y 0 - 10 MHz
 5 mVcc/cm
 X 0,5s - 0,1µs
 Poids 4,5Kg
PRIX: 1550.- HT

OSCILLOSCOPE
HM 312
 Maintenance

Y 0 - 15 MHz
 5 mVcc/cm
 X 0,3s - 60ns
 Loupe x 5
 Poids 9Kg
PRIX: 1860.- HT



OSCILLOSCOPE
HM 412
 Double Trace

Y 2x0 - 15MHz
 5 mVcc/cm
 X 0,5s - 0,1µs
 Loupe x 5
 Fonction XY
 Poids 10Kg
PRIX: 2560.- HT



pour toutes informations:

HAMEG
FRANCE

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

en Belgique

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

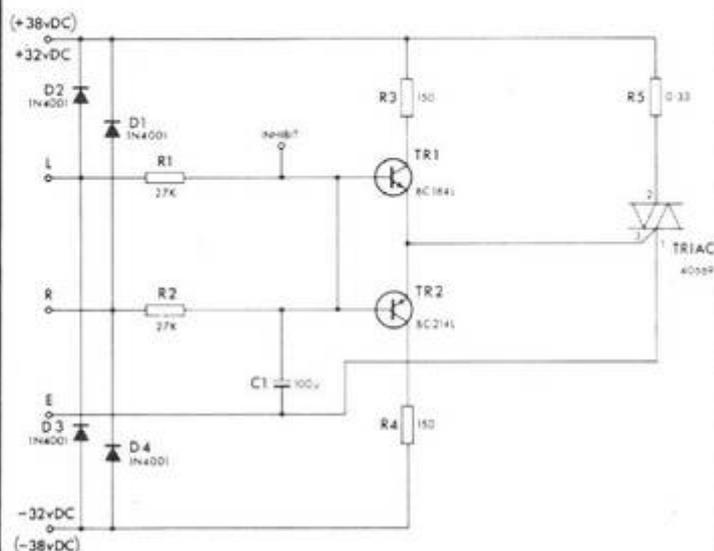


Fig. 4

monophonique, on peut sortir sur une seule enceinte une puissance de 101 W sur 8 Ω et 90 W sur 4 Ω.

Le taux de distorsion harmonique est de 0,04 % à 1 000 Hz à pleine puissance et sur 8 Ω, il passe à 0,3 % à mi-puissance. Sur 4 Ω à la même fréquence, on trouve 0,05 % et 0,04 %. A 30 Hz, la distorsion augmente, elle est de 0,12 % sur 8 Ω à pleine puissance, 0,12 à mi-puissance, sur 4 Ω, elle est de 0,16 et 0,12 %. A 10 000 Hz, la distorsion est de 0,2 % à pleine puissance sur 8 Ω ; 0,12 : à mi-puissance, sur 4 Ω, elle passe à 0,3 et 0,18 %.

Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,12 % à pleine puissance et de 0,08 % à mi-puissance sur 8 Ω.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,4 mV à 1 000 Hz, de 7 mV en position faible sensibilité et la saturation n'est atteinte que pour une tension d'entrée de 300 mV, sur la faible sensibilité, 90 mV sur la sensibilité élevée.

Le rapport signal sur bruit phono est de 67 dB, celui des entrées haut niveau est de 79 dB. Ces chiffres sont donnés en mesure non pondérées, c'est-à-dire pour une bande de fréquence étendue.

La bande passante à pleine

puissance est de 13 Hz à 60 kHz.

Le filtre passe-haut a sa fréquence de coupure située à 80 Hz, le passe-bas à 5 000 Hz. Ces chiffres sont dans l'ensemble conformes à ceux donnés par le constructeur, aux tolérances des mesures près. Donc, elles sont bonnes dans l'ensemble.

CONCLUSIONS

Par sa présentation, son prix, ses possibilités un peu plus nombreuses que celles d'autres amplificateurs, le Leak 2200 permettra de constituer une chaîne de qualité et dont la puissance ne sera pas négligeable. Il pourra donc attaquer sans problème des enceintes de faible rendement. La possibilité de travail en monophonie sera un atout supplémentaire, pour ceux qui ont besoin d'un amplificateur mono de classe.

E.L.

REALISEZ :



CET AMPLIFICATEUR HI-FI

3 - LE MODULE 275 (D) CORRECTEUR DE TONALITÉ

A) Le schéma :

Celui-ci est proposé à la figure 23. Disons tout de suite que ce correcteur peut être mis hors service par l'action d'un inverseur, ce qui permet à l'amplificateur de travailler en linéaire.

Les correcteurs sont du type Baxendall, insérés dans un amplificateur à deux étages Q_7 et Q_8 - MPS 6571.

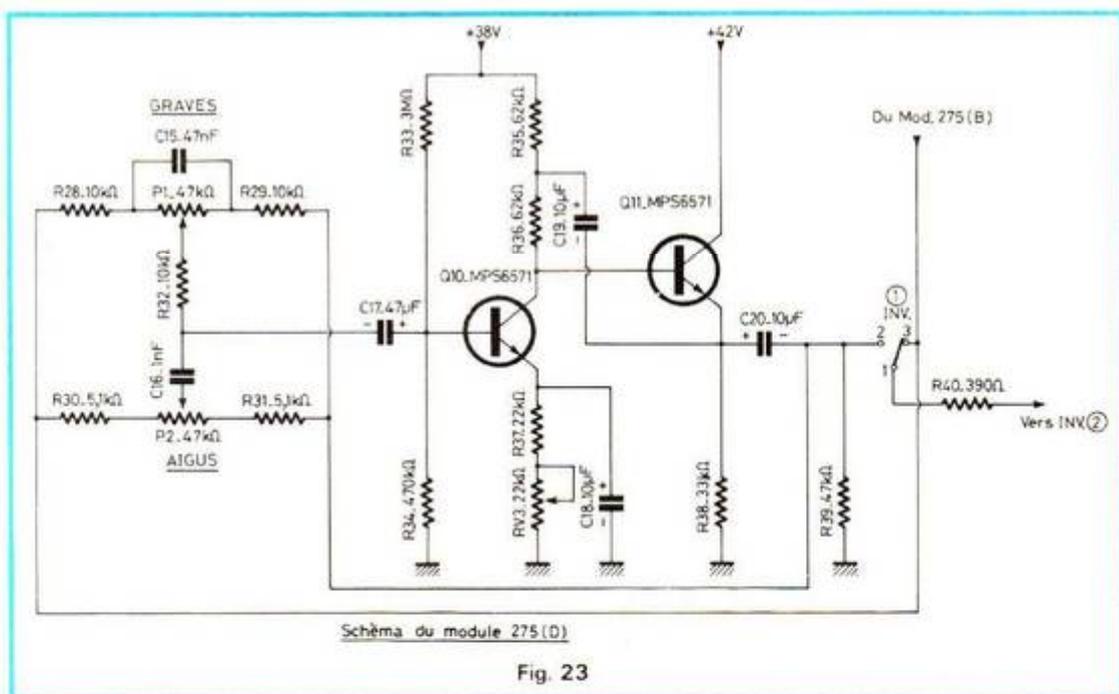
Le potentiomètre P_1 permet d'agir sur les fréquences graves, la variation est de -12 à +10 dB à 50 Hz ce qui est déjà très énergique et demande une bonne enceinte acoustique pour encaisser les +10 dB.

Le potentiomètre P_2 permet

bien entendu d'agir sur les fréquences aiguës avec une variation de -10 dB à +9 dB à 10 kHz.

Le transistor Q_{10} est monté en émetteur commun, la modulation est appliquée sur sa base par le condensateur

C_{17} - 47 μ F. Cette base est polarisée par le pont de résistances R_{33} - 3 M Ω et R_{34} - 470 k Ω .



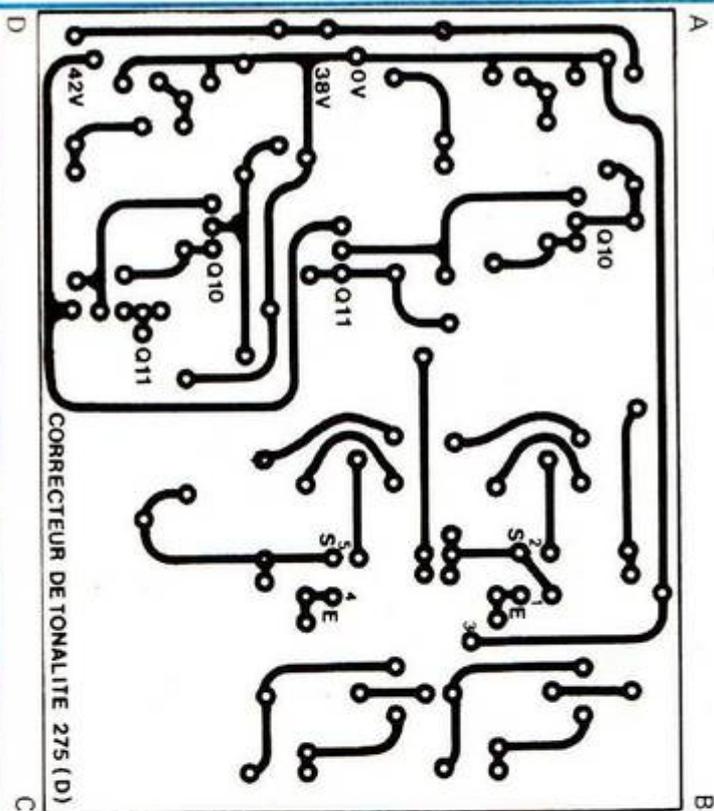


Fig. 24

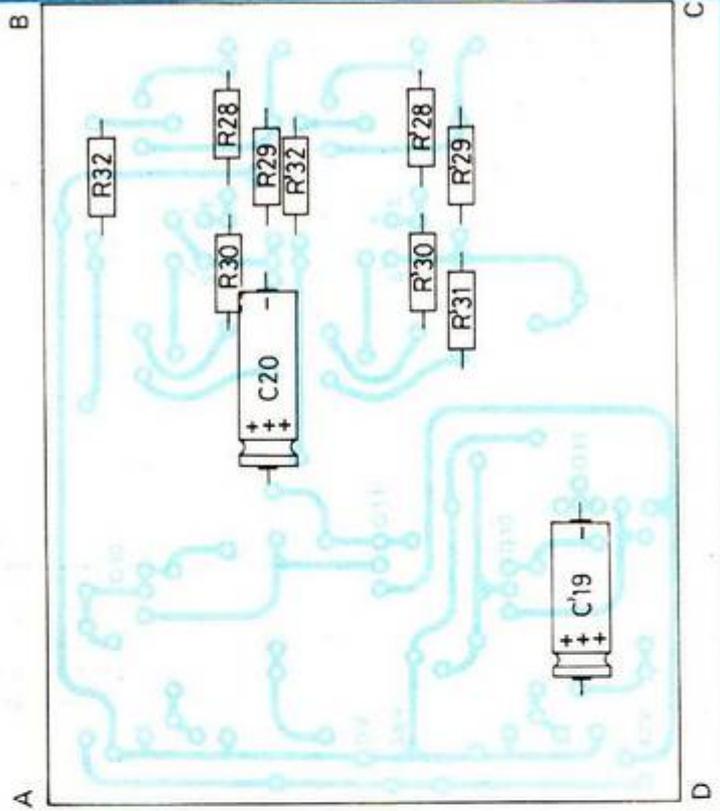


Fig. 25

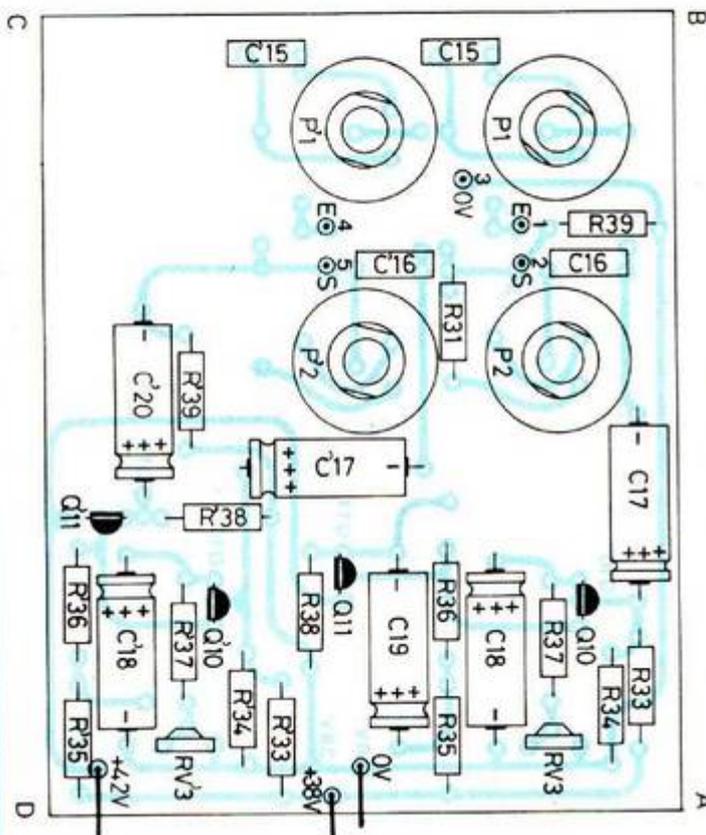


Fig. 26

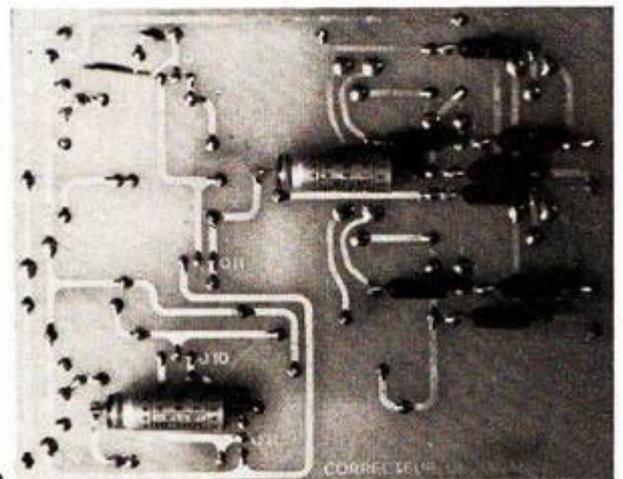


Fig. 27 a

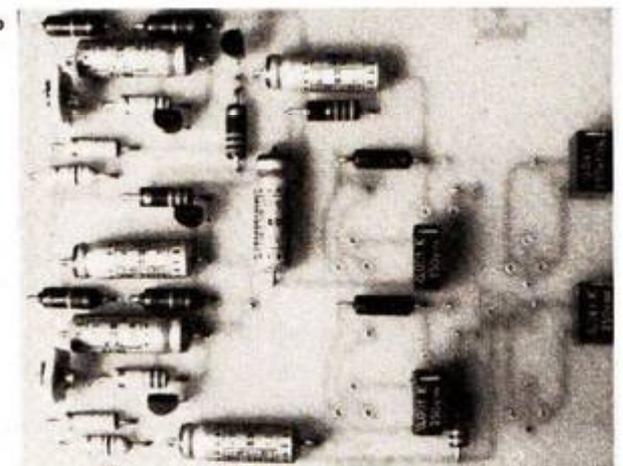


Fig. 27 b

Ces deux photographies montrent le câblage du module 275 D avant la mise en place des potentiomètres.

L'émetteur est chargé par une résistance R_{37} de $22\text{ k}\Omega$ en série avec un ajustable RV_3 de $22\text{ k}\Omega$. Cet ajustable permet de régler le niveau du signal en sortie de Q_{11} de façon à ce qu'en commutant en position linéaire, on ne ressente pas une variation de puissance acoustique dans les enceintes.

Le transistor Q_{11} sert encore ici d'étage tampon. Monté en collecteur commun, la modulation est recueillie sur son émetteur par le condensateur C_{20} - $10\text{ }\mu\text{F}$.

La sortie est chargée par une résistance R_{39} - $47\text{ k}\Omega$.

L'étage Q_{10} est alimenté en $+38\text{ V}$, tension stabilisée, tandis que le collecteur de Q_{11} est directement relié au $+42\text{ V}$, tension simplement filtrée.

B) Le circuit imprimé :

Le dessin des pistes cuivrées est proposé figure 24 à l'échelle 1. Les dimensions de la plaquette sont de $105 \times 83\text{ mm}$.

Avec un peu de soins, on pourra réaliser proprement un tel C.I.

Celui-ci recevant les composants des deux voies, il n'y a donc qu'une seule plaquette à graver.

Les perçages du circuit imprimé seront effectués avec des forets de diamètre $0,8 - 1$ ou $1,3\text{ mm}$ en fonction des composants.

Une fois la plaquette gravée et percée, la désoxyder soigneusement.

C) Câblage du module :

Les plans de câblage sont donnés aux figures 25 et 26.

La figure 25 montre le câblage « côté composants ». C'est bien entendu la face la plus chargée. On commence par souder toutes les résistances, puis les condensateurs non polarisés, ensuite les électrochimiques, les ajustables et les transistors.

On passe ensuite à la face « pistes cuivrées » et à la figure 26. On soude les résistances et les 2 condensateurs en veillant à surélever légèrement ces composants du C.I.

On revient ensuite au « côté composants » car il reste à souder les 4 potenti-

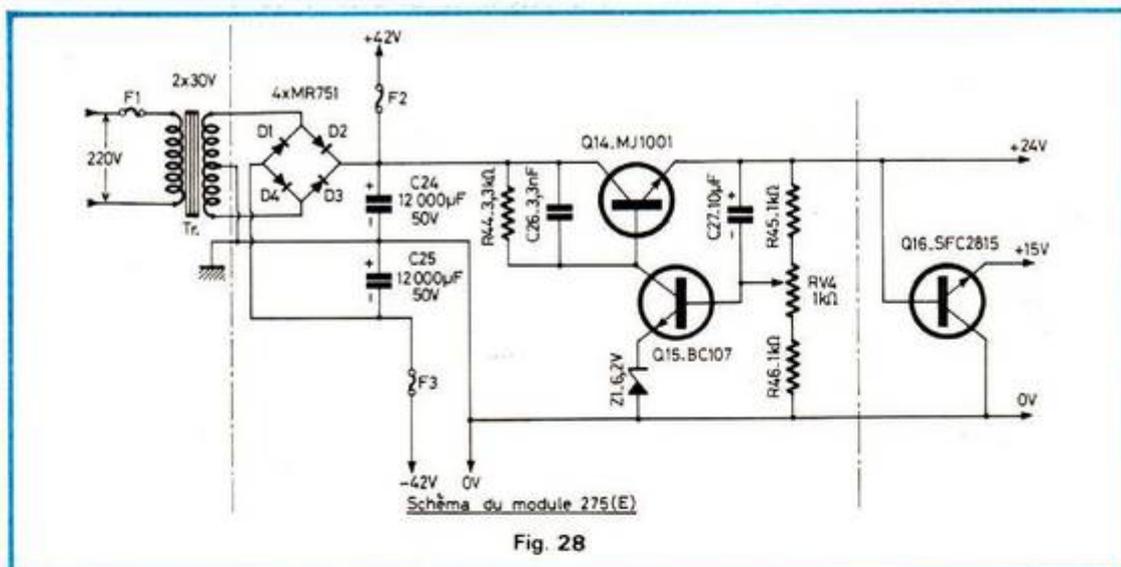


Fig. 28

mètres. Il faut être très soigneux pour cette opération, les quatre axes devant être parallèles dans tous les plans.

Pour cela, on se sert de la face avant que nous avons percée au début de cette étude. On commence par positionner les 4 potentiomètres sur le circuit imprimé et on fait traverser les axes dans la face avant jusqu'aux canons de façon à obtenir un bon parallélisme. On retourne le tout et après une dernière vérification, on soude les composants.

Le raccordement de ce module se fait avec un câble blindé 4 conducteurs aux points 1 - 2 - 3 - 4 - 5. Ce câble aura une longueur de 20 cm environ.

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

Attention, ce module est fragile à cause des potentiomètres qui sont lourds. Il faut éviter de le faire tomber car les pistes cuivrées risqueraient d'être endommagées.

Les photographies du module, figure 27 (a) et (b) montrent le travail effectué.

D) Nomenclature des composants (à prévoir en double) :

- Résistances à couche métallique $\pm 5\%$ - $1/2\text{ W}$:
- R_{28} : $10\text{ k}\Omega$
- R_{29} : $10\text{ k}\Omega$
- R_{30} : $5,1\text{ k}\Omega$

- R_{31} : $5,1\text{ k}\Omega$
- R_{32} : $10\text{ k}\Omega$
- R_{33} : $3\text{ M}\Omega$
- R_{34} : $470\text{ k}\Omega$
- R_{35} : $62\text{ k}\Omega$
- R_{36} : $62\text{ k}\Omega$
- R_{37} : $22\text{ k}\Omega$
- R_{38} : $33\text{ k}\Omega$
- R_{39} : $47\text{ k}\Omega$

- Condensateurs non polarisés :

- C_{15} : $47\text{ nF}/160\text{ V}$
- C_{16} : $1\text{ nF}/160\text{ V}$

- Condensateurs polarisés :

- C_{17} : $47\text{ }\mu\text{F}/10\text{V}$
- C_{18} : $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$
- C_{19} : $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$
- C_{20} : $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$

- Transistors Motorola :

Q_{10} , Q_{11} : MPS 6571

- Potentiomètres Sfernice - Type PE 25 :

P_1 , P_2 : $47\text{ k}\Omega$ linéaire (voir la Maison du Potentiomètre)

- Ajustable VA 05V ohmic RV_3 : $22\text{ k}\Omega$

- Câble blindé 4 conducteurs.

Nota : Les composants sont différenciés d'une voie à l'autre par la notation « Prim », par exemple : R_{33} et R'_{33} , Q_{10} et Q'_{10} .

5. LE MODULE 275 (E)

Alimentation filtrée $\pm 42\text{ V}$ et stabilisation $+24\text{ V}$.

A) Le schéma

Celui-ci est proposé figure 28. Un transformateur fournit

au secondaire deux tensions alternatives de 30 V ($2 \times 30\text{ V}$). Après redressement par un pont de diodes, les tensions continues sont très énergiquement filtrées par C_{24} et C_{25} . On obtient donc deux tensions symétriques de $\pm 42\text{ V}$ ($U\sqrt{2}$).

A partir du potentiel positif $+42\text{ V}$ on va créer une tension positive de $+24\text{ V}$. Le débit n'étant pas constant, il n'est pas question d'insérer dans le $+42\text{ V}$ une résistance chutrice appropriée. Reste la solution de l'alimentation stabilisée simple et efficace.

Un transistor ballast Q_{14} reçoit sur son collecteur le $+42\text{ V}$, tandis qu'il fournit sur son émetteur la tension $+24\text{ V}$.

Le transistor amplificateur d'erreur Q_{15} pilote le ballast. Son émetteur est porté à un potentiel fixe par la zener Z_1 , tandis que sa base reçoit une tension prélevée sur le curseur de RV_4 .

Le réseau C_{26} - R_{44} évite à l'alimentation d'osciller.

Le condensateur C_{27} réduit la résistance interne dynamique de l'alimentation en améliorant la stabilité.

On obtient la variation de la tension de sortie en agissant sur le potentiomètre RV_4 .

A partir du $+24\text{ V}$, avec un régulateur intégré dans un boîtier TO3, on fabrique du $+15\text{ V}$, tension nécessaire au fonctionnement du module 275 (C).

B) Le circuit imprimé

La gravure du CI est donnée figure 29 à l'échelle 1. Les dimensions de la plaquette sont de 127 x 86 mm. Il y a peu de liaisons à effectuer ce qui rend facile la gravure d'un tel CI.

Les pistes de la partie filtrage ont une largeur de 2,54 mm à cause des courants importants qui peuvent y circuler lorsqu'on demande une

puissance importante à l'amplificateur.

On fera attention de bien positionner les quatre pastilles car c'est à cet emplacement que sont fixés directement sur le CI les deux condensateurs de filtrage C_{24} et C_{25} .

Ces quatre pastilles sont forées à un \varnothing de 5 mm.

Pour les autres perçages, on voit en fonction des composants utilisés.

C) Câblage du module

Le plan de câblage est celui fourni à la figure 30. Faire attention à l'orientation des quatre redresseurs. Le transistor Q_{14} n'est pas plaqué directement contre le circuit, on intercale entre socle et CI un écrou de 4 mm afin de faciliter l'évacuation thermique.

La photographie (fig. 31) permet de voir l'emplacement des composants et la fixation

des deux électrochimiques C_{24} et C_{25} .

Faire très attention lors de la mise en place de C_{24} et C_{25} de ne pas permuter les polarités.

D) Nomenclature des composants

Semi-conducteurs Motorola
 $D_1 - D_2 - D_3 - D_4 = MR751$
 $Q_{14} = MJ1001$
 $Q_{15} = BC107$
 $Z_1 = 1N5234$ ou toute zener de 6,2 V/500 mW
Condensateurs
 $C_{24} - C_{25} = 12\ 000\ \mu\text{F}/50\ \text{V}$
 $C_{26} = 3,3\ \text{nF}/100\ \text{V}$
 $C_{27} = 10\ \mu\text{F}/35\ \text{V}$
Résistances
 $R_{44} = 3,3\ \text{k}\Omega/0,5\ \text{W}$ (orange, orange, rouge)
 $R_{45} = 1\ \text{k}\Omega/1\ \text{W}$ (marron, noir, rouge)
 $R_{46} = 1\ \text{k}\Omega/0,5\ \text{W}$ (marron, noir, rouge)
Potentiomètre VA 05 V Ohmic
 $RV_4 = 1\ \text{k}\Omega$
Visserie de 4 mm.

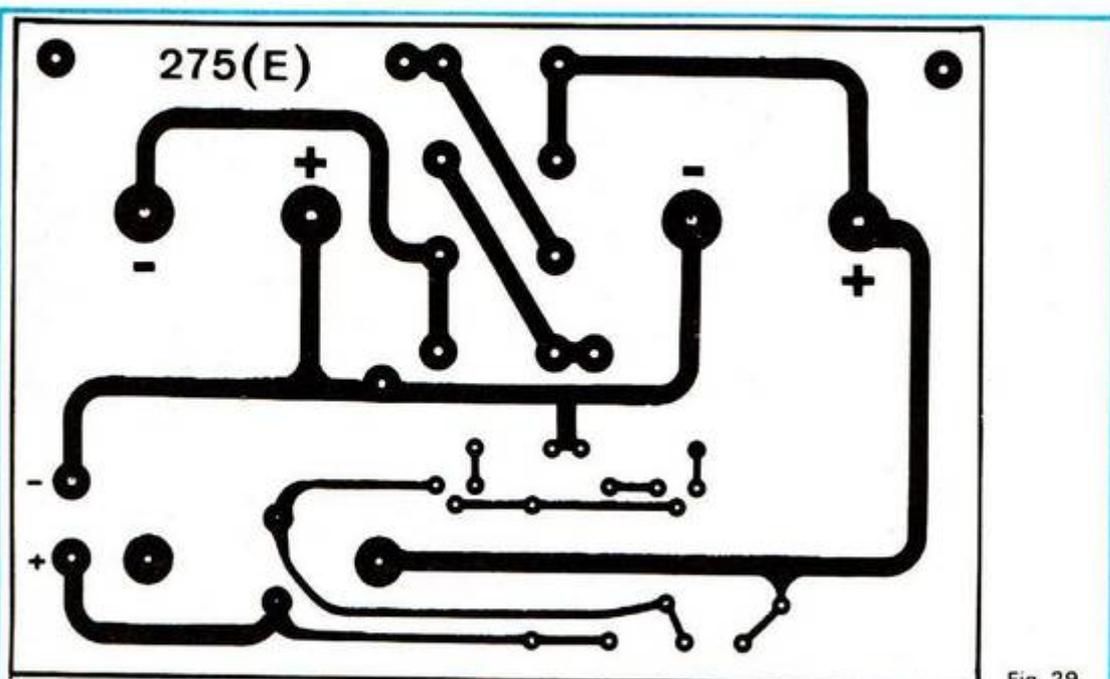


Fig. 29

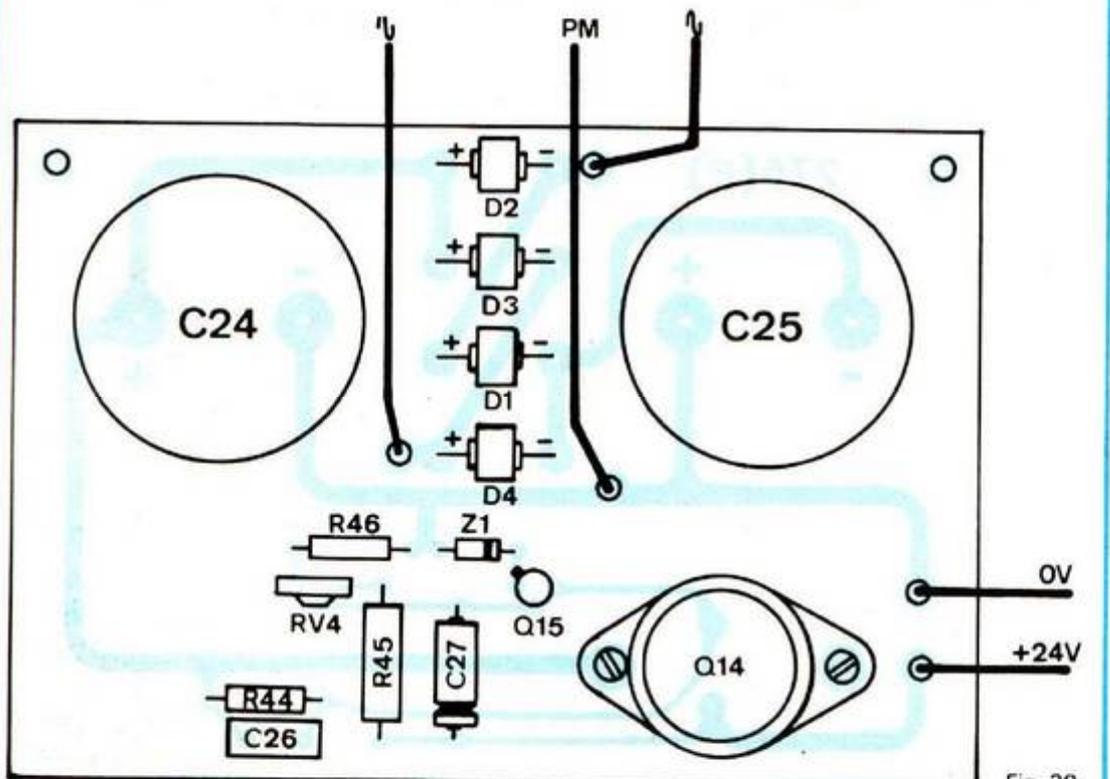


Fig. 30

6. LE MODULE 275 (F) : ALIMENTATION DES PRÉAMPLIS + 42 V et + 38 V

Comme nous l'avons souligné lors de la description des modules préamplificateurs, ceux-ci sont alimentés par une tension stabilisée de + 38 V (à l'exception des étages collecteurs communs alimentés en + 42 V).

A) Le schéma

Le schéma de principe est proposé figure 32. La tension + 42 V est prélevée aux bornes du condensateur $C_{24}/12\ 000\ \mu\text{F}$.

La tension continue est refiltrée à l'entrée du module par un électrochimique $C_{21}/470\ \mu\text{F}$.

La base du transistor Q_{13} MPS 6571 est polarisée à partir d'un pont de résistances $R_{40}-R_{41}$. La tension est de l'ordre de 38 V sur cette base

et elle est filtrée par le condensateur $C_{22}/100 \mu\text{F}$.

L'élément ballast est ici un transistor Q_{12} -MM4036 du type PNP. L'émetteur est porté au potentiel +42 V et c'est sur le collecteur que nous prélevons la tension stabilisée +38 V. Ce potentiel est de nouveau filtré par un électrochimique $C_{23}/100 \mu\text{F}$.

B) Le circuit imprimé

Le dessin des pistes cuivrées est proposé figure 33 à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaque sont de 84 x 62 mm.

Les liaisons sont peu nombreuses. On peut utiliser des pastilles de $\varnothing = 2,54 \text{ mm}$ et de la bande de 1,27 mm de largeur.

Tous les perçages s'effectuent avec un foret de 1 mm à l'exception des deux trous de fixation forcés à 3 mm.

C) Câblage du module

Le plan du câblage est celui de la figure 34. Le peu de composants devrait supprimer tout risque d'erreur.

On peut placer entre le transistor Q_{12} et le circuit un intercalaire en plastique.

Les composants sont repérés par leur symbole électrique, la nomenclature en donnant la valeur nominale.

Le module câblé et vérifié, on décape les points de soudure et on pulvérise une couche de vernis protecteur.

La photographie (fig. 35) permet de voir la disposition des composants sur le CI.

Le radiateur sur le transistor Q_{12} n'est pas indispensable, celui-ci ne chauffant pratiquement pas.

D) Nomenclature des composants

Résistances $\pm 5\%$ - 1/2 W

$R_{40} = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

$R_{41} = 1 \text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert)

$R_{42} = 5,1 \text{ k}\Omega$ (vert, marron, rouge)

$R_{43} = 5,1 \text{ k}\Omega$ (vert, marron, rouge)

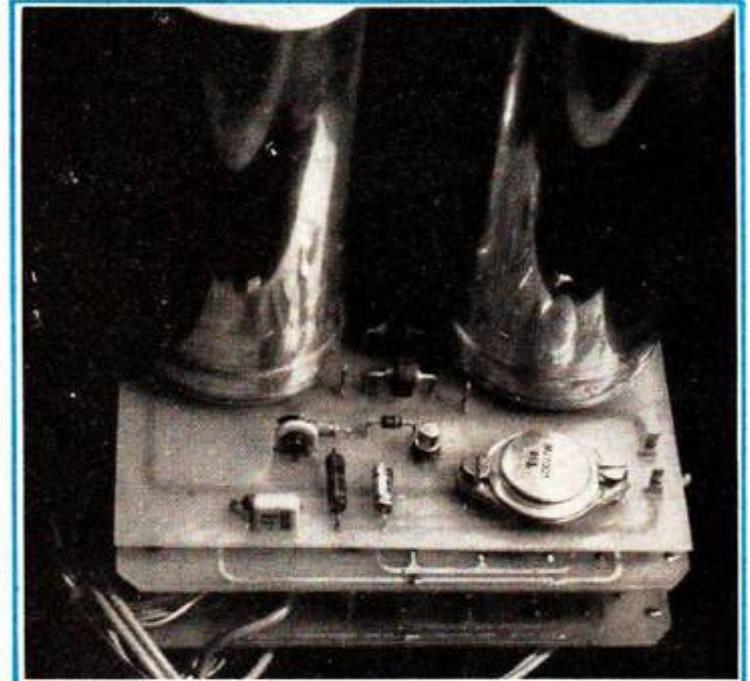


Fig. 31

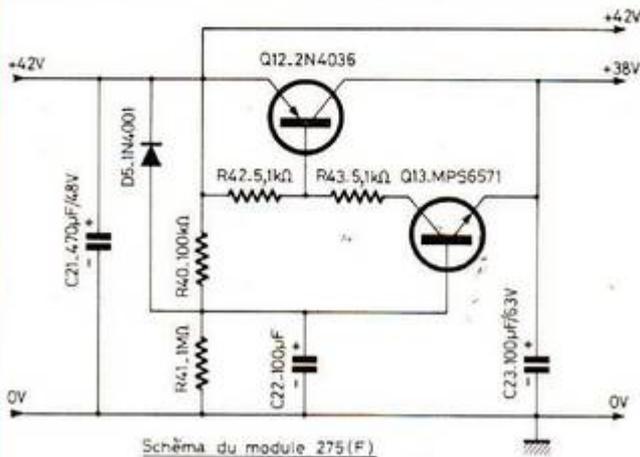


Fig. 32

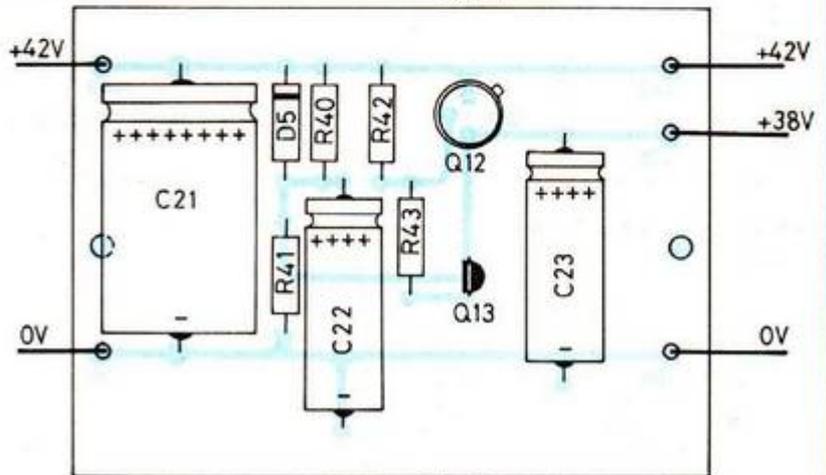


Fig. 34

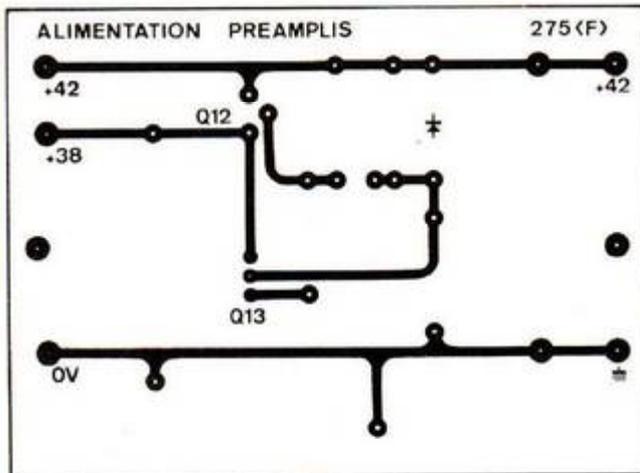


Fig. 33

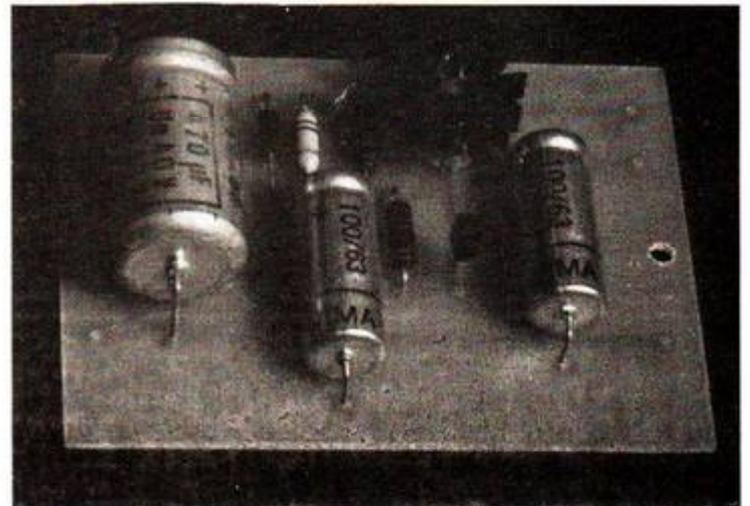


Fig. 35

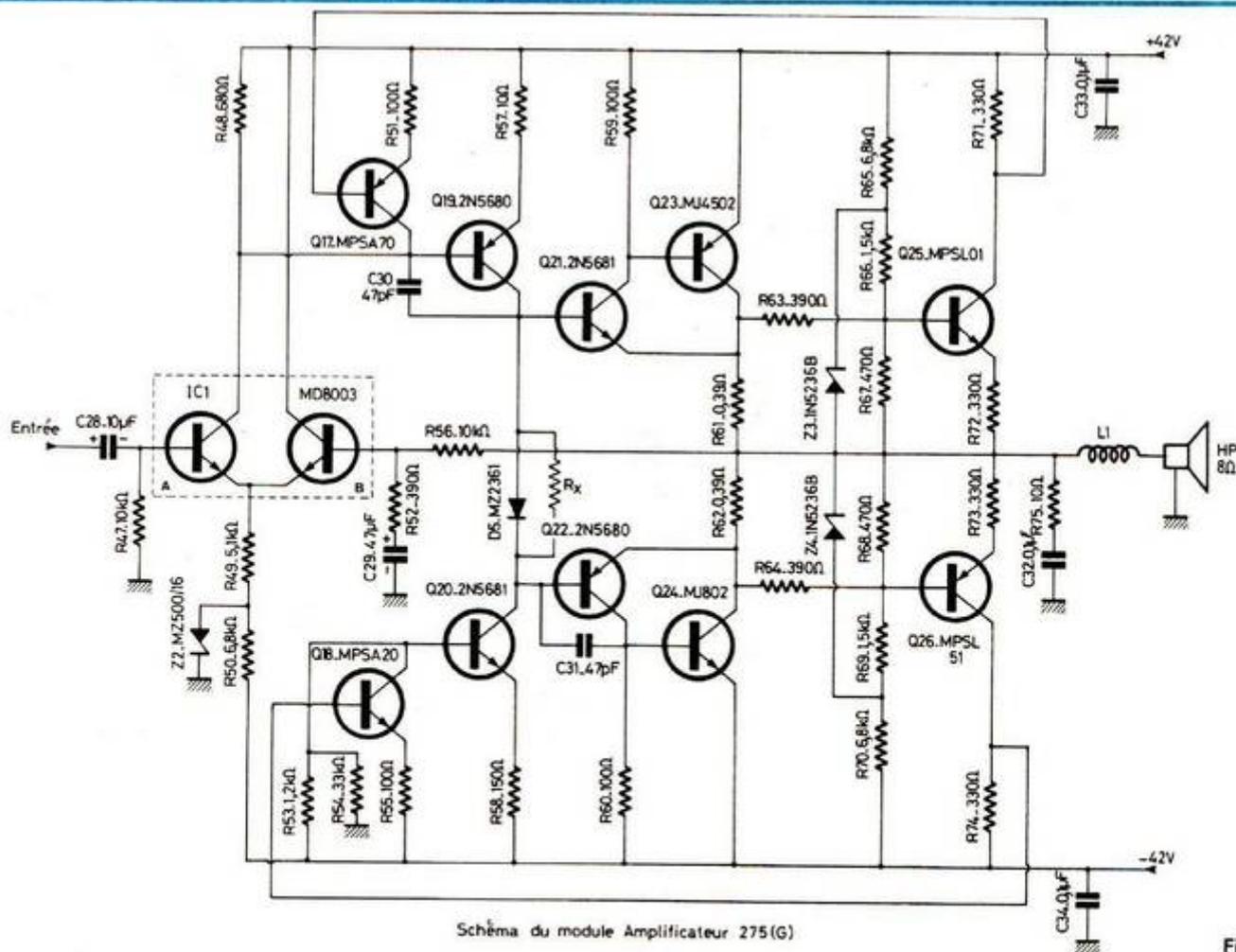


Schéma du module Amplificateur 275 (G)

Fig. 36

Semi-conducteurs Motorola

Q₁₂ = MM4036

Q₁₃ = MPS6571

D₅ = 1N4001

Condensateurs

C₂₁ = 470 μF/40 V

C₂₂ = 100 μF/63 V

C₂₃ = 100 μF/63 V

7. LE MODULE 275 (G) AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Le module amplificateur est du type à entrée différentielle et à protection électronique. Celui-ci alimenté en ± 42 V peut fournir une puissance de 75 W eff. lorsqu'il est chargé par une impédance de 8 Ω.

A) Le schéma

Le schéma de principe est proposé à la figure 36. Cet étage de puissance se compose

de 10 transistors et 1 circuit intégré (double transistor).

Le premier étage est donc équipé d'un circuit intégré IC₁ MD8003 constituant un étage différentiel où le premier transistor est monté en émetteur commun et le second en collecteur commun.

IC₁ (b) sert d'intermédiaire entre la sortie et IC₁(a) pour l'application de la contre-réaction à l'entrée, par l'intermédiaire des émetteurs réunis.

La résistance R₅₆/10 kΩ assure une contre-réaction de 100 % entre sortie et entrée, permettant d'obtenir une excellente stabilité. Le rapport des résistances R₅₆/R₅₂ détermine le gain en alternatif de l'amplificateur en boucle fermée.

La polarisation de IC₁(a) est assurée par la résistance R₄₇/10 kΩ et le signal est transmis à la base par un condensateur C₂₈/10 μF.

Le signal est appliqué du collecteur de IC₁(a) à la base de Q₁₉/2N5680, ces deux transistors étant montés en liaison continue.

Le transistor Q₁₉ du type PNP est monté en émetteur commun, son collecteur est en liaison continue avec la base de Q₂₁/2N5681.

Un condensateur céramique C₃₀/47 pF placé entre base et collecteur de Q₁₉ limite la bande passante et élimine les risques d'accrochages H.F.

Le transistor Q₂₀/2N5681 sert de source de courant constant passant par Q₁₉ et la diode D₅/MZ2361. Ce transistor supprime également un condensateur électrochimique de forte valeur utilisé dans les montages classiques pour fournir le courant alternatif de commande de la section inférieure de l'étage de sortie pendant les pointes d'excursion négatives du signal.

Les transistors Q₂₁ et Q₂₃ forment une paire de jonction équivalente à celle d'un transistor à collecteur commun avec un gain en courant élevé et un gain en tension unitaire pour l'alternance positive du signal de sortie.

La diode zener Z₂ - MZ500-16 est utilisée pour fournir le courant continu à l'amplificateur différentiel et éliminer le ronflement provenant de la source d'alimentation - 42 V.

Les transistors Q₂₂ et Q₂₄ ont un emploi similaire à Q₂₁ et Q₂₃ pendant les alternances négatives du signal de sortie.

Le circuit de protection utilise les transistors Q₁₇ et Q₁₈ ainsi que Q₂₅ et Q₂₆ et les diodes zeners Z₃-Z₄ 1N5236 B.

Les résistances R₆₃ - R₆₅ - R₆₆ R₆₇ constituent un réseau d'addition des tensions.

La tension apparaissant à la base du transistor Q₂₅ est celle

déterminée par le courant collecteur de Q_{23} traversant la résistance R_{63} et la tension de la sortie par rapport au point $+42\text{ V}$. Le réseau d'addition détecte la tension et le courant du transistor Q_{23} et sert donc d'indicateur des pointes de dissipation de puissance de ce transistor. Pour un niveau pré-déterminé de la puissance de Q_{23} , le réseau d'addition peut être établi de façon que le transistor Q_{25} conduise suffisamment pour que Q_{17} passe à la conduction.

Dans ce cas, Q_{17} détermine le courant de commande de la base de Q_{19} et limite ainsi la puissance dissipée par Q_{23} .

La diode zener Z_3 empêche le transistor Q_{25} de passer à la conduction lorsque dans des conditions normales de fonctionnement, le signal de sortie est de polarité négative.

Les résistances $R_{64} - R_{68} - R_{69} - R_{70}$ et la diode zener Z_4 limitent d'une manière similaire la puissance dissipée à la sortie de Q_{24} .

B) Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé à l'échelle 1, figure 37.

Les dimensions de la plaquette sont de $127 \times 93\text{ mm}$.

Le tracé des pistes cuivrées est un peu plus complexe que pour les autres circuits, il faut donc travailler avec du soin et de la patience.

Tous les perçages peuvent être effectués avec un foret de $\varnothing 1\text{ mm}$. Les quatre trous de fixation seront repris avec un foret de $\varnothing 3\text{ mm}$.

Il faut, bien entendu, graver deux plaquettes identiques.

C) Câblage du module

Le plan de câblage est celui de la figure 38. Comme nous avons pris l'habitude de le faire dès le début de cette étude, les composants sont repérés par leur symbole électrique et la nomenclature en dévoile la valeur nominale de chacun.

Bien veiller à l'orientation des semi-conducteurs. Pour les transistors en boîtier TO5, il est intéressant de placer entre le boîtier et le CI un

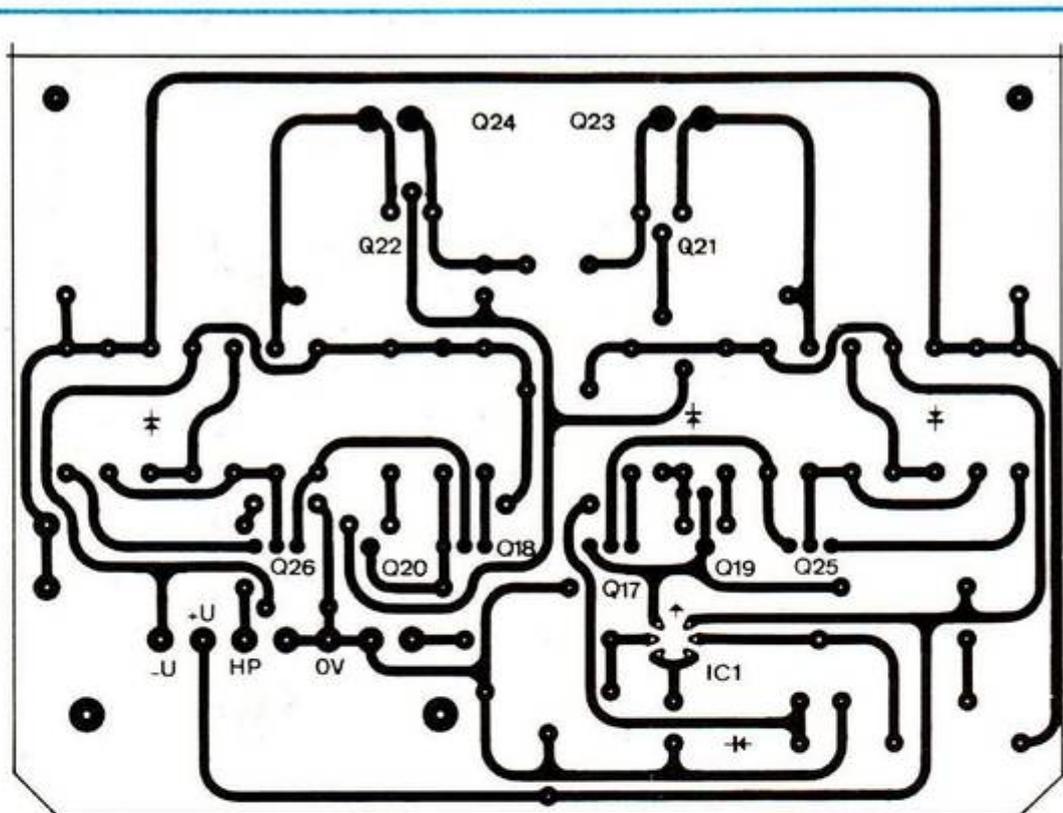


Fig. 37

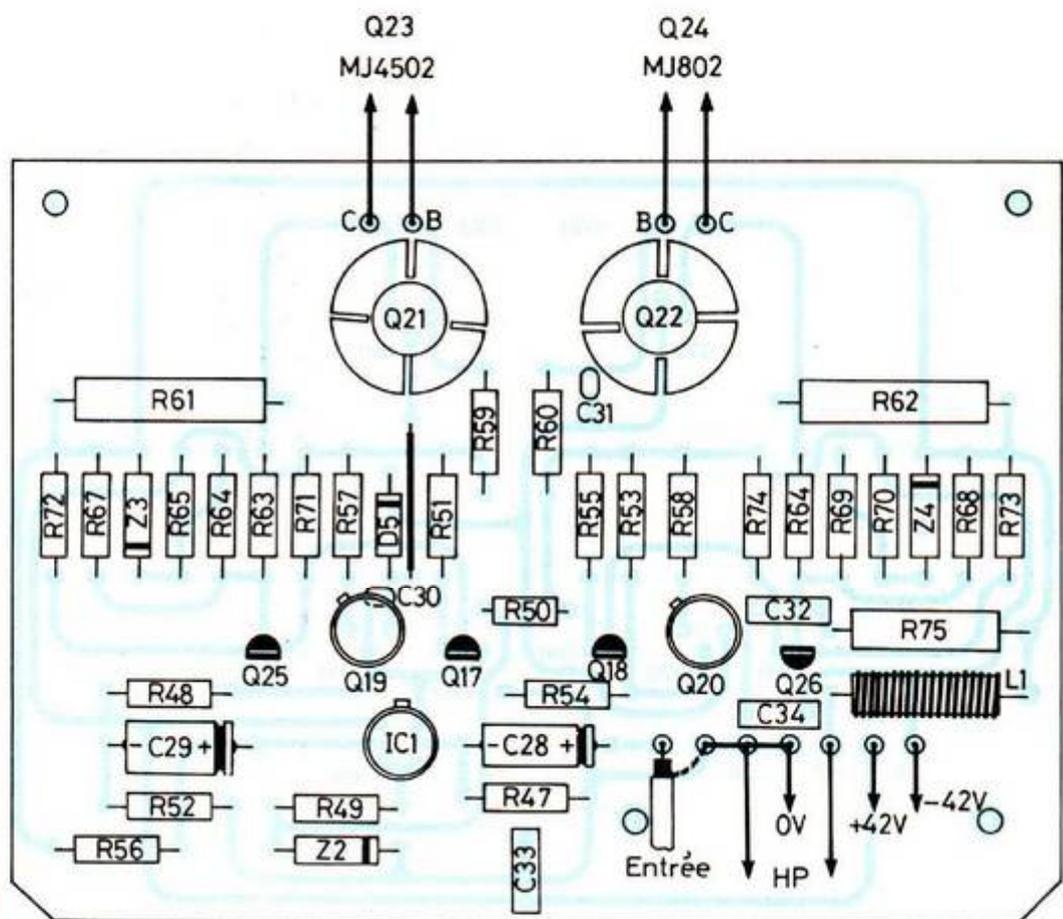


Fig. 38

intercalaire plastique, la rigidité mécanique en est considérablement améliorée.

Les résistances bobinées R_{61} et R_{62} seront légèrement surélevées de la plaquette.

La self L_1 est réalisée comme suit : on enroule sur une résistance au carbone de $10 \Omega/2 \text{ W}$ du fil de cuivre émaillé de $12/10 \text{ mm}$ de section. On doit pouvoir réaliser 10 à 12 spires. Cette bobine est bien entendu soudée ensuite aux extrémités de la résistance.

Ne pas oublier de souder le strap situé entre D_5 et R_{51} .

Pour l'interconnexion de ce module aux transistors de puissance Q_{23} et Q_{24} , il est intéressant de prévoir sur le circuit des petits picots à souder.

La modulation est amenée à l'entrée du module par un câble blindé dont on prévoira une longueur de 20 cm .

La sortie H.P. s'effectue avec un scindex de forte section (cordon secteur) et ayant une longueur de 30 cm environ.

Pour les fils d'alimentation $\pm 42 \text{ V}$ et 0 V , on utilise du fil torsadé 3 couleurs de faible section, vu la consommation peu importante du module. Une longueur de 20 cm est suffisante. On utilise les couleurs suivantes :

- 0 V — fil bleu
- + 42 V — fil rouge
- 42 V — fil blanc

La photographie de la figure 39 montre le module câblé, nous y voyons très bien la self L_1 et ses 11 spires.

D) Nomenclature des composants (à prévoir en double exemplaire)

Résistances à couche métallique $\pm 5\% - 1/2 \text{ W}$

$R_{47} = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

$R_{48} = 680 \Omega$ (bleu, gris, marron)

$R_{49} = 5,1 \text{ k}\Omega$ (vert, marron, rouge)

$R_{50} = 6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge)

$R_{51} = 100 \Omega$ (marron, noir, marron)

$R_{52} = 390 \Omega$ (orange, blanc, marron)

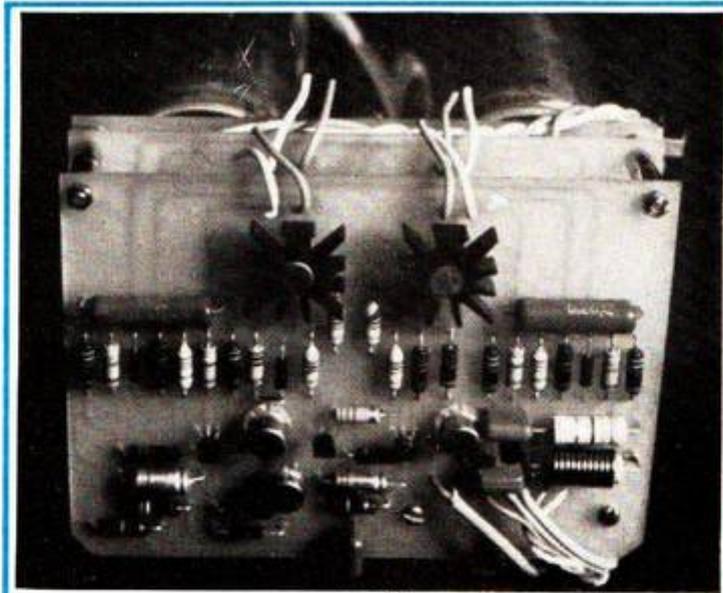


Fig. 39

$R_{53} = 1,2 \text{ k}\Omega$ (marron, rouge, rouge)

$R_{54} = 33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

$R_{55} = 100 \Omega$ (marron, noir, marron)

$R_{56} = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

$R_{57} = 10 \Omega$ (marron, noir, noir)

$R_{58} = 150 \Omega$ (marron, vert, marron)

$R_{59} = 100 \Omega$ (marron, noir, marron)

$R_{60} = 100 \Omega$ (marron, noir, marron)

$R_{63} = 390 \Omega$ (orange, blanc, marron)

$R_{64} = 390 \Omega$ (orange, blanc, marron)

$R_{65} = 6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge)

$R_{66} = 1,5 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, rouge)

$R_{67} = 470 \Omega$ (jaune, violet, marron)

$R_{68} = 470 \Omega$ (jaune, violet, marron)

$R_{69} = 1,5 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, rouge)

$R_{70} = 6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge)

$R_{71} = 330 \Omega$ (orange, orange, marron)

$R_{72} = 330 \Omega$ (orange, orange, orange)

$R_{73} = 330 \Omega$ (orange, orange, orange)

$R_{74} = 330 \Omega$ (orange, orange, orange)

Résistances au carbone

$R_{75} = 10 \Omega/2 \text{ W}$

$L_1 = 10 \Omega/2 \text{ W}$

Résistances bobinées
 $R_{61} = R_{62} = 0,39 \Omega/5 \text{ W}$

Condensateurs
 $C_{28} = 10 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ polarisé
 $C_{29} = 47 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ polarisé
 $C_{30} = 47 \text{ pF}$ céramique
 $C_{31} = 47 \text{ pF}$ céramique
 $C_{32} = 0,1 \mu\text{F}/63 \text{ V}$ non polarisé
 $C_{33} = 0,1 \mu\text{F}/63 \text{ V}$ non polarisé
 $C_{34} = 0,1 \mu\text{F}/63 \text{ V}$ non polarisé

Semi-conducteurs Motorola

$IC_1 = \text{MD8003}$
 $Q_{17} = \text{MPSA70}$
 $Q_{18} = \text{MPSA20}$
 $Q_{19} = 2\text{N5680}$
 $Q_{20} = 2\text{N5681}$
 $Q_{21} = 2\text{N5681}$
 $Q_{22} = 2\text{N5680}$
 $Q_{23} = \text{MJ4502}$
 $Q_{24} = \text{MJ802}$
 $Q_{25} = \text{MPSL01}$
 $Q_{26} = \text{MPSL51}$
 $Z_2 = \text{MZ500-16}$
 $Z_3 = 1\text{N5236 B}$
 $Z_4 = 1\text{N5236 B}$
 $D_5 = \text{MZ2361}$

Deux radiateurs pour transistors TO5.

E) Nota : Il s'est avéré lors de l'essai du module amplificateur que le courant de repos était assez élevé (de l'ordre de 300 mA). Pour faire descendre celui-ci à une valeur plus convenable et faire fonctionner le module en classe B et non en classe A, il suffit de souder en parallèle sur la

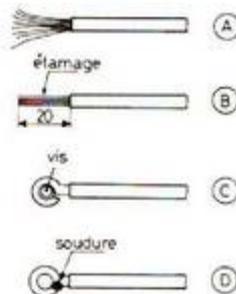


Fig. 40

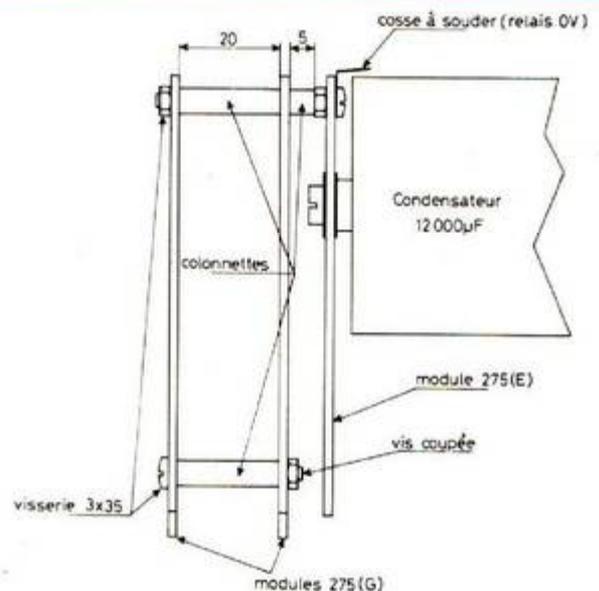


Fig. 41

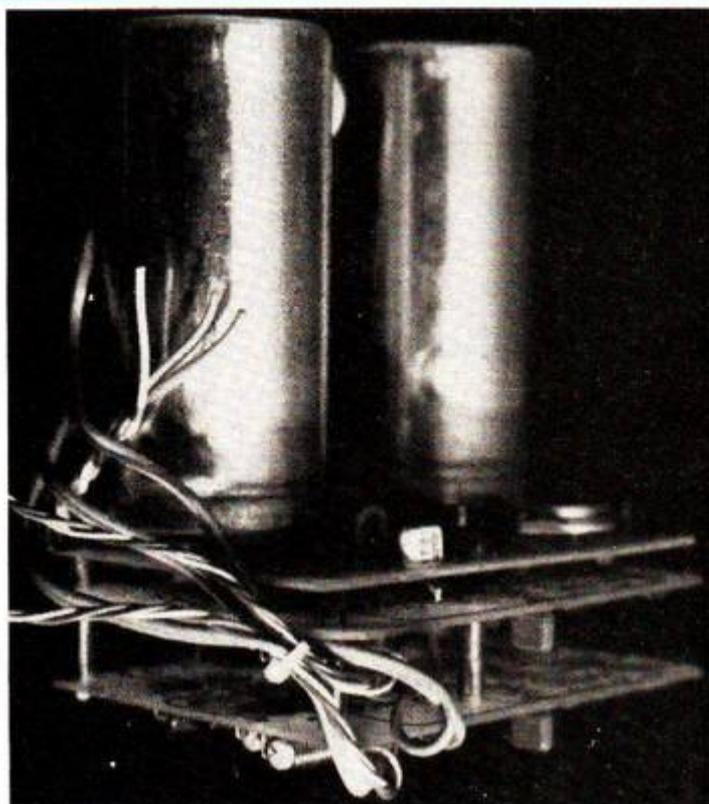


Fig. 42

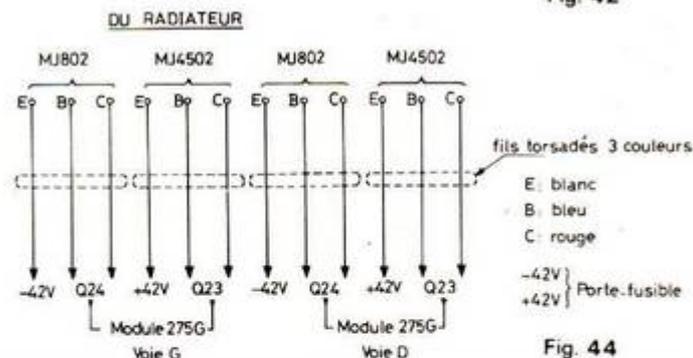


Fig. 44

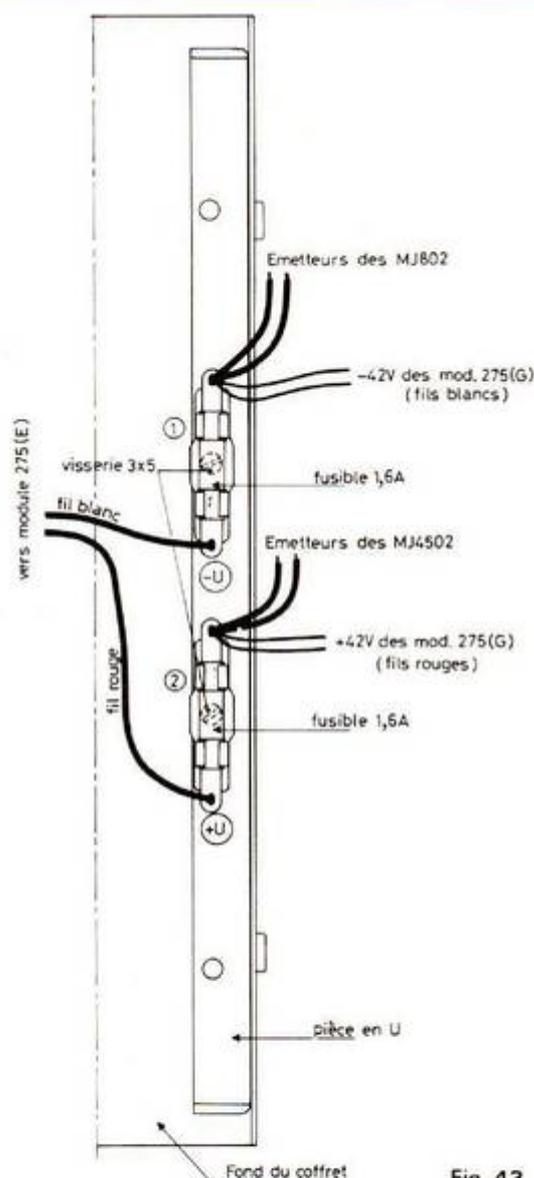


Fig. 43

diode D_5 /MZ2361 une résistance R_x d'environ 220Ω . Pour une valeur de $R_x = 820 \Omega$, le courant de repos est de 140 mA.

8. MISE EN PLACE DES MODULES 275 (G) et 275 (E) DANS LE COFFRET

Comme nous l'avons vu au paragraphe 5, le module 275 (E) supporte les composants de l'alimentation filtrée ± 42 V et l'alimentation stabilisée + 24 V.

Les deux gros condensateurs de filtrage C_{24} et C_{25} de $12\,000 \mu\text{F}$ sont vissés directement sur le module et c'est à

leurs bornes que nous disposons des tensions filtrées ± 42 V, cependant ces tensions il faut pouvoir les prélever. La figure 40 indique l'opération à réaliser pour sortir les 3 fils. Tout d'abord il faut des fils de couleur différente pour s'y retrouver et de bonne section et ayant une longueur de 20 cm environ.

Rouge — + 42 V

Blanc — - 42 V

Bleu — 0 V

a) On dénude le fil sur une longueur de 20 mm environ.

B) On l'étame.

C) On l'enroule autour d'une vis de l'un des condensateurs de façon à réaliser une boucle.

D) On ferme la boucle avec une goutte de soudure.

On répète ces opérations pour les 3 fils.

E) Ensuite on revisse les condensateurs sur le module en intercalant entre les têtes de vis et le circuit imprimé les boucles des 3 fils. On serre très énergiquement, les contacts sont établis.

Les autres extrémités de ces 3 fils iront d'une part aux porte-fusibles pour le ± 42 V et d'autre part à une cosse à souder pour le 0 V, comme nous le verrons plus loin.

A) Mise sous tension du module 275 (E)

On relie ce module au transformateur torique. Celui-ci possède au secondaire 4 fils de forte section (2 x 30 V), on relie ensemble les fils rouge et

marron en les torsadant, ce qui nous donne le point milieu du transformateur. Les 2 fils jaunes de faible section sont à relier au secteur 220 V. Voir à ce sujet la figure 30 pour le branchement.

A la mise sous tension, on vérifie avec un contrôleur universel que les potentiels aux bornes des deux électrochimiques de $12\,000 \mu\text{F}$ sont bien de + 42 et - 42 V (pour une tension au primaire de 220 V, ce qui n'est pas toujours le cas).

Reste à régler avec le potentiomètre ajustable la tension stabilisée à + 24 V. Ces trois tensions vérifiées, on débranche le secteur et on attend quelques minutes que les élec-

trochimiques soient déchargés.

On peut alors dessouder les trois fils retenant le module 275 (E).

B) Fixation des deux modules amplificateurs 275 (G) au module 275 (E)

Là, un bon schéma vaut beaucoup mieux que de longs discours. C'est cette fixation que nous trouvons à la figure 41, schéma appuyé par la photographie de la figure 42.

Entre le module 275 (E) et le premier module 275 (G), on visse une colonnette de 3 x 5 et on intercale une cosse à souder, la vis doit avoir une longueur de 60 mm.

Nous remarquons en bas à droite des modules amplificateurs 2 trous de $\varnothing 3,2$ mm (ceux-ci étant vus côté composants). Ces deux trous vont servir à fixer entre eux les deux modules 275 (G) en intercalant entre les deux circuits une colonnette de 3 x 20 mm.

On enfle ensuite dans les vis de 3 x 60 mm ces deux modules, mais attention, en intercalant encore cette fois-ci une colonnette de 3 x 20 mm entre les deux circuits 275 (G).

On bloque le tout avec des écrous de 3 et on obtient ainsi un bloc compact regroupant le module 275 (E) et deux modules 275 (G).

Il ne reste plus qu'à fixer cet ensemble dans le coffret.

On ressoude les trois fils du

secondaire du transformateur au module 275 (E) et on enfonce les deux électrochimiques dans les brides de fixation. Il ne reste plus qu'à bloquer les deux vis des brides pour maintenir cet ensemble en place.

C) Branchement des fils d'alimentation aux porte-fusibles

C'est la figure 43 qui permet de mener à bien ce câblage. Les deux fils bleus (référence 0 V) sont à souder sur la cosse dont nous avons parlé au paragraphe précédent.

Les deux fils rouges + 42 V sont à souder au deuxième porte-fusible.

Les deux fils blancs - 42 V sont à souder au premier porte-fusible.

Reste à relier les trois fils d'alimentation du module 275 (E).

— Le fil bleu se soude également sur la cosse à souder (cosse relais du 0 V).

— Le fil rouge se soude au deuxième porte-fusible, à l'opposé des deux fils déjà soudés (il faut bien que le fusible serve à quelque chose).

— Le fil blanc se soude au premier porte-fusible, également à l'opposé des deux fils soudés précédemment.

D) Interconnexion des transistors de puissance aux modules 275 (G)

Les fils d'interconnexions ayant été repérés, on ne peut

faire d'erreur. Rappelons tout de même les couleurs :

- Bleu — base
- Rouge — émetteur
- Blanc — émetteur.

Les fils bleu et rouge sont à raccorder aux modules 275 (G), tandis que les fils blancs sont à connecter à l'alimentation ± 42 V suivant qu'il s'agit d'un MJ802 ou d'un MJ4502.

La figure 44 précise le travail à effectuer.

Les émetteurs des transistors de puissance sont donc à relier aux porte-fusibles.

Reste à glisser les deux câbles H.P. dans le passe-fil, le cordon secteur que l'on relie au primaire du transformateur après l'avoir également fait glisser dans le même passe-fil.

Les câbles H.P. se termineront par des prises DIN 2 broches (prises pour prolongateur et non prises châssis).

Là, attention à la mise en phase des H.P., il faut que le câblage des deux prises soit identique. Pour cela on se sert d'un contrôleur commuté en ohmmètre.

L'un des cordons du contrôleur est relié au 0 V (cosse à souder servant de relais), tandis que l'autre cordon sert à sonner les câbles H.P. Lorsque l'aiguille dévie, on a repéré le (-) du cordon H.P. Ce fil est donc à souder au (-) de la prise DIN (c'est la borne plate de la prise).

9. MISE SOUS TENSION DES MODULES 275 (E) et 275 (G)

Si on a bien travaillé, on va être récompensé. Le bloc de puissance est prêt à fonctionner. Il suffit d'injecter un signal provenant d'un tuner par exemple aux câbles blindés des modules de puissance. Dès la mise sous tension, l'amplificateur doit fonctionner correctement, attention si on n'a pas oublié de mettre deux fusibles de 1,6 A dans les deux porte-fusibles, bien entendu.

Si le tuner ne possède pas de contrôle de volume, il sera nécessaire de prévoir des potentiomètres de 10 k Ω aux entrées des deux blocs de puissance 275 (G), afin de pouvoir doser le niveau de la modulation.

10. MISE EN PLACE DE L'ALIMENTATION 275 (F) + 38 V et + 42 V DANS LE COFFRET DE L'AMPLIFICATEUR

A) Réalisation du boîtier

On utilise une boîte Retex-box (même fournisseur que pour le coffret de l'amplifica-

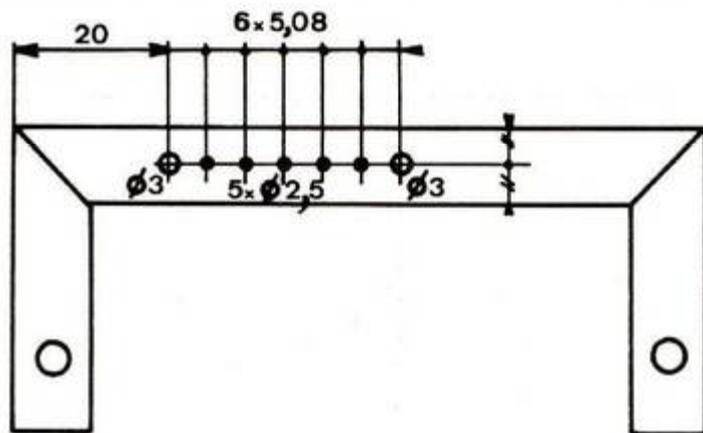
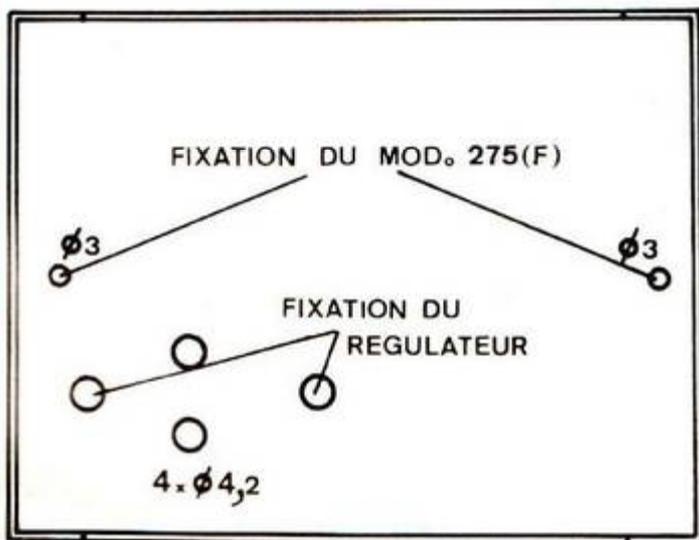


Fig. 45

teur) modèle Minibox, portant la référence 6601. Celle-ci se compose de deux parties qui coulissent l'une dans l'autre.

Le plan de perçage est celui de la figure 45. On travaillera avec précision, surtout pour les trous espacés de 5,08 mm (il est utile de se servir d'une grille).

Le repérage des deux trous de fixation du module 275 (F) se fait directement avec celui-ci, en le centrant au fond du coffret. Les deux trous se font à \varnothing 3,2 mm.

Ensuite, on effectue les perçages pour la fixation du régulateur 15 V en boîtier TO3. Sa place au fond du boîtier n'a pas une grande importance. Pour avoir une bonne précision de l'emplacement des quatre trous, on utilise une feuille de mica isolante. Avec un feutre, on marque les quatre trous et il ne reste plus qu'à les centrer avec un pointeau. On perce ces quatre trous à \varnothing 4,2 mm.

B) Mise en place du régulateur et du module dans le boîtier

Se reporter à la figure 46. On commence par fixer le régulateur 15 V. Le chapeau de celui-ci devant se trouver à l'intérieur du boîtier. On isole le socle de ce régulateur, du coffret, avec une feuille de mica, et on utilise deux canons isolants pour visserie de \varnothing 3,2 mm. La liaison au boîtier TO3 s'effectue avec une cosse à souder (même principe que pour les quatre transistors de puissance).

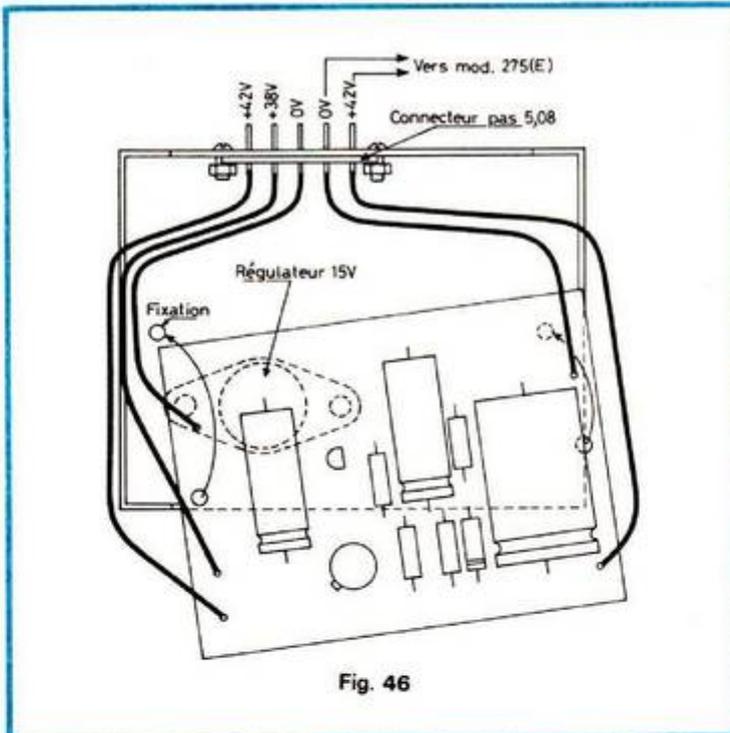


Fig. 46

Le régulateur mis en place, on fixe les connecteur 5 broches au pas de 5,08 avec de la visserie de 3,2 mm. Ce connecteur peut être fixé à l'intérieur ou à l'extérieur du coffret, le plus important est de vérifier à l'ohmmètre que les cinq « pins » ne touchent pas le boîtier métallique.

On place ensuite à l'intérieur du coffret le module 275 (F) en disposant entre CI et coffret deux entretoises de 3 x 10 mm. On utilise à cette fin de la visserie de 3 x 16 mm.

Le raccordement du module au connecteur s'effectue suivant la figure 46.

C) Câblage du régulateur

Le câblage est celui de la figure 47. Les deux « pins »

de ce régulateur se trouvent donc à l'extérieur du boîtier 6601.

Etant encapsulé dans un boîtier TO3, on peut comparer ce régulateur à un transistor de puissance, la base devenant l'entrée non régulée, l'émetteur la sortie régulée + 15 V et le collecteur la référence 0 V.

On soude donc deux fils torsadés de 15 cm de longueur environ pour le collecteur et la base de ce régulateur :

Base — fil rouge (+ 24 V)

Collecteur — fil bleu (0 V)

Puis on fait de même avec deux fils torsadés de 30 cm de longueur pour le collecteur et l'émetteur :

Emetteur — fil blanc (+ 15 V régulé)

Collecteur — fil bleu (0 V)

Les fils torsadés bleu et rouge vont se souder à la sortie de l'alimentation stabilisée + 24 V du module 275 (E), en respectant bien entendu les polarités (+) et (-).

Les fils torsadés bleu et blanc iront alimenter en + 15 V le module commutateur électromécanique 275 (C).

Avant de remettre en place le couvercle de ce coffret, il faut couper l'une des deux tôles parallèles sur une largeur de 10 mm, à cause du connecteur.

D) Nomenclature des composants

1 coffret Minibox n° I-I code 6601 (voir Teralec).

1 régulateur 15 V (SFC2815RC Sescosem par exemple) avec mica et canons isolants ou LM340K 15 (voir : Saint-Quentin Radio).

1 connecteur 5 contacts au pas de 5,08, mâle + femelle (voir : ACER).

Visserie de 3,2 mm.

2 entretoises de 3 x 10 mm.

E) Nota

Ce boîtier se fixera au fond du coffret de l'amplificateur grâce à deux des vis Parker fournies avec le boîtier, les vis étant vissées bien entendu de l'extérieur du coffret de l'amplificateur.

(à suivre)

B. DUVAL

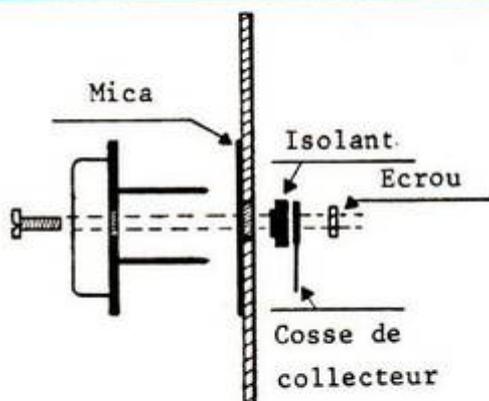


Fig. 47 a

SFC 2815RC



Le collecteur est relié au boîtier

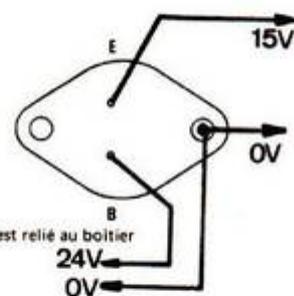


Fig. 47 b

MESURE EN LECTURE DIRECTE DE LA CAPACITE D'UN CONDENSATEUR

C'EST un problème bien connu de l'amateur que d'avoir à déterminer la valeur d'une capacité ou de vérifier celle qui figure sur le corps d'un condensateur douteux. La prolifération des montages RC (oscillateurs, filtres, correcteurs, intégrateurs, etc.) nécessitent souvent la connaissance assez précise des valeurs des condensateurs associés.

Les condensateurs de découplage ou de liaison, de forte capacité doivent aussi être vérifiés dans des conditions raisonnables de simplicité de manipulation avec une précision moyenne.

Or, si tout laboratoire, aussi modeste soit-il, possède, avec son multimètre, un précieux auxiliaire, capable, entre autres, de mesurer très correctement les résistances, il est rare de trouver un bon capacimètre qui rende les mêmes services avec les condensateurs.

Il est donc de l'intérêt de l'amateur de réaliser un tel appareil, d'autant que sa construction est relativement aisée.

Nous décrivons préalablement un petit appareil capable de déterminer la valeur d'un condensateur chimique avant de passer en revue les différents montages de mesure en lecture directe pour terminer par la description d'un capaci-

mètre simple couvrant les valeurs les plus courantes des condensateurs manipulés par l'amateur.

MÉTHODE DE LA DÉCHARGE

Pour mesurer la capacité d'un condensateur, il faut utiliser les propriétés particulières que possède ce composant. La plus évidente est la faculté de se charger à une certaine valeur de tension et de se décharger dans un temps donné dans une résistance de valeur connue.

La figure 1 représente le montage de base. On utilise une pile de f.e.m. E, le condensateur C, une résistance R et un commutateur à bascule; on ne peut imaginer montage plus simple.

Si la résistance de la source (pile) est faible, ce qui est toujours pratiquement le cas, le condensateur se charge quasi instantanément à la valeur E, lorsque le commutateur est sur la position de gauche. On peut alors, par basculement du commutateur, décharger le condensateur dans la résistance.

L'allure de la variation de tension aux bornes du condensateur correspond à la courbe exponentielle décroissante de la figure. A chaque instant la valeur U de la tension est donnée par la formule bien connue :

$$U = E \cdot e^{-t/RC}$$

t étant le temps écoulé depuis T_0 et e la base des logarithmes népériens.

Sans entrer dans le détail, indiquons qu'au bout d'un temps $T = RC$, le condensateur aura perdu 63,2 % de sa charge. Cette loi est vraie pour

tout circuit analogue à celui de la figure quelle que soit la valeur de la tension de charge.

Dès lors, pour déterminer la valeur de la capacité, il suffira de mesurer le temps mis pour que la tension aux bornes de C passe de E à 0,368E, en utilisant un chronomètre.

Ainsi, la valeur de la capacité sera :

$$C (\mu F) = \frac{I (s)}{R (M\Omega)}$$

Par exemple, si $R = 1 M\Omega$, $T = 10 s$ avec $r_i = 10 M\Omega$ on aura $C = 10 \mu F$.

La résistance interne du voltmètre devra être très grande ($r_i \geq 5R$). S'il n'en était pas ainsi, on utiliserait une formule telle que :

$$C = T/R' \text{ avec } R' = R \cdot r_i / (R + r_i)$$

On voit tout de suite que cette méthode, bien qu'assez rigoureuse, ne peut convenir qu'à des valeurs relativement

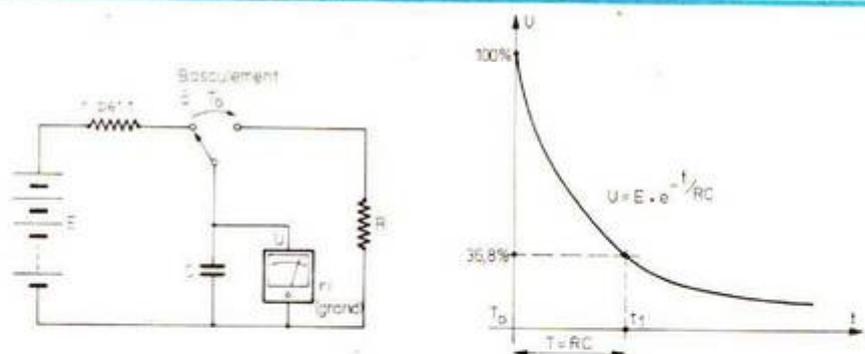


Fig. 1. - Mesure d'une capacité par l'évaluation du temps de décharge du condensateur correspondant :

$$C_{\mu F} = \frac{T \text{ sec}}{R M\Omega} \text{ si } U = 0,368E$$

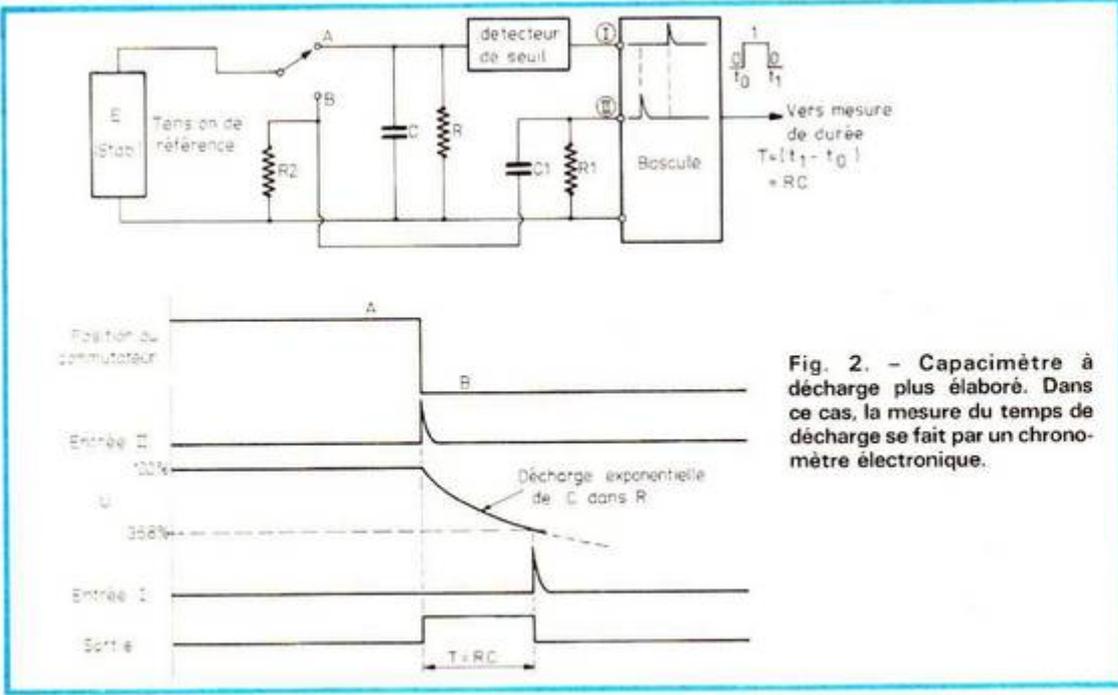


Fig. 2. - Capacimètre à décharge plus élaboré. Dans ce cas, la mesure du temps de décharge se fait par un chronomètre électronique.

2,7 V. En gardant le poussoir appuyé, on règle la tension par le potentiomètre de façon à lire exactement 2,7 V sur le multimètre, après stabilisation de la charge.

Si on relâche le poussoir, la tension décroît plus ou moins rapidement suivant la valeur de la capacité à mesurer dans la résistance calibrée. Il suffit donc de mesurer le temps mis pour passer de 2,7 V à 1 V pour connaître la valeur de C_x puisque l'appareil est étalonné directement en $\mu\text{F/s}$.

Cette manipulation requiert l'utilisation d'un chronomètre et demande un peu d'attention de la part de l'opérateur. Cet effort permet de réaliser une mesure dans des conditions assez satisfaisantes. La préci-

élevées de capacité (supérieures à quelques microfarads). En effet, le temps de décharge doit être suffisamment long pour être apprécié par un chronomètre manuel. Par ailleurs, la valeur et la polarité de la tension ne sont pas arbitraires et devront convenir aux caractéristiques du condensateur. La précision attendue ne sera pas meilleure que 10 %.

Pour élargir la mesure aux valeurs plus faibles de capacité et, en même temps, améliorer la précision, on mettra en œuvre le principe présenté sur la figure 2.

La tension E de référence sera régulée. Lorsque le commutateur est en A, le condensateur C est chargé à la valeur E. Dès que l'on bascule de A vers B, on envoie par différenciation ($R_1 C_1$) une courte impulsion sur l'entrée II au temps T_0 . Cette impulsion entraîne le changement d'état d'un bistable de 0 à 1. La tension aux bornes de C décroît exponentiellement par décharge dans R. Un dispositif détecteur à seuil enverra une autre impulsion en I dès que U aura atteint la valeur $U = 0,368 E$, déclenchant le rebasculé du bistable de 1 à 0. La largeur de l'impulsion sortant de la bascule pourra être mesurée par un chronomètre digital donnant ainsi,

après étalonnage correct, une valeur de capacité en lecture directe.

La précision de cette dernière méthode peut être grande (quelque %) si l'on dispose d'un temps de commutation très court. On pourrait s'affranchir de ce temps en branchant le circuit de différenciation en A. Dans ce cas, la position de repos serait B (aucune connexion). Dès que l'on passerait en A, une impulsion serait envoyée au temps T_0 . La résistance de charge de C sera montée en série et le détecteur de seuil réglé pour qu'il sorte une impulsion dès que U atteint 0,632E.

RÉALISATION PRATIQUE D'UN CAPACIMÈTRE À DÉCHARGE

L'appareil, présenté sur la figure 3a, est destiné à mesurer les très fortes capacités, supérieures à 100 μF . Il est prévu pour être associé à un multimètre dont la résistance interne est au moins de 20 k Ω /V. L'alimentation se fait par une pile de 4,5 V.

Lorsqu'on appuie sur le poussoir, le condensateur C_x se charge suivant la polarité indiquée, au voisinage de

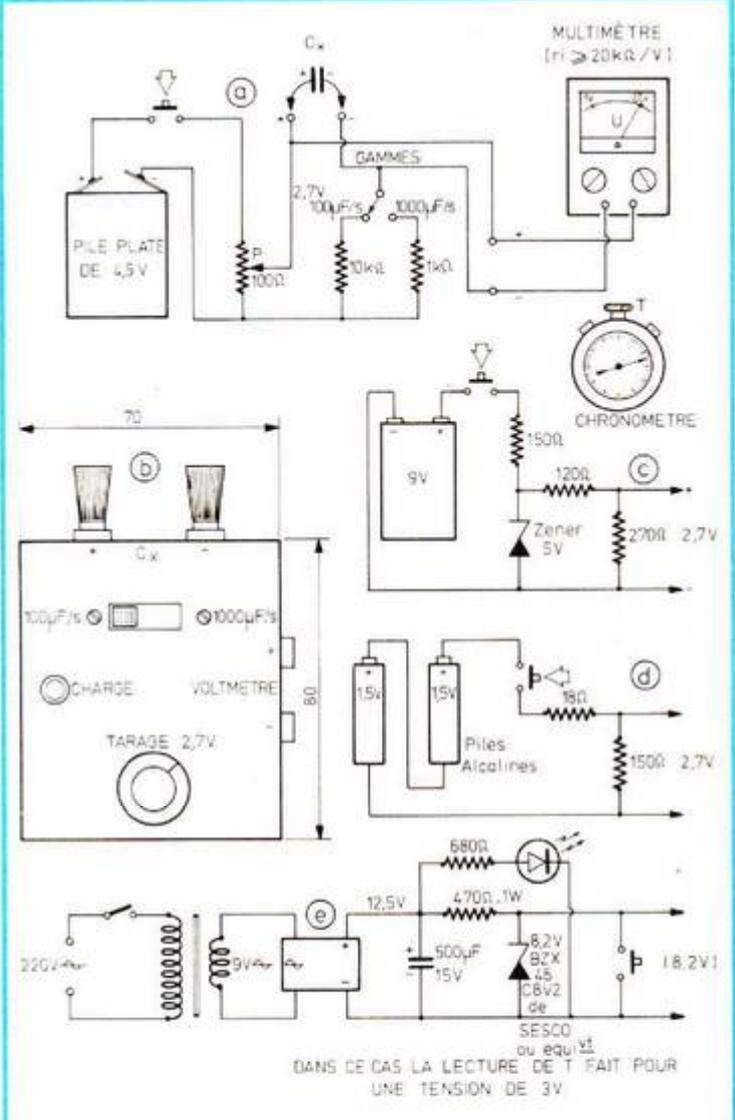


Fig. 3. - Mesures sur condensateurs électrochimiques par la méthode de décharge.

sion obtenue dépend de la valeur de la capacité, de la précision des composants et de l'habileté à mesurer le temps exact de décharge partielle.

Aucun étalonnage n'est nécessaire puisque l'on utilise des appareils mesurant la tension et le temps avec précision. On peut espérer obtenir des capacités à 10 % avec un peu de soin.

On notera que toute fuite du condensateur se traduira par la diminution apparente de sa capacité ce qui confère à ce test un certain intérêt pour détecter les condensateurs vétustes et défectueux dans les montages. Après avoir réglé la tension de charge exactement à 2,7 V sans condensateur, si la tension lue sur le multimètre après stabilisation de la charge avec Cx est inférieure à 2,7 V, c'est qu'il existe une fuite électrique dans le condensateur.

Les valeurs indiquées sur la figure s'appliquent au cas de l'utilisation d'un multimètre classique de 20 kΩ/V (échelle 3 V). Avec une résistance de multimètre plus élevée, on pourrait étendre les gammes de l'appareil à 10 μF/s.

On peut également améliorer les conditions d'utilisation du montage en court-circuitant la résistance de décharge pendant la charge ce qui rendra cette dernière quasi instantanée. On peut obtenir ce résultat avec un double interrupteur : une section commande le circuit de la pile, l'autre le court-circuit de la résistance.

L'appareil peut être contenu dans un petit coffret métallique de 80 x 70 x 70 mm, comme l'indique la figure 3 b.

D'autres versions d'alimentation peuvent être retenues qui évitent l'utilisation d'un potentiomètre.

Sur la figure 3c, une pile de 9 V alimente un circuit stabilisateur à diode zener. Un pont diviseur à faible impédance abaisse la tension à la valeur de 2,7 V.

Sur la figure 3d, on utilise des piles alcalines dont la pro-

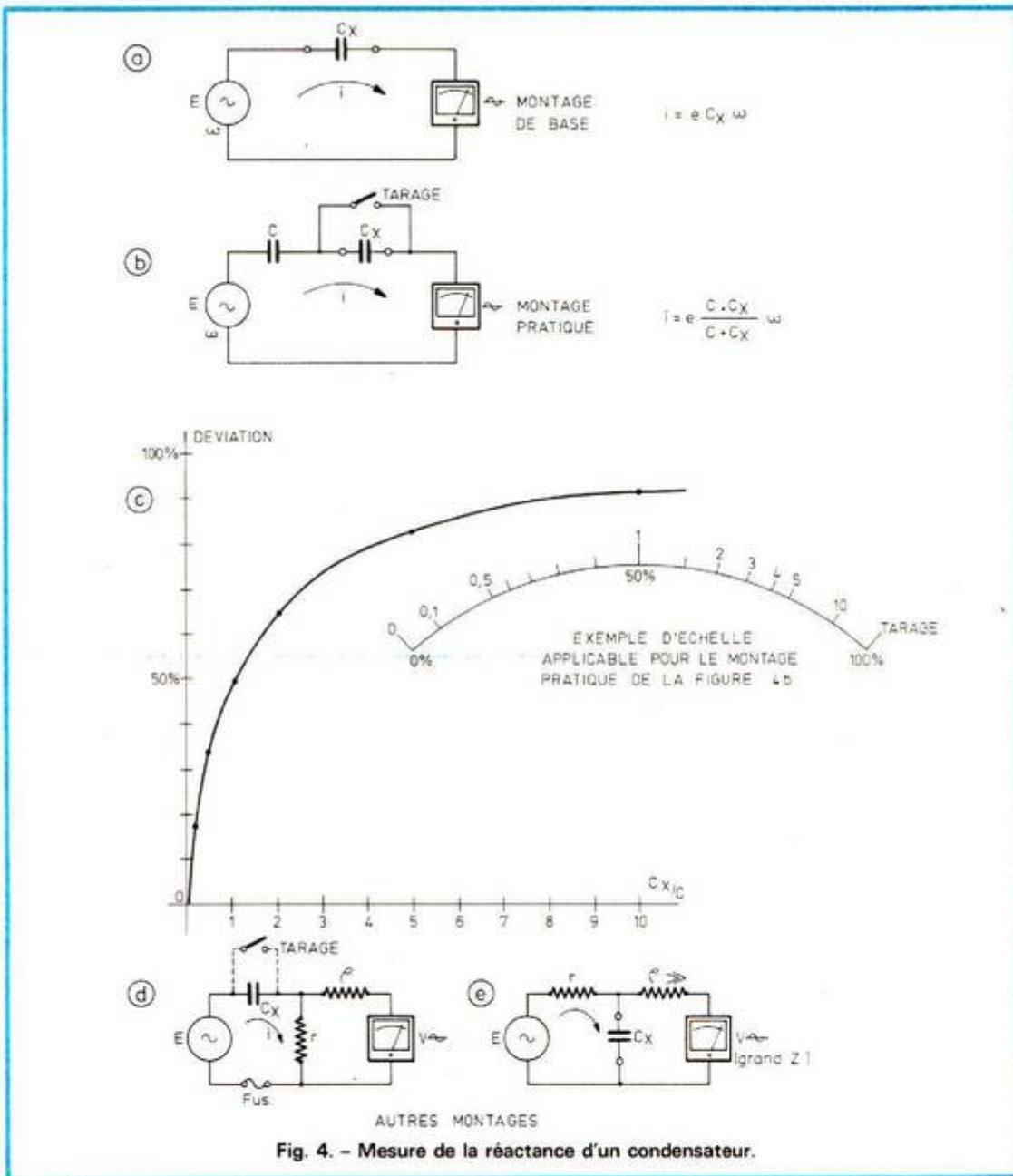


Fig. 4. - Mesure de la réactance d'un condensateur.

priété est de conserver une tension stable, très voisine de 1,5 V par élément, pendant toute leur durée de vie. Là aussi, un diviseur abaisse la tension à 2,7 V.

Nous présentons enfin en troisième un module d'alimentation secteur stabilisée à 8,2 V. Dans ce dernier cas, la tension plus élevée permet, en passant de 8,2 V à 3 V — ce qui revient au même que de passer de 3 V à 1 V — d'utiliser le multimètre sur une sensibilité moindre, donc avec une résistance plus élevée. On procède ici par court-circuit de la tension d'alimentation pendant la phase décharge, ce qui n'entraîne aucune consé-

quence sur l'alimentation. En relâchant le poussoir le condensateur se trouve automatiquement rechargé.

MESURE DE LA RÉSISTANCE D'UN CONDENSATEUR

Cette méthode consiste à mesurer la réactance d'un condensateur à une fréquence déterminée, de la même façon que l'on mesure la résistance d'un « résisteur » en continu.

Pour cela, on mesure le courant traversant le condensateur. Il est donc nécessaire de

disposer d'une source de tension alternative et d'un milliampèremètre alternatif. Le montage de base de la figure 4a illustre le principe de cette méthode. Soit Cx le condensateur à mesurer. On aura :

$$i = E.Cx.\omega$$

ce qui indique qu'à tension d'alimentation et fréquence constantes le courant est proportionnel à la capacité du condensateur. C'est ainsi que, par exemple, à 50 Hz, une tension de 10 V eff donnera un courant de 3,14 mA eff., à travers un condensateur de 1 μF dont la réactance, à cette fréquence est de 3,18 kΩ.

En réalité, le montage de

base de la figure 4a présente un grave défaut : si C_x est en court-circuit, le milliampère-mètre (ou microampère-mètre) a de fortes chances d'être détruit.

Un montage pratique en 4b indique une méthode de mesure légèrement différente mais plus sûre. Un condensateur C de référence est monté en série avec C_x . On règle la tension E de façon à obtenir une pleine déviation, lorsque le condensateur à mesurer est court-circuité par la clé de tarage. En position mesure, en relâchant la clé, on obtiendra une déviation telle que :

$$i = E \cdot \frac{CC_x}{C + C_x} \cdot \omega$$

Cette façon de procéder qui éloigne tout risque de destruction de l'appareil de mesure donne des indications qui ne sont plus linéaires, mais suivent une loi qui correspond à la courbe de la figure 4c sur laquelle est présenté conjointement une échelle graduée en C_x/C .

On observera que si l'on ne s'attache pas trop à la précision de lecture on pourra facilement utiliser l'échelle de 0,1 C à 10 C ce qui représente un rapport de 100. La meilleure précision relative sera obtenue au milieu d'échelle, pour C_x voisin de C .

On peut évidemment prévoir plusieurs gammes en commutant plusieurs valeurs de C . Cette méthode est parfois utilisée sur certains multimètres en liaison avec le secteur comme source alternative.

La sensibilité de la mesure est liée à la valeur de la tension et à celle de la fréquence. On aura donc intérêt à prendre des valeurs élevées pour ces deux paramètres, ce qui n'est pas toujours aisé : la fréquence est souvent celle du secteur (dans ce cas, un condensateur de 1 nF a une réactance de 3,18 M Ω). Quant à la tension, elle ne peut être trop forte sous peine de détruire le condensateur par claquage, ou de rendre la manipulation dangereuse pour l'opérateur.

Une autre façon d'exécuter cette mesure consiste à utiliser un voltmètre ou mieux millivoltmètre sensible et à haute résistance d'entrée. Ce type d'appareil a déjà été décrit dans notre rubrique du laboratoire d'amateur (voir, en particulier, les n° 1490, pages 179 à 183, 1499 pages 213 et 214, 1503 pages 167 à 176). Les montages des figures 4d et 4e sont de ce type.

En 4d, le condensateur est monté en série avec la source et une résistance de faible valeur avec, éventuellement, un fusible de protection. Si r est très petit devant la réactance du condensateur, soit $1/C_x \cdot \omega$, on aura :

$$V_r = r \cdot E \cdot C \cdot \omega$$

qui est sensiblement proportionnel à C .

On obtient donc une échelle linéaire. La mesure de la tension aux bornes de r se fait sans aucun problème. En court-circuitant les bornes de C_x , on peut effectuer un tarage : ceci implique une impédance de source alternative très basse. Par exemple, si $r = 100 \Omega$, $C_x = 1 \mu F$, $E = 10 V$ eff, $f = 50 Hz$, on obtiendra : $V_r = 312 mV$ eff.

La méthode de mesure correspondant au montage de la figure 4e fait aussi appel à un voltmètre alternatif à grande impédance. Dans ce cas, cependant, la tension est mesurée aux bornes du condensateur. La résistance R a une grande valeur devant la

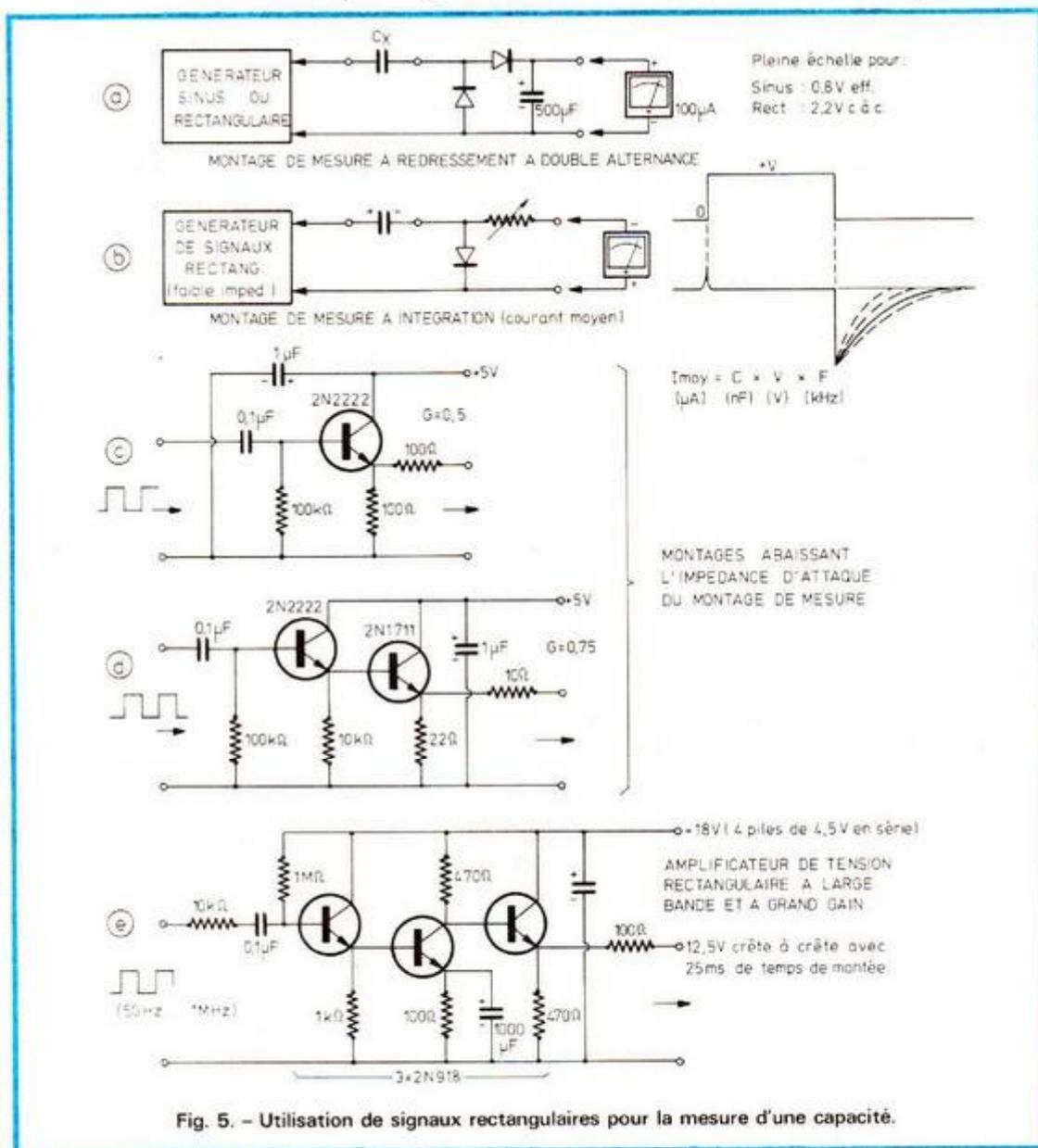
réactance du condensateur à mesurer. La valeur de la tension est alors :

$$V = \frac{E}{\sqrt{R^2 + C_x^2 \cdot \omega^2 + 1}}$$

La loi n'est plus linéaire mais présente une particularité intéressante qui est la dilatation de l'échelle pour les faibles valeurs de C_x .

Dans ce cas, par exemple, si : $f = 50 Hz$, $R = 100 k\Omega$, $C_x = 0,1 \mu F$, $E = 10 V$, on obtiendra $V = 3 V$ eff.

Les méthodes de mesure utilisant les montages des figures 4d ou 4e ont tout intérêt à être mises en œuvre à fréquence relativement élevée (par exemple 1000 Hz ou plus) pour être assez sensibles dans la mesure des condensateurs de faible capacité.



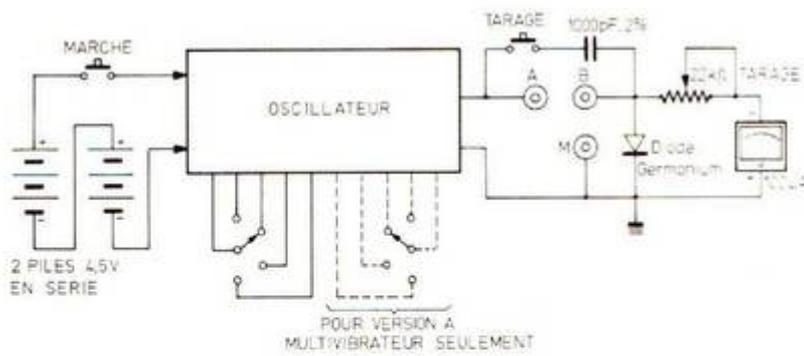


Fig. 6. - Schéma du capacimètre à lecture directe.

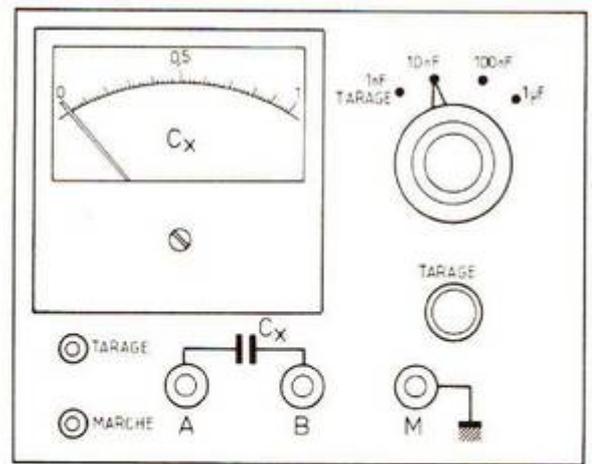


Fig. 7. - Présentation de la face avant du capacimètre.

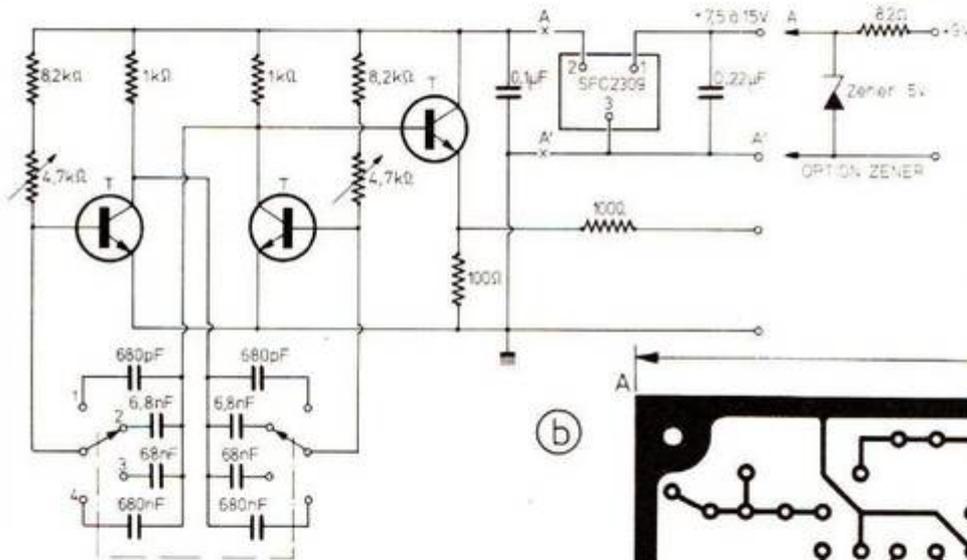
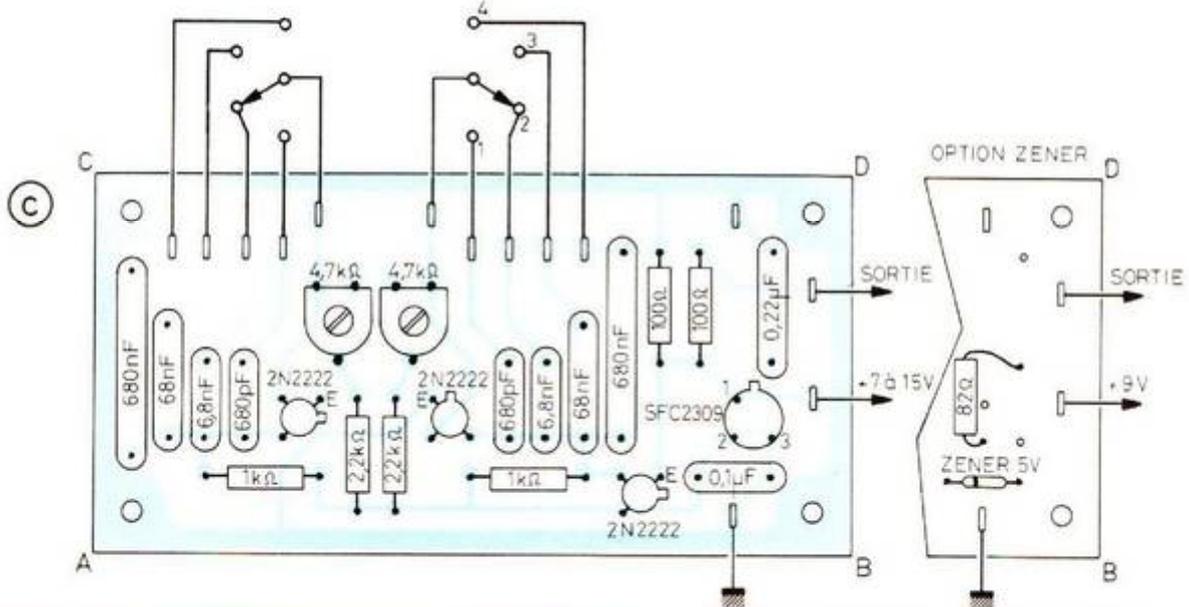
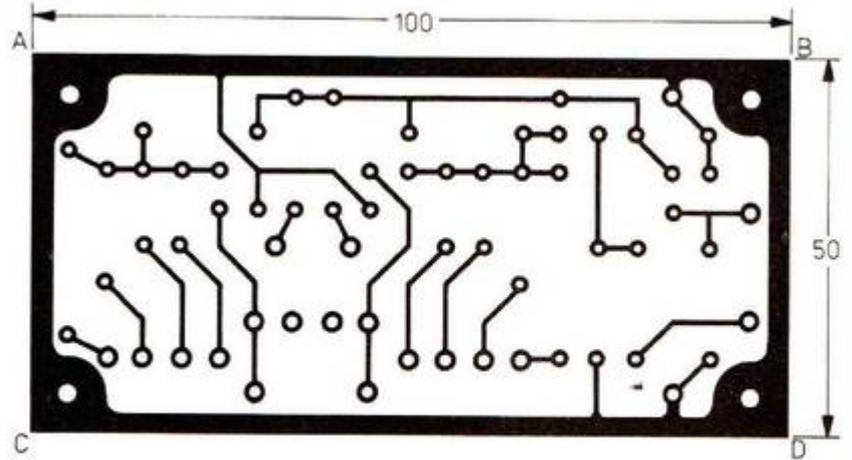


Fig. 8. - Oscillateur (version à multivibrateur).



MESURE D'UNE CAPACITÉ AVEC DES SIGNAUX RECTANGULAIRES

Examinons le montage de la figure 5a. Il rappelle le montage de base de la figure 4e pour la mesure de la réactance du condensateur. Il comporte un générateur sinusoïdal ou rectangulaire à faible impédance de sortie et un dispositif de redressement à double alternance alimentant un microampèremètre. En supposant que la réactance du condensateur soit relativement faible (par exemple $0,1 \mu\text{F}$ à $1\,000\text{ Hz}$), on pourrait obtenir une déviation totale du microampèremètre pour une tension d'entrée sinusoïdale de 800 mV eff . On pourrait aussi observer que la déviation serait la même pour une tension rectangulaire de même fréquence, ayant une tension crête à crête sensiblement identique à celle de la tension sinusoïdale.

D'autre part, la déviation est proportionnelle à la fréquence du signal.

On peut donc réaliser un montage de mesure fonctionnant parfaitement avec des signaux rectangulaires qui sont particulièrement faciles à produire (par un multivibrateur, par exemple).

Un montage plus simple a été décrit sur la figure 5b. Il ne comporte qu'une simple diode et une résistance de tarage en série avec le microampèremètre.

Le générateur fournit des signaux rectangulaires d'amplitude et de fréquence variables avec une faible impédance de sortie. Lorsque la tension passe de 0 à +V, le condensateur se charge en série avec le diode (sens passant). Lorsque la tension d'entrée s'annule, le condensateur se décharge à travers le circuit comprenant le galvanomètre en série avec sa résistance de tarage et la résistance

de source (très faible). Le courant moyen obtenu est :

$$I_{\text{moy}} = C_x \cdot V \cdot f$$

avec :

I_{moy} (μA)

C_x (nF)

V (volts crête)

f (kHz)

Par exemple, $I = 500 \mu\text{A}$, avec $C_x = 50\text{ nF}$ et $E = 10\text{ V}$ crête à 1 kHz .

Il est indispensable que l'impédance de sortie du générateur soit faible sinon, nous préconiserons d'utiliser l'un des montages décrits sur les figures 5c, d ou e.

Les deux premiers montages sont assez simples ; ils n'élèvent pas la tension mais abaissent correctement l'impédance.

Le montage 5e est plus éla-

boré. Il permet d'obtenir une tension crête à crête de $12,5\text{ V}$ avec 25 nS de temps de montée entre 50 Hz et 1 MHz . L'impédance d'entrée est de plusieurs centaines de $\text{k}\Omega$ à 1 kHz . La sortie maximale sur $200\ \Omega$ est obtenue à partir d'une tension de 1 V crête à l'entrée. Le débit de l'alimentation est alors voisin de 15 mA .

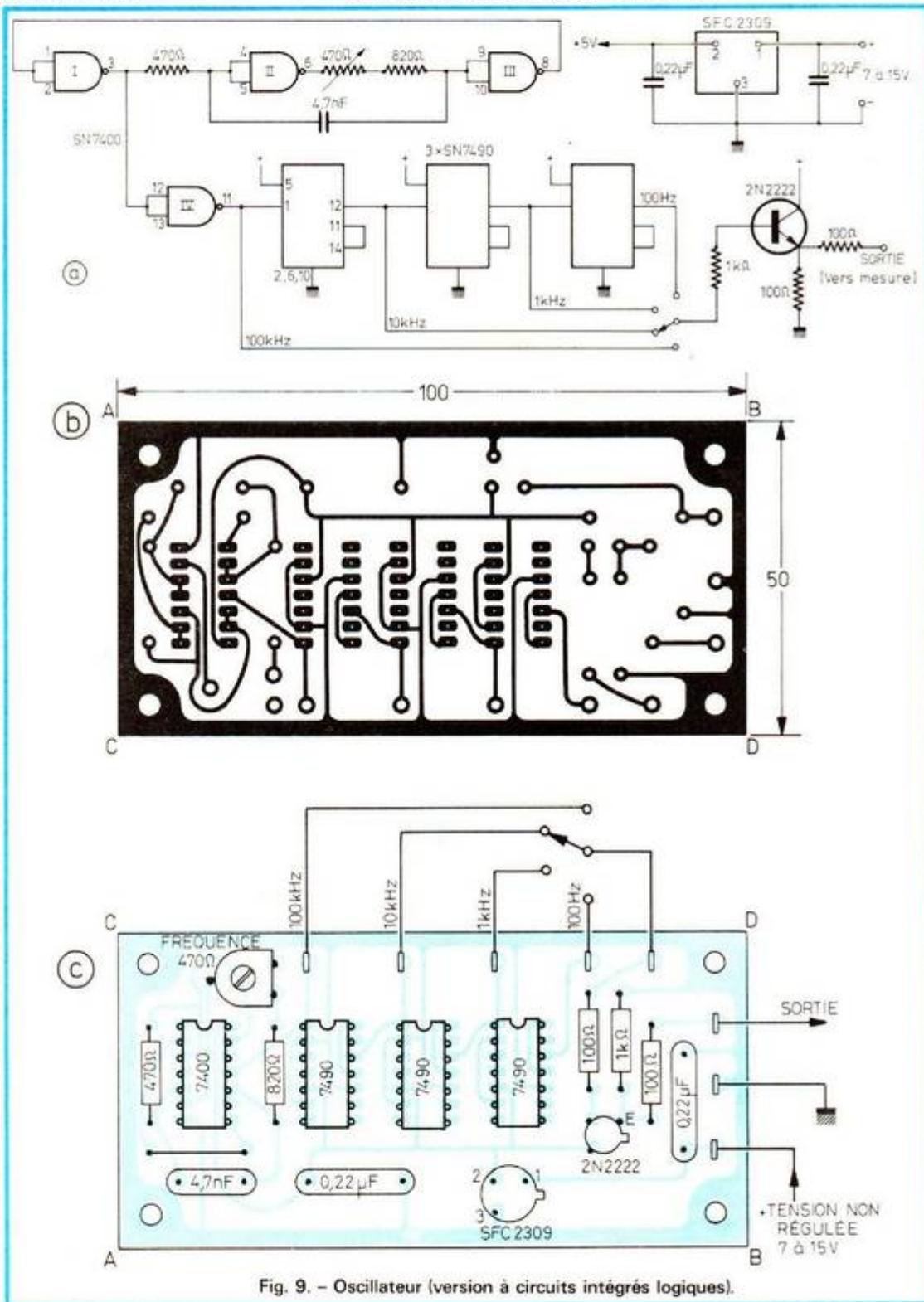


Fig. 9. - Oscillateur (version à circuits intégrés logiques).

CAPACIMÈTRE À LECTURE DIRECTE

Il est proposé la réalisation d'un capacimètre à lecture directe dont le schéma de principe est représenté sur la figure 6. Il comporte un oscillateur à signaux rectangulaires à quatre valeurs fixes de fréquence commutables, un circuit de mesure comportant, notamment un microampère-mètre de $100 \mu\text{A}$ et un dispositif de tarage.

L'alimentation est constituée de 2 piles de 4,5 V en série, mises en service par un bouton poussoir.

Il existe deux versions d'oscillateur qui seront décrites plus loin.

Les quatre fréquences générées vont de 100 Hz à 100 kHz , ce qui permet d'obtenir quatre gammes de mesure respectivement $1 \mu\text{F}$, 100 nF , 10 nF et 1 nF ce qui correspond aux valeurs les plus répandues dans les montages audio-fréquence (à l'exception, toutefois, des chimiques de forte valeur pour lesquels la connaissance précise de la capacité n'est pas primordiale et qui peuvent être testés par une méthode simple du genre de celle que nous avons décrite au début de cet article).

Le tarage s'opère sur la gamme 1 nF en pressant un poussoir qui met 1 nF en parallèle sur les bornes de mesure A et B, et en réglant le potentiomètre pour une pleine déviation du microampère-mètre.

La présentation de la face avant ($120 \times 150 \text{ mm}$) est indiquée sur la figure 7. La position des poussoirs marche et tarage est prévue de façon à ne pas gêner la lecture de l'appareil ni les manipulations sur les bornes A et B et les boutons de réglage. La borne M est réunie à la masse. Elle peut être utile si l'on a à faire une mesure sur un condensateur fixé sur un circuit dans un montage, ou si l'on souhaite utiliser la tension rectangu-

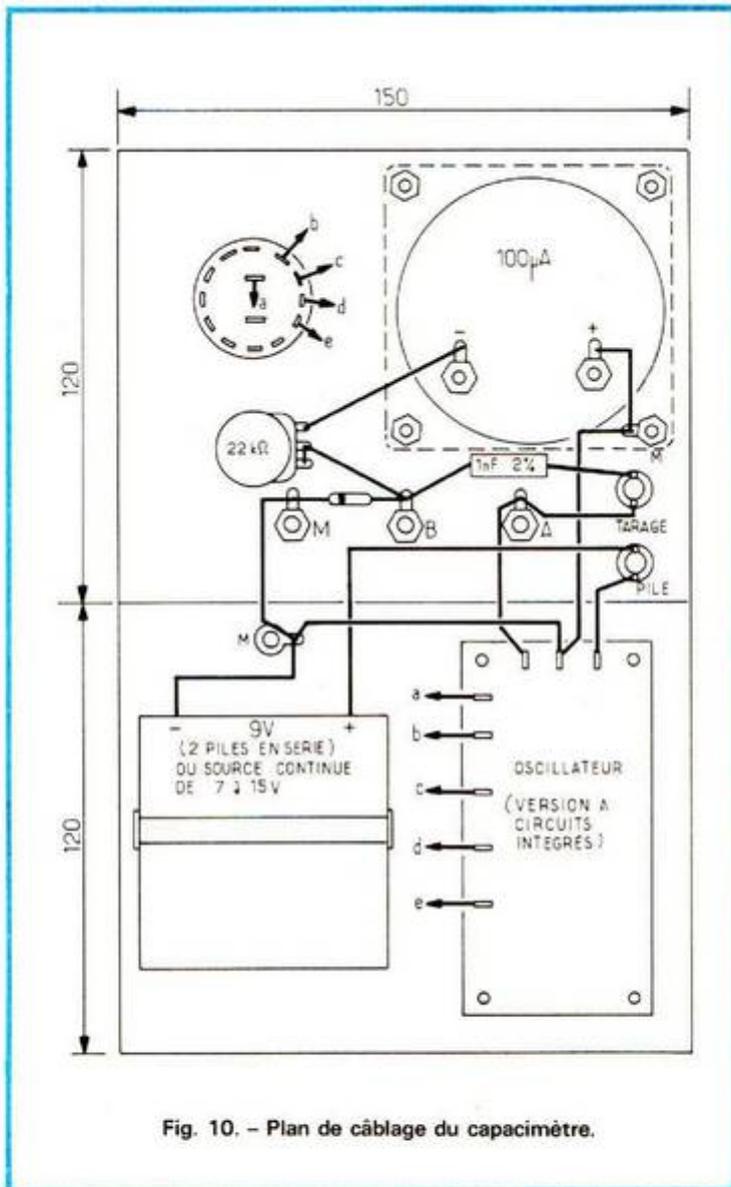


Fig. 10. - Plan de câblage du capacimètre.

laire sortant de l'appareil pour toute application.

Il existe donc deux versions d'oscillateur : l'une utilise le bon vieux multivibrateur facile à construire (fig. 8), l'autre est un montage n'utilisant pratiquement que des circuits logiques (fig. 9).

Le multivibrateur symétrique de la figure 8 avait déjà été décrit dans un montage précédent. Sa structure est classique : les condensateurs de liaison sont fixes. Les résistances de base seront réglées de façon à obtenir la fréquence la plus proche de 100 kHz sur la gamme 1 et la meilleure symétrie possible.

La tension rectangulaire prélevée sur l'un des collecteurs est envoyée sur la base d'un transistor séparateur et

abaisseur d'impédance. La sortie s'opère sur l'émetteur avec une résistance de protection en série.

Pour obtenir une tension de sortie stable il est nécessaire de stabiliser la tension d'alimentation : c'est le rôle du régulateur intégré SFC 2309 ou équivalent, que l'on peut remplacer par une simple diode zener, comme l'indique la figure 8a.

Les figures 8b et 8c montrent les caractéristiques de la carte imprimée et la disposition des composants. On notera que les condensateurs commutables doivent être aussi précis que possible.

La version à circuits intégrés logiques, présentée sur la figure 9, est plus attrayante.

Le quadruple NAND SN7400 est monté en oscillateur 100 kHz à RC (on aurait pu utiliser un quartz, mais cette solution aurait été beaucoup plus onéreuse). La fréquence est déterminée par une rétroaction sélective dont on peut régler les caractéristiques au moyen d'une résistance variable.

La quatrième porte du 7400 est utilisée pour la séparation et la mise en forme. On obtient les trois autres fréquences par division décimale au moyen de diviseurs SN7490, branchés de façon à obtenir des signaux symétriques. La sélection par commutation est plus simple dans ce cas. Un transistor de sortie monté en émetteur follower a pour mission d'abaisser l'impédance et d'assurer la séparation.

L'alimentation est réglée sur 5 V au moyen d'un SFC2309. Il n'est pas préconisé d'utiliser un régulateur par diode zener dans ce cas.

On s'attachera à obtenir un bon réglage, stable sur 100 kHz en utilisant un fréquencemètre digital, ou, plus simplement en établissant un battement sur un petit poste placé à proximité et réglé sur l'émetteur de Droitwich (200 kHz). Les autres fréquences étant successivement et rigoureusement divisées par 10 l'étalonnage de l'appareil sera excellent et l'on pourra espérer obtenir une précision de lecture à pleine échelle égale ou meilleure que 3% .

Un plan de câblage est représenté sur la figure 10. Le coffret ($150 \times 120 \times 120 \text{ mm}$) est très largement suffisant pour recevoir tous les éléments et permettre un câblage très « aéré » qui évitera que des capacités parasites trop importantes ne faussent les indications sur la gamme 1 nF .

Pour simplifier, on peut supprimer l'accès au circuit de tarage et monter le potentiomètre à l'intérieur de l'appareil.

J.C.

CHENILLARD EXTENSIBLE A THYRISTORS — ET TRIACS

Sur le chenillard de type classique, celui décrit ci-dessous a essentiellement l'avantage d'être extensible, c'est-à-dire qu'on peut commencer avec trois ou quatre ampoules seulement, et en ajouter, par la suite, tout nombre désiré, plusieurs dizaines, si on veut. Aucune régulation d'alimentation n'est nécessaire, car le fonctionnement n'est pas basé sur un circuit intégré de comptage, mais sur un anneau à thyristors. Cela permet de subdiviser le circuit de distribution (vers les ampoules) en autant de petites unités qu'il y a d'ampoules, chacune de ces unités pouvant être installée au voisinage immédiat de l'ampoule correspondante. Pour la liaison entre deux unités consécutives, 4 fils suffisent (en plus d'un retour de la dernière à la première), si bien qu'on peut réaliser des guirlandes faciles à installer et à prolonger.

De plus, le circuit de com-

mande de l'appareil est conçu de façon à éviter toute perturbation radioélectrique, due à la commutation de triacs. Et finalement, le montage permet une certaine possibilité de programmation, consistant dans le cheminement simultané de plusieurs allumages, ou encore dans le déclenchement manuel de défilements fugitifs.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le compteur en anneau à thyristors nécessite, normalement, en dehors des deux conducteurs d'alimentation, une connexion de transfert entre deux étages consécutifs, une ligne commune dite d'horloge, sur laquelle on transmet

les impulsions qui doivent déclencher les transferts, et aussi une ligne de retour, fermant l'anneau.

Or, dans le schéma de principe de la figure 1, aucune ligne d'horloge n'apparaît, et les quatre étages représentés sont nettement plus simples que ceux d'un compteur en anneau de type courant. Cette simplification a été possible du

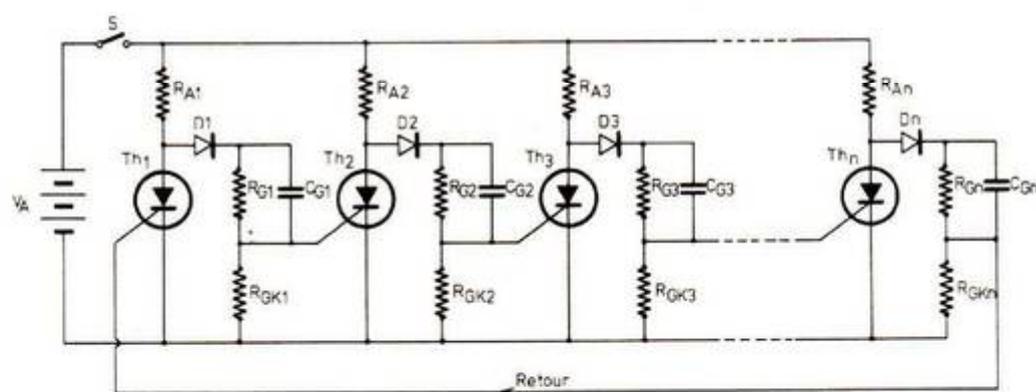


Fig. 1. — Dans cet anneau de comptage à thyristors, l'habituel signal « horloge » a été remplacé

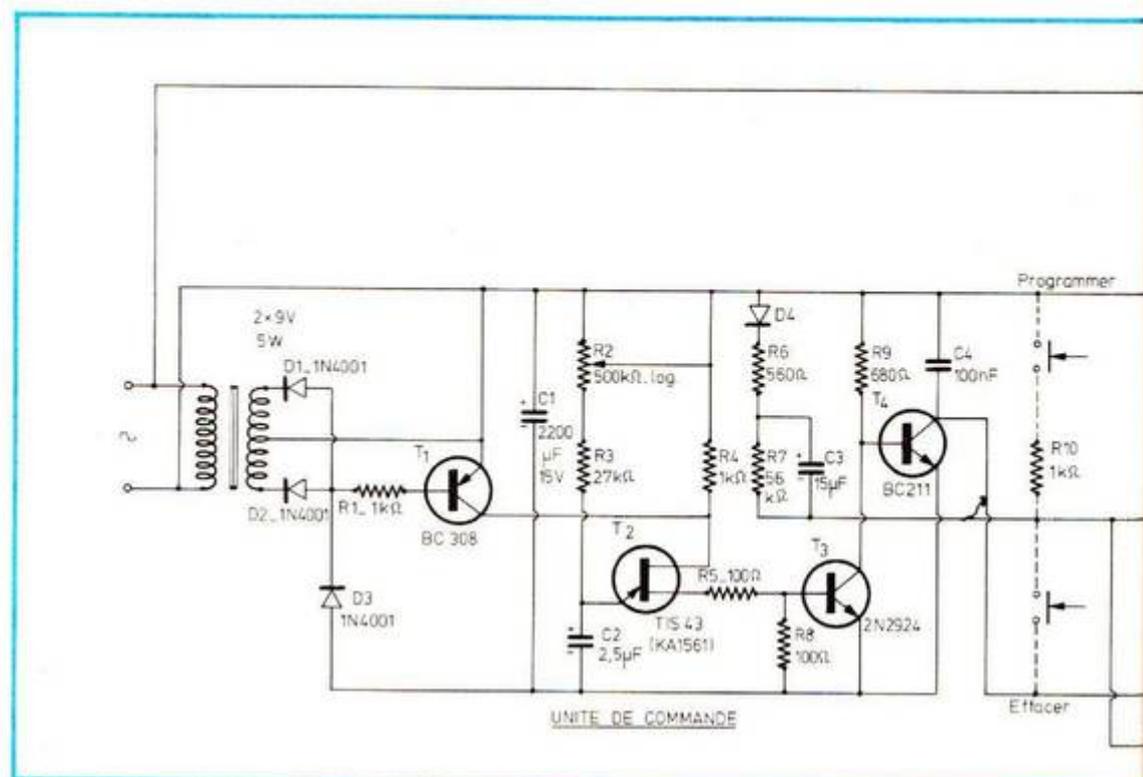
par des interruptions cadencées de l'alimentation.

fait que l'information « horloge » se trouve transmise par la ligne d'alimentation, et ce au moyen de l'interrupteur S (fig. 1, à gauche) qu'on ouvre, périodiquement (et électroniquement) pendant un temps très bref, chaque fois qu'on désire que l'allumage progresse d'un échelon.

Pour comprendre l'action d'une telle « horloge à interruptions », on pourra admettre que, au départ, le thyristor T_{h1} de la figure 1 est conducteur (tension pratiquement nulle entre A et K), et ce depuis un temps suffisant pour qu'une éventuelle charge de C_{G1} ait eu le temps de s'écouler dans R_{G1} . Or, les autres thyristors de l'anneau étant bloqués, on observe une chute pratiquement nulle sur $R_{A2}, R_{A3}, \dots, R_{An}$, les diodes D_2, D_3, \dots, D_n conduisent et maintiennent les condensateurs $C_{G2}, C_{G3}, \dots, C_{Gn}$ en charge. La différence essentielle dans les états de fonctionnement réside ainsi dans le fait que C_{G1} se trouve déchargé, alors que les autres C_G sont tous chargés.

Pour faire progresser l'état de conduction, on coupe maintenant l'alimentation pendant une milliseconde environ. Le seul thyristor qui était conducteur à ce moment, T_{h1} , se bloquera aussitôt, du fait de cette absence d'alimentation. Mais on referme S si vite, que $C_{G2}, C_{G3}, \dots, C_{Gn}$ conservent pratiquement leur charge. Lors de cette remise sous tension, il n'y aura donc que très peu de courant dans D_2, D_3, \dots, D_n et par conséquent, la chute de tension que ce courant provoque dans $R_{GK2}, R_{GK3}, \dots, R_{GKn}$ est insuffisante pour déclencher les thyristors de l'échelon suivant, soit $T_{h3}, \dots, T_{hn}, T_{h1}$. Le thyristor précédemment conducteur (T_{h1}) reste donc bloqué.

Mais C_{G1} était déchargé au début de l'interruption d'alimentation, et puisqu'ensuite T_{h1} ne conduit plus, ce condensateur va demander une importante intensité de charge au circuit composé de R_{A1}, D_1 et R_{GK1} , et la tension



aux bornes de cette dernière résistance atteindra, de ce fait, une valeur largement suffisante pour provoquer le déclenchement de T_{h2} .

La période de repos qui débute maintenant, durera suffisamment longtemps pour que C_{G2} ait le temps de se décharger dans R_{G2} , si bien que, lors de la prochaine interruption d'alimentation, l'allumage puisse progresser vers T_{h3} .

En fait, rien ne « s'allume » encore dans le circuit de la figure 1, mais cela pourrait être le cas, si on remplace les résistances de charge R_A par des ampoules. Il est d'ailleurs parfaitement possible d'utiliser le montage de cette façon, si on se contente d'une puissance d'éclairage relativement réduite, c'est-à-dire en utilisant, par exemple, des ampoules de 48 V, 1 A. Mais déjà pour ces valeurs de tension et d'intensité, la réalisation de l'interrupteur électronique d'alimentation devient assez onéreuse, ne serait-ce qu'à cause de la taille et du prix du transformateur d'alimentation. Il est ainsi préférable de travailler directement

sur le réseau d'alimentation, en intercalant des triacs entre les thyristors et les ampoules correspondantes.

SCHEMA DÉTAILLÉ

Le dessin de la figure 2 montre, à gauche, l'unité de commande (équivalente à l'interrupteur S de la figure 1), et séparés par des traits-points, trois échelons d'allumage, tous identiques.

Dans l'unité de commande, les impulsions d'interruption sont produites par un transistor unijonction, T_2 , et la cadence de ces impulsions est ajustable, par R_2 , entre 0,2 et 5 secondes environ. La synchronisation est assurée par T_1 dont la base reçoit, du redresseur d'alimentation, une tension en demi-sinusoides juxtaposées, de façon que T_1 ne puisse se trouver bloqué qu'à la fin de chaque alternance, et ce, pendant une durée de l'ordre de la milliseconde. Pendant le reste du temps, T_1 constitue un court-circuit aux bornes de R_4 , et T_2 ne peut se déclencher que si ce court-cir-

cuit se trouve levé, et si, simultanément, la charge aux bornes de C_2 a atteint une valeur suffisante.

En d'autres termes, ce déclenchement de T_2 ne peut avoir lieu qu'à un moment où la sinusoïde de 50 Hz du réseau passe par zéro. Comme l'anneau à thyristors commute au même moment, tout en commandant un triac, ce dernier se trouve bien déclenché pendant un passage par zéro du 50 Hz, c'est-à-dire dans des conditions excluant toute perturbation radioélectrique notable. L'utilisateur du montage assure ainsi une « triple tranquillité » : celle de ses voisins, celle de sa conscience, et surtout celle du fonctionnement de son circuit. En effet, moyennant des connexions un peu longues, un montage non antiparasité pourrait parfaitement réagir sur lui-même et provoquer des séquences d'allumage assez cahotiques.

L'interruption d'alimentation est assurée par T_4 , c'est-à-dire dans le négatif de l'alimentation, mais cette différence par rapport à la figure 1 ne se répercute nullement sur le fonctionnement. Entre deux commutations successives

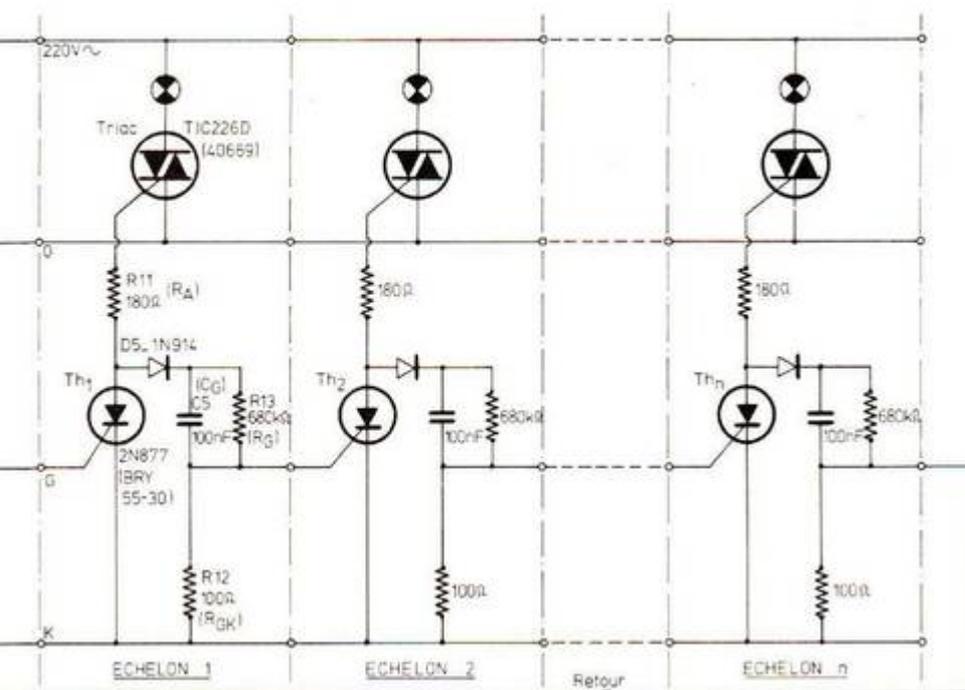


Fig. 2. - L'unité de commande, à gauche, produit de brèves interruptions de l'alimentation des échelons à thyristor et triac, et elle commande ainsi la progression d'allumage à un nombre en principe quelconque d'ampoules.

ves, T_4 se trouve saturé par l'intensité de base qu'il reçoit via R_9 . Or, au moment de la commutation, cette intensité se trouve dérivée par T_3 qui devient alors conducteur du fait de l'impulsion provenant de T_2 . Le condensateur C_4 , connecté sur la ligne de sortie, limite l'effet d'éventuelles perturbations.

POSSIBILITÉS DE PROGRAMMATION

Lors de la mise sous tension, le condensateur de filtrage d'alimentation, C_1 , se charge d'une façon suffisamment lente pour que, normalement, cette charge puisse se répercuter sur les condensateurs C_G des échelons connectés, d'une manière si progressive que la chute de tension sur aucune des résistances R_{GK} puisse atteindre une valeur susceptible de provoquer le déclenchement de l'un des thyristors. Pour qu'il y ait néanmoins une ampoule qui s'allume dès la mise sous tension, on a prévu le circuit composé de D_4 , R_6 , R_7 , C_3 . Sa constante de temps étant supérieure à celle du circuit de

filtrage d'alimentation, il maintient, dans la gâchette du premier thyristor, l'intensité nécessaire au déclenchement pendant un temps suffisant pour que ce thyristor puisse devenir conducteur. Ce dispositif d'allumage automatique

fonctionne, cependant, avec une petite restriction.

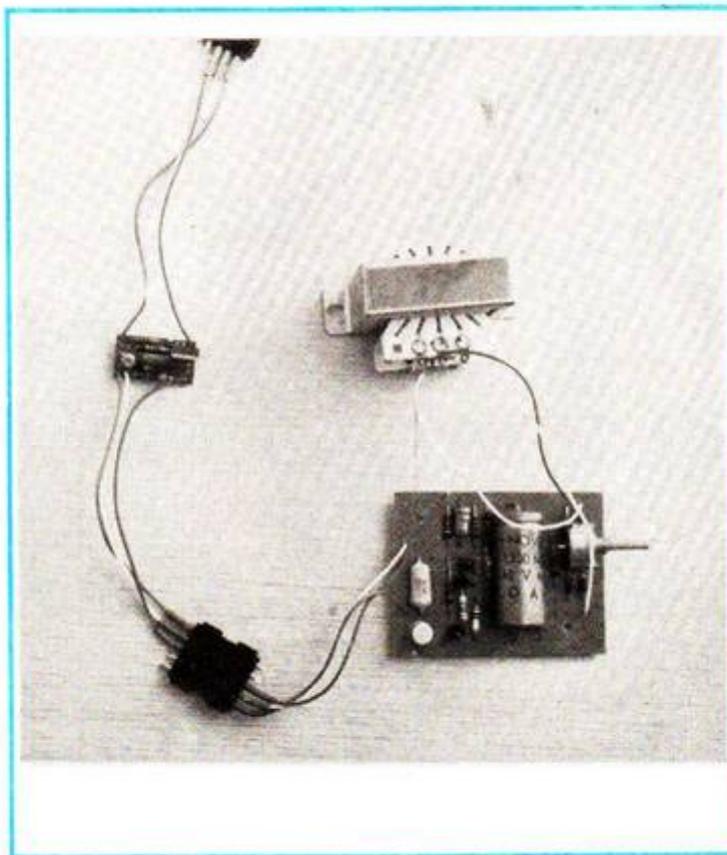
Quand on coupe l'alimentation du transformateur pour la rétablir aussitôt, le condensateur de filtrage d'alimentation n'aura pas eu le temps de se décharger, C_3 non plus, et tout

reste éteint. En cas de mauvais contact dans la prise de courant, ce même phénomène peut se produire.

On peut alors couper tout, attendre quelques secondes, puis remettre sous tension. Mais il est nettement plus simple de prévoir la touche « Programmer » de la figure 2 et qui permet, à tout instant, de commander, via R_{10} le déclenchement du premier thyristor.

Ce qui signifie, évidemment, qu'on peut aussi manœuvrer cette touche quand un premier allumage est déjà en train de cheminer sur l'anneau, et qu'on peut donc introduire un second, qui cheminera en même temps. Toutefois, la conception du circuit ne permet pas le cheminement simultané de deux allumages immédiatement consécutifs. Il faut toujours laisser au moins un « trou » entre deux allumages, c'est-à-dire en disposant de 10 ampoules, on ne peut en allumer que 5 à la fois.

Pour réduire le nombre des allumages simultanés, on dispose de la touche d'effacement. Elle n'éteint pas tout d'un seul coup (pour cela, il suffit d'arrêter l'appareil), mais seulement les allumages



qui, normalement, iraient de Th_n à Th_j .

Une autre possibilité de programmation peut être obtenue par l'insertion d'un interrupteur dans la ligne de retour. Tout cheminement qu'on programme s'arrête alors nécessairement au dernier thyristor, et cela permet, par exemple, de lancer manuellement des « éclairs » mobiles, au rythme d'une musique. Si, lors d'un tel type de fonctionnement, on constate que Th_j s'allume sans être commandé, il suffit de connecter une résistance de 560Ω entre gâchette (G) et cathode (K) de ce thyristor.

RÉALISATION ET INSTALLATION

Les transistors, thyristors et triacs du montage peuvent être remplacés par une multitude de types équivalents ou semblables. Quant aux thyristors, on évitera cependant des types donnés pour une intensité de 2 A ou plus, car ils risquent de demander une intensité de gâchette supérieure à celle que le montage peut fournir.

Les triacs indiqués sont capables d'une intensité de commutation de 8 A. Si on se contente d'ampoules de moins de 250 W, on peut les utiliser sans radiateur. Dans le cas contraire, il est préférable de ne pas les monter sur un circuit imprimé, car la section des conducteurs risque alors d'être insuffisante.

La figure 3 montre la conception de la platine imprimée du module de commande, avec ses connexions externes. La disposition pratique des modules d'échelon est donnée par la figure 4. Ces modules sont tous identiques. On connecte le premier sur le module de commande, alors que sur le dernier, on laisse ouvertes les sorties « O » et « K », tandis que la sortie « G » est à ramener sur l'entrée « G » du premier.

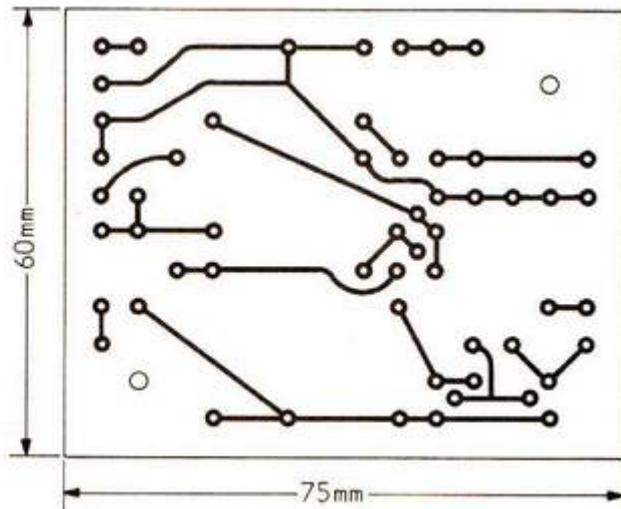


Fig. 3a

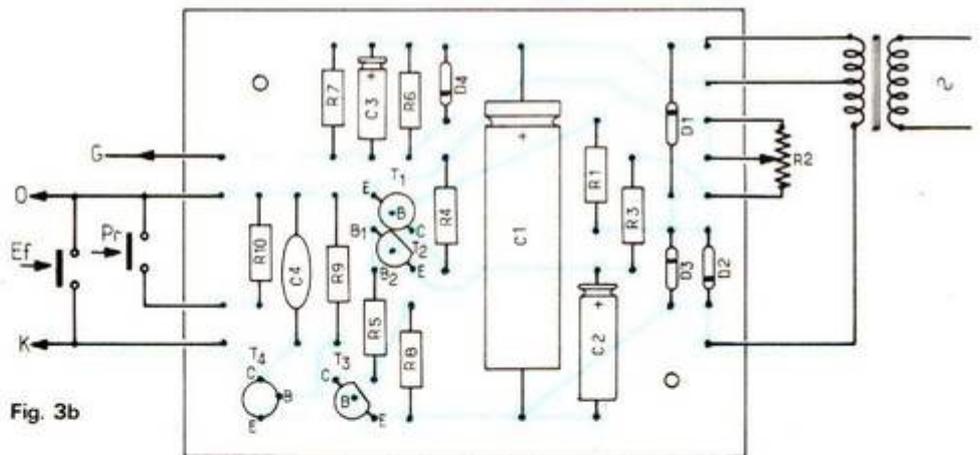


Fig. 3b

Fig. 3. - Ce circuit imprimé supporte l'unité de commande de la figure 2.

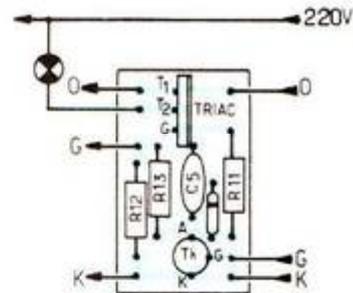
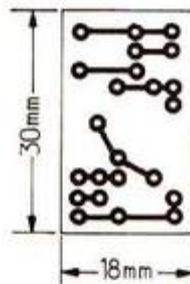
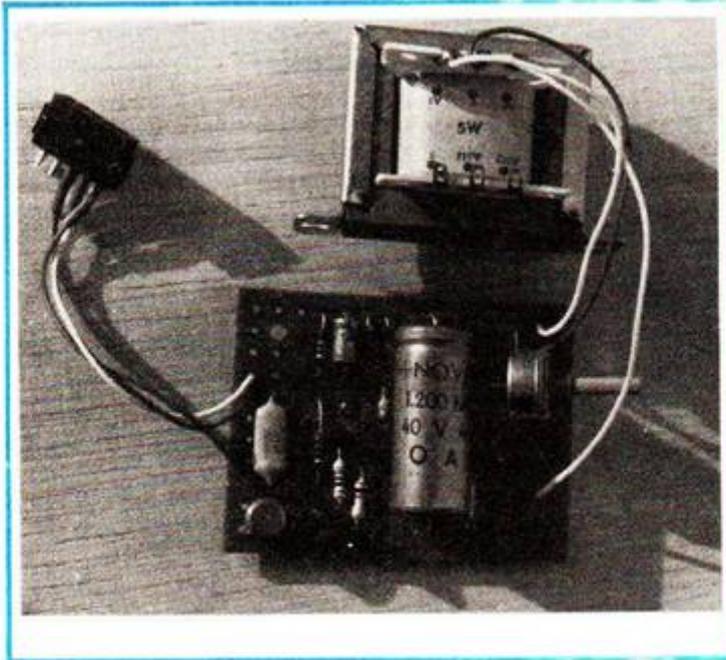


Fig. 4. - Plan de connexion et d'implantation d'un module d'échelon. Il faut en réaliser un, pour chaque allumage, et chaque échelon peut commander une ou plusieurs ampoules, connectées en parallèle.

Lors du montage et de l'installation, on devra prendre les précautions d'isolement qui s'imposent du fait que le montage entier est en liaison directe avec la prise de courant.

Quand on aura réalisé tous les circuits, il est prudent de vérifier un par un les platines d'échelons. On en connecte d'abord seulement deux en cascade, en bouclant (liaison G) le second sur le premier, et on devra alors observer un simple clignotement alterné. Ensuite, on augmente l'anneau d'un échelon supplémentaire, puis on passe à quatre échelons, etc. Cette méthode permet de vérifier les circuits un par un, et de détecter précisément d'éventuelles défaillances, dues à des composants ou à des erreurs de câblage. Cela est beaucoup moins commode, si on réalise immédiatement l'anneau entier, car on ne sait alors jamais, en cas de défaillance, si tel échelon fonctionne mal



parce qu'il n'accepte pas le signal de commande ou parce que le précédent ne lui envoie pas ce signal.

Le nombre des échelons commandés peut, en principe, être quelconque, quand on ne laisse cheminer qu'un seul

allumage. En effet, les échelons non commandés ne consomment aucun courant d'alimentation. Cependant, à partir de 30 ou 40 échelons, on risque d'avoir des difficultés, du moins si on prévoit des interconnexions relativement

longues. Si on veut programmer plusieurs allumages simultanés, il faut, éventuellement, augmenter la puissance du transformateur d'alimentation, car avec un modèle de 5 W, on ne peut guère obtenir plus de 8 allumages simultanés, soit un total de 16 allumages, puisqu'on ne peut jamais faire fonctionner simultanément deux échelons voisins. Mais cela n'empêche qu'on puisse installer, en parallèle, plusieurs ampoules sur un même échelon, et on peut disposer ces ampoules de façon à obtenir un certain entrelacement avec les autres, ce qui permet encore de varier les modalités d'allumage.

Quant aux modalités de programmation, mentionnées plus haut, on peut valablement les mettre en œuvre à partir de 5 ou 6 échelons. On pourra alors constater que le circuit possède des possibilités que sa simplicité ne permet guère de supposer.

H. SCHREIBER

lyon-rhône alpes...même prix qu'à paris!

TOUT POUR LA RADIO
double sa surface de vente



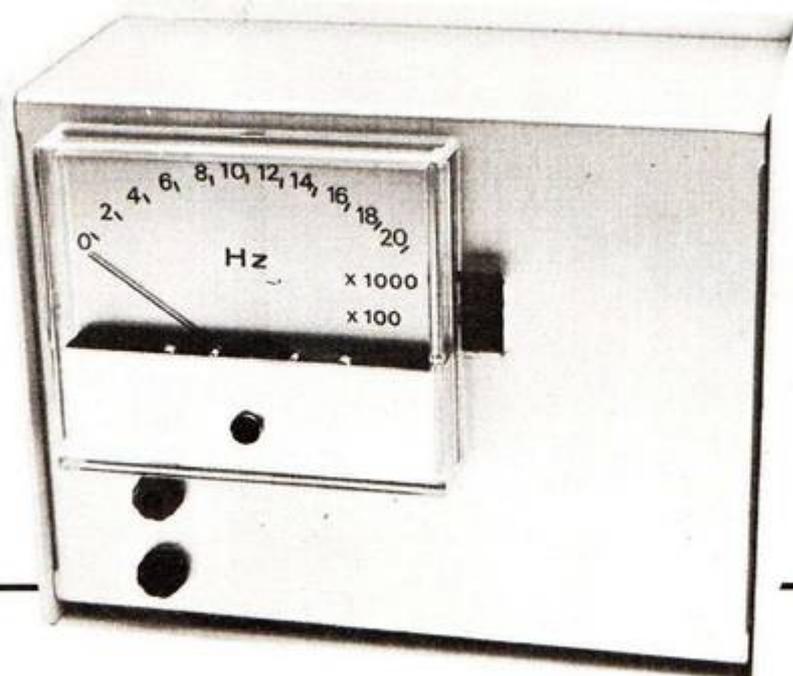
exposition
permanente
de kits



... et toujours 20 000 références en stock de :
composants électroniques. pièces détachées. haut-parleurs. amplis etc...

66 COURS LAFAYETTE-LYON 69003 / PARKING / TEL. 60.26.23

FREQUENCEMETRE



ANALOGIQUE à circuit intégré

Photo 1. - Le fréquencesmètre : une simplicité évidente ! deux bornes d'entrée, un commutateur à trois positions, le tout monté dans un coffret Retex.

LE circuit intégré, c'est une petite bête à n pattes. Il y en a de simple ne comportant qu'un seul amplificateur et d'autres, plus complexes qui en comprennent plusieurs, on peut avec eux réaliser de petits appareils qui auraient été réalisés autrement avec plusieurs de ces amplificateurs séparés. L'exemple d'application que nous vous proposons ici est celui d'un fréquencesmètre analogique.

Le fréquencesmètre analogique est un instrument qui indique une fréquence avec une aiguille. La fréquence est représentée visuellement par la déviation d'une aiguille. Ce fréquencesmètre a vu son champ d'utilisation limité à une gamme audio, de 20 Hz à 20 000 Hz, ce qui sera nettement suffisant pour 95 % des utilisations audio. Le fréquencesmètre analogique possède

sur son confrère numérique un avantage énorme, celui de répondre très rapidement aux variations de fréquence alors que le fréquencesmètre numérique devra attendre les ordres d'une horloge interne pour afficher la fréquence. Par contre, ce dernier est piloté par un quartz et sa précision est sans rapport avec celle du fréquencesmètre analogique. Le numérique sera d'un grand secours pour étalonner le confrère analogique.

Le fréquencesmètre que nous avons mis au point est prévu pour les applications audio, pour cela, il dispose de trois gammes de fréquence, la première de 20 à 200 Hz la seconde de 200 à 2 000 Hz et la troisième de 2 000 à 20 000 Hz. La sensibilité du montage est de 8 mV et il accepte des niveaux de tension nettement plus importants, jusqu'à + 10 dBm soit

3 V. Cette sensibilité s'étend de 20 Hz à 20 000 Hz, il n'y a pas de potentiomètre de réglage de sensibilité. Une seule commande pour l'appareil, un commutateur de gamme. Ce type d'appareil sera très intéressant pour relever la courbe de réponse d'un magnétophone ou d'un phonocapteur, il n'y aura plus besoin de lire les fréquences sur le disque test ou d'écouter les annonces d'une bande, la lecture de la fréquence se fera sur un cadran avec une précision d'autant suffisante que les fréquences d'un disque test sont discrètes et parfaitement précises. De toute façon, dans le domaine audio, une précision de 5 % reste suffisante et notre fréquencesmètre satisfait cette exigence.

Le circuit intégré que nous avons utilisé pour réaliser ce fréquencesmètre est un quadruple comparateur de Moto-

rola baptisé MC 3302P.P comme boîtier plastique. C'est un circuit intégré économique qui est également fabriqué par d'autres constructeurs. Il existe d'ailleurs toute une série de quadruples comparateurs dont les brochages sont équivalents mais dont les prix varient dans des proportions importantes.

Le comparateur est un amplificateur différentiel prévu pour travailler en tout ou rien. Il ne dispose pas de compensation interne et de ce fait peut fonctionner à fréquence élevée. Les risques d'oscillations sont limités aux périodes transitoires. Le comparateur, comme son nom l'indique compare deux tensions que l'on envoie sur ses deux entrées. Si une entrée est positive par rapport à l'autre, le signal aura une certaine polarité dépendant du sens de l'écart, dans le cas contraire, le

signe de la tension de sortie sera opposé. Le quadruple comparateur du type 3302 peut fonctionner dans une large plage de tension et sa tension d'entrée peut être comprise entre les limites de la tension d'alimentation. Il est également possible de travailler avec une alimentation unique en comparant l'une des tensions au potentiel de la masse. Cette propriété permet d'éviter l'emploi d'une alimentation double donc d'avoir un interrupteur unique. La faible consommation du montage permet en outre d'alimenter l'ensemble sur piles; mais attention, la précision de la lecture dépendra de l'état des piles, il sera donc bon de stabiliser l'alimentation, soit par diode zener, soit par un circuit intégré à trois pattes renfermant un régulateur complet.

Le fréquencemètre est construit suivant le schéma de base de la figure 2. Le signal entre dans un détecteur de zéro, c'est un amplificateur qui va écrêter le signal d'entrée. Lorsque la tension différentielle d'entrée sera suffisante, la sortie sera bloquée ou saturée. Le signal de sortie du premier comparateur n'est pas suffisamment propre pour attaquer directement un différentiateur, nous avons été amené, pour éliminer certains parasites et améliorer la sensibilité à interposer un circuit de

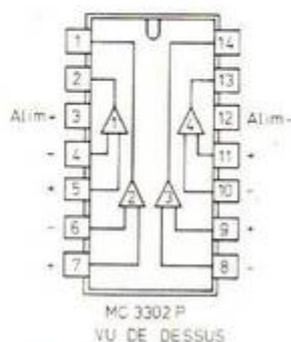


Fig. 1

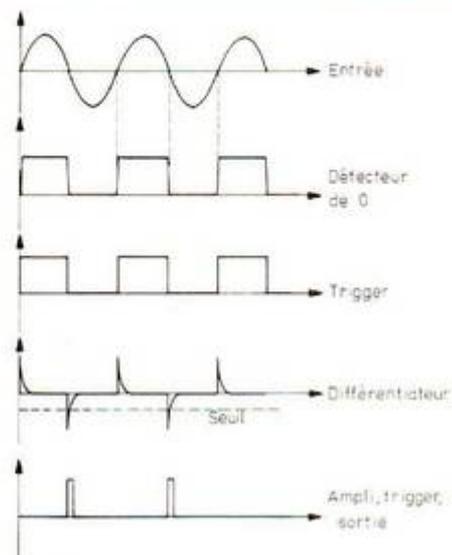


Fig. 3

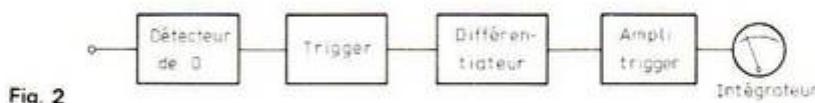


Fig. 2

mise en forme des impulsions, circuit du type trigger à réaction positive. Le différentiateur placé à la sortie délivre des impulsions dont la forme est rigoureusement déterminée par l'amplitude de la tension de sortie du trigger et par la valeur des éléments RC qui le composent. A la sortie du différentiateur, nous avons installé un amplificateur de sortie qui est lui aussi un trigger dont le niveau est fixé. Les impulsions de sortie se retrou-

vent donc rigoureusement calibrées. La figure 3 donne le diagramme des phases. La sortie du détecteur de zéro est dotée de quelques imperfections, en particulier lors de l'application d'une faible tension à l'entrée du circuit. Pour une tension de 8 mV, il va de soi que le gain du circuit comparateur entre en jeu, à ce moment, le comparateur se comporte davantage comme un amplificateur.

SCHEMA GENERAL

Le fréquencemètre se construit à partir de moins de 30 composants. Le circuit d'entrée fait appel à une résistance série qui en cas de surcharge de l'entrée constituera avec les diodes D_1 et D_2 un écrêteur. La diode D_1 joue un rôle particulier, elle évite que la tension d'entrée du comparateur soit trop inférieure à la tension de masse (le construc-

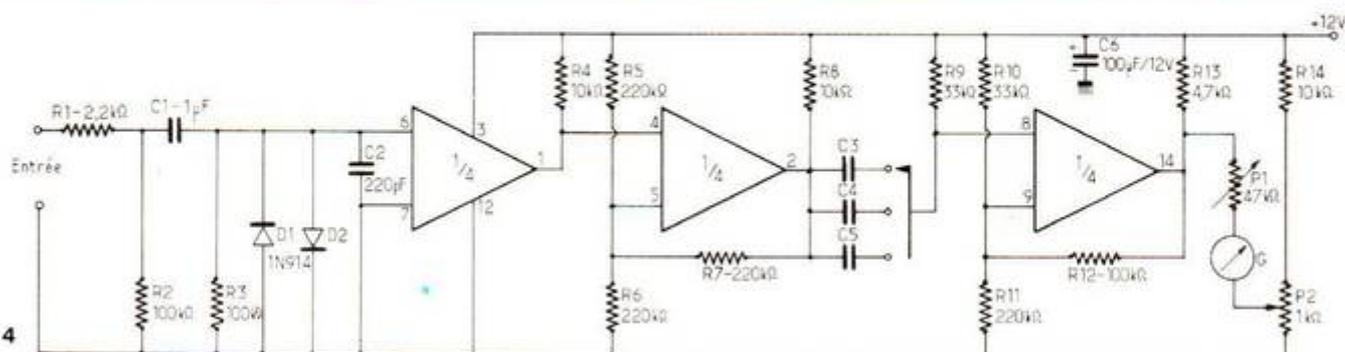


Fig. 4

- R_1 = Résistance 1/4 W 5 % 2,2 k Ω
- R_2, R_3 = Résistance 1/4 W 5 % 100 k Ω
- R_4, R_9, R_{14} = Résistance 1/4 W 5 % 10 k Ω
- R_5, R_6, R_7, R_{11} = Résistance 1/4 W 5 % 220 k Ω
- R_9, R_{10} = Résistance 1/4 W 5 % 33 k Ω
- R_{13} = Résistance 1/4 W 5 % 4,7 k Ω
- P_1 = Potentiomètre ajustable 47 k Ω

- P_2 = Potentiomètre ajustable 1 k Ω
- C_1 = Condensateur tantale ou mylar 1 μ F
- C_2 = Condensateur céramique 220 pF
- C_3 = Condensateur mylar 22 nF (précision élevée si possible).
- C_4 = Condensateur mylar 2,2 nF (précision élevée si possible)

- C_5 = Condensateur polystyrène 220 pF
- C_6 = Condensateur chimique 100 μ F 12 V
- D_1, D_2 = Diodes germanium
- CI = MC 3302 P Motorola
- G = galvanomètre gradué de 0 à 20, sensibilité 50 μ A à 200 μ A.

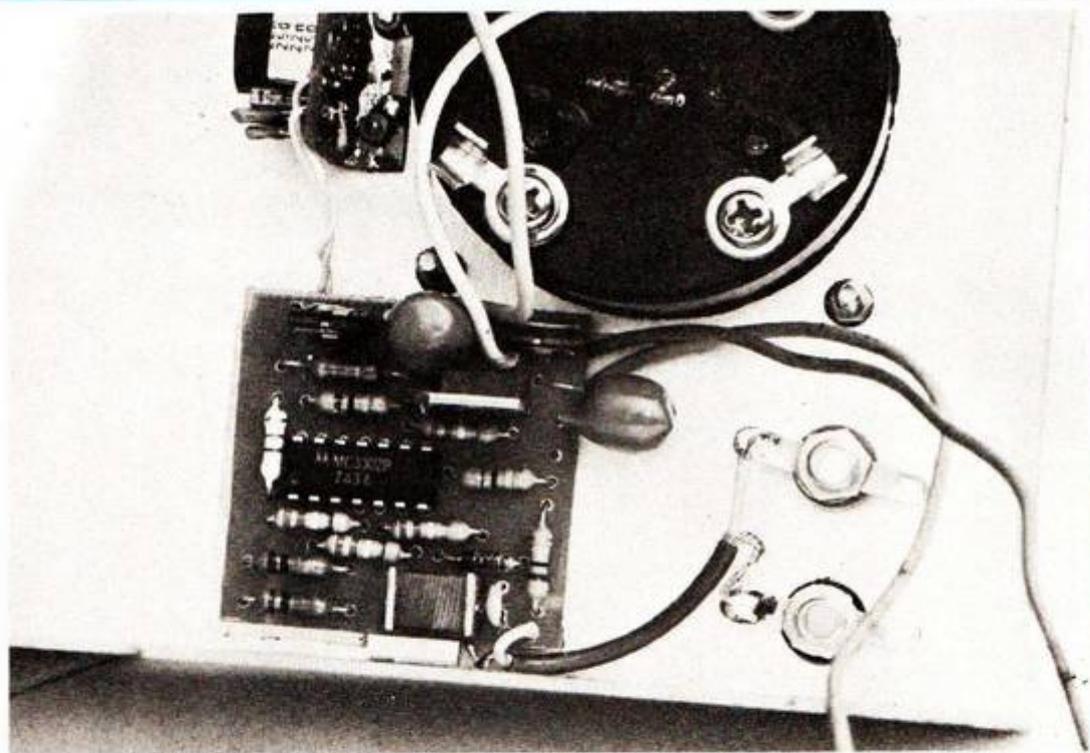


Photo 2. - Le circuit imprimé principal, c'est le prototype, il ne correspond pas à l'implantation que nous donnons fig. 5 et 6. On note ici la présence d'un régulateur de tension en boîtier TO 220.

teur du circuit intégré annonce que la tension d'entrée ne doit pas être inférieure de plus de 0,3 V par rapport à la masse, des diodes germanium font l'affaire, et la résistance R_1 évite une répercussion trop importante sur l'entrée, cette répercussion pourrait se traduire, dans le cas de l'utilisation avec un distorsiomètre par l'apparition d'une distorsion dont ne serait pas responsable l'instrument de mesure.

Le condensateur C_2 évite des oscillations en particulier lorsque l'appareil n'a pas son entrée refermée sur une faible résistance. Le premier quart de circuit intégré travaille ici en détecteur de 0. Sa sortie est reliée à l'entrée du second quart monté en trigger, les résistances déterminent le point de fonctionnement du montage, une résistance de 220 k Ω réinjecte sur l'entrée non inverseuse la tension de sortie ce qui crée une réaction positive favorisant le basculement. A la sortie du circuit se trouve un différentiateur, suivant la gamme de fréquence concernée, la valeur du condensateur de différentia-

tion est modifiée. Si on se reporte au diagramme des phases, le choix de la répartition de 10 en 10 se trouve justifié, le niveau de sortie du différentiateur est toujours identique, il faut simplement multiplier la constante de temps par dix pour retrouver des formes identiques, à l'échelle de temps près pour toutes les gammes. La valeur des condensateurs devra être aussi précise que possible, lors

de la mise au point, on pourra ajouter un condensateur de réglage pour chaque condensateur, si on dispose d'un fréquencemètre beaucoup plus précis, ou d'une référence de fréquence stable et correspondant au bout de gamme. Si vous désirez modifier les gammes, une règle de trois suffit. Pour avoir une fréquence double, on divise par deux le condensateur, c'est tout.

A la sortie du différentiateur

se trouve un autre trigger qui amplifie l'impulsion négative de sortie du différentiateur avec un seuil déterminé.

La sortie du dernier étage débite sur un galvanomètre monté en pont. Le transistor de sortie du comparateur est un transistor dont la résistance de sortie est élevée ; la tension de saturation du transistor sera élevée et il faudra compenser la chute de tension par une tension prise sur le potentiomètre P_2 . Le potentiomètre ajustable P_2 sert à la mise à zéro du galvanomètre (ou pourra aussi faire appel au zéro mécanique du galvanomètre). Le potentiomètre ajustable, P_2 , monté en résistance ajustable sert à étalonner l'instrument.

REALISATION

Le circuit imprimé pourra être réalisé par gravure mécanique ou chimique, il est simple, nous l'avons prévu petit, libre à vous de modifier le dessin du circuit pour tenir compte des composants dont vous disposez. Le nombre d'éléments périphériques est faible, il n'y a que deux douilles et un commutateur à trois positions. Le galvanomètre est, pour notre maquette un Vu-mètre au cadran modifié, on a placé des graduations et des chiffres au Lettraset ou

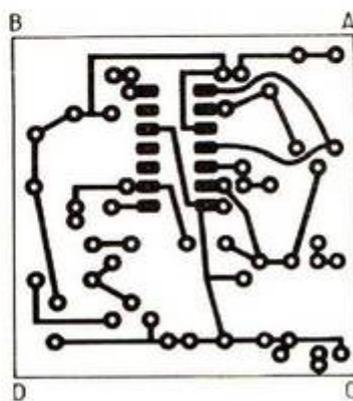


Fig. 5

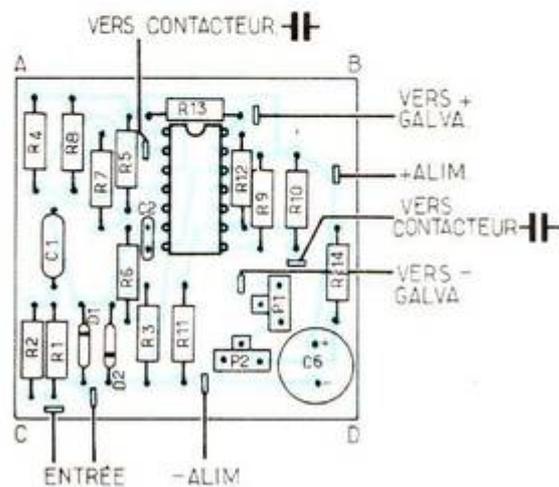


Fig. 6

autre marque. Attention à la propreté des opérations, nous avons eu là un problème, une poussière genre fibre textile très fine s'est glissée sous une lettre et malgré les opérations de « balayage » entreprises n'a pu être éliminée, il s'en est suivi un « dur » dans l'aiguille qui avait tendance à s'immobiliser aux environs de la graduation 12, exactement comme si un grain de limaille s'était introduit dans l'entrefer. Après nettoyage de l'entrefer au scotch double face, le trouble subsistait... Il nous a fallu utiliser une précelle pour éliminer le brin de laine parasite pratiquement invisible à l'œil ! Donc, attention aux poussières lors de la confection du cadran. Le commutateur pourra être un modèle rotatif ou à touches, vous devrez modifier vous-mêmes le schéma de principe en conséquence. Le circuit imprimé ne comporte pas les condensateurs, il est en effet plus pratique de placer les condensateurs sur le commutateur, on pourra les ajuster plus facilement lors de l'étalonnage.

ETALONNAGE

La première opération de l'étalonnage se fait en plaçant le commutateur sur la gamme la plus basse et en envoyant une fréquence de 200 Hz. L'aiguille doit dévier à fond et si elle ne le fait pas, on agira sur P_1 . On enlèvera la source BF, à ce moment, on réglera P_2 pour faire le zéro, on reviendra alors sur le réglage de P_1 puis sur P_2 et ainsi de suite, en trois ou quatre aller et retour, le réglage sera terminé. On enverra ensuite du 2 000 Hz, on place le commutateur de gamme sur C_4 et par l'intermédiaire de condensateurs auxiliaires de petite valeur, on amènera l'aiguille sur la graduation 20. Même opération pour la gamme 2 000/20 000 Hz.

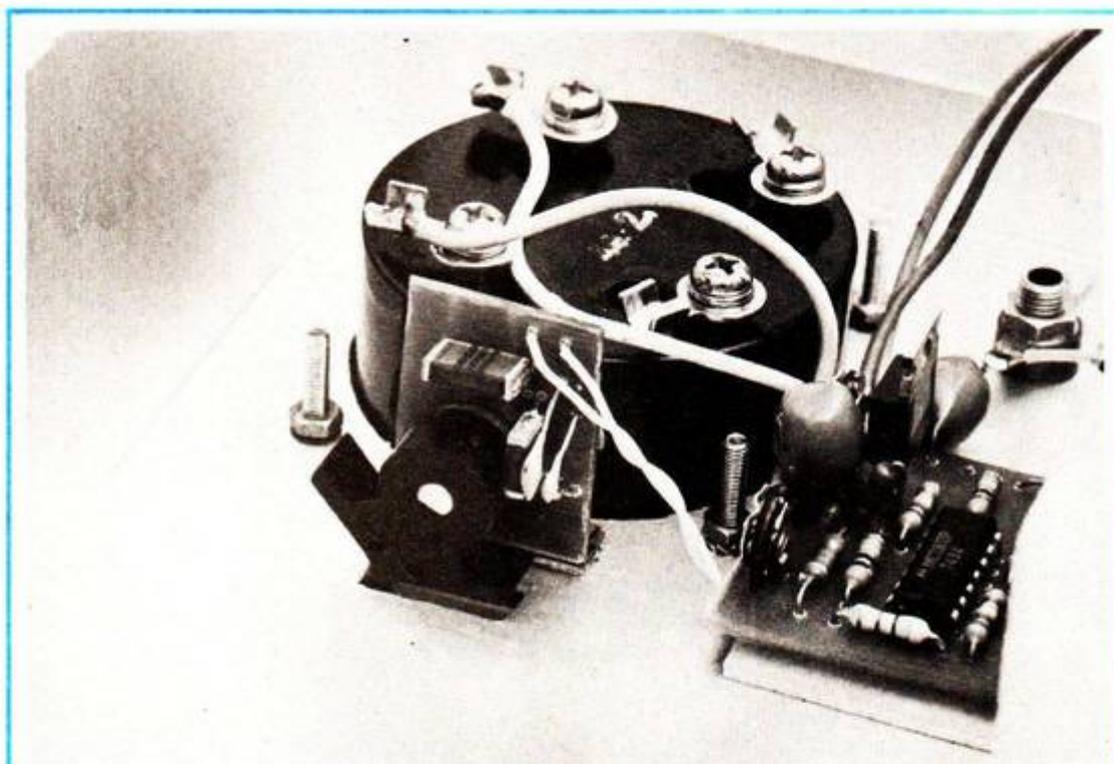


Photo 3. - Détail du commutateur SECME utilisé ici pour la réalisation du prototype. On remarquera l'association de condensateurs pour obtenir la valeur idéale pour le recouvrement des gammes.

L'appareil est prêt à fonctionner. Pour l'alimentation, on utilisera une tension bien stabilisée, celle-là devant d'ailleurs servir à l'alimentation du circuit intégré lors des opérations d'étalonnage. Nous avons suffisamment décrit d'alimentations dans nos colonnes pour que vous puissiez en trouver une à votre goût.

CONCLUSION

Un fréquencemètre est relativement simple à construire, particulièrement en version analogique. Si vous ne voulez pas acheter de galvanomètre, vous utiliserez sans difficulté le cadran de votre multimètre. Une conversion d'échelle per-

mettra de lire la fréquence, il y a peu d'appareils dont le cadran soit directement gradué avec 20 divisions, on en trouve 30 ou 10, parfois 50. Une autre application de ce montage, sans galvanomètre est la réalisation d'un fréquencemètre numérique, il suffit en effet de brancher un voltmètre numérique en sortie du montage pour lire directement la fréquence avec une précision qui vous étonnera peut-être. Les circuits intégrés multiples permettent de réaliser de nombreux appareils, on les connaît bien dans le domaine de la logique, ils sont beaucoup plus rares dans le linéaire ; mais ont tendance à se généraliser, un composant à monter au lieu de quatre, le jeu en vaut la chandelle, même si la différence de prix n'est pas si importante.

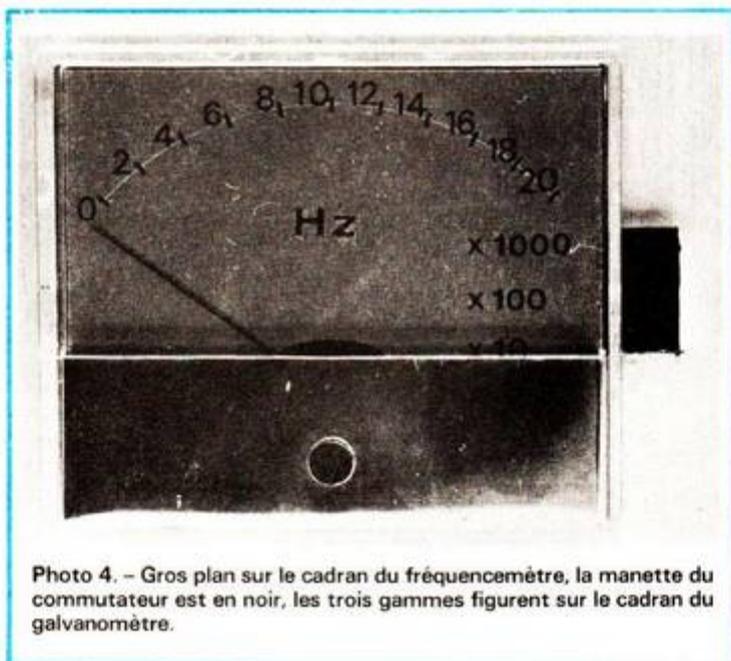


Photo 4. - Gros plan sur le cadran du fréquencemètre, la manette du commutateur est en noir, les trois gammes figurent sur le cadran du galvanomètre.

Etienne LEMERY

COMMUTATEUR REGULATEUR

ELECTRONIQUE

DE CHARGE

DE BATTERIE

L'APPAREIL décrit ci-après en service depuis plusieurs mois a été conçu et réalisé afin d'obtenir une charge optimum des diverses batteries de 12 volts d'une capacité comprise entre 20 et 150 A/H et même plus, sans pour cela qu'il soit nécessaire d'effectuer de surveillance de la charge ; et ce, que ces batteries soient en utilisation permanente, en maintenance ou en stockage.

FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

Le schéma général figure 1 comporte trois transistors, un triac et les circuits annexes. A la mise sous tension deux cas peuvent se présenter :

1) La tension aux bornes de la batterie est supérieure au seuil d'enclenchement fixé par P_2 et il n'y aura qu'une charge d'entretien.

2) La tension est inférieure à ce seuil et dès lors la batterie sera automatiquement mise en charge normale.

Voyons ce qui se passe dans

les deux cas. Supposons la batterie normalement chargée : un courant circule dans le pont de résistances constitué de $R_1 - R_2 - P_1 - P_2$ et R_3 . Au point

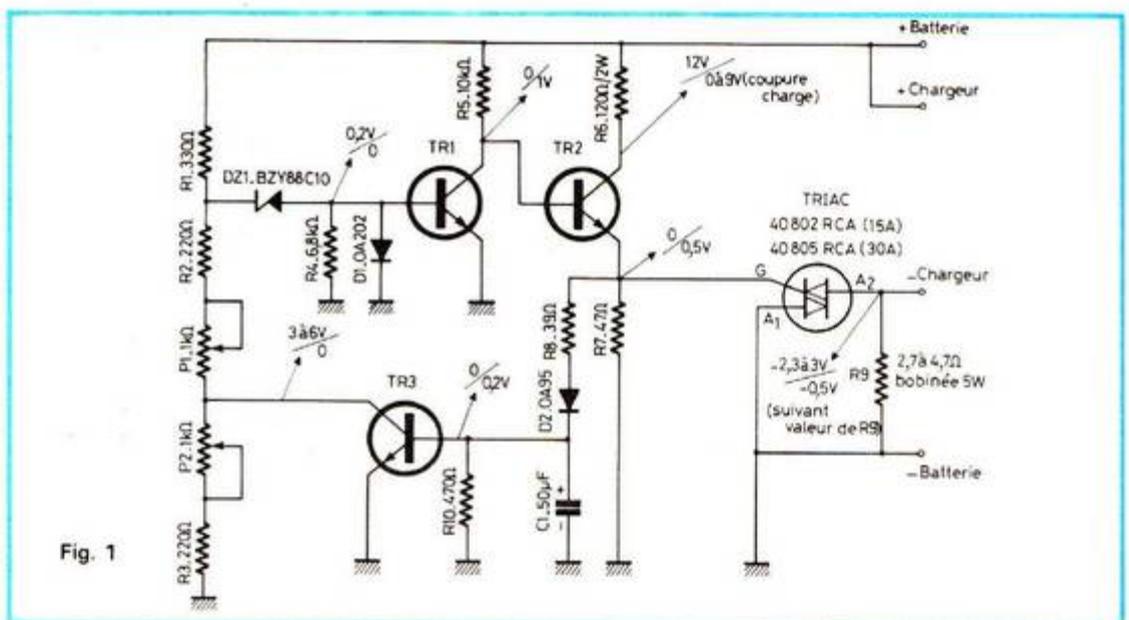


Fig. 1

commun $R_1 - R_2$ nous avons une tension proportionnelle à ce courant. Si P_1 et P_2 sont convenablement réglés cette tension est supérieure au seuil de conduction de la diode Zener, seuil qui doit obligatoirement se situer entre 10 et 10,5 volts pour un bon fonctionnement de l'ensemble.

DZ_1 conduit donc et vient polariser la base de TR_1 transistor NPN au germanium qui se sature et dont la tension sur le collecteur est de ce fait égale à zéro, ou en tout cas très inférieure au seuil de conduction de TR_2 transistor NPN au silicium dont la base est reliée directement au collecteur de TR_1 . TR_2 est donc bloqué et la tension sur son collecteur égale à la tension d'alimentation tandis que sur son émetteur la tension est nulle. La gâchette du Triac reliée directement à l'émetteur de TR_2 est par conséquent à zéro et le triac bloqué et il le restera tant que TR_2 restera bloqué, il en est de même de TR_3 transistor NPN au germanium dont la base est également reliée à l'émetteur de TR_2 à travers R_8 et D_2 .

Cet état durera tant que la tension de la batterie sera supérieure au seuil d'enclenchement fixé par P_2 et seule une légère charge d'entretien sera appliquée à la batterie par l'intermédiaire de R_9 , la valeur de cette charge est fonction de la valeur de R_9 comprise entre 2,7 et 4,7 Ω et ce pour une charge normale quand le triac conduit de 8 ampères environ. Toute autre valeur de la charge d'entretien peut être obtenue en modifiant en conséquence la valeur de R_9 .

Supposons maintenant que nous demandions à la batterie un courant important, la tension à ses bornes va diminuer progressivement; au point commun $R_1 - P_2$ la tension diminue également et arrive très vite à un niveau égal ou inférieur au seuil de conduction de la diode Zener qui tend à se bloquer et à provoquer le blocage de TR_1 dont la tension sur le collecteur augmente rapidement polarisant la base

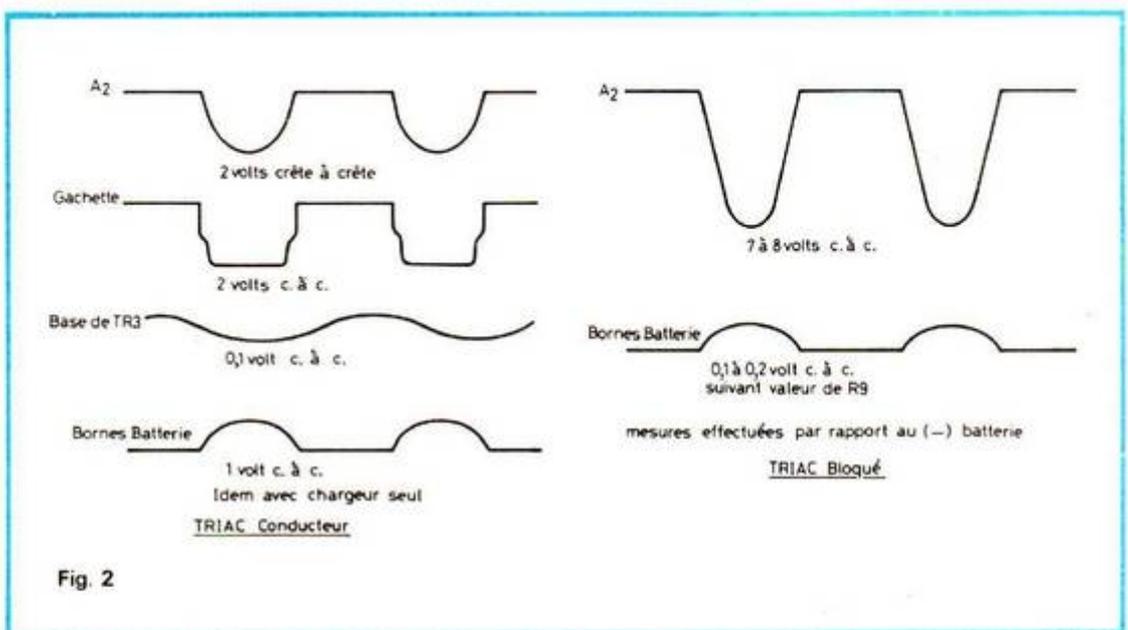


Fig. 2

de TR_2 qui se sature. La tension importante qui apparaît à ce moment-là sur son émetteur polarise la gâchette du triac qui devient conducteur et la charge normale de la batterie commence. Afin d'éviter que l'ensemble ne rebascule aussitôt sous l'effet de la charge une partie de la tension apparaissant sur l'émetteur de TR_2 est envoyée à travers R_8 et D_2 sur la base de TR_3 qui se sature également et court-circuite P_2 et R_3 ce qui provoque une diminution sensible de la tension au point commun $R_1 - R_2$ et empêche l'ensemble de rebasculer tant que la tension aux bornes de la batterie n'aura pas atteint le seuil fixé par P_1 .

A ce moment-là, la tension au point commun $R_1 - R_2$ dépassant à nouveau le seuil de conduction de la diode Zener, celle-ci conduit à nouveau polarisant TR_1 dont la tension sur le collecteur diminue rapidement tendant à bloquer TR_2 ainsi que TR_3 ce qui a pour effet d'augmenter encore la tension au point commun $R_1 - R_2$ et de saturer complètement TR_1 . TR_2 se bloque ainsi que TR_3 et la gâchette du triac n'étant plus polarisée celui-ci se bloque à son tour, la tension sur ses anodes passant par zéro à chaque demi-période de charge. On remarquera que c'est l'anode N° 2 qui est reliée à la

sortie du chargeur et l'anode N° 1 au moins de la batterie; si l'on inverse le sens de branchement du triac celui-ci est constamment conducteur.

Comme triac on utilisera un modèle prévu pour 15 ampères minimum, il sera muni d'un radiateur, figure 6, afin d'éviter un échauffement excessif de ce composant pour des courants de charge dépassant 3 à 4 ampères. Celui utilisé ici est un 40802 RCA 15 ampères 200 Volts convenant parfaitement pour des charges jusqu'à 10 ampères en toute sécurité; si l'on désire monter à 20 ampères ou plus, on utilisera le 40805 RCA qui est un modèle prévu pour 30 ampères 200 Volts.

Voyons maintenant le rôle de D_1 , R_4 , C_1 et R_{10} . D_1 et R_4 servent à limiter la tension de polarisation sur la base de TR_1 ; le condensateur C_1 sur la base de TR_3 est indispensable du fait que des impulsions négatives apparaissent sur la gâchette du triac à chaque alternance et perturbent la tension normale de polarisation de TR_3 qui, en l'absence de C_1 se sature mal. Enfin R_{10} (facultative) modifie complètement le fonctionnement de la bascule.

Dans le fonctionnement décrit plus haut R_{10} n'existe pas, l'enclenchement se produit normalement; soit de lui-même au moment où la ten-

sion de la batterie atteint le seuil fixé par P_2 , soit lorsque ce seuil est atteint lors d'un débit important. Une fois enclenchée, la charge ne sera coupée que lorsque la tension de la batterie aura atteint le seuil fixé par P_1 .

Par contre, si l'on ajoute une résistance (R_{10}) les seuils d'enclenchement et de déclenchement se trouvent être très rapprochés l'un de l'autre ce qui a pour effet, non seulement, de maintenir la tension de la batterie au niveau fixé par P_2 ; mais surtout de provoquer le démarrage de la charge chaque fois qu'un courant un peu important est demandé à la batterie et de couper à nouveau la charge environ 20 à 30 secondes après l'arrêt du courant demandé à la batterie; ceci bien entendu sous réserve d'un réglage correct de P_1 et P_2 .

Le choix entre ces deux systèmes de charge sera en définitive celui qui conviendra le mieux en fonction de l'utilisation que l'on voudra faire de la batterie. Par exemple pour une batterie que l'on voudra seulement charger puis maintenir chargée au maximum on supprimera R_{10} ; par contre pour une batterie en fonctionnement continu ou appelée à fournir des débits fréquents il sera préférable d'utiliser la deuxième solution, ce qui permettra d'avoir une batterie

maintenue constamment à une tension choisie entre 12,2 et 13,5 volts.

PLAN DE CÂBLAGE ET MONTAGE DE L'ENSEMBLE

Le câblage et le montage de l'ensemble sont effectués sur un petit circuit imprimé, lui-même fixé sur une plaquette métallique servant de fond de coffret (fig. 5); un capot en tôle perforée de 6/10^e vient coiffer le tout (fig. 7). Le triac est monté sur un radiateur en alu (fig. 6) effectué à l'aide d'un morceau d'aluminium en forme de H de 5 millimètres d'épaisseur, celui utilisé ici a été récupéré chez un ferrailleur dans une longueur de 1 mètre pour un prix de moins de 10 francs, ce qui permet de fabriquer une bonne dizaine de radiateur à un prix défiant toute concurrence. Une fois convenablement poncé on pourra le peindre en noir mat avec une peinture du genre « ferronnerie » qui tient très bien en température et est bonne conductrice de la chaleur. Le triac est obligatoirement isolé du radiateur en utilisant les rondelles en mica et les bagues de traversée fournies avec le triac.

Les connexions sont les suivantes : la petite borne de sortie correspond à la gâchette, la grosse borne à l'anode 1, tandis que l'anode 2 correspond au boîtier du triac ; sa sortie s'effectuera sur la cosse prévue à cet effet et fournie avec le triac, cette cosse est maintenue en place par l'écrou de fixation du triac au radiateur et sera placée directement sous l'écrou afin d'être isolée du radiateur. Enfin le tout sera câblé conformément à la figure 5.

En ce qui concerne le capot du coffret, tous les détails sont donnés sur les figures 7 et 8. La tôle utilisée ici est en acier perforé de 6/10^e d'épaisseur achetée chez un fabricant de tamis où l'on peut trouver toute une série de tôles perforées à différents diamètres et de différentes épaisseurs. La fabrication de ce coffret ne présente aucune difficulté, le fond est constitué d'une plaque d'aluminium de 1 millimètre d'épaisseur dont les dimensions sont données à la figure 5 ; le capot est constitué comme nous l'avons dit d'une plaque de tôle perforée, découpée et percée conformément à la figure 8. Une fois découpés les quatre côtés de cette plaque seront pliés à angle droit, puis on soudera les joints, ensuite plier également à angle droit, mais vers l'extérieur comme indiqué sur

la figure, les deux côtés devant servir à fixer le capot au fond du boîtier.

Une fois le câblage du circuit imprimé effectué, il ne restera plus qu'à assembler le tout ; le circuit imprimé sera fixé à 5 millimètres du fond du coffre à l'aide d'entretoises, puis le triac muni de son radiateur sera emboîté au-dessus du circuit imprimé (si les cotes sont respectées, la mise en place de cet ensemble doit se faire facilement) effectuer ensuite le raccordement du triac, puis des bornes d'entrée et de sortie qui se trouvent sur le capot, les fils de connexion seront laissés assez longs afin de pouvoir basculer le capot pour accéder au réglage de P₁ et P₂. Le capot doit s'emboîter exactement sur le radiateur et le maintenir en place une fois fixé au fond du boîtier à l'aide des vis de fixation. Enfin, pour terminer on procédera aux réglages de la façon suivante.

RÉGLAGES

Avec C₁ seul, P₂ règle l'enclenchement pour une tension comprise entre 11,8 et 12,8 volts environ tandis que P₁ règle le déclenchement pour une tension comprise entre 12,5 et 14,8 volts environ ; ces deux seuils étant

espacés l'un de l'autre de 1,5 à 2,5 volts, suivant les réglages de P₁ et P₂.

Avec C₁ et R₁₀ les réglages sont possibles pour une tension de la batterie comprise entre 12 et 13,5 volts environ avec des seuils espacés de 0,3 à 0,5 volt.

Deux modes de réglages sont possibles : si l'on dispose d'une source de tension continue réglable de 12 à 15 volts pouvant fournir 0,2 ampères minimum raccorder cette source entre plus et moins du commutateur et brancher un contrôleur universel entre le moins et le collecteur de TR₂, puis suivant le cas : avec C₁ seul, ajuster la tension de la source au niveau désiré pour l'enclenchement (par exemple 12,2 volts) et régler P₂ jusqu'à ce que la tension sur le collecteur de TR₂ tombe à 2,3 - 2,4 volts ; ensuite augmenter la tension au niveau choisi pour le déclenchement (par exemple 13,5 volts) ajuster P₁ en contrôlant la tension sur le collecteur de TR₂ qui doit passer brusquement au niveau de la source. Revenir à 12,2 volts et retoucher P₂ comme dit plus haut et à nouveau P₁ sur 13,5 volts. Ces deux réglages réagissant l'un sur l'autre sont à reprendre deux à trois fois, ou plus si nécessaire, jusqu'à ce que l'enclenchement et le déclenchement s'effectuent bien aux niveaux de référence

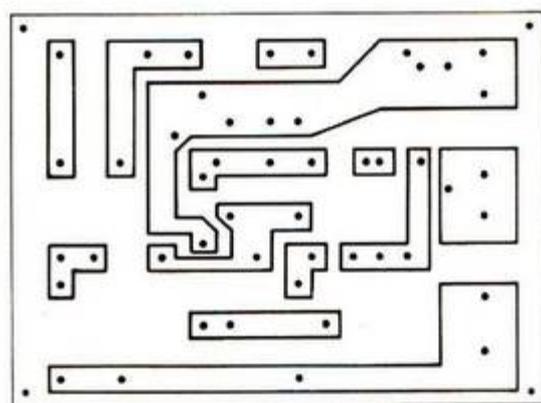


Fig. 3

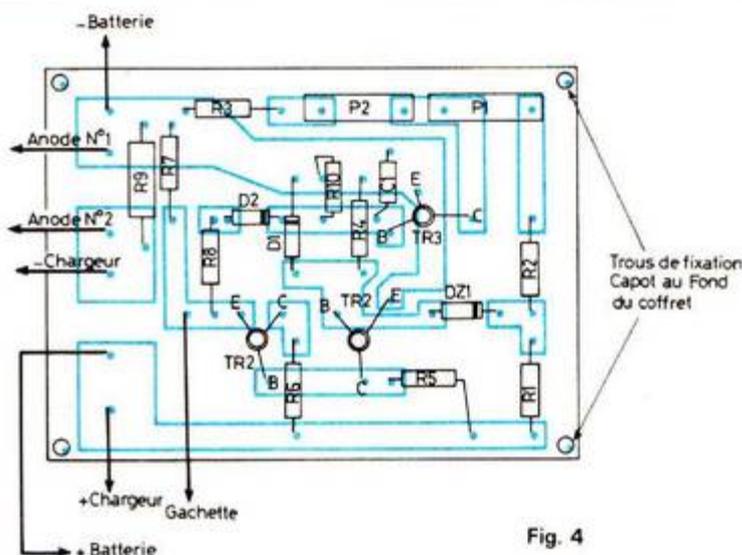


Fig. 4

Fig. 6

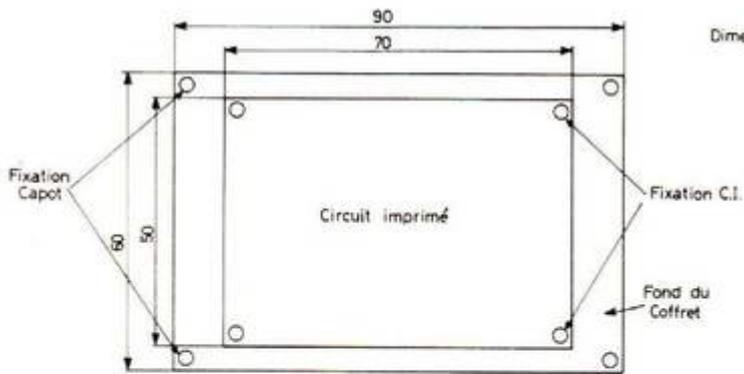
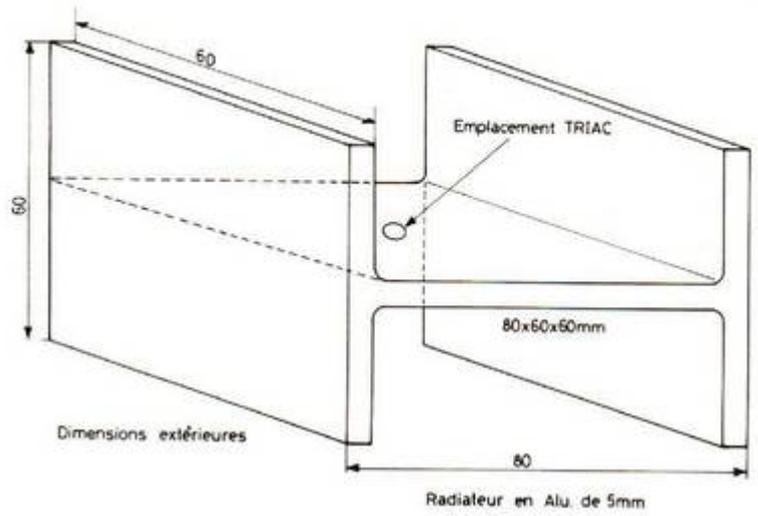


Fig. 5

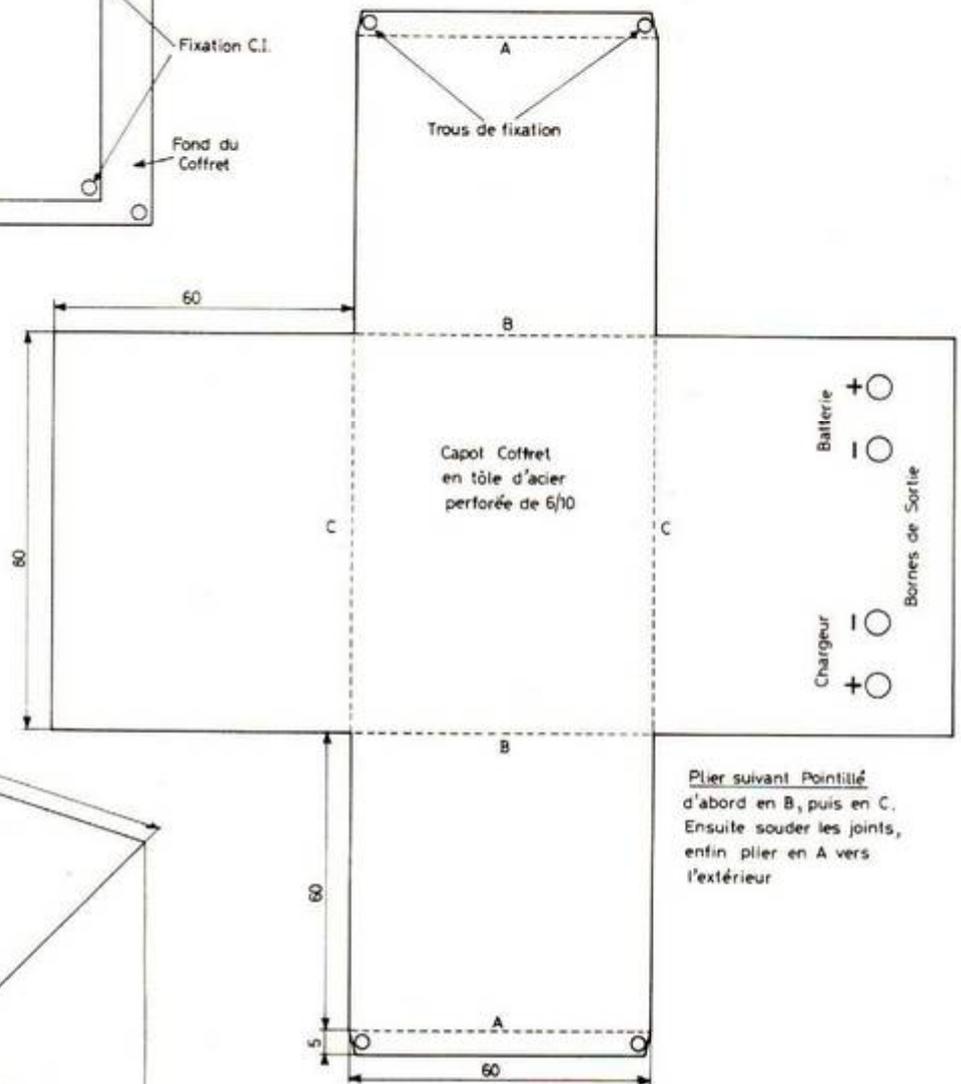


Fig. 8

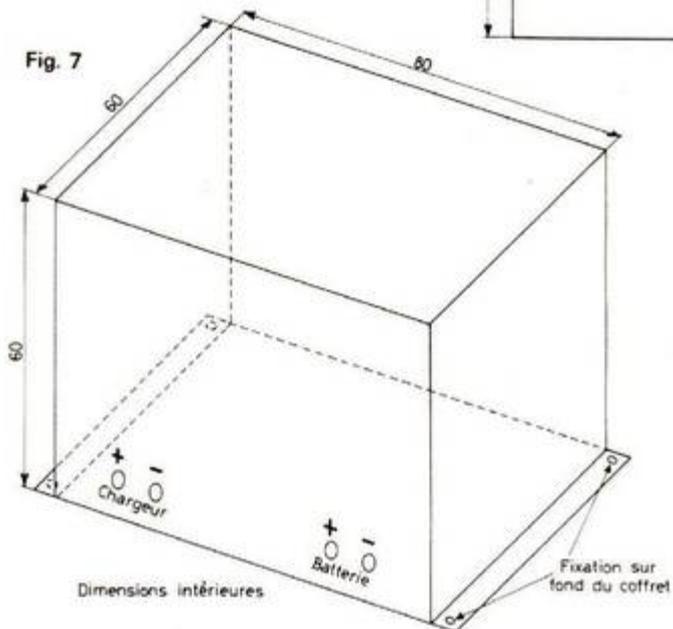


Fig. 7

choisis. Au début des réglages P_1 et P_2 seront placés à mi-course.

Avec C_1 et R_{10} le réglage s'effectue de la même façon que précédemment, seuls les seuils se trouvent beaucoup plus rapprochés et légèrement décalés vers le bas. Régler P_1 et P_2 de façon que les seuils minima et maxima soient écartés l'un de l'autre de 0,3 à 0,4 volt à la tension choisie entre 12 et 13,5 volts environ.

Si l'on ne dispose pas de course de tension continue on pourra régler l'appareil directement avec la batterie en charge procéder de la façon suivante : avec C_1 seul, brancher un deuxième contrôleur aux bornes de la batterie et régler P_2 pour que la charge démarre au niveau choisi, puis P_1 pour qu'elle se coupe également au niveau de référence choisi. Reprendre deux à trois fois ces réglages et contrôler ensuite que la charge démarre bien lorsque la tension de la batterie tombe au niveau de réglage de P_2 . Ce mode de réglage sera évidemment assez long du fait que l'on sera obligé d'attendre entre chaque réglage de P_1 et P_2 que la tension de la batterie atteigne bien les niveaux choisis pour l'enclenchement et le déclenchement.

Avec C_1 et R_{10} les réglages sont effectués de façon que la charge démarre lorsque la batterie débite et se coupe 20 à 30 secondes environ après que plus aucun courant n'est demandé à la batterie.

MATÉRIEL UTILISÉ

En ce qui concerne les transistors TR_1 et TR_2 il est indispensable d'utiliser des transistors au germanium si l'on veut avoir un fonctionnement correct. Pour ces deux transistors on pourra utiliser indifféremment des transistors assez anciens tels que AC 127, ou plus récents tels que 2N 1302, 1304, 1306 ou 1308 - des ASY

73, 74, 75 ou encore des ASY 28, 29, etc.

TR_2 est du type moyenne puissance au silicium tel que 2N 697, 2N 1711, 2N 2218, 2N 2222, etc., des BFY 50, 51, 67, 68, des BFY 95, etc. En ce qui concerne les diodes D_1 est du type silicium OA 200, OA 202, BA 100 ou équivalentes D_2 est du type germanium OA 95, AA 119, etc. La diode Zener DZ_1 est une BZY 88 C10, ou encore une BZY 79 C10, ou même une BZY 94 C10, ou tout type équivalent, tension Zener 10 volts, puissance 400 mW. Enfin, comme triac on pourra utiliser divers types à condition que ceux-ci remplissent les conditions définies plus haut.

Le radiateur utilisé dans le montage décrit est de dimensions suffisantes pour une charge de 8 ampères maximum ; dans le cas où l'on désirerait par exemple monter jusqu'à 15 ampères il faudra prévoir un radiateur plus

important que celui utilisé ici. Par exemple 100 x 80 x 60 avec la même épaisseur de 5 millimètres, découpé dans une poutrelle en alu en forme de H que l'on pourra se procurer facilement chez un ferrailleur comme nous l'avons dit plus haut. On pourra également faire un circuit imprimé de plus grande surface ce qui permettra de moins serrer les composants ; pour notre part, nous avons voulu faire un ensemble le plus compact possible, mais il est bien évident que l'on peut sans difficulté augmenter la surface et le volume de l'ensemble.

MESURES ET ESSAIS DIVERS

Les valeurs des diverses tensions et formes des signaux que l'on peut trouver

en divers points sont indiquées sur les figures 1 et 2. Les tensions continues ont été relevées à l'aide d'un contrôleur universel de résistance 20 000 Ω par volt, tandis que les tensions alternatives sont données en valeur crête à crête, mesurées à l'aide d'un oscilloscope. Divers essais ont été effectués sur un laps de temps de plusieurs mois sans qu'il soit relevé ni constaté de défaut de fonctionnement ni de tenue des divers composants, ce qui prouve l'excellente fiabilité de l'ensemble. Quant aux réglages une fois correctement effectués aucune retouche n'est nécessaire dans le temps.

Enfin, il a été procédé à divers contrôles afin de détecter des parasites éventuels lorsque le triac conduit. Ces brouillages sont insignifiants ; en radiodiffusion, que ce soit en PO, en GO ou même en FM les parasites créés par le triac n'apparaissent que dans un rayon inférieur à un mètre, d'autre part aucun parasite n'apparaît sur un récepteur branché directement aux bornes de la batterie en charge.

CONCLUSIONS

L'utilisation de cet appareil doit permettre d'avoir des batteries fonctionnant normalement en régime de charge et de décharge alternée sans avoir besoin de surveillance particulière, tout en étant sûr, en fin de compte, de n'avoir en aucun cas des batteries ni surchargées, ni complètement déchargées ; ce qui ne peut que prolonger la durée de vie de celles-ci pour un prix de revient de cet appareil nettement inférieur à 100 francs.

J. ABOULY

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

continue d'enchanter nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



Bon pour un catalogue gratuit 100 pages des orgues Dr. Böhm

Joindre 5 F en timbres français, coupon de réponse, ou mandat.
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A

Dr. BÖHM - Service catalogue - 71, rue de Suresnes - 92380 GARCHES

NOM
Adresse

Je désire recevoir 1 de vos disques de démonstration (30 cm, 33 t., stéréo, h-f).
 Musiques classiques.
 Variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique.
Je vous joins 45,00 F (les 2 disques ensembles 80,00 F) pour envoi franco.

LES CAPTEURS CAPACITIFS et leurs transformations

PARMI les différents types de capteurs, les capteurs capacitifs, comme les capteurs électromagnétiques, offrent l'avantage de ne pas nécessiter de contact avec l'objet à étudier. Leurs variations de capacité permettent de traduire, en particulier, des déplacements et des vibrations relatives ou avec des éléments de formes particulières des pressions.

Ces appareils sont formés, en principe, de deux armatures de condensateur, dont l'une reste fixe et l'autre se déplace librement; l'armature libre peut ainsi être reliée à l'objet à contrôler.

La capacité d'un condensateur est inversement proportionnelle à l'espace entre les armatures, lorsque celui-ci est faible par rapport aux dimensions de ces dernières. La variation de cet espace entraîne donc celle de l'impédance du condensateur en fonction du déplacement de l'armature mobile.

En montant le condensateur capteur dans un système de mesure convenable, les effets étudiés peuvent ainsi être traduits par un signal électrique variable facile à évaluer après amplification à l'aide d'un appareil de mesure, ou agissant sur un appareil de commande de contrôle, ou de régulation. Si l'on veut contrôler une vibration, le système

de contrôle doit être alimenté par une tension alternative constante, et sa fréquence doit être élevée par rapport à la fréquence de vibration mesurée.

Le capteur à capacité variable peut aussi servir à former un circuit oscillant avec une bobine d'auto-inductance, et être utilisé dans les mêmes conditions que les capteurs à variation d'inductance.

Dans les appareils de mesure et de contrôle, le principe de la variation de capacité est ainsi fréquemment employé pour contrôler des variations mécaniques et les convertir en signaux électriques correspondants.

Les capteurs capacitifs sont capables d'effectuer des mesures linéaires et angulaires avec une stabilité de conversion très élevée, une bonne linéarité, et une résolution infinie. Ces éléments peuvent assurer des résultats précis pour une large gamme de phénomènes physiques: le contrôle de la pression, de l'humidité, des vibrations, de l'épaisseur, du couple, du niveau des liquides.

En outre, des phénomènes physiques en rapport avec le mouvement, tels que des déplacements, des vitesses, des accélérations peuvent être facilement transformés, de façon à produire des tensions ou des courants de sortie uti-

lisables pour la mesure, le contrôle, ou la commande. Les forces nécessaires pour mettre en action les capteurs capacitifs sont extrêmement

faibles; des variations très faibles de la capacité électrique peuvent ainsi être détectées avec une distorsion négligeable.

tournez la page

infra

infra
vous
informe

LE FONCTIONNEMENT DES CAPTEURS CAPACITIFS

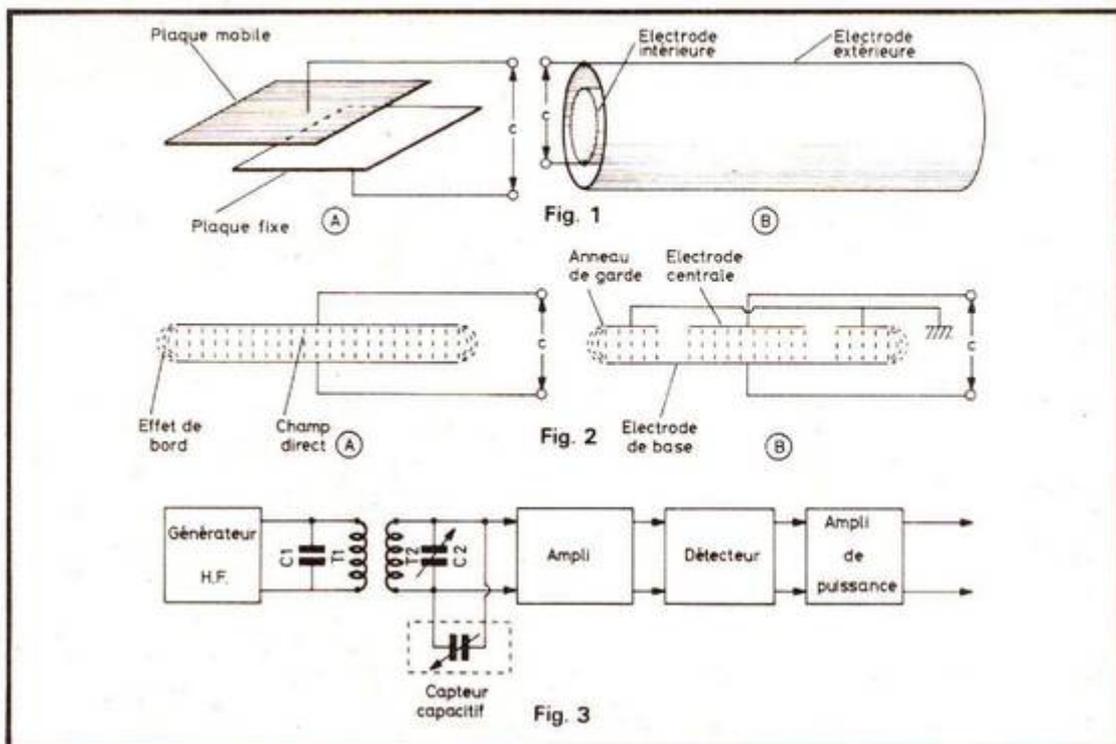
La réalisation des capteurs capacitifs est donc basée sur les propriétés des condensateurs, c'est-à-dire de deux ou plusieurs éléments métalliques chargés électriquement, qui peuvent mettre en réserve de l'énergie dans un champ électrostatique produit par les conducteurs.

La capacité ainsi formée dépend de la surface effective des conducteurs, de la distance qui les sépare, et de la constante diélectrique des matériels isolants placés entre les conducteurs. Une variation de l'un de ces trois paramètres, produite par le phénomène physique qui agit sur le capteur, détermine des variations de la capacité électrique, qui peut ensuite être contrôlée avec précision.

Sous sa forme la plus simple, un capteur capacitif consiste dans une sonde de contrôle, ou pick-up, contenant une plaque fixe et une plaque mobile séparées par un diélectrique convenable. Dans d'autres modes de construction, les électrodes sont fixes et le matériau diélectrique sert d'élément variable.

La capacité normale entre les bornes d'un capteur capacitif est la valeur obtenue lorsque les lignes électrostatiques de force sont distribuées uniformément sur la surface interne des plaques formant les électrodes. Il faut aussi que ce champ électrostatique soit composé de lignes droites s'étendant directement d'une électrode à l'autre.

Pour le capteur simple à plaques parallèles, la capacité peut être déterminée à partir de la formule habituelle se rapportant aux condensateurs ; il en est de même pour les capteurs cylindriques, qui consistent en une tige ou un cylindre placé à l'intérieur d'un tube, comme on le voit sur la figure 1 et 2. On considère alors la longueur des électrodes cylindriques, le dia-



mètre intérieur de l'électrode extérieure et le diamètre extérieur de l'électrode intérieure.

En dehors des lignes de force normales rectilignes, une partie du champ électrique statique se produit dans la région située au-delà des bords des plaques métalliques et du matériau diélectrique. Il en résulte ce qu'on appelle un effet de limite ou de bord, comme on le voit sur la figure 2A ; il est déterminé par des lignes électrostatiques courbées qui se produisent en dehors des plaques.

Cet effet parasite peut contribuer, dans certains cas, à modifier les contrôles des valeurs étudiées, en faisant apparaître la capacité contrôlée plus grande que la valeur calculée. Lorsqu'il s'agit de mesures de précision relatives à des variations de capacité extrêmement réduites, de l'ordre d'une fraction de pF, l'erreur due à la capacité de bord est réduite à une valeur négligeable, en conservant la distance entre les plaques d'électrodes beaucoup plus réduite que les dimensions des plaques.

Dans le cas d'un capteur capacitif formé, par exemple, par des plaques circulaires, le rapport du rayon de la plaque

à l'écart des plaques doit être supérieur à 200 à 1. On peut ainsi obtenir des effets de bord ayant une action inférieure à 1 % de la capacité totale.

Pour réduire encore cette capacité parasite, lorsqu'il s'agit d'effectuer des calculs très précis, une disposition avec anneau de garde, comme on le voit sur la figure 2B, est souvent adoptée, pour délimiter plus nettement le phénomène produit sur les bords des plaques, et pour éviter qu'il puisse avoir une action notable sur le fonctionnement.

Une électrode de garde auxiliaire entoure une des plaques constituant l'électrode centrale du capteur capacitif, de telle sorte qu'elle peut être isolée de l'autre par un intervalle très réduit.

La plaque opposée, ou électrode de base, est un peu plus grande que l'électrode centrale, de sorte que toutes les lignes de force des bords sont limitées sur l'électrode de garde et l'électrode de base.

L'anneau de garde est relié à la masse, et l'électrode centrale est maintenue à un faible potentiel, tandis que l'électrode de base est portée à un potentiel plus élevé par rapport à la masse.

Par ce moyen, l'effet de

bord n'a pas d'action sur la capacité directe entre les électrodes de centre et de base. Ce procédé permet un contrôle précis de la valeur de la capacité d'après la forme des éléments du capteur et le type diélectrique.

LES SYSTÈMES ÉLECTRIQUES EMPLOYÉS

Plusieurs méthodes sont utilisées pour convertir les variations de capacité du capteur en un signal utilisable et efficace pouvant être transmis à un appareil de mesure de précision, un dispositif d'enregistrement, un système de commande, de contrôle, ou d'alarme.

Les méthodes les plus couramment utilisées consistent dans la méthode de résonance, la méthode de battements et la méthode de mesure à l'aide d'un pont. Dans celle-ci, les plaques d'électrodes sont alimentées par une source à courant alternatif, de sorte que les variations de capacité et, par suite, les modifications de la réactance capacitive peuvent être décelées et contrôlées comme des variations de cou-

rant ou des variations de tension.

Un exemple type de la méthode de résonance est donné par un système à modulation de fréquence, tel que celui représenté sur la figure 3. Dans ce dispositif, l'élément de transformation C forme une partie d'un circuit résonnant accordé L2 C2, qui est couplé d'une façon très lâche à un circuit bouchon L1 C1 d'un générateur à haute fréquence.

Sur la figure 3B, le circuit résonnant accordé est réglé en faisant varier la valeur de la capacité C2, de sorte que le point de fonctionnement A se trouve sur la partie linéaire le long de la pente de la courbe de résonance. Une variation de la capacité du capteur produite en mesurant les paramètres détermine une déviation de la fréquence du fonctionnement entre les points B et C. Par suite, une tension de sortie linéaire peut être recueillie à la sortie du détecteur (fig. 4).

Le signal de sortie recueilli peut être suffisant pour actionner un système indicateur à bobine mobile, mais on peut employer un amplificateur de puissance, lorsqu'il est nécessaire d'alimenter un appareil enregistreur ou de commande.

Dans la méthode à battement de fréquence, l'élément capteur et un condensateur étaloné constituent des parties de la capacité totale du circuit résonnant d'un oscillateur à fréquence variable. Le dispositif est établi de façon à produire des battements avec un oscillateur fixe, dont la fréquence est habituellement contrôlée par un cristal, de sorte que pour une différence de fréquence nulle, on obtienne à la sortie du système un signal 0.

De petites variations de la capacité du capteur déterminent des variations de fréquence de résonance du circuit oscillant, et un signal apparaît à la sortie du démodulateur. La valeur du réglage nécessaire du condensateur étaloné pour amener l'oscillateur accordable dans des conditions permettant des battements de zéro avec l'oscillateur fixe dépend de la variation de capacité déterminée par la quantité mesurée.

La figure 5 montre, par ailleurs, une forme fréquente de circuit en pont employée dans un dispositif à fréquence porteuse modulée en amplitude. Dans ce montage, la tension haute fréquence provenant d'un oscillateur haute fréquence est transmise par

induction à un bobinage secondaire à prise médiane, qui forme les deux bras d'un pont bobinage-capacité.

Le pont comporte également un condensateur étaloné C1 et un capteur capacitif C. Au moment de l'équilibre, lorsque la capacité C_x est égale à C1, le signal recueilli à la sortie du système a une valeur nulle. Toute variation de C_x due à la quantité que l'on veut contrôler détermine un déséquilibre du pont ; il se produit un signal de contrôle, dont l'amplitude et la phase dépendent du déséquilibre même du pont.

La discrimination de phase est obtenue en appliquant de nouveau la fréquence porteuse sur un système redresseur sensible à la phase, par exemple. Ce dernier produit un signal de sortie positif, lorsque le signal d'entrée est en phase avec le signal de référence, et un signal négatif lorsque le signal d'entrée est déphasé.

Pour rétablir l'équilibre du pont, on règle la valeur du condensateur C manuellement ou au moyen d'un servosystème jusqu'à ce qu'on obtienne l'égalité avec l'électrode de mesure C.

Suivant ce principe, on peut réaliser des dispositifs compa-

rateurs électroniques de haute précision, grâce à des capteurs capacitifs, comme on le voit sur la figure 6.

La variation de la dimension à contrôler, ce qu'on appelle en mécanique la cote de la pièce, est traduite à l'aide d'un palpeur par une modification égale affectant l'épaisseur du diélectrique, par exemple, l'air, interposé entre les deux armatures planes du condensateur capteur. L'une d'elles se déplace effectivement par rapport à l'autre, lorsqu'elle est entraînée par la pointe de touche du capteur à laquelle elle est reliée.

En fait, l'armature mobile se déplace entre deux armatures fixes et le capteur est différentiel ; il est formé de deux condensateurs en série. La capacité du premier augmente quand celle du second diminue, et inversement.

Si l'on alimente alors avec une tension constante V alternative ou continue les deux condensateurs en série, la différence de potentiel entre les armatures de l'un d'eux, qui peut être l'un ou l'autre, puis-que le montage est symétrique, est une fonction linéaire de l'épaisseur du diélectrique. La capacité de chacun des deux condensateurs est, d'ail-

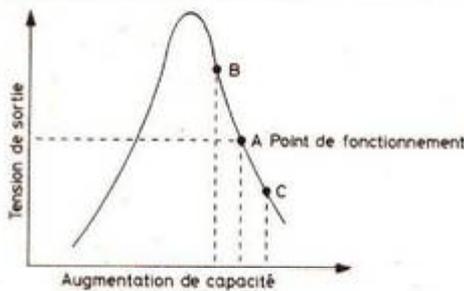


Fig. 4

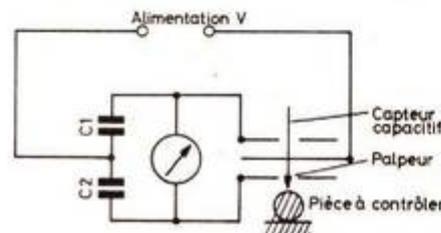


Fig. 6

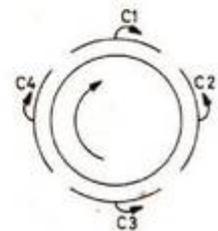


Fig. 7

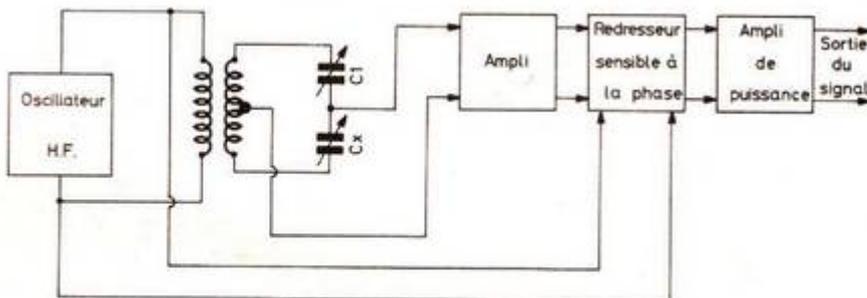


Fig. 5

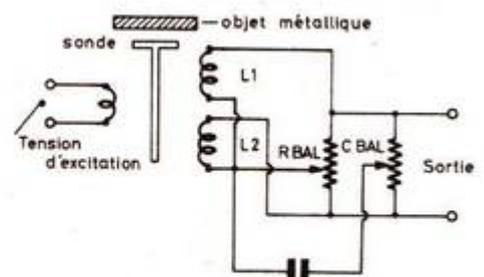


Fig. 8

leurs, une fonction hyperbolique de cette épaisseur.

La relation linéaire entre la dimension à contrôler et sa traduction rend la sensibilité indépendante de la courbe du palpeur, ce qui constitue un grand avantage.

En pratique, le comparateur peut être constitué par un empilage de lames, celles de rang impair sont fixes ; leurs faces supérieures et leurs faces inférieures sont liées respectivement à chacun des pôles de la source. Les lames paires sont mobiles, elles sont entraînées solidairement par la pointe de touche.

Un appareil de ce genre permet de contrôler avec précision les dimensions, d'effectuer des tris automatiques, des appairages, etc.

Les capteurs capacitifs sans contact permettent également de contrôler le déplacement d'un arbre de rotation. L'arbre constitue l'une des armatures communes à quatre condensateurs disposés à 90° l'un de l'autre, comme on le voit sur la figure 7. Les armatures externes entourent l'arbre ; elles sont donc au nombre de quatre et placées à 90° l'une de l'autre ; chacune couvre un secteur circulaire. Les irrégularités de rotation de l'arbre font varier les capacités de condensateurs ; on obtient ainsi des signaux de contrôle qu'on peut utiliser directement ou enregistrer.

Nous avons étudié dans un article précédent les systèmes de capteurs inductifs fonctionnant avec des transformateurs différentiels. On voit encore sur la figure 8 un transformateur différentiel à réluctance variable avec une tension alternative appliquée à un bobinage d'excitation. Les deux bobinages secondaires L1 et L2 sont reliés de telle sorte qu'ils sont déphasés de 180°. Aux bornes de sortie, il n'y a donc pas de signal de tension.

L'équilibre résistif et capacitif est nécessaire pour compenser de petites différences d'inductance de L1 et L2 et pour pouvoir obtenir un

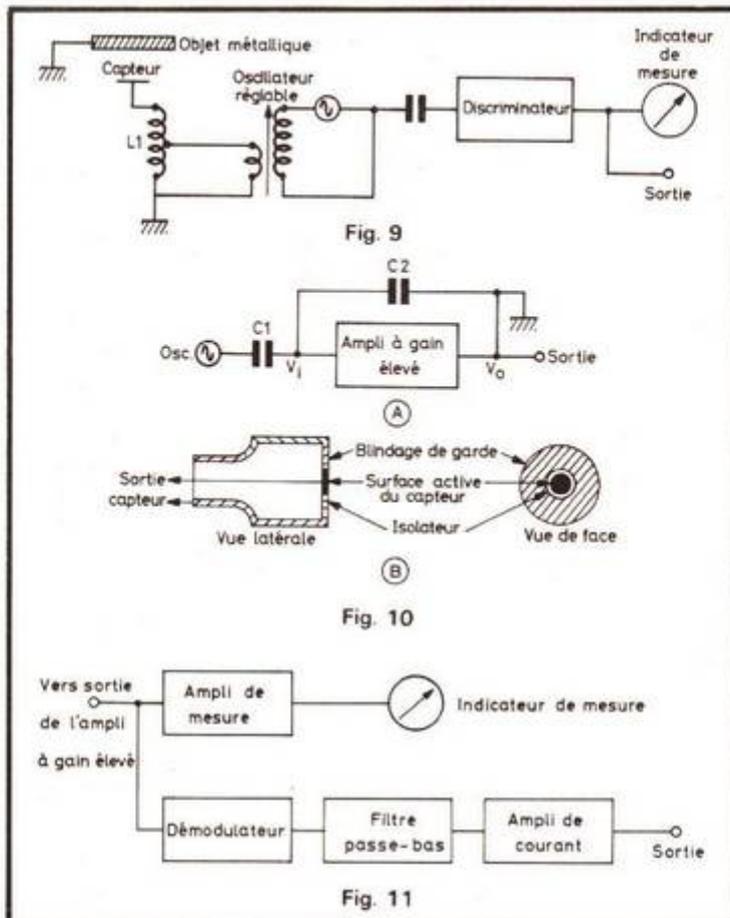


Fig. 9

Fig. 10

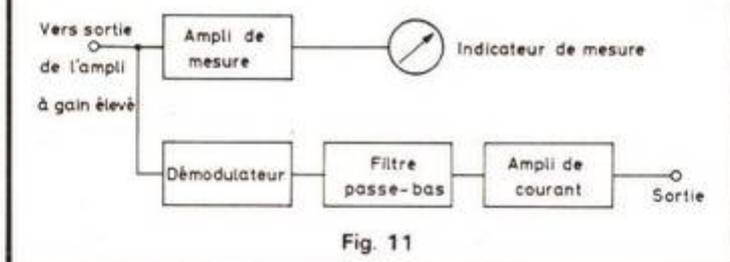


Fig. 11

réglage du signal de sortie zéro pour des positions diverses d'objets métalliques à contrôler, en agissant sur la sonde formant le noyau du transformateur différentiel.

Le système est, d'abord, équilibré avec l'objet métallique à contrôler dans la position de repos. Tout mouvement en dehors de cette position fait varier l'inductance de L1 par rapport à L2 ; on obtient une tension d'équilibrage qui peut être recueillie aux bornes de sortie, et qui est proportionnelle à la distance de déplacement. Le système est donc, on le sait, utilisable pour mesurer les déplacements et les vibrations.

Un dispositif de ce genre présente pourtant deux inconvénients et, tout d'abord, la limitation de sa gamme de fonctionnement. Pour obtenir un contrôle linéaire, il est nécessaire que le déplacement soit extrêmement limité ; la précision peut même varier avec la température et la position de la pointe de touche. Ce dispositif n'assure donc des

résultats très satisfaisants et de haute précision que sur une gamme de fonctionnement limitée et si la température et la position de mesure demeurent constantes.

Un système ayant le même but employant un oscillateur réglable, un discriminateur, et un bobinage de capteur accordé est représenté sur la figure 9. Son fonctionnement est le suivant : lorsque l'objet métallique, dont on veut contrôler la position, se trouve à la position de repos, l'oscillateur est accordé suivant la fréquence du discriminateur en produisant une tension de sortie zéro.

Tout déplacement de l'objet de sa position initiale produit une variation de la capacité aux bornes du bobinage L1, et détermine donc une variation de la fréquence de l'oscillateur d'une quantité proportionnelle.

Le circuit discriminateur de l'instrument de contrôle produit une tension de sortie correspondante. Un montage de ce genre peut comporter un

instrument de contrôle étalonné directement, produire une tension de sortie continue utilisable pour l'enregistrement, actionner un système de commande ou de régulation quelconque.

Le système est capable de fonctionner sur une gamme assez étendue et d'assurer une bonne réponse en fréquence ; cependant, comme le premier montage, il peut être sensible aux variations de température, du moins lorsqu'il s'agit de contrôles de grande précision.

Pour éviter les inconvénients dus à l'effet de la température, on peut utiliser, comme on le voit sur la figure 10, un montage employant un système de sonde de capacité à rétroaction. La tension provenant d'un oscillateur à haute fréquence, de l'ordre de 50 à 100 kHz, est appliquée à l'entrée d'un amplificateur à gain élevé.

La tension de sortie V_0 est déphasée de 180° par rapport à la tension d'entrée V_1 ; l'entrée et la sortie de l'amplificateur sont couplées par la capacité C2 qui complète la boucle de réaction.

Cette capacité correspond à celle de la sonde placée à distance et celle de la structure d'essai, avec une plaque de la sonde de capacité, et l'autre la pièce métallique à contrôler. La tension de sortie de l'amplificateur est inversement proportionnelle à la capacité de C2 ; ainsi on obtient une tension V_0 , dont l'amplitude est directement proportionnelle à toute variation de distance entre la sonde et la pièce à essayer.

On voit, sur la figure 10B, la disposition d'une sonde à capacité-type avec ce système de mesure à boucle de réaction. La section transversale montre le système, avec la surface active de la sonde, l'isolateur, le blindage de protection et le corps de la sonde. Le bouton central est relié par l'intermédiaire d'un câble blindé à l'entrée de l'amplificateur. Le blindage de protection élimine efficacement

toute capacité parasite sur les bords de la sonde et concentre la surface active sur la partie frontale du bouton central.

La pièce essayée et une borne de l'amplificateur de sortie sont connectées à la masse au moyen d'une ligne de retour à la masse séparée.

Les éléments électroniques additionnels pour la mesure du signal de contrôle de distance sont indiqués sur le schéma de la figure 11. Le montage consiste dans un amplificateur de mesure et un système indicateur de commande, un démodulateur, un filtre passe-bas et un amplificateur de courant. Ce dernier est utilisé pour produire un signal de tension continue analogique, sur une source à faible impédance, par exemple, pour un enregistrement, un système de commande ou de contrôle.

Lorsque la distance entre le capteur capacitif et la surface métallique diminue, la tension de sortie sur l'oscillateur à fréquence standard augmente progressivement.

Si la pièce en essai est animée d'un mouvement à contrôler, s'il s'agit, par exemple, d'une came en rotation ou d'un arbre, le signal standard est modulé en amplitude par ce mouvement. Le signal est ensuite démodulé, transmis à travers le filtre passe-bas et apparaît à la sortie de l'amplificateur de courant. Le filtre passe-bas élimine les fréquences résiduelles de l'oscillateur standard ; le signal de sortie résultant peut être étudié, enregistré, ou actionne un dispositif convenable.

Un dispositif de ce genre permet de contrôler les vibrations, comme on le voit sur la figure 12. La pièce en vibration *M* se trouve d'abord dans une position médiane de repos, et oscille avec une amplitude *D*, ce qui produit une onde sinusoïdale d'un point à un autre, comme on le voit sur le schéma. Le signal est ensuite transmis à un démodulateur. A la sortie de ce dernier, on obtient un signal redressé, dont l'amplitude est

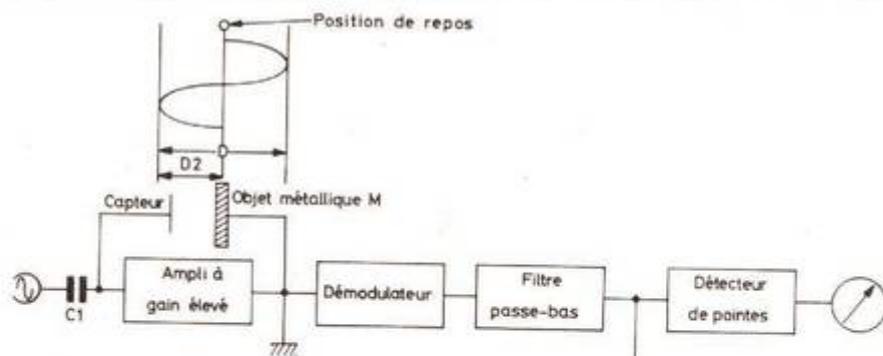


Fig. 12

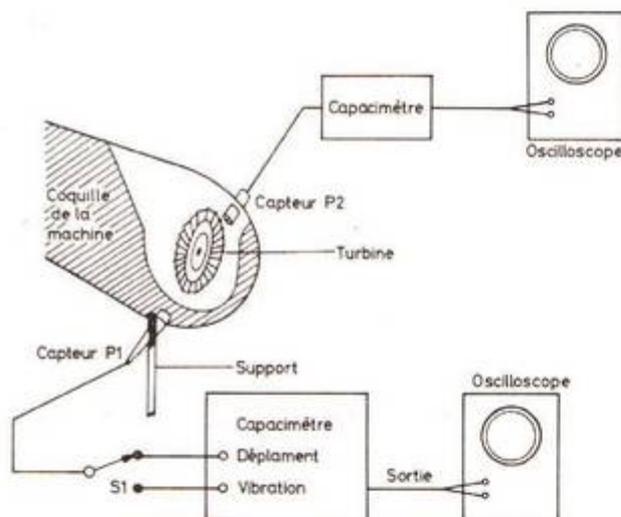


Fig. 13

directement proportionnelle au déplacement *D2* que l'on désire mesurer.

Le signal est ensuite amplifié par l'amplificateur de courant ; il peut être étudié directement sur un oscilloscope, actionner un système de contrôle ou d'enregistrement quelconque. Si l'on emploie un appareil de contrôle, on utilise un montage convenable pour détecter les pointes d'amplitude.

Les caractéristiques d'amortissement du système doivent être étudiées de sorte que l'appareil de contrôle indique les déplacements réels entre la sonde capacitve et la membrane vibrante.

Il est souvent désirable d'exprimer la vibration en termes d'accélération ; cela est spécialement vrai lorsque la fréquence de la pièce vibrante à contrôler se produit sur une gamme relativement étroite.

Un dispositif permettant de déterminer les forces d'accélération peut être établi avec un oscilloscope et un compteur à fréquence digitale. Le signal provenant du contrôleur de distance est appliqué à la borne à l'axe X de l'oscilloscope, un oscillateur à fréquence variable couvrant la gamme convenable à mesurer est relié aux bornes d'entrée de l'autre axe Y de l'oscilloscope, et l'on étudie sur l'oscilloscope les courbes circulaires de Lissajous.

Un appareil de ce genre avec des sondes capacitves permet également de contrôler des effets statiques et dynamiques. Le schéma de la figure 13 montre ainsi la disposition de deux sondes capacitves P1 et P2 disposées de façon à contrôler la vibration, le déplacement, et même l'effet thermique d'un engin rotatif, par exemple, d'une

turbine. La sonde P1 est montée sur une pièce fixe indépendante du système ; la sonde P2 est montée sur l'appareil lui-même, de façon à contrôler les déplacements des pointes des lames de la roue ou de la turbine.

Pour obtenir des indications exactes, il est nécessaire de prévoir un étalonnage extérieur du système pour la gamme de fonctionnement désirée. Pour réaliser celui-ci, des points d'étalonnage doivent être prévus entre P1, la pièce à contrôler, et P2, en relation avec les pointes des lames du système.

Les sondes doivent être montées de sorte qu'il existe une possibilité de mouvement suffisante pour l'étalonnage. Les essais peuvent être effectués de différentes façons pour contrôler les vibrations et les déplacements.

(à suivre) P.H.

REALISEZ :

UN AMPLIFICATEUR

“RETRO”

DE nos jours, il est de coutume de rechercher l'originalité. Nos lecteurs ne seront donc pas déçus puisque nous leur proposons aujourd'hui la réalisation d'un petit amplificateur ne comportant ni transistor, ni circuit intégré : nous utiliserons en effet de bonnes vieilles lampes, diffusées à quelques millions d'exemplaires pendant le quart de siècle de leur règne. Ne pensez pas que nous prenons parti quant au duel lampe-transistor ; une telle prise de position en électro-acoustique serait, pour le moins, téméraire. Disons plutôt qu'il s'agit d'un autre aspect de la vague rétro qui déferla sur la France, ces derniers temps.

EXAMEN DU SCHEMA

En version stéréophonique, l'amplificateur est équipé de cinq lampes : 2 x EF89 (étage préampli), 2 x EL84 (amplificateur de puissance classe A) et 1 x EZ81 (valve). Sur la figure 1, un canal et l'alimentation sont représentés.

Le signal en provenance des correcteurs (voir plus loin figure 2) est appliqué par l'intermédiaire d'un condensateur de 22 nF à la grille 1 de l'EF89 montée en triode. Le courant anodique de repos circulant dans le circuit cathode/grille 2 - anode, crée dans la résistance de cathode (33 Ω) une chute de tension, égale à la tension nécessaire

entre cathode et grille 1 pour assurer un fonctionnement correct du tube. Ainsi la grille 1 se trouve aux environs de 0 V tandis que la cathode est positive par rapport à la masse, donc par rapport à la grille 1 (fig. 3). Appliquons, pour l'amplifier, une tension alternative à l'entrée. Les électrons allant de la cathode vers l'anode, et la grille 1 étant rendue alternativement plus ou moins négative par rapport à la cathode, la conduction moyenne établie diminuera ou augmentera respectivement, les électrons étant plus ou moins freinés, repoussés, par la grille 1.

Dans le circuit anodique, nous trouvons la résistance de charge de 47 k Ω dans laquelle le courant anodique crée une chute de tension moyenne de 220 V, cette tension variant de quelques volts, en opposition

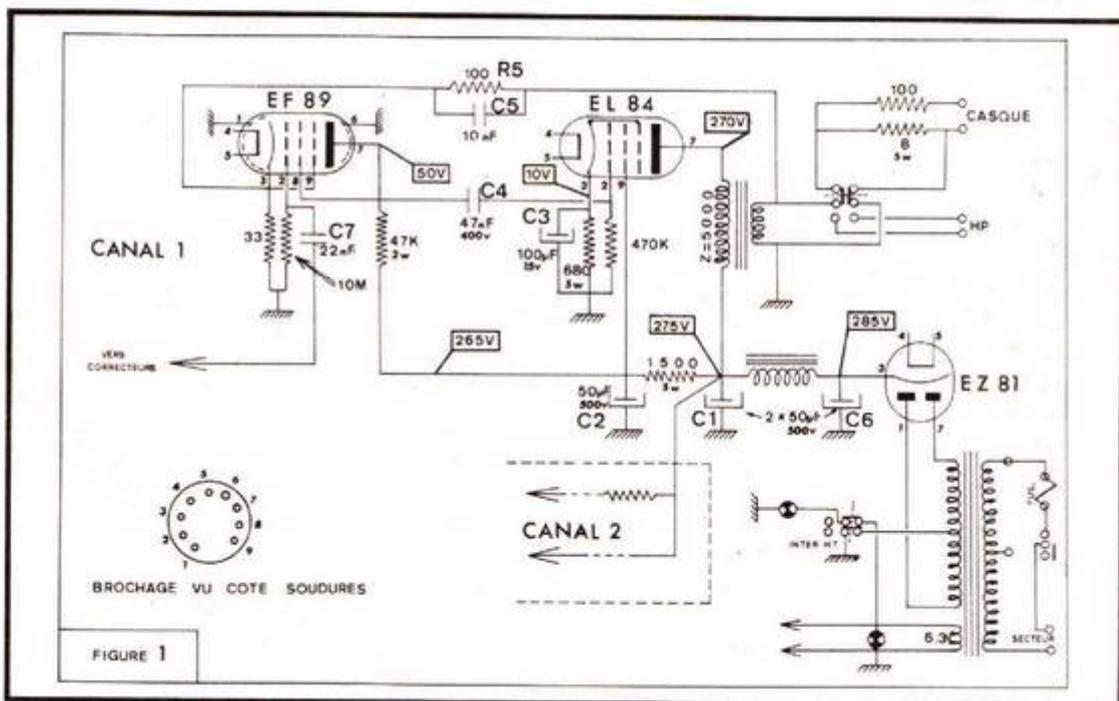
de phase avec la tension d'entrée. Cette tension est appliquée par le condensateur de liaison de 47 nF, et via C₂, entre la grille 1 et la cathode de l'EL84, pentode montée de manière classique en amplificatrice de puissance classe A. Le condensateur C₃ shunte la résistance de cathode afin que celle-ci ne joue pas le rôle de charge alternative. Ainsi, en continu, la pentode est correctement polarisée par la résistance de 680 Ω ; et en alternatif, la tension à amplifier est directement appliquée entre cathode et grille 1, le courant final se trouvant intégralement récupéré dans le transformateur de sortie monté en charge d'anode. Rappelons que plus la fréquence du signal à transmettre est basse, plus la réactance de C₃ est grande et donc plus son efficacité de court-circuit diminue. Il faut

donc prendre pour C₃ la valeur la plus grande possible, 100 μ F étant une valeur minima (1 000 μ F serait correct pour 20 Hz).

Chaque amplificateur est équipé de deux réactions négatives :

La première est une réaction négative d'intensité due au fait que la résistance de polarisation du tube EF89 n'est pas shuntée par un condensateur. Le gain diminue mais la qualité s'améliore nettement. Par contre, la même technique appliquée à la cathode de l'EL84 ne donnerait pas de bons résultats, vu le niveau des tensions mises en jeu.

La deuxième est une réaction négative de tension englobant tout l'amplificateur et constitué par l'ensemble R₅, C₅ - R₅ étant de faible valeur, la réaction est vigoureuse sans



qu'aucune instabilité n'apparaisse — C_5 améliorant la restitution des signaux carrés à 10 kHz.

L'alimentation est des plus classiques. Signalons seulement l'interrupteur d'attente placé entre la masse et le point milieu de l'enroulement haute tension. Il permet d'arrêter spontanément l'appareil tout en laissant les filaments sous tension. Le basculement de l'interrupteur remet immédiatement l'appareil en service. La figure 3 présente diverses variantes de l'alimentation. Notez qu'un des pôles des filaments (n'importe lequel) est, **au niveau du transformateur seulement**, relié à la masse. Il ne faut en aucun cas utiliser ce pôle pour les masses des différents étages d'amplification.

Les correcteurs de tonalité ne présentent aucune particularité. Leur adjonction diminue la sensibilité de l'appareil. Si l'on désire rendre l'amplificateur sensible et l'adapter pour les cellules protectrices, il serait simple de réaliser dans un boîtier à part un petit préamplificateur correcteur, à transistors ou circuit intégré, fonctionnant avec une pile de 9 V. La tension de sortie devrait se situer entre 1 V et 2 V. Beaucoup de montages simples de ce type ont été décrits dans le « Haut-Parleur », le lecteur intéressé voudra bien s'y reporter.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous conseillons vivement au lecteur voulant réaliser cet appareil, de se procurer un coffret tout métal dans lequel auront été impérativement ménagées des ouvertures de refroidissement. Nous avons pour notre part, utilisé un coffret de 13,5 cm de hauteur, 34,5 cm de longueur et 23,5 cm de profondeur. Le châssis est surélevé de 2,5 cm par rapport à la base, ce qui permet de loger tous les composants sans problème.

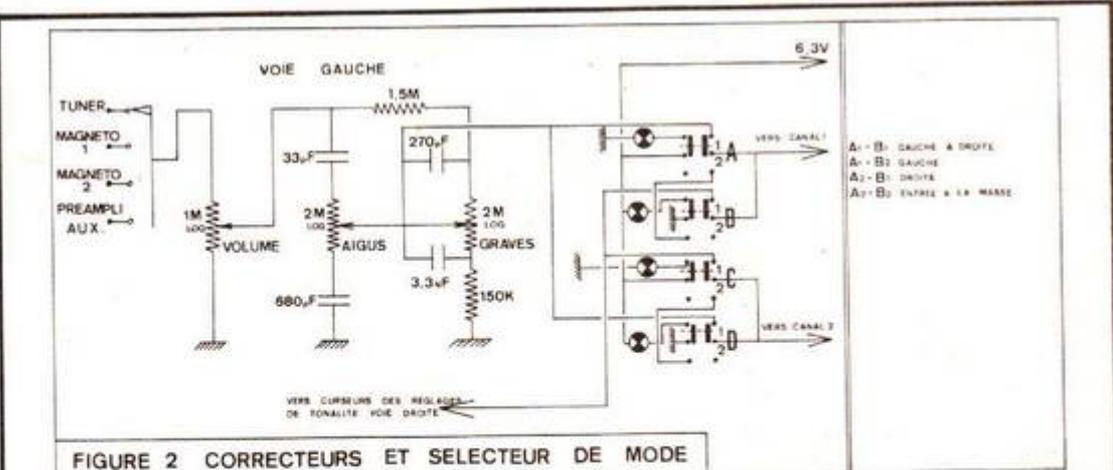


FIGURE 2 CORRECTEURS ET SELECTEUR DE MODE

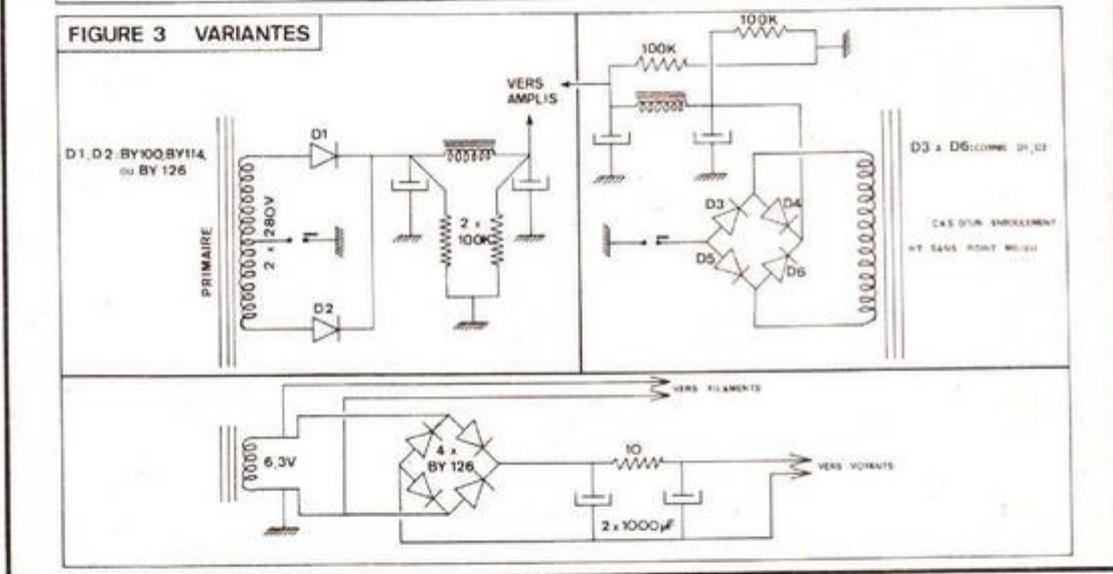


FIGURE 3 VARIANTES

Tous les composants ont été facilement trouvés chez les revendeurs parisiens.

Le câblage se fait sur cosses-relais que l'on fixe par bande sur le châssis.

Nous conseillons au lecteur de se procurer toutes les pièces avant de commencer son montage. Les supports de lampe sont du type Noval, ils sont très classiques. Les résistances sont en général de 0,5 W, au carbone, précision 5 ou 10 %. Certaines sont de plus forte puissance (Cf fig. 1). Les condensateurs non polarisés sont au polyester, leurs tensions d'isolement sont indiquées sur la figure 1 et doivent être considérées comme un minimum. C_3 est à faible tension d'isolement (supérieure à 15 V cependant) mais à forte capacité. C_1 et C_2 sont installés dans un boîtier tubulaire commun se fixant au châssis par un filetage à la base. La tension d'isolement doit impérati-

vement se situer vers 500 V. C_6 se présente de la même manière et doit présenter la même tension d'isolement. Condensateurs et résistances doivent être neufs par sécurité.

L'impédance du primaire du transformateur de sortie peut varier sans inconvénient entre 5 000 et 7 000 Ω . Le secondaire est généralement prévu pour un haut-parleur de 2,5 Ω . On peut cependant connecter un haut-parleur de 8 Ω . Les deux transformateurs de sortie doivent être identiques ou du moins, très proches en caractéristiques pour éviter toute dissymétrie entre les deux voies. Les modèles utilisés présentent, à titre indicatif, les dimensions extérieures suivantes : hauteur : 5,5 cm ; longueur : 6,5 cm ; largeur : 3,5 cm ; tout modèle plus gros conviendrait. Signalons que ces modèles sont très courants et l'on

peut souvent les récupérer dans de vieux téléviseurs (voir les magasins - surplus).

Le transformateur d'alimentation est lui-même peu critique. Il doit être équipé d'une sortie 6,3 V pour le chauffage des tubes et les voyants, ainsi que d'un enroulement haute tension (2 x 260 V à 2 x 300 V, ou 1 x 260 V à 1 x 300 V). Le débit haute-tension doit pouvoir atteindre 90 mA. Si vous disposez d'un transfo de récupération ayant un débit supérieur (transfo d'alimentation de téléviseur par exemple), ce n'est que meilleur : cet organe chauffera moins (fig. 3), quelques variantes d'alimentations sont proposées.

Lorsque vous êtes en possession de toutes vos pièces détachées, faites une implantation sur le châssis en vous inspirant de la figure 4 ; la meilleure solution consiste à éloigner au maximum les

entrées de l'alimentation. C_6 doit se situer le plus près possible de l'anode de l'EF89. Enfin, il est conseillé de monter le transformateur d'alimentation perpendiculairement au châssis (fig. 5).

Les deux fils alimentant les filaments sont à torsader vigoureusement.

Enfin, il ne faut faire qu'un point de masse par étage. On reliera ensuite tous ces points de masse par un fil de bonne section que l'on reliera à la masse et au châssis, au niveau de l'alimentation. Pour le câblage des entrées, on utilisera des fils blindés dont une extrémité seulement sera reliée à la masse. En règle générale, on doit éviter toute boucle dans les circuits de masse ; il pourrait en résulter d'importants ronflements.

Si le câblage des voyants introduisait des ronflements (ce dont on se rend compte en coupant leur alimentation), il serait nécessaire de les alimenter en continu (fig. 3). Les deux fils sont alors **indépendants de la masse**, alors que précédemment l'un d'eux était relié à la masse (Attention donc aux court-circuits lors de cette modification). De plus, ils seront soigneusement torsadés entre eux. De préférence, on utilisera des interrupteurs dont l'extérieur, métallique, pourra être relié à la masse pour constituer ainsi un blindage électrostatique.

MESURES

En suivant ces recommandations, l'appareil donnera de très bons résultats.

La restitution des signaux carrés est parfaite à 1 000 Hz et à 10 000 Hz, légère différenciation, normale sur tout amplificateur.

En signal sinusoïdal, la réponse est plate (aucun affaiblissement constaté) de 40 Hz à 80 000 Hz. A -3 dB, la gamme de fréquence s'étend de 25 Hz à 100 000 Hz.

La distorsion, entre 30 Hz et 20 000 Hz, et quelle que soit

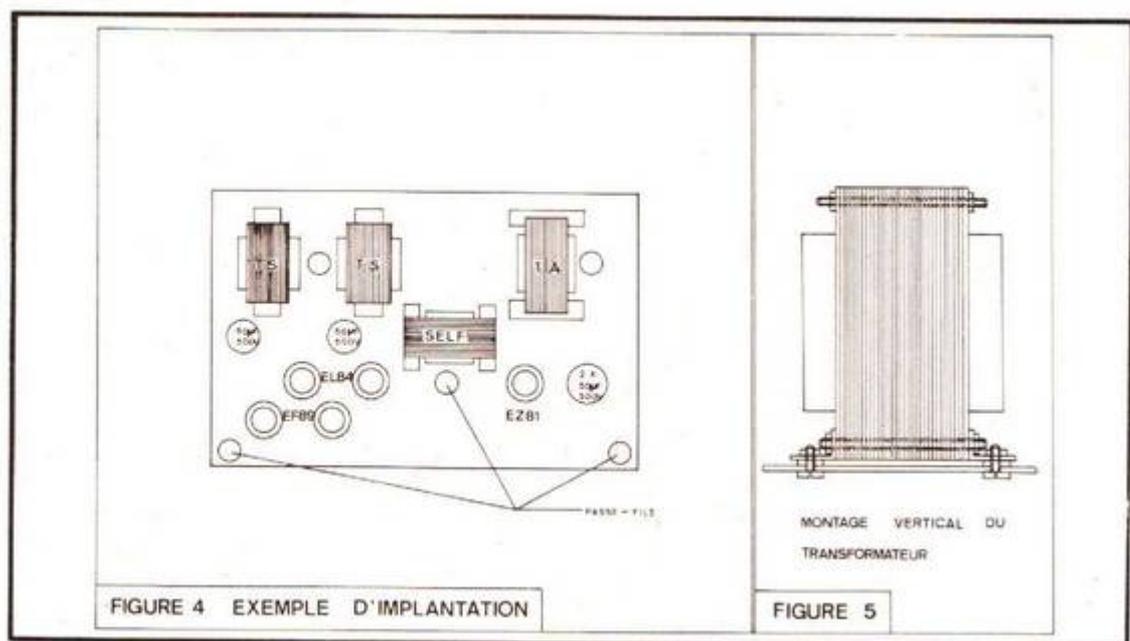


FIGURE 4 EXEMPLE D'IMPLANTATION

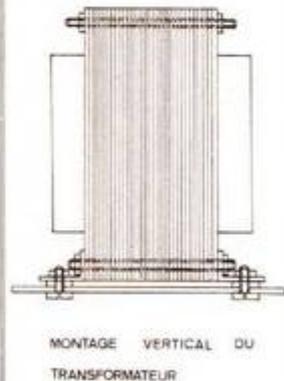


FIGURE 5

la puissance, reste inférieure à 0,5 %.

Enfin, le rapport signal/bruit avoisine 78 dB, la diaphonie 52 dB.

Remarquons la qualité de ces résultats avec des circuits simples sans grande astuce. Si le temps nous le permettait, nous pourrions prouver que l'on peut très bien envisager 30 W avec des tubes à moins de 0,1 % de distorsion.

EN CAS DE DIFFICULTÉS DERNIERS CONSEILS

Afin que n'importe quel lecteur puisse arriver à ses fins, voici quelques remarques :

Nous conseillons à l'amateur de câbler l'alimentation (filaments, voyants, HT jusqu'à C_2 , secteur) et les transformateurs de sortie (sauf le circuit de réaction négative), en premier. Ces points sont souvent considérés par l'amateur comme annexes (l'expérience le prouve) et deviennent sources de troubles.

Si un fort sifflement se fait entendre à la mise en route de l'appareil terminé, inverser au secondaire du transformateur de sortie, la masse et le fil de la réaction négative.

Avant de mettre sous tension, vérifier avec un ohmmètre qu'il n'y a pas de court-circuits : HT. Couper les excédents des fils après soudure.

A la mise sous-tension, brancher un voltmètre entre la masse et la sortie de la self (pôle positif de C_2). Au fur et à mesure que l'EZ81 chauffe, la tension va monter, atteindre un maximum et redécroître légèrement. A ce moment, faire de nombreuses vérifications de visu : si des bruits curieux apparaissent, si une résistance double de volume ou devient vite brûlante, couper tout et vérifier son montage. Par contre, si tout va bien, vérifier les tensions en les comparant avec celles de la figure 1. (On tolère 20 % de marge).

Enfin, souvenez-vous que la sortie d'un ampli à tubes doit toujours être chargée ; donc connectez toujours soit une résistance de 8Ω 5 W, soit un haut-parleur à la sortie de chaque ampli.

Nous espérons maintenant que cette réalisation attirera quelques amateurs, et qu'elle les contentera pleinement. Signalons pour terminer qu'un tel ensemble se prête fort bien, de par sa robustesse, à une étude du genre travaux pratiques ou expérimentations.

F. RUTKOWSKI

NOMENCLATURE

Résistance 1/2 W (5 à 10 %)

- 2 x 33 Ω
- 4 x 100 Ω
- 2 x 680 Ω
- 2 x 150 k Ω
- 2 x 470 k Ω
- 2 x 1,5 M Ω
- 2 x 10 M Ω

Résistances de diverses puissances

- 2 x 47 k Ω /2 W
- 2 x 8 k Ω /5 W
- 2 x 1 500 Ω /5 W

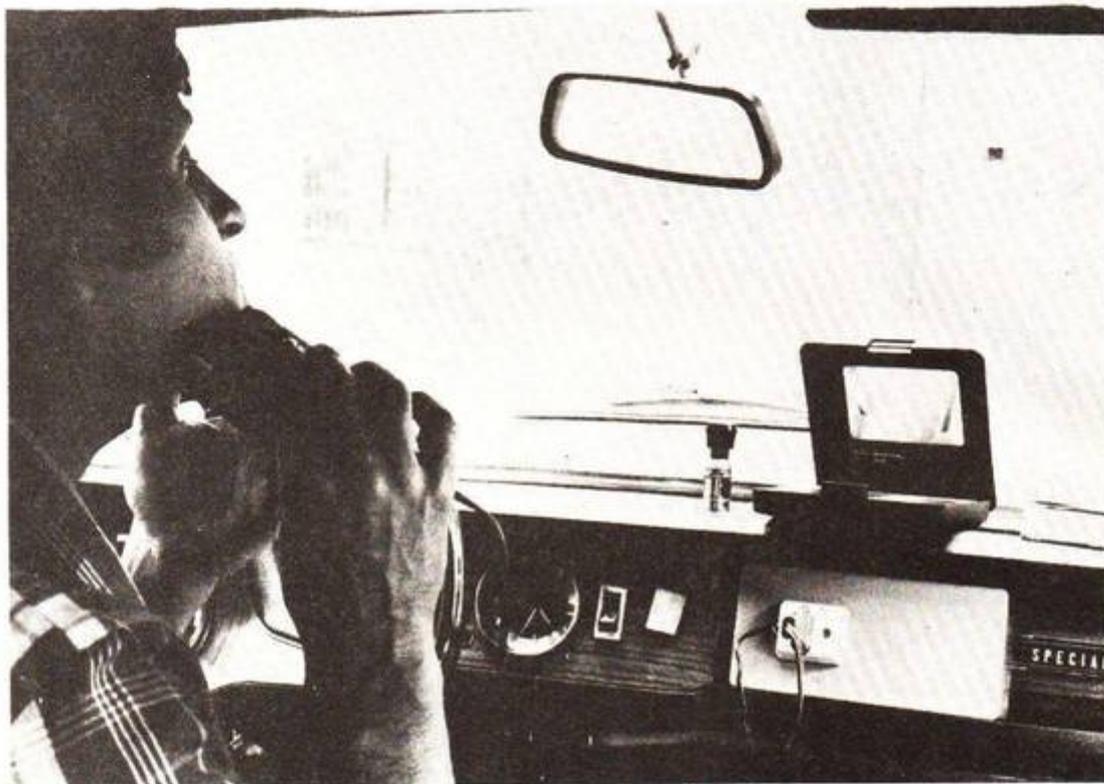
Condensateurs

- 2 x 33 pF
- 2 x 270 pF
- 2 x 680 pF
- 2 x 3,3 nF
- 2 x 10 nF
- 2 x 22 nF
- 2 x 47 nF 400 V
- 4 x 50 μ F 500 V

Divers

- 2 x EL84
- 2 x EL89
- 1 x EZ81
- 5 supports de lampes « Noval »
- 1 commutateur 1 circuit 4 positions
- 4 inverseurs bipolaires
- 1 interrupteur bipolaire
- 1 interrupteur unipolaire
- 6 voyants 6 V
- 1 transformateur d'alimentation : 2 x 200 V 90 mA ; 1 x 6,3 V 4 à 5 A.
- 2 transformateurs de sortie 4 W, Z = 5 000 Ω au primaire.
- Boutons, fiches, coffrets, fil blindé, etc.

ONDULEUR 220 V.



POUR VOITURE

LE but que nous nous sommes fixé est de pouvoir disposer d'une source de 220 V efficaces - 50 Hz, d'une puissance relativement modeste, pouvant alimenter au moins un rasoir électrique ordinaire sinon un petit appareil ménager, à partir d'une batterie 12 V de voiture.

Finis la barbe le matin au bureau, finis les embouteillages improductifs, le temps perdu et l'énerverment. A moto ou en voiture, profitez de la mauvaise circulation pour vous raser. Ce sera au moins ça de gagné.

Avouez que le « Haut-Parleur » touche là au bonheur et bien-être même des français...

PRINCIPE

Il y a plusieurs procédés pour fabriquer une tension

sinusoïdale 50 Hz, 200 V_{eff}. Ils sont plus ou moins sophistiqués suivant le rendement qu'on veut atteindre. Dans l'industrie le bon rendement exige des installations assez complexes, applications des amplificateurs à découpage (classe D) et tous les onduleurs ont des systèmes de récupération de l'énergie compliqués. Leur rendement peut

atteindre facilement les 80 %. Moins du cinquième de la puissance continue fournie par la batterie est perdu.

Or, un rasoir ne consomme, en moyenne, que 10 W. Même si on en perdait autant, l'appareil en vaudrait la peine par la simplicité de la réalisation qui suit.

Dans le pire des cas, pour un rendement de 50 % seule-

ment, on demanderait à la batterie :

$$I_{\text{BAT}} = 20 \text{ W} / 12 \text{ V} = 1,66 \text{ A}$$

un courant négligeable (certains autoradios de la vieille époque en consommaient facilement le double, sans parler des phares qui en demandent parfois 10 A et plus).

En réalité le rendement qu'on peut atteindre, comme nous le verrons, peut dépasser les 75 %, malgré l'extrême simplicité du schéma.

Il s'agit, conformément au schéma de principe de la figure 1, d'amplifier correctement une onde sinusoïdale de fréquence 50 Hz et d'amplitude autoréglable, issue d'un pont de Wien.

La charge Z, attaquée par les deux tensions sinusoïdales, en opposition de phase est un transformateur. Si les problèmes de contact galvanique

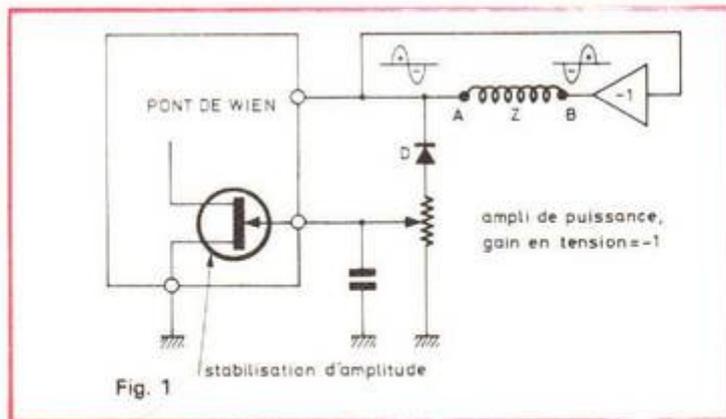


Fig. 1

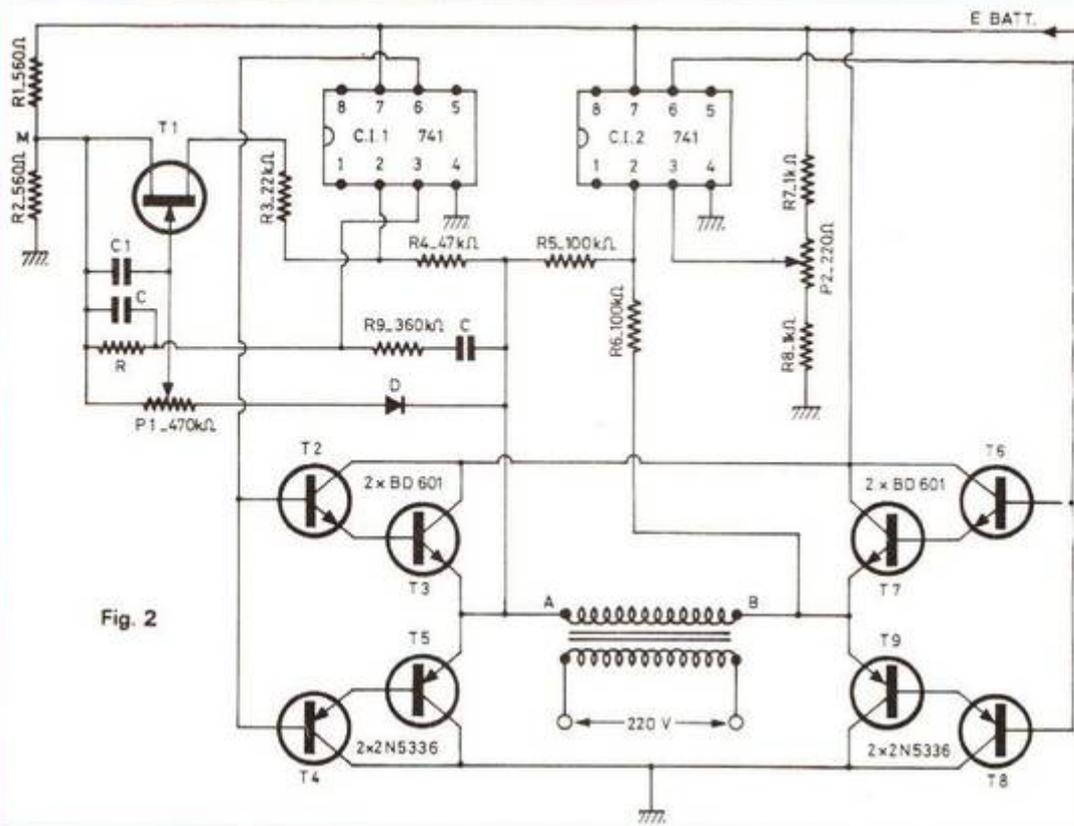


Fig. 2

**LISTE
DES COMPOSANTS**

- C1, C2: 741 (SN 72741 P, SFC 2741)...
 T1: BF W10 ou 2N 3819
 T2, T6: 2N 3391
 T4, T8: 2N 5356
 T3, T7: BD 601
 T5, T9: BD 602
 D: 1N 914
 C: 10 nF/ 25 V plastique
 R1, R2: 560 Ω 5 % 1/2 W
 R3: 22 kΩ 5 % 1/2 W
 R4: 47 kΩ 5 % 1/2 W
 R: 330 kΩ 1 % 1/2 W
 R5, R6: 100 kΩ 5 % 1/2 W
 R7, R8: 1 kΩ 5 % 1/2 W
 P1: 470 kΩ ajustable
 P2: 220 Ω ajustable
 Transformateur type RA 25 W 2X6 - Projectone ou 220 V/4 à 6 V ordinaire à essayer

avec la carrosserie de la voiture et l'appareil à brancher sur le 220 V ne se posaient pas, on pourrait même utiliser un auto-transformateur.

Avantage essentiel du schéma: si nous pouvions fabriquer une tension alternative de 6,3 V efficaces aux bornes de la charge AB on pourrait y brancher n'importe quel transformateur standard, 220 V/ 6,3 V, en l'alimentant par le secondaire!

Il y a, c'est vrai, un problème de courant magnétisant. Il n'est pas moins vrai que les enroulements secondaires sont souvent un peu surdimensionnés en vue d'une éventuelle chute de tension en charge.

Si, par exemple, le constructeur a prévu 7 V eff à vide pour un fonctionnement dans le sens 220 V/7 V, ceci sera un handicap dans l'autre sens.

Mais, on peut toujours utiliser un transformateur fait sur mesure et même trouver un transfo standard qui nous satisfasse.

Pour dimensionner le schéma de fonctionnement de la figure 2, nous sommes par-

tis de la charge: 10 à 20 W de charge demandent, vu les éventuelles pertes, un transformateur de 25 W. Celui-ci attaqué par un amplificateur en pont demandera à chacun des quatre transistors de puissance le composant, de dissiper une puissance au moins égale à:

$$\begin{aligned}
 P_{d\text{ trans}} &= P_{\text{charge}} * (1/\pi - 1/4) \\
 &= P_{\text{charge}} * 0,0684 \\
 &\approx 7 \% * P_{\text{charge}}
 \end{aligned}$$

Pour une puissance en charge de 20 W nous devons nous attendre à dissiper au moins 1,4 W par transistor. Le rendement sera, si l'on tient compte de la puissance perdue dans les quatre transistors $4 * 1,4 W = 5,6 W$

$$\eta = \frac{20}{20 + 5,6} = 78,1 \%$$

Ceci est la limite supérieure. En réalité, pour une raison ou une autre, soit la sinusoïde en A ou B ne touchera pas les limites 0 et E_{BAT} parce que son amplitude ne sera pas suffisante, soit elle ne sera pas parfaitement centrée à E_{BAT}/2 et

elle s'arrêtera d'un côté ou de l'autre, soit le transformateur qu'on aura choisi ne jouera pas le jeu de l'alimentation en inverse etc., le rendement réel sera donc inférieur.

Nous avons dimensionné le tout pour un rendement variant entre 50 et 75 %.

Remarquons à ce point que n'importe quel ampli recevant un signal sinusoïdal 50 Hz approprié et pouvant fonctionner à partir de la tension de batterie peut servir à alimenter le transformateur final et à combler ses pertes.

Un schéma un peu plus complexe: petit oscillateur sinusoïdal en CMOS, par exemple, qui attaque un ampli conventionnel à sortie en pont et chargé par le transformateur peut donner un bon onduleur.

Le même calcul de puissances reste à faire, pour voir si l'ampli tiendra bon.

Le schéma de la figure 2 regroupe, imbriqués les uns dans les autres, l'oscillateur, l'amplificateur et même une contre-réaction servant à la stabilisation de l'amplitude.

Il faut reconnaître l'oscilla-

teur à pont de Wien: l'amplificateur A₀ qui reçoit la contre-réaction, conformément au schéma de la figure 3 est formé par la mise en cascade du 741 - C1, et de l'étage tampon amplificateur classe B formé par les transistors T₂, T₃, T₄, T₅.

Le schéma de la figure 3 est alimenté en deux tensions, positive et négative. Comme nous n'en possédons qu'une, nous avons simulé une masse à l'aide de deux résistances égales R₁ et R₂. Toutes les connexions à la masse sur le schéma classique nous les avons apportées au point M.

Cet oscillateur peut fournir un courant crête égal à:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{max}} &= I_{741} * \beta_2 * \beta_3 \\
 &= 4 \text{ mA} * 30 * 50 \approx 6 \text{ A}
 \end{aligned}$$

(Si l'on évalue, modestement le gain en courant des transistors T₂ et T₃ (ou T₄ et T₅) à 30 et 50 respectivement).

La sinusoïde sortante est axée à E_{BAT}/2.

Une composante continue de tension, d'une même valeur doit se trouver à l'autre bout pour qu'il n'y ait pas de

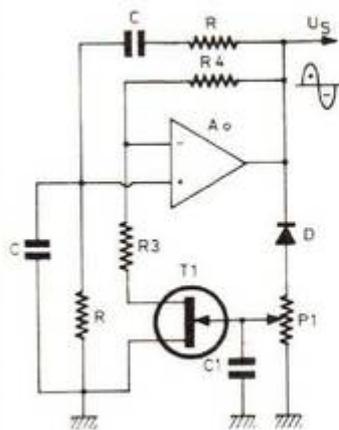


Fig. 3

TABLEAU DE MESURE POUR UNE TENSION E_{BAT} VARIABLE						
$E_{BAT} (V_{CC})$	10	12	13	14	15	20
T (ms)	20,6	20,6	20,6	20,6	20,6	20,6
$V_{sortie} (V_{eff})$	71,5	99	110	115,45	137,5	187

Fig. 4

courant continu dans la charge. (Une composante continue de courant multiplierait la valeur du courant magnétisant par 10 ou 100 très rapidement, en envoyant le fer en saturation).

On s'arrange pour équilibrer en continu le pont par l'intermédiaire du potentiomètre P_2 . Le deuxième circuit intégré CI_2 , suivi d'un étage en classe B similaire, formé par T_6, T_7, T_8 et T_9 est contre-réactionné très fortement par R_6, R_5 . Son gain est ramené à :

$$A_u = - \frac{R_6}{R_5} = -1 = 180^\circ$$

Il produit donc le déphasage nécessaire pour l'attaque de la charge en opposition de phase à une extrémité et en phase à l'autre. La fréquence de la tension alternative obtenue est donnée par la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Il faut choisir R et C avec beaucoup de soin. La fréquence calculée avec les valeurs choisies est :

$$f_0 = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 330 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ nF}}$$

$$= 48,288 \text{ Hz}$$

Nous mesurons une période :

$$T = 20,6 \text{ ms,}$$

correspondant à une fréquence $f_0 = 48,54 \text{ Hz}$.

Comme vous le montre le tableau de la figure 4 la fréquence ne dépend pas du degré de charge de la batterie.

On n'obtient pas d'aussi bons résultats en ce qui concerne la stabilisation en amplitude. Mais le réseau lui-même présente des variations admises de $\pm 10\%$, donc les nôtres en sont presque meilleures.

On stabilise l'amplitude au primaire du transformateur. Ceci se fait par le groupe D, P_1, T_1, R_3, R_4 . La stabilisation

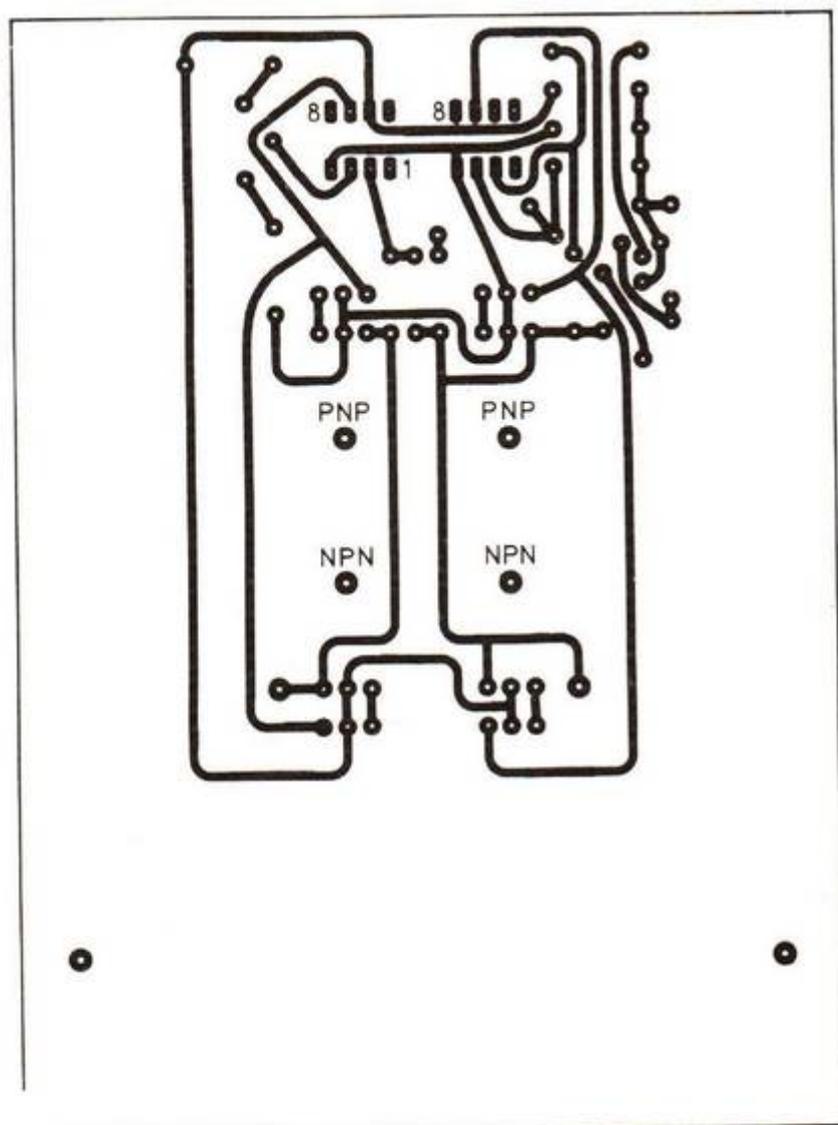
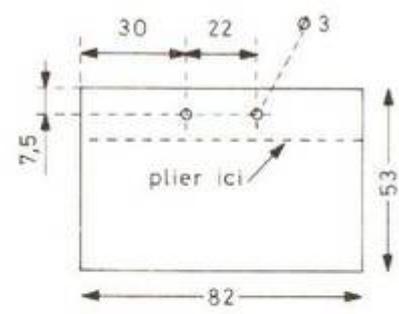
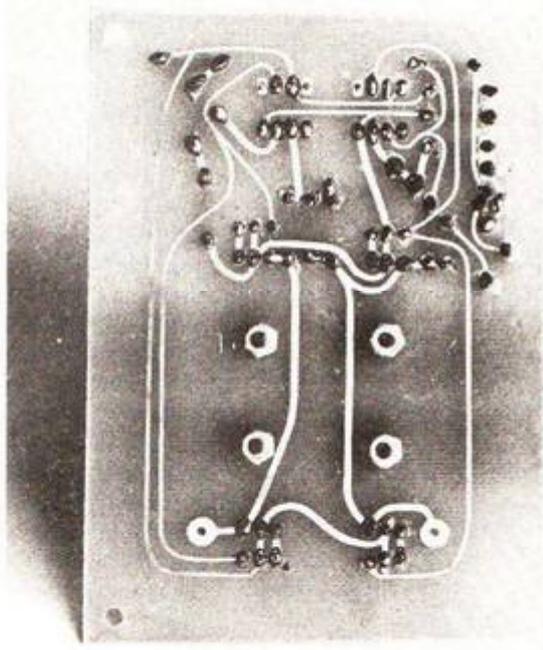
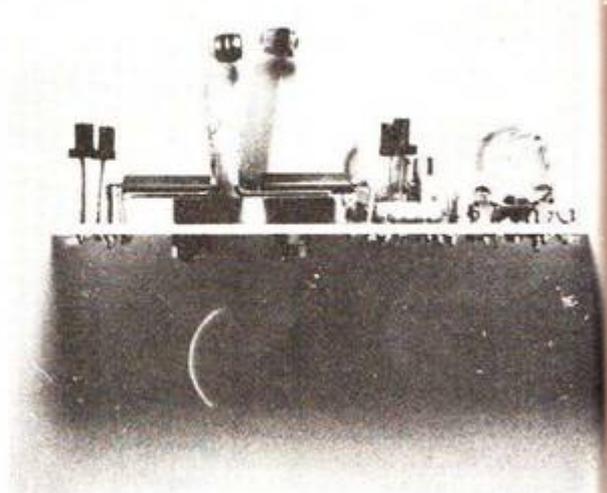
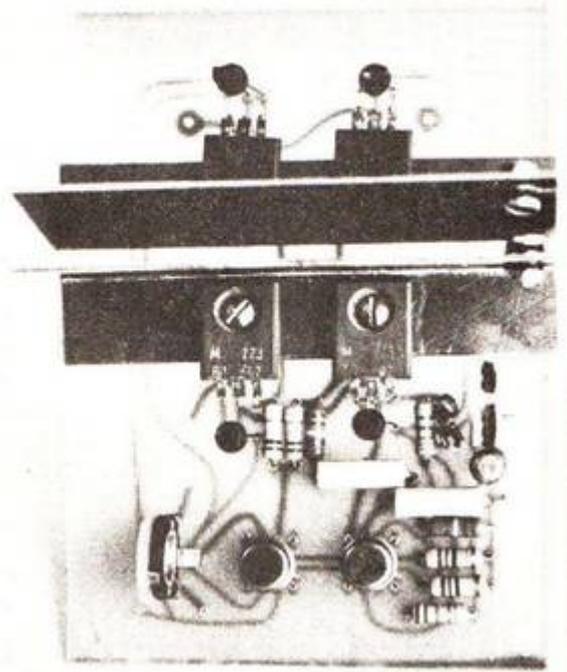
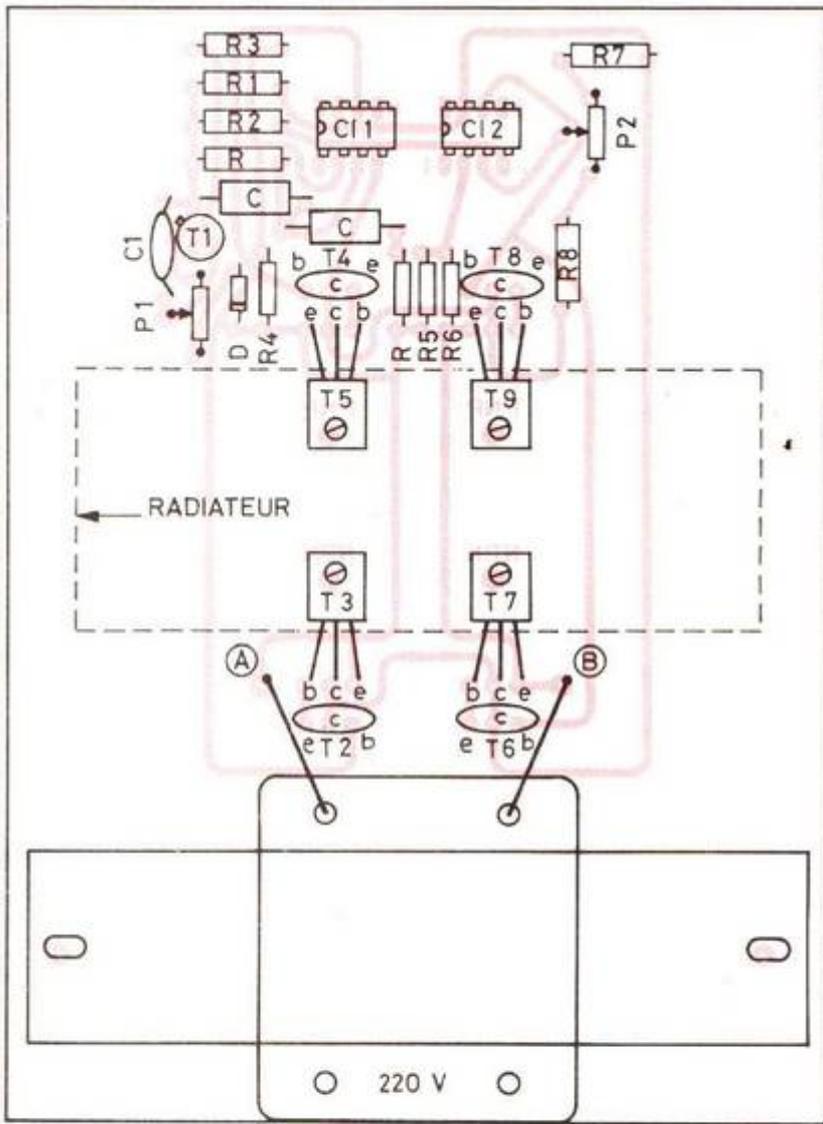


Fig. 5a



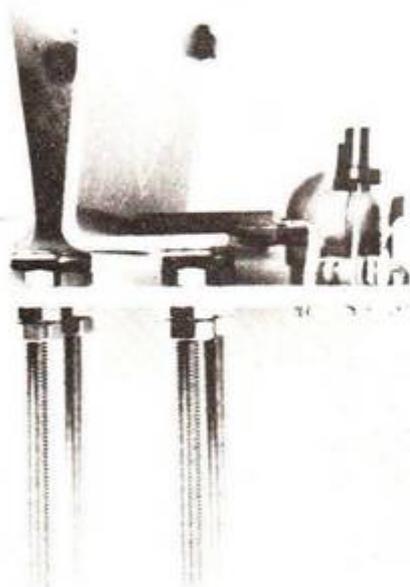


Fig. 9

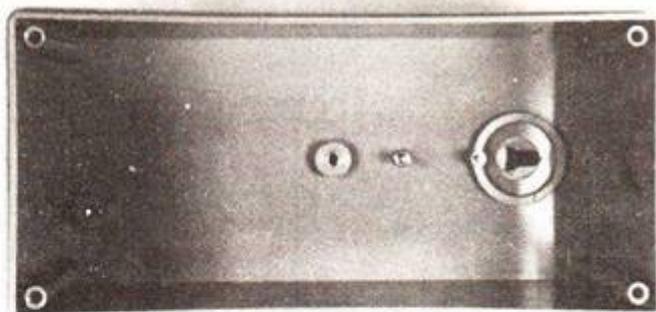


Fig. 10

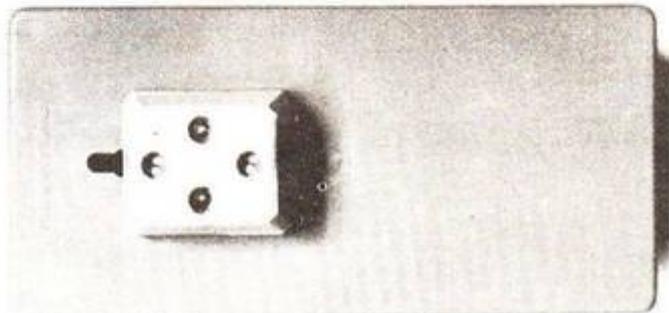


Fig. 11

est dynamique : Si l'amplitude a tendance à augmenter, la tension redressée par la diode D sera plus grande, en valeur absolue, et négative, elle bloquera davantage le transistor à effet de champs T_1 qui fonctionne en résistance commandée en tension. La résistance R_{DS} de T_1 se trouve en série avec R_3 et sa variation modifie le gain de l'amplificateur composé A_u , qui est, à la résonance :

$$A_u = -R_4 / (R_3 + R_{DS})$$

La condition d'oscillation exige un gain : $A_u = 1/3$.

En conséquence la forme d'onde (l'amplitude si le signal reste dans la zone linéaire) va varier modifiant R_{DS} jusqu'à ce que la valeur $1/3$ soit de nouveau atteinte. L'action de P_1 sur l'amplitude d'oscillation n'est donc pas directe. Ceci implique un certain retard entre la commande de P_1 et la variation de l'amplitude en sortie, phénomène qui aurait pu surprendre les non-avertis.

RÉALISATION

La figure 5 vous montre le circuit imprimé et la disposition des composants. Tout y est, le transformateur compris. En pratique pour des raisons d'encombrement et spécifiques du tableau de bord de voiture qui reçoit cet onduleur, nous avons découpé finalement une partie du circuit imprimé, le transformateur se trouvant séparé. La photo 6

vous montre le côté cuivre du circuit imprimé câblé. Sur la photo 7, qui montre le câblage du côté pièces, vous remarquerez les radiateurs « sur mesure ». C'est si relatif un bon radiateur !... Vous pouvez le payer une fortune, pour une puissance à dissiper conforme au catalogue et finalement, parce qu'il manque un peu d'air ou à cause d'une pièce qui gêne la circulation des calories, vous verrez de la fumée sortir...

Si vous adoptez notre radiateur « fait main », il faudra le découper dans un morceau de tôle, qu'on n'oubliera pas de peindre en noir à l'aide d'une bombe de peinture auto, conformément au plan donné sur la figure 8. Une fois plié on le fixe, à l'aide de rondelles plates, de rondelles éventail et d'écrous, dans l'ordre indiqué par la photo 9, à savoir : vis, transistor, radiateur (pas de mica, collecteur touchant le métal) rondelle plate, éventail, écrou : On serre très fort ; circuit imprimé, deux écrous de blocage.

Les collecteurs de transistors finaux sont reliés deux par deux et l'alimentation même en continu de l'appareil se fait par ces deux radiateurs.

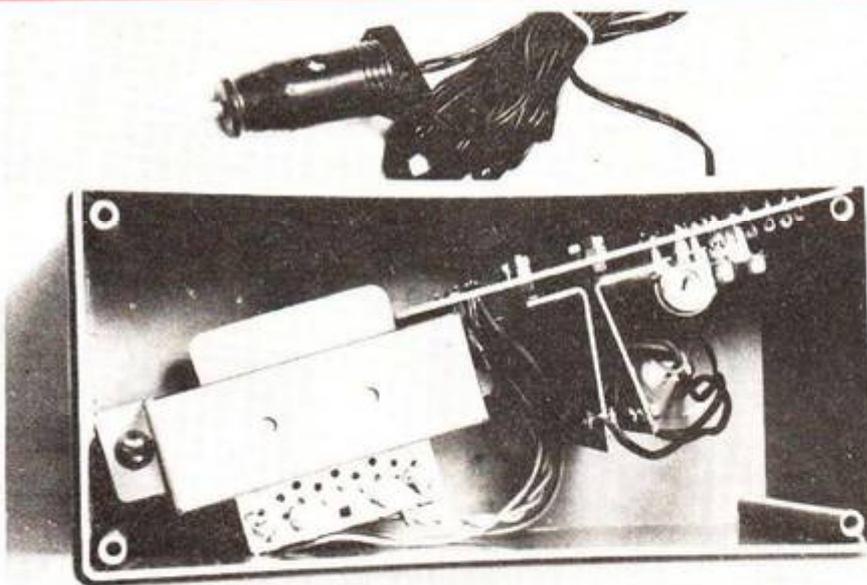


Fig. 12

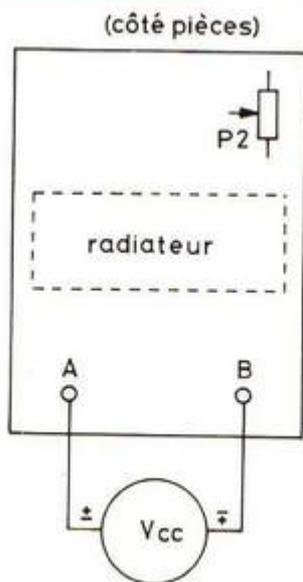


Fig. 13

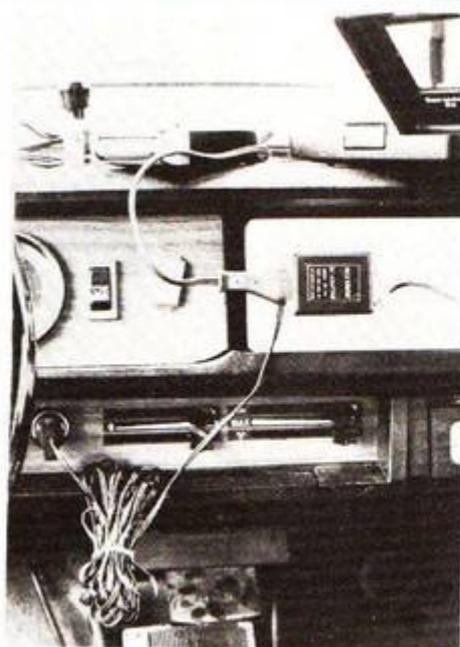


Fig. 14

Ils peuvent dissiper de 5 à 10 W, en fonction de la position du dégagement, ce qui est archi suffisant. En théorie la puissance de sortie vers le transformateur de l'ampli en pont pourra atteindre, pour 5 à 10 W dissipés, 20 à 40 W, ce qui paraît très acceptable.

MISE EN BOITE

Nous avons utilisé une boîte plastique spécialement moulée pour le type de transformateur utilisé. On a commencé par fixer une prise multiple Leclanché comme le montrent les photos 10 et 11.

Le circuit imprimé câblé trouve sa place en diagonale comme sur la photo 12. En vissant le transformateur sur les écrous moulés au fond, le circuit imprimé se trouve bloqué. Nous avons collé une portion d'adhésif isolant sur l'étrier du transformateur pour éviter un éventuel court-circuit aux bornes des transistors plastique T_2 et T_6 .

RÉGLAGES

Principalement il y a un réglage à faire : l'équilibrage du pont de transistors. Si on a correctement câblé la prise de

l'allume-cigare, le pont de Wien se mettra en route immédiatement. Il faut procéder très vite : brancher un voltmètre continu entre les bornes A B comme le montre la figure 13. Agir sur P_2 . Au fur et à mesure augmenter la sensibilité du voltmètre. Attention : l'oscillateur fonctionne, aux bornes A et B on a une tension sinusoïdale, mais la mesure se fait en continu. Une fois l'équilibrage terminé on branche le transformateur. On mesure la tension de sortie. En réalité on peut disposer sur le transformateur RA 25W 2X6 que nous avons utilisé, de sorties 110 et 220. Pour la commodité nous n'avons pas sorti le 110 sur la face avant du

boîtier. Le réglage de l'amplitude de sortie se fait à l'aide de P_1 . Survolter un peu. Nous avons constaté une assez mauvaise stabilité ($\pm 10\%$). Pour 220 V, affichez 230, par exemple.

On peut se raser avec cet appareil, mais nous avons constaté qu'on pouvait en même temps faire des calculs avec une petite calculatrice comme le montre la photo 14.

L'avantage de cet onduleur par rapport à tous les autres est la forme d'onde. On peut garantir moins de 1% de distorsion et même mieux, en charge. Un vibreur donnant une onde plus ou moins carrée produirait l'échauffement par courants de Foucault de n'importe quel transformateur ou moteur qu'on aurait branché aux bornes de la charge, en diminuant par là le rendement de l'ensemble.

A. DORIS

ERRATUM - COMMUNIQUE

scalp

VAL-DE-MARNE
2 AVENUE DE JOINVILLE
NOGENT SUR MARNE
TEL. : 873.36.81

music

PARIS 8
54 RUE DE ROME
PARIS 8°
TEL. : 522.12.94.

DES COQUILLES SE SONT GLISSEES DANS LA PUBLICITE SCALP MUSIC PARUE DANS HIFI STEREO N° 19 DE SEPTEMBRE AUX PAGES 287 - 288 - 289 - 290 - 291 - 292 - 293 - 294 ainsi il fallait lire : Platine PL 112 D PIONEER Nouveauté à 703 F et ENCEINTE J.B.L. L 36 à 1 620 F aux pages 287 à 293 à la page 288 - JBL L 16 - page 290 THORENS TD 145 au lieu de TD 166.

un détecteur universel à haute sensibilité :

commandé par :

- la chaleur
- la lumière
- un contact manuel
- le bruit, etc...

UNE utilisation, quelque peu inhabituelle, des transistors unijonction, permet la réalisation de détecteurs sensibles, fondamentalement, à de très faibles courants électriques. A partir de là, et en choisissant convenablement des capteurs qui, tous, fonctionneront en générateurs de courant, il devient possible de construire un montage répondant à différents types d'excitation : lumière, température, bruit, etc.

On imagine le nombre des applications pratiques qui peuvent en découler : avertisseur

d'incendie, détecteur de fumée, antivol divers, etc.

Nous commencerons par analyser théoriquement le principe de la détection des faibles courants par un circuit à UJT, ce qui nous impose d'ailleurs le rappel des caractéristiques essentielles de ce type de composant. La deuxième partie de l'article décrira le détecteur, circuit commun à tous les montages proposés. Dans une troisième et dernière partie, nous verrons comment l'adjonction de diverses sondes, peut conduire à des applications pratiques variées.

A. UN PEU DE THÉORIE

I - QU'EST-CE QU'UN TRANSISTOR UNIJONCTION ?

Structuralement, le transistor unijonction (ou UJT), se présente sous la forme d'un barreau de silicium de type N, dont les deux extrémités constituent les bases B_1 et B_2 (fig. 1). Vers le milieu du barreau, un élément de silicium de type

P forme une jonction. Il est relié à l'émetteur du transistor. Dans la figure 2, nous rappelons la représentation symbolique de l'UJT.

Dans le circuit de la figure 3, où la base B_2 est portée au potentiel + E par rapport à B_1 , mais où aucun courant ne circule dans l'émetteur, le barreau se comporte sensiblement comme une résistance ohmique. Au voisinage de la jonction d'émetteur, le potentiel est donc à peu près $E/2$.

Par contre, si un courant pénètre dans l'émetteur, les trous, porteurs minoritaires dans le cas présent, saturant la

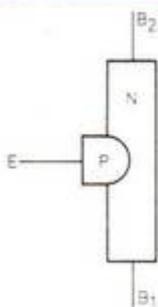


Fig. 1

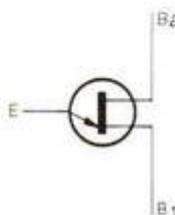


Fig. 2

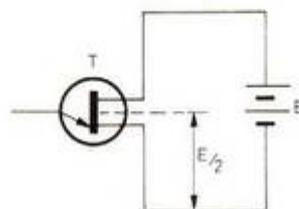


Fig. 3

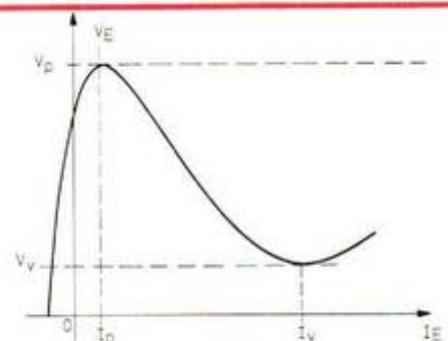


Fig. 4

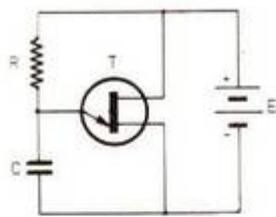


Fig. 5

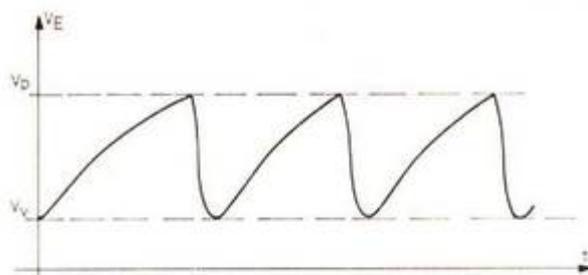


Fig. 6

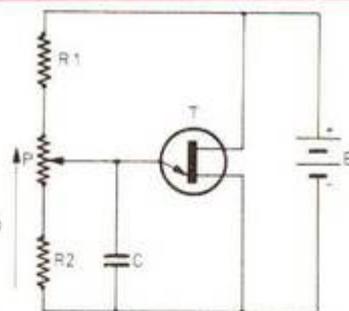


Fig. 7

partie du barreau comprise entre l'émetteur et la base B_1 . La résistance de cette partie du barreau diminue.

On peut traduire les propriétés du transistor unijonction, par la caractéristique représentant les variations de la tension V_E entre l'émetteur et la base B_1 , en fonction du courant d'émetteur I_E . Cette caractéristique (fig. 4) fait apparaître une région où la résistance dynamique, définie comme le rapport :

$$\frac{\Delta V_E}{\Delta I_E}$$

des variations de la tension au courant d'émetteur, est négative.

II - DES OSCILLATIONS DE RELAXATION

On connaît le circuit, très classique, de la figure 5. Le condensateur C est chargé, à partir de la tension E, à travers la résistance R.

Prenons l'instant où la charge commence, c'est-à-dire

où la tension aux bornes de C est nulle. La jonction émetteur-barreau de l'UJT, alors polarisée en inverse, n'est pas conductrice. Tout se passe donc comme si le transistor T n'existait pas, et le potentiel aux bornes de C croît exponentiellement.

Quand ce potentiel atteint une valeur suffisante pour que la jonction d'émetteur soit polarisée, un courant d'émetteur prend naissance, et la résistance émetteur-base B_1 de l'UJT s'effondre : le condensateur C se décharge brutalement à travers cette faible résistance, jusqu'à ce que la tension à ses bornes tombe à la valeur V_v , dite tension de vallée, où cesse la région de résistance dynamique négative (fig. 4). Alors, le processus de charge de C recommence.

Finalement, aux bornes de C, la tension affecte, dans le temps, une forme de dents de scie (fig. 6). La durée de croissance dépend de la constante de temps RC. L'amplitude de la dent de scie est égale à la différence $V_p - V_v$, entre la tension de pic et la tension de vallée de l'UJT.

III - UN UJT BRIDÉ

La pénétration de l'oscillateur de relaxation de la figure 5, dans la zone de résistance négative de l'UJT, ne peut avoir lieu que si la tension aux bornes du condensateur C dépasse la tension de pic V_p .

Avec le circuit de la figure 7, on peut régler le potentiomètre P de telle façon que, sur son curseur, le potentiel reste toujours inférieur à V_p . Il n'y a pas alors d'oscillations de relaxation.

Complétons maintenant le circuit de la figure 7, pour aboutir à celui de la figure 8. Les deux condensateurs C_1 et C_2 sont séparés par la diode D, qui ne peut conduire que dans le sens C_1, C_2 .

Supposons d'abord que la source de courant i alimentant C_2 n'existe pas : nous nous retrouvons dans le cas précédent, puisque la tension d'émetteur du transistor T ne peut pas atteindre la tension de pic V_p . Il n'y a donc pas d'oscillations de relaxation.

Par contre, l'existence du courant i permet la charge du

condensateur C_2 . La différence de potentiel aux bornes de C_2 peut dépasser V_p , puisque la diode D empêche le courant i de circuler vers le curseur du potentiomètre P. Des oscillations de relaxation prendront alors naissance, à la seule condition que l'intensité i dépasse celle du courant de pic I_p du transistor unijonction utilisé.

Et voilà notre détecteur de courant.

Ce que nous venons de dire nous montre que le montage de la figure 8 constitue un détecteur de courant. Il suffit, pour cela, d'observer la présence ou l'absence d'oscillations de relaxation.

L'intérêt du circuit réside dans sa sensibilité, due à la double présence de C_1 et de C_2 . En effet, lors de la décharge, la diode D conduit, et c'est la capacité totale $C_1 + C_2$ qui intervient. Au contraire, lors de la charge par la source de courant i, C_1 est isolé, et seule intervient la capacité de C_2 , qui peut être très faible.

Pour réaliser un détecteur, il ne reste plus qu'à compléter

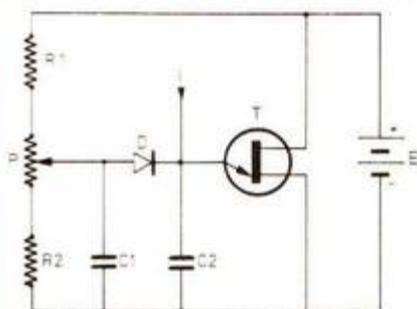


Fig. 8

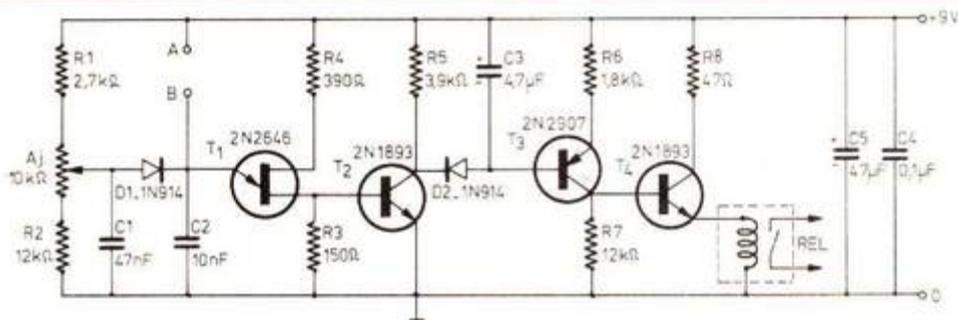


Fig. 9

le circuit de la figure 8 par un dispositif capable de détecter la présence ou l'absence d'oscillations de relaxation.

B - UN DÉTECTEUR DE COURANT

I - LE SCHÉMA COMPLET DU DÉTECTEUR DE COURANT

Nous y parviendrons grâce au dispositif de la figure 9, qui donne le schéma complet du détecteur de courant.

L'ensemble étant alimenté sous une tension de 9 V, la polarisation du condensateur C_1 est déterminée par le pont des résistances R_1 (2,7 k Ω), de la résistance ajustable AJ (10 k Ω), et de la résistance R_2 de 12 k Ω . Grâce à AJ, on peut se placer, en l'absence de courant i chargeant C_2 , juste à la limite précédant l'entrée en oscillations du montage.

La diode d'isolement D_1 est une 1N914, caractérisée par un faible courant de fuite inverse. C_1 et C_2 ont respectivement pour capacités 47 nF, et 10 μ F. Les oscillations de relaxation ne peuvent prendre naissance que si une source de courant i est branchée entre les points A et B du schéma.

On a introduit, dans les bases B_1 et B_2 du transistor

unijonction T_1 (2N2646), les résistances R_3 de 150 Ω , et R_4 de 390 Ω . R_4 , par un mécanisme que nous ne détaillons pas ici, stabilise le montage vis-à-vis des variations de température.

Le rôle de R_3 est plus essentiel pour ce qui nous concerne. En effet, lors de charge/décharge, très brève, de C_1 et de C_2 , R_3 est parcourue par un courant de forte intensité. Il apparaît donc à ses bornes des impulsions de tension, positives par rapport à la masse. Appliquées à la base du transistor NPN T_2 , de type 2N1893, ces impulsions le rendent périodiquement conducteur; sur le collecteur de T_2 , chargé par la résistance R_5 de 3,9 k Ω , on retrouve alors des impulsions négatives, dont l'amplitude atteint les 9 V de la tension d'alimentation, et qui correspondent à chaque décharge de l'ensemble C_1, C_2 . La photographie de la figure 10 montre la correspondance entre les dents de scie observées sur l'émetteur de T_1 , et ces impulsions.

En l'absence d'oscillations, T_2 reste perpétuellement bloqué, et la différence de potentiel est toujours nulle aux bornes R_5 . Il en est de même aux bornes de C_3 . Par contre, en présence d'oscillations, chaque impulsion négative disponible sur le collecteur de T_2 charge le condensateur C_3 , à travers la diode D_2 . Ensuite, C_3 , isolé de R_5 entre deux impulsions grâce à D_2 , ne peut

se décharger que dans la base du transistor T_2 , PNP de type 2N2907. Or, grâce à la résistance R_6 de 1,8 k Ω , l'impédance d'entrée de T_3 est très grande (de l'ordre de 200 à 300 k Ω). La décharge de C_3 s'effectue donc assez lentement pour qu'une composante continue apparaisse à ses bornes dès que T_1 entre en oscillations. La photographie de la figure 11 montre d'ailleurs l'allure des différences de potentiel aux bornes de C_3 . Sur cette photo, le trait continu matérialise le +9 V de l'alimentation. La sensibilité verticale de l'oscilloscope était de 2 V par division, ce qui montre que la composante continue est voisine de 7 V.

T_3 travaille alors en amplificateur continu, pratiquement à la saturation. Sur son collecteur, chargé par la résistance R_7 de 12 k Ω , on retrouve :

- une tension nulle en l'absence d'oscillations, c'est-à-dire en l'absence de source de courant entre les points A et B;
- une tension de 6 à 8 V quand les oscillations démarrent.

Dans ce dernier cas, le transistor NPN T_4 , de type 2N1893, reprend cette tension pour la délivrer à basse impédance sur son émetteur, et exciter la bobine d'un relais. La résistance de collecteur R_8 , de 47 Ω , est simplement destinée à limiter l'intensité maximale débitée par T_4 .

Le montage est complété

par deux condensateurs de filtrage : l'électrochimique C_5 , de 47 μ F, et C_4 , condensateur à film plastique de 100 nF.

II - LA RÉALISATION PRATIQUE DU DÉTECTEUR

Quelle que soit l'application finalement envisagée, le circuit de base reste celui que nous venons de décrire. Nous l'avons donc monté sur un circuit imprimé, dont la figure 12 donne le dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du stratifié. Le schéma de câblage est indiqué à la figure 13. Il est complété par la photographie de la figure 14.

Le relais utilisé est un modèle miniature, de marque MZ, prévu pour fonctionner sous une tension de 6 V, et qu'on trouvera par exemple aux établissements Radio-Relais. Il comporte un contact repos et un contact travail, et son brochage est indiqué à la figure 15. Les photographies des figures 16 et 17 montrent l'aspect de ce composant, muni ou débarrassé de son capot plastique.

III - LES PREMIERS ESSAIS

L'alimentation, disions-nous, s'effectue sous une tension de 9 V. Comme, à l'état

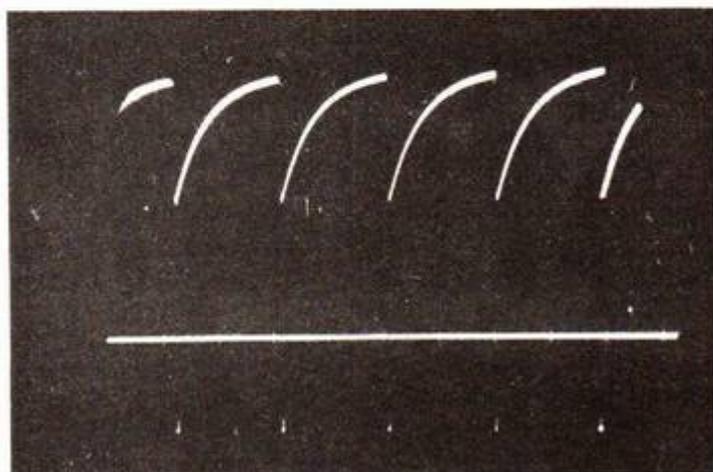


Fig. 10

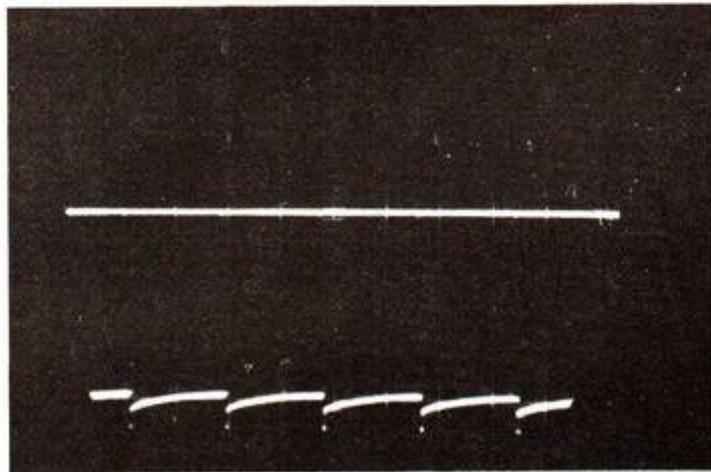


Fig. 11

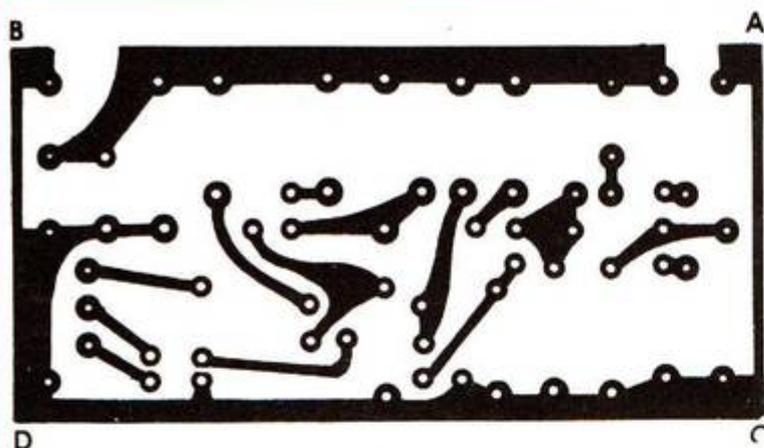


Fig. 12

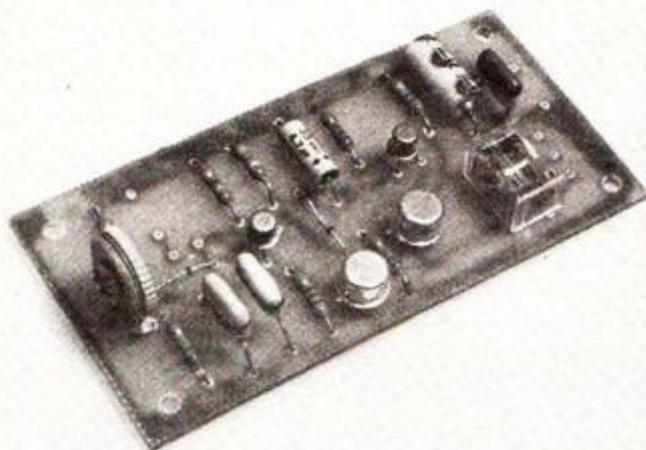


Fig. 14

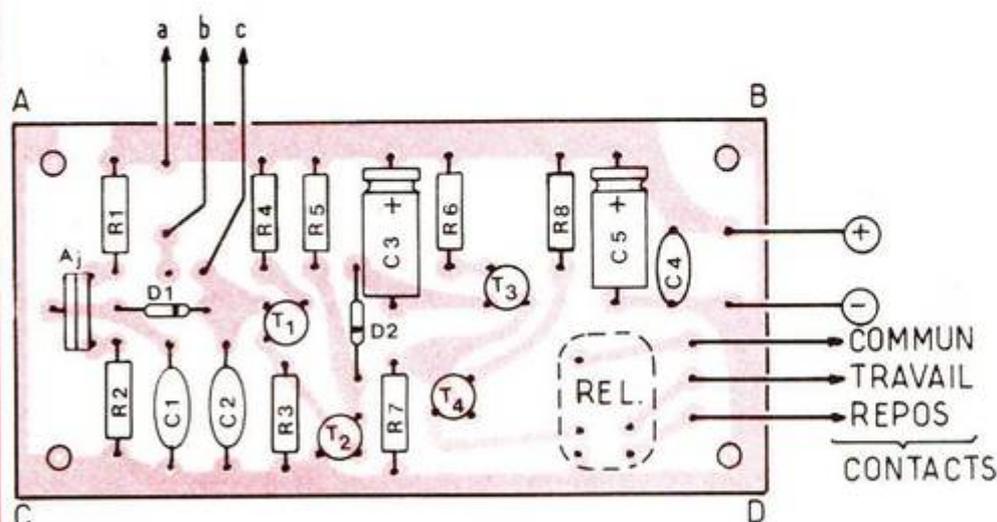


Fig. 13

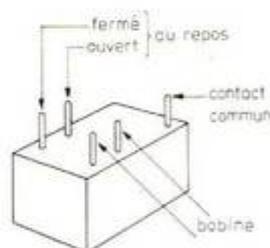


Fig. 15

de veille, donc en l'absence d'oscillations, tous les transistors du circuit sont bloqués, la consommation reste alors très faible (moins de $500 \mu\text{A}$). Une alimentation par piles peut donc garantir de nombreux mois de fonctionnement permanent, sans qu'il soit nécessaire de prévoir d'interrupteur.

Pour un premier contrôle du fonctionnement, il nous faut d'une part introduire le courant i destiné à la charge de C_2 , et d'autre part disposer d'un témoin de basculement du relais. Ce dernier problème est facile à résoudre (fig. 18) : par l'intermédiaire du contact travail, on commandera deux ampoules de 4,5 V branchées en série, et alimentées par le même jeu de piles que le circuit.

Provisoirement, deux fils

seront branchés entre les points a et c du circuit, et laissés en l'air. En manœuvrant la résistance ajustable AJ, on s'assurera alors qu'on peut soit faire osciller T_1 (le relais colle et les lampes s'allument), soit interrompre l'oscillation (lampes éteintes). On se maintiendra juste en dessous du seuil d'oscillation.

Dans ces conditions, il suffit d'un très faible courant i pour que le seuil soit à nouveau franchi. On obtiendra ce courant en branchant une résistance de forte valeur entre les points a et c. Si le montage est bien réglé, la résistance du corps humain suffit : en prenant un fil dans chaque main, le relais se ferme.

Remarquons que, lorsqu'on lâche les fils, il faut un délai de quelques secondes pour que le relais s'ouvre à nouveau. En

effet, la charge accumulée dans C_3 ne peut s'éliminer qu'à travers la résistance d'entrée du transistor T_3 , dont nous avons dit qu'elle atteignait plusieurs centaines de kilo-ohms.

**C - DU DÉTECTEUR DE COURANT...
... AU DÉTECTEUR DE TOUT**

Puisque le montage décrit est sensible à un courant, tout capteur, transformant une grandeur physique quelconque en courant électrique, en fera un détecteur pour cette grandeur physique. Ci-dessous, nous passerons en revue quelques exemples.

I - UN DÉTECTEUR DE LUMIÈRE

Si on branche une photo-résistance entre les points a et c du circuit, deux cas peuvent se produire.

Lorsque l'éclairement est nul ou très faible, la résistance de la cellule est très grande : $10 \text{ M}\Omega$ dans l'obscurité pour une LDR03, $200 \text{ M}\Omega$ pour une ORP60. Le courant i restant alors quasi nul, le détecteur ne réagit pas.

Au contraire, en présence de lumière, la résistance diminue très vite, et le relais du détecteur bascule. Il faut d'ailleurs éviter que cette résistance descende au-dessous d'une valeur minimale, pour laquelle l'UJT ne fonctionnerait plus, le courant i devenant supérieur au courant de vallée

1. Pour cette raison, nous avons prévu d'interposer un potentiomètre P (100 à 220 k Ω), permettant de régler la sensibilité. Le branchement final est celui de la figure 19.

II - UN DÉTECTEUR D'ÉCHAUFFEMENT

Cette fois, le capteur sera une thermistance, dont on sait que la résistance décroît lorsque la température augmente. On pourra par exemple prendre le modèle DTKP 48 de chez LCC, dont la résistance, de 100 k Ω à 25 °C, tombe à 20 k Ω pour 50 °C, et à 10 k Ω pour 80 °C.

Le montage est le même que celui de la figure 19, la thermistance remplaçant la photorésistance. Si le détecteur s'enclenche pour une température trop faible, on diminuerait sa sensibilité par la résistance AJ.

III - UN DÉTECTEUR DE CONTACT

La source, cette fois, réagit au simple contact d'une seule main par exemple : le signal de

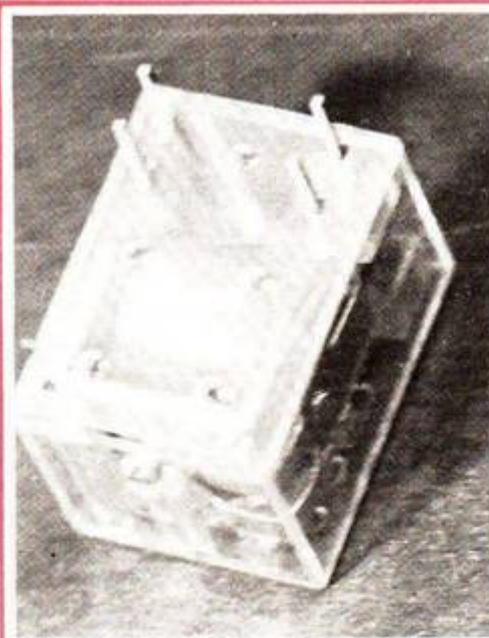


Fig. 16

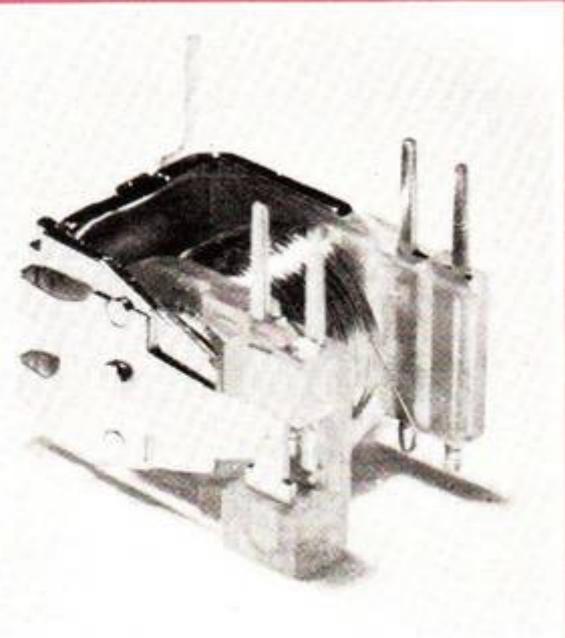


Fig. 17

déclenchement, à l'origine, est tout simplement la tension à 50 Hz captée par le corps humain servant d'antenne.

Le schéma du capteur est donné à la figure 20. La grille du transistor à effet de champ T₁, de type 2N3815, est maintenue au potentiel de la base par la résistance R₁ de 3,3 M Ω . La résistance R₂ de 1,5 k Ω sert à la polarisation automatique, et la charge est

constituée par la résistance de drain, R₃, de 1,8 k Ω . En l'absence de signal sur l'entrée A, on ne recueille qu'une tension continue sur le drain.

Supposons maintenant que quelqu'un touche le point A, qu'il suffit de relier à n'importe quelle pièce métallique isolée de la masse (par exemple, une poignée de porte). Un signal pratiquement sinusoïdal, à 50 Hz,

atteint la grille du FET, et se retrouve sur son drain. A travers le condensateur C₁ de 4,7 μ F, il est transmis à la diode D₁ qui n'en conserve que les alternances négatives.

Or, en l'absence de signal, le transistor PNP T₂, de type 2N2907, est bloqué, puisque sa base est reliée au plus de l'alimentation par la résistance R₄ de 15 k Ω . Les pointes négatives débloquent périodi-

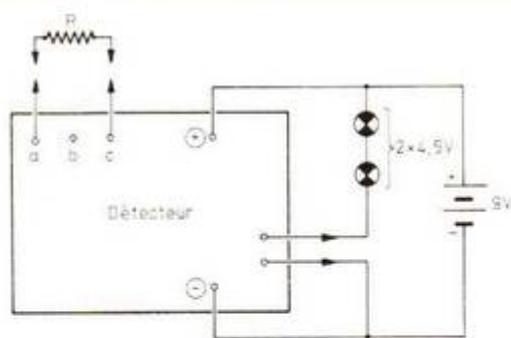


Fig. 18

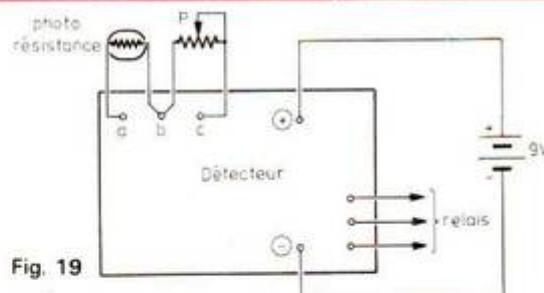


Fig. 19

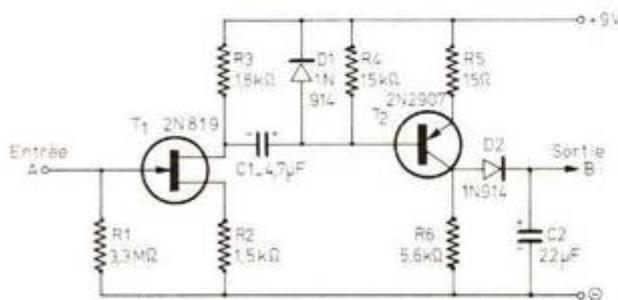


Fig. 20

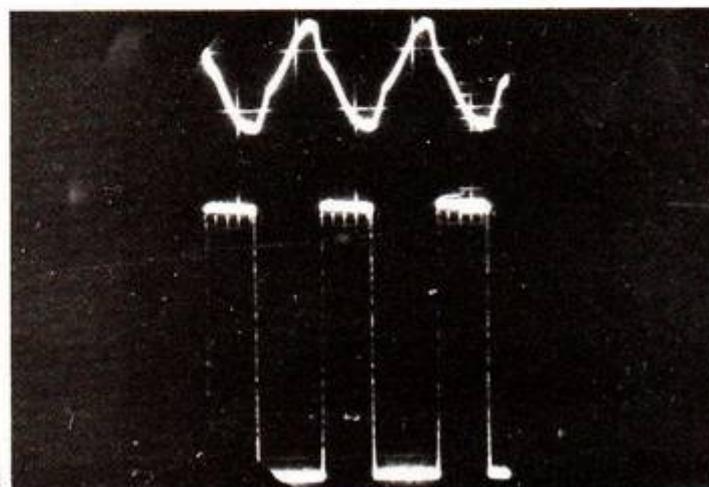


Fig. 21

quement T_2 , et apparaissent amplifiées aux bornes de la résistance R_6 de $5,6\text{ k}\Omega$ qui charge son collecteur. Le gain est d'ailleurs suffisamment grand pour qu'on atteigne la saturation, comme le montrent les oscillogrammes de la figure 21, représentant respectivement le signal de drain de T_1 (en haut) et le signal de collecteur de T_2 (en bas).

Par l'intermédiaire de D_2 , le condensateur C_2 de $22\ \mu\text{F}$ se charge alors à la tension de crête des signaux de collecteur, soit environ $8,5\text{ V}$ en cas de saturation. C_2 va devenir alors la source nous permettant de fabriquer le courant i appliqué au détecteur. Pour cela, il suffit de réaliser le branchement illustré par la figure 22. Le potentiomètre P ($220\text{ k}\Omega$), limite toujours

l'intensité maximale du courant i .

Pratiquement, on pourra câbler la sonde sur un petit circuit imprimé, dont la figure 23 donne le dessin par la face cuivrée, tandis que le plan de câblage est indiqué dans la figure 24. La photographie de la figure 25 montre l'aspect de la sonde terminée.

IV - UN DÉTECTEUR DE BRUIT

Voici le dernier exemple d'utilisation du détecteur que nous étudierons, mais non, certainement, le dernier de ceux que pourra concevoir l'imagination de nos lecteurs.

Cette fois, le signal d'origine provient d'un micro-

phone piézo-électrique. Nous abrègerons la description, le principe de fonctionnement restant sensiblement le même que dans l'exemple précédent. Seuls diffèrent l'ordre de grandeur des tensions d'entrée, l'impédance de source, et les fréquences mises en jeu.

Celui-ci est donné à la figure 26. Précisons, dès maintenant, que sa mise au point n'est à la portée que d'un amateur confortablement outillé: un oscilloscope passant le continu est pratiquement indispensable, ainsi qu'une certaine expérience de la technique des circuits BF.

Les bruits sont captés par un haut-parleur dont l'impédance peut varier, sans inconvénient, de $4,5\ \Omega$ à $15\ \Omega$ environ. Ils sont, de là, transmis à l'émetteur d'un transistor T_1 ,

NPN de type 2N1893 travaillant en base commune, ce qui procure à la fois un important gain en tension et une très faible impédance d'entrée. La polarisation de T_1 est assurée par un pont de deux résistances fixes, R_1 de $3,3\text{ k}\Omega$ et R_2 de $4,7\text{ k}\Omega$, et d'une résistance ajustable AJ_1 de $10\text{ k}\Omega$.

Appliqués aux bornes de la résistance d'émetteur R_3 de $2,7\text{ k}\Omega$, les signaux captés par le haut-parleur, et amplifiés par T_1 , sont recueillis sur la résistance de collecteur, R_4 , de $4,7\text{ k}\Omega$. De là, ils sont directement transmis à la base d'un deuxième étage amplificateur travaillant en émetteur commun, et construit autour du transistor PNP T_2 , de type 2N2907. Le courant de repos de T_2 est imposé, compte tenu de sa polarisation de base, par

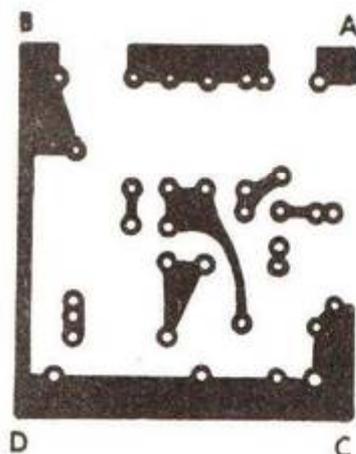


Fig. 23

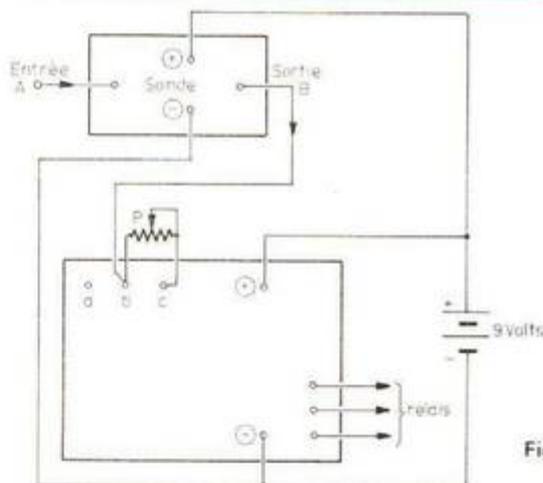


Fig. 22

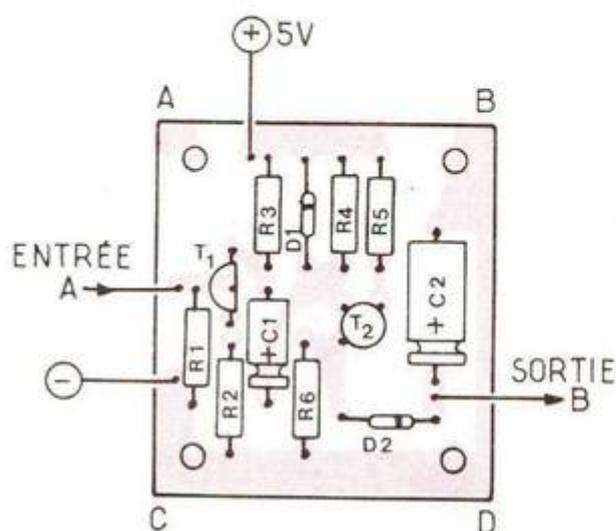


Fig. 24

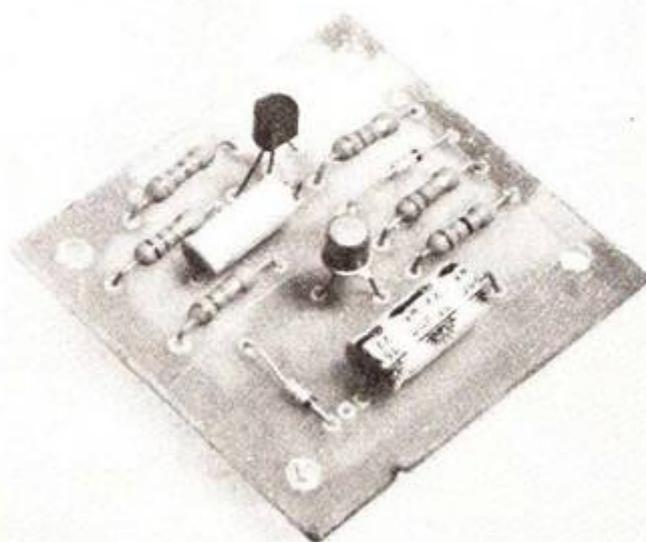


Fig. 25

la résistance d'émetteur R_4 de $2,7\text{ k}\Omega$. Afin d'assurer un gain important, celle-ci est découplée par le condensateur électrochimique C_3 de $4,7\ \mu\text{F}$. Les tensions, une nouvelle fois amplifiées, sont recueillies sur le collecteur, aux bornes de la résistance R_8 de $2,7\text{ k}\Omega$.

Une très grande sensibilité étant exigée de ce capteur, deux autres étages sont mis en œuvre. L'un d'entre eux, couplé au collecteur de T_2 à travers le condensateur électrochimique C_4 de $2,2\ \mu\text{F}$, fait intervenir un transistor T_1 , NPN de type 2N1893. La base de T_3 est polarisée par le pont formé de la résistance R_7 de $47\text{ k}\Omega$, et de la résistance ajustable AJ_2 de $10\text{ k}\Omega$. La résistance d'émetteur R_9 , de $1,8\text{ k}\Omega$, n'est découplée que par un condensateur d'assez faible capacité, C_6 , de $0,47\ \mu\text{F}$. On évite ainsi d'amplifier la composante à 50 Hz , qui risquerait de perturber le fonctionnement de la sonde.

Prélevées sur le collecteur de T_3 , aux bornes de la résistance R_8 de $5,6\text{ k}\Omega$, les tensions alternatives attaquent, à travers le condensateur C_7 de $2,2\ \mu\text{F}$, le dernier étage d'amplification. On notera la présence de C_7 , condensateur au plastique de $10\ \mu\text{F}$, qui élimine les tensions de bruit à haute fréquence, inévitablement présentes dans une chaîne à grand gain comme celle que nous décrivons ici.

Le dernier étage est construit autour du transistor PNP T_4 , de type 2N2907. Il est lui aussi très classique, et fonctionne en émetteur commun, puisque la résistance R_{11} de $2,7\text{ k}\Omega$ est découplée par le condensateur C_8 de $22\ \mu\text{F}$. La polarisation de base est imposée par le pont composé de la résistance R_{10} de $3,3\text{ k}\Omega$, et de la résistance ajustable AJ_3 de $47\text{ k}\Omega$. Enfin, les tensions alternatives sont finalement disponibles aux bornes de la résistance de collecteur, R_{12} de $10\text{ k}\Omega$.

A partir de là, on reconnaît un dispositif redresseur assez

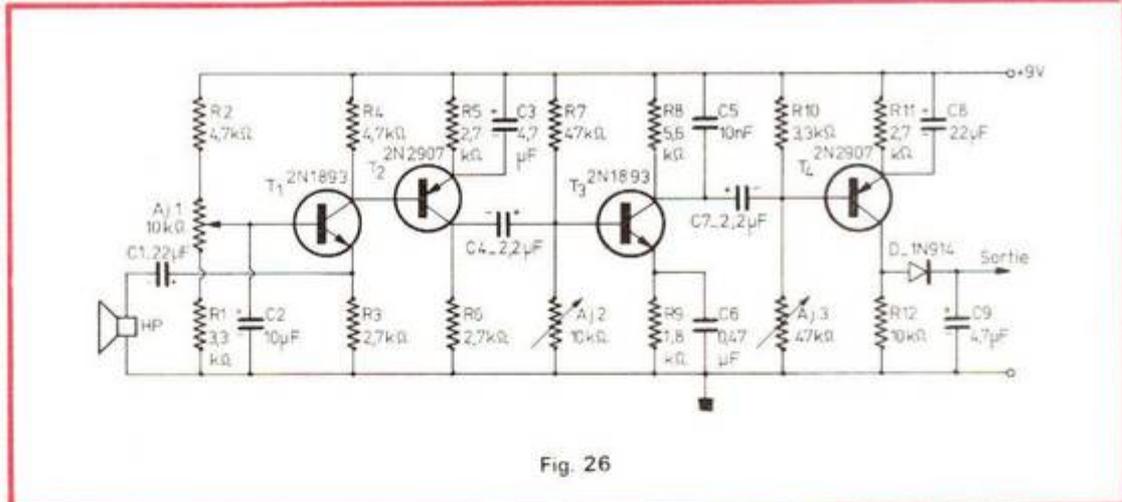


Fig. 26

analogue à celui de la précédente sonde et formé de la diode D (IN914), associée au condensateur C_9 de $4,7\ \mu\text{F}$.

ANALYSONS LE FONCTIONNEMENT

Cette sonde maintenant décrite en détail, il n'est sans doute pas inutile d'en expliquer plus schématiquement le fonctionnement, en tenant compte, toujours, des besoins en courant du détecteur auquel elle doit s'associer. Pour cela, nous nous référons au schéma simplifié de la figure 27.

Finalement, l'ensemble des transistors T_1 , T_2 , T_3 , forment un amplificateur à très grand gain pour les signaux alternatifs captés par le haut-parleur H.P. T_4 joue encore le même rôle, mais nous l'avons extrait du reste de l'amplificateur, car sa polarisation continue intervient fondamentalement dans le mécanisme régissant l'ensemble du circuit.

Supposons en effet qu'un silence total règne dans le local où se trouve placé le haut-parleur. Alors, la tension continue du collecteur de T_4 ne dépend que de la polarisation de ce transistor, donc du réglage de la résistance ajustable AJ_3 . Nous la fixerons à 5 V environ, tension que nous retrouverons sur l'armature positive du condensateur C_9 .

Si, maintenant, un signal alternatif est capté par le haut-parleur, puis amplifié par la chaîne T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , il vient, sur le collecteur de T_4 , se superposer à la tension continue déjà existante. Grâce à la diode D , seules les pointes dépassant 5 V sont transmises à C_9 , qu'elles chargent positivement. Donc :

- en l'absence de signal alternatif, c'est-à-dire de bruit capté par le haut-parleur, C_9 est chargé à $+5\text{ V}$ environ ;
- dès qu'un signal alternatif apparaît, la tension aux bornes de C_9 croît. Elle peut monter jusqu'à 7 V environ, si T_4 est saturé dans les crêtes de modulation.

C'est cette différence de potentiel aux bornes de C_9 qui, à travers la résistance du potentiomètre P du détecteur, nous fournira le courant i faisant démarrer les oscillations de relaxation. Sans signal alternatif, le courant i est nul, et le détecteur reste bloqué. Dès qu'un signal est capté par le haut-parleur, le courant i débloque le détecteur, et le relais colle.

LA RÉALISATION PRATIQUE DE LA SONDE

Cette dernière sonde, sensible au bruit, est câblée sur un circuit imprimé dont le dessin, vu par la face cuivrée du stra-

tiifié, est donné à la figure 28. Le plan de câblage est indiqué dans la figure 29, et la photographie de la figure 30 montre l'aspect de la sonde terminée.

Le circuit utilisé ayant les mêmes dimensions que celui du détecteur lui-même, ces deux sous-ensembles peuvent être associés en un montage compact, comme le montre la figure 31.

MISE AU POINT

Avant de brancher le haut-parleur, on réglera la résistance ajustable AJ_1 , de façon à disposer, aux bornes de R_6 , d'une tension continue proche de 3 V .

Ensuite, le haut-parleur sera branché à l'entrée, et soumis à un signal sonore modéré : un électrophone fonctionnant à faible puissance, dans la pièce où on effectue les essais, convient très bien. A l'oscilloscope, on observera le signal alternatif sur le collecteur de T_3 . En augmentant la puissance sonore, on réglera alors AJ_2 pour que l'écrêtage, dans les pointes de tension, soit aussi symétrique que possible.

Enfin, l'oscilloscope, qui doit transmettre la composante continue, sera branché aux bornes du condensateur C_9 . Aucun bruit n'étant appliqué à l'entrée (il est prudent de débrancher le haut-parleur),

on réglera la résistance AJ_3 pour obtenir, aux bornes de C_9 , une tension continue de 5 V (la trace, sur l'écran de l'oscilloscope, se réduit à un trait horizontal).

Pour terminer, on appliquera à nouveau un signal sonore à l'entrée : la tension aux bornes de C_9 doit monter, atteignant environ 7 V lors des pointes de modulation.

Comme précédemment, le raccordement entre la sortie de la sonde et l'entrée du détecteur, se fait à travers un potentiomètre P (environ 220 k Ω).

V - LES CIRCUITS D'UTILISATION

Quel que soit le type de détecteur construit, c'est-à-dire le choix de la sonde, le basculement se traduit toujours par la fermeture, ou par l'ouverture, des contacts du relais. Toutes les applications sont donc envisageables, à partir du moment où elles peuvent être commandées par un interrupteur : déclenchement d'une sonnerie, d'une sirène, allumage d'une lampe, etc.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS UTILISÉS

1) Pour le détecteur :

Résistances 5 %, 0,5 W

- $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 150 \Omega$
- $R_4 = 390 \Omega$
- $R_5 = 3,9 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 1,8 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 47 \Omega$

Résistance ajustable : 10 k Ω

Condensateurs à films plastique

- $C_1 = 47 \text{ nF}$
- $C_2 = 10 \text{ nF}$
- $C_4 = 100 \text{ nF}$

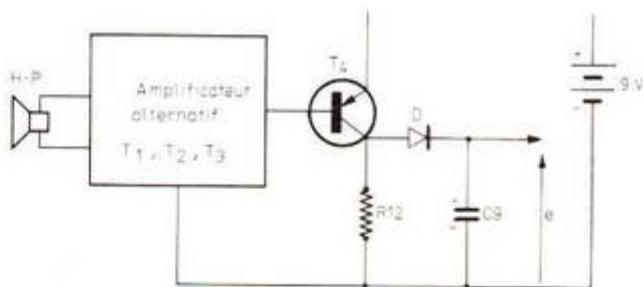


Fig. 27

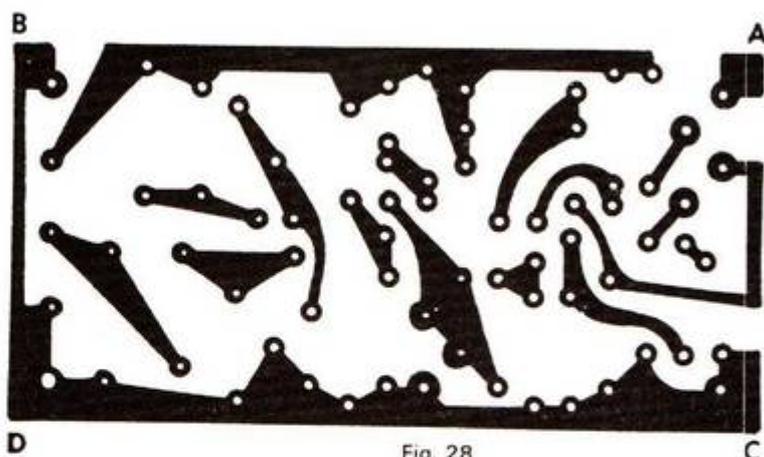


Fig. 28

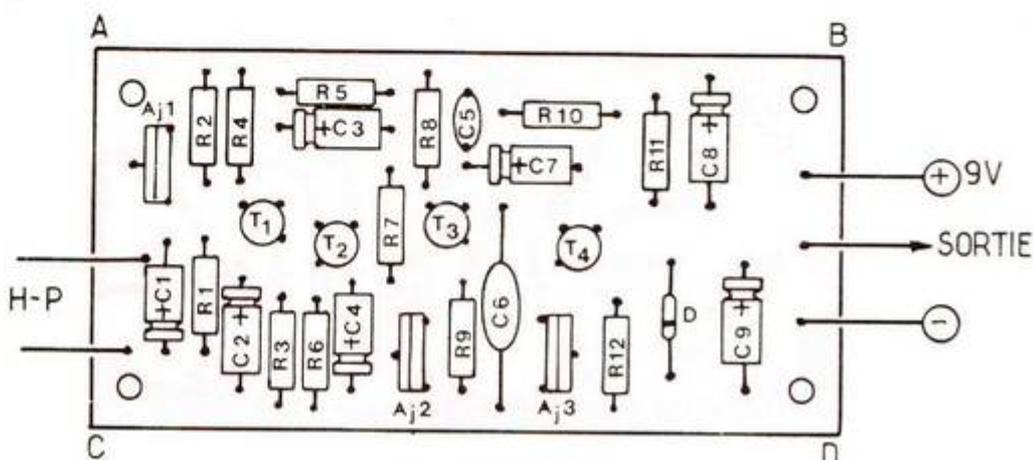


Fig. 29



Fig. 30

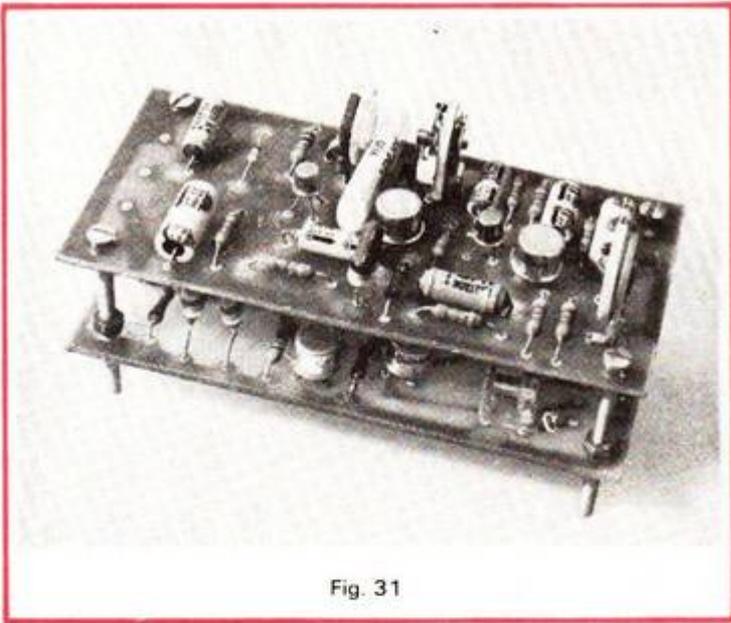


Fig. 31

Condensateurs électrochimiques (15/16 V minimum)

$C_3 = 4,7 \mu\text{F}$
 $C_5 = 47 \mu\text{F}$

Diodes

$D_1 = D_2 = 1\text{N}914$

Transistors

$T_1 = 2\text{N}2646$
 $T_2 = T_4 = 2\text{N}1893$
 $T_3 = 2\text{N}2907$

Relais : miniature, marque MZ, 6 V. Disponible, par exemple, chez Radio-Relais.

2) Pour la sonde de contact :

Résistances 5 %, 0,5 W

$R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$
 $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 15 \Omega$
 $R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$

Condensateurs électrochimiques (15/16 V)

$C_1 = 4,7 \mu\text{F}$
 $C_2 = 22 \mu\text{F}$

Diodes

$D_1 = D_2 = 1\text{N}914$

Transistors

$T_1 = 2\text{N}3819$
 $T_2 = 2\text{N}2907$

3) Pour la son de de bruit :

Résistances 5 %, 0,5 W

$R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 47 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 5,6 \text{ k}\Omega$

$R_9 = 1,8 \text{ k}\Omega$

$R_{10} = 3,3 \text{ k}\Omega$

$R_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$

$R_{12} = 10 \text{ k}\Omega$

Résistances ajustables

$AJ_1 = AJ_2 = 10 \text{ k}\Omega$

$AJ_3 = 47 \text{ k}\Omega$

Condensateurs électrochimiques (15/16 V)

$C_1 = 22 \mu\text{F}$

$C_2 = 10 \mu\text{F}$

$C_3 = 4,7 \mu\text{F}$

$C_4 = 2,2 \mu\text{F}$

$C_7 = 2,2 \mu\text{F}$

$C_8 = 22 \mu\text{F}$

$C_9 = 4,7 \mu\text{F}$

Condensateurs à film plastique

$C_5 = 10 \text{ nF}$

$C_6 = 0,47 \mu\text{F}$

Diode D

1N914

Transistors

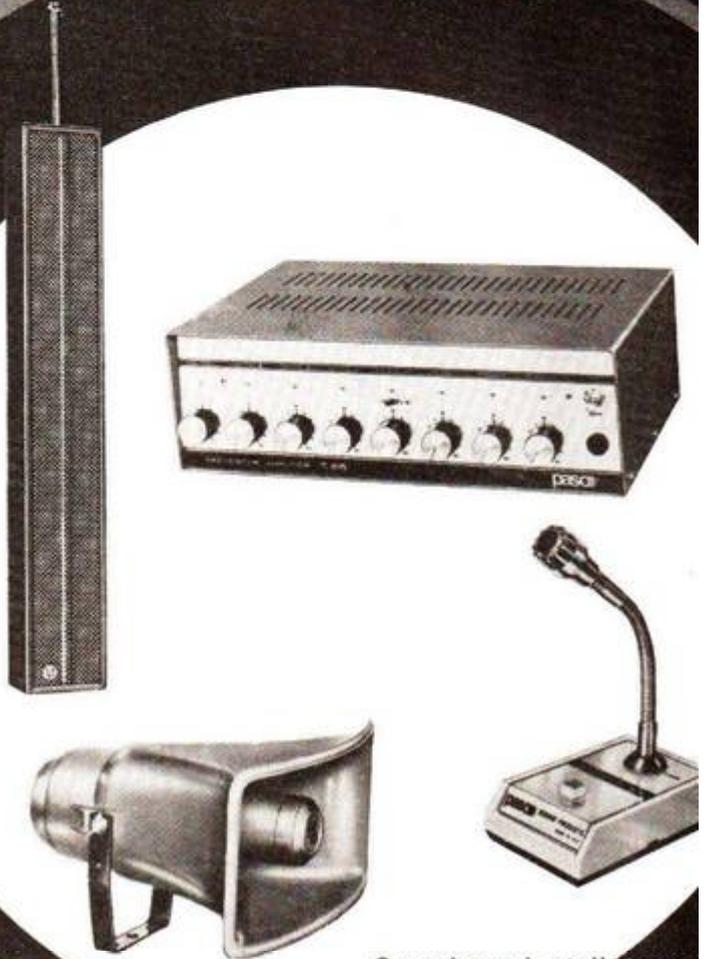
$T_1 = T_3 = 2\text{N}1893$

$T_2 = T_4 = 2\text{N}2907$

R.R.

pasos

spécialiste mondial de la sonorisation



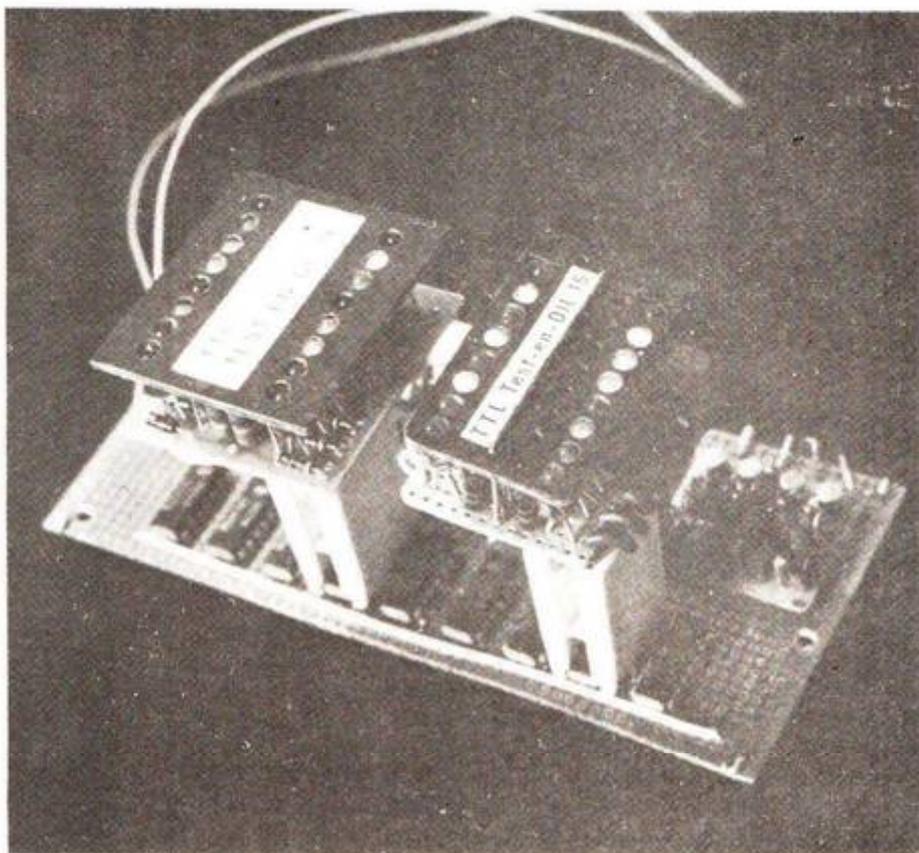
Grossistes Installateurs conditions et documentation en 24 heures sur demande.

SONOR-IMPORT
 28-30, rue Mousset-Robert
 75012 Paris - Tél. : 628.24.24

PASO EUROPE - PASO ETATS-UNIS
PASO AUSTRALIE

Vérifiez le fonctionnement dynamique de vos montages à C.I. linéaires avec le

T T L TEST -en- D I L



De nombreux fabricants de matériel électronique proposent dans le commerce des systèmes de test dynamique à affichage électro-luminescent permettant de visualiser le fonctionnement de circuits intégrés logiques lorsque ceux-ci sont câblés sur circuit imprimé pour y remplir une fonction en liaison avec d'autres circuits.

Ces systèmes sont très utiles pour la mise au point et le dépannage des montages.

En règle générale, ces dispositifs prélèvent leur alimentation sur le circuit à tester. Ils comportent souvent une logique interne qui permet de détecter les seuils logiques et se présentent sous la forme d'un petit appareil du genre de celui que nous montrons sur la photo de la figure 1.

Malgré toutes leurs qualités techniques, ces appareils présentent pour l'amateur un

défaut qui en restreint l'emploi, il s'agit de leur prix élevé de l'ordre de 400 à 600 F.

Aussi avons-nous décidé de construire, pour compléter notre gamme de réalisations à base de CI TTL (1), le TTL Test-en-DIL dont le prix de revient n'excède pas 100 F.

Bien entendu, notre montage ne prétendra pas rivaliser avec les appareils du commerce, mais il permettra à l'amateur de disposer à peu de frais d'un moyen offrant presque les mêmes possibilités.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Si nous considérons le schéma de la figure 2, nous voyons que nous avons deux variables A et B qui peuvent prendre chacune les valeurs correspondant aux niveaux

logiques 0 et 1 selon la table de vérité de la figure 3.

Nous considérerons par convention que le niveau logique 0 correspondra à une tension de 0 V et que le niveau logique 1 correspondra à une tension de +5 V.

Examinons le fonctionnement du montage de la figure 2 pour les quatre cas de figure :

— quand nous avons A et B au niveau logique 0, on peut dire que l'ensemble du montage est au potentiel 0 V et par conséquent les diodes LED A et B seront toutes les deux éteintes ;

— quand nous avons A et B au niveau logique 1, on peut également dire que tous les points du montage sont au potentiel +5 V et par conséquent les diodes LED A et B seront éteintes ;

— quand nous avons A au niveau logique 1 et B au

niveau logique 0, cela reviendra à appliquer le +5 V sur l'anode de la diode LED A et le 0 V sur la cathode de la diode D_B. De même, nous trouverons le potentiel 0 V sur l'anode de la diode LED B et le +5 V sur la cathode de la diode D_A. Nous voyons que par le réseau A-LED_A-R_A-D_B-B, la diode LED A sera allumée, la résistance R_A ayant pour rôle de limiter le courant débité dans la diode LED. A ce moment, la tension au point X s'établira aux environs de 0,7 V et étant appliquée à l'anode de la diode D_A, celle-ci sera bloquée. Cette tension de 0,7 V sera également appliquée à la cathode de la diode LED B dont l'anode est à ce moment à 0 V, ce qui ne permet pas l'allumage de cette diode LED.

La diode LED allumée matérialisera bien un état logique 1 tandis que la diode LED

éteinte correspondra à un niveau logique 0.

Le raisonnement sera bien entendu identique pour le quatrième cas de figure quand A est au niveau logique 0 et B au niveau logique 1.

**APPLICATION
POUR LES CI TTL
A 14 OU A 16
BROCHES**

Le nombre de variables que nous avons utilisé pour expliquer le principe de fonctionnement peut être supérieur à deux et nous allons maintenant examiner le cas d'un système à 14 variables qui correspondra à l'application pour les CI à 14 broches.

Nous donnons figure 4 le schéma du système à 14 variables qui sera celui de la version TTL Test-en-DIL 14 dont nous décrirons le fonctionne-

ment alors que pour la réalisation pratique, nous décrivons la version TTL Test-en-DIL 16 pour CI à 16 broches, le raisonnement étant identique dans les deux cas.

Imaginons que nous avons un circuit imprimé comportant plusieurs CI TTL dont un SFC 400, quadruple porte ET-NON (NAND), par exemple un circuit « Généraduocomment » que nous avons utilisé pour la réalisation du TTL Test-O-Scope et que nous voulons visualiser le fonctionnement de ce SFC 400.

Raccordons les points 1 à 14 du montage de la figure 4 aux broches 1 à 14 du SFC 400 dont nous rappelons le brochage figure 5.

A la mise sous tension, nous trouverons le + 5 V sur la broche 14 et le 0 V sur la broche 7.

Nous pouvons déjà dire que par le réseau 14-LED14-

R14.D7-7 la diode LED14 sera allumée et la diode LED7 sera éteinte pour les mêmes raisons que nous exposons plus haut.

Si nous considérons maintenant la porte ET-NON reliée aux broches 1, 2 et 3 du SFC 400, nous pourrions avoir quatre cas de figure correspondant à la table de vérité de la fonction ET-NON à deux entrées que nous rappelons figure 6.

1^{er} cas : A et B sont tous les deux au niveau logique 0 et par conséquent Y est au niveau logique 1 ce qui entraîne la présence d'une tension de l'ordre de + 0,8 V sur les points 1 et 2 et de l'ordre de + 4 V sur la broche 3.

Les diodes LED 1 et 2 verront donc sur leur anode une tension de + 0,8 V alors que le point commun de R1 et R2 sera, lui, à un potentiel de l'ordre de + 0,7 V ; ces diodes

LED ne pourront donc pas être allumées.

La diode LED 3 verra sur son anode une tension de l'ordre de + 4 V alors que le point commun des résistances est à + 0,7 V environ soit une différence de potentiel aux bornes de l'ensemble diode LED + résistance de l'ordre de 3,3 V et la diode LED 3 sera allumée.

2^e cas : A et B sont tous les deux au niveau logique 1 et par conséquent Y est au niveau logique 0, ce qui entraîne la présence d'une tension de l'ordre de + 4 V sur les broches 1 et 2 et de l'ordre de + 0,8 V sur la broche 3.

Les diodes LED 1 et 2 verront sur leur anode une tension de l'ordre de + 4 V et pour les mêmes raisons que ci-dessus seront allumées.

La diode LED 3 verra, elle, un potentiel de l'ordre de + 0,8 V sur son anode et ne

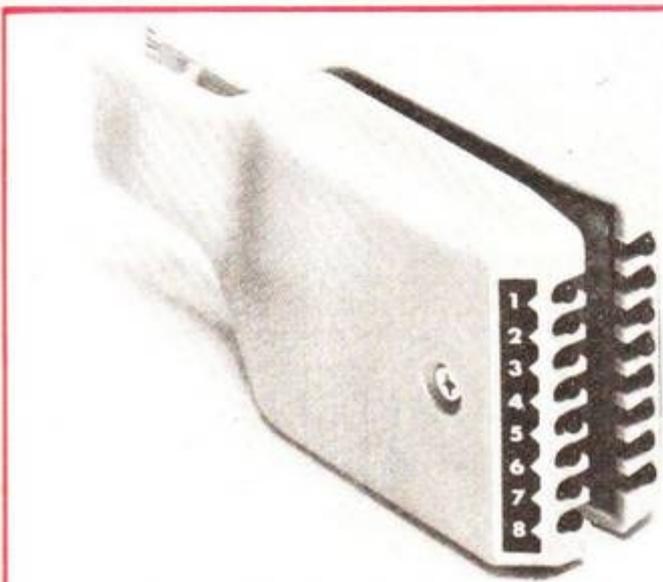


Fig. 1. - (photo) un appareil professionnel de contrôle et de mise au point des CI le « Logic Monitor ».

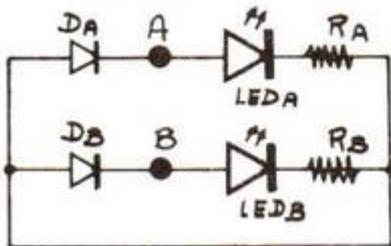


Fig. 2. - Table des états possibles du montage de la figure 2.

A	B
0	0
0	1
1	0
1	1

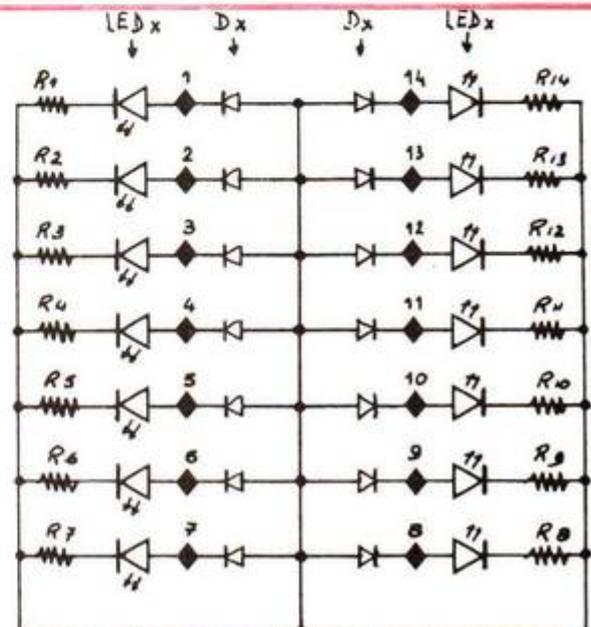


Fig. 4. - Schéma du TTL Test-en-DIL 14 (pour CI à 14 broches). LEDx et Dx sont des diodes LED CQY24A et des diodes 1N4148 qui portent le même numéro d'ordre que les broches correspondantes. Les résistances R1 à R14 valent 200 Ω 1/4 W.

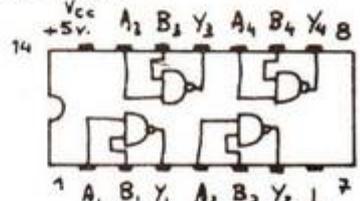


Fig. 5. - Brochage du SFC400.

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 6. - Table de vérité du SFC400.

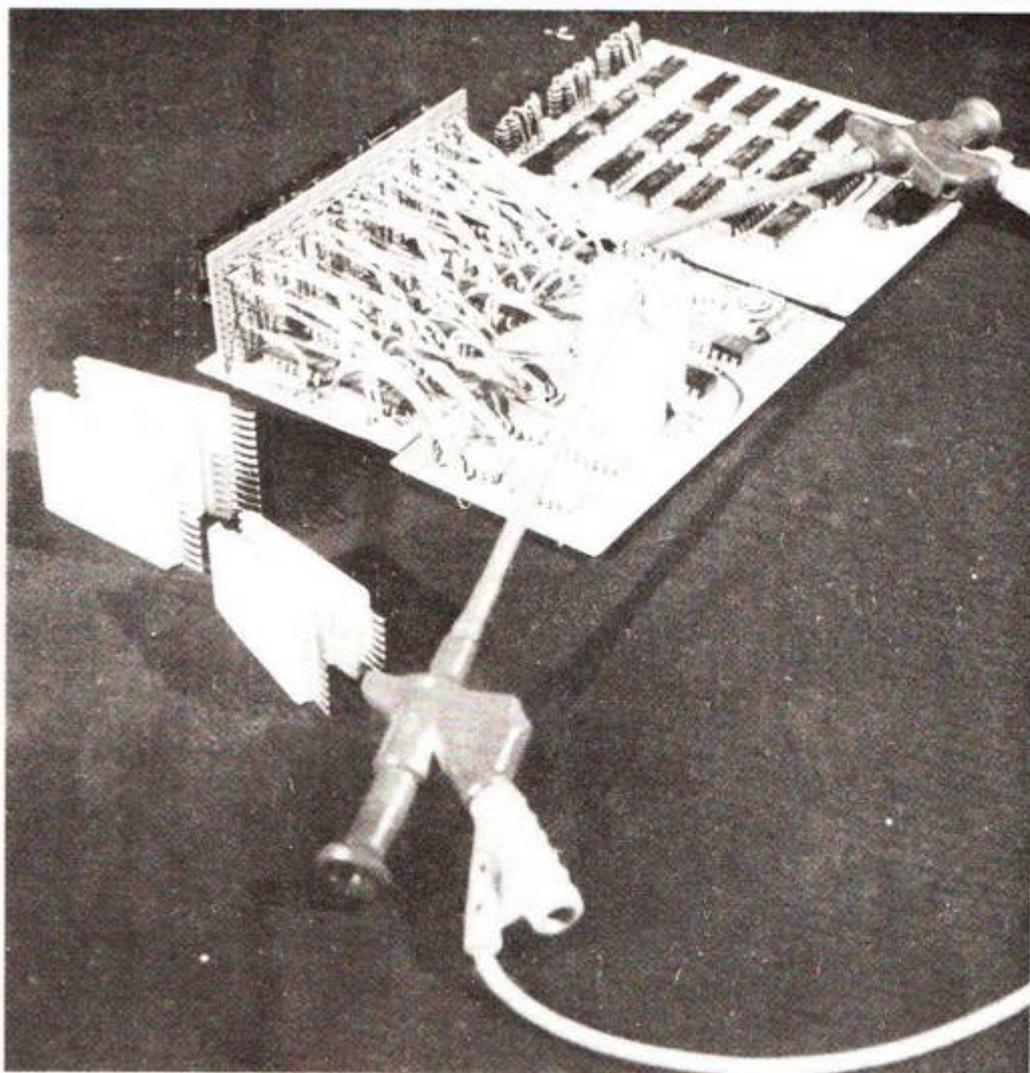


Fig. 7. - (photo) La pince test « Proto-clip » PC 14 sur un montage en essai (on remarquera à côté les modèles à 16 et 24 broches).

sera pas par conséquent allumée.

3^e et 4^e cas : A est au niveau logique 0 et B est au niveau logique 1 ou inversement ce qui entraîne dans les deux cas Y au niveau logique 1 donc la présence des tensions correspondantes pour chaque état logique. Le même raisonnement que ci-dessus montrera que les diodes LED sont allumées pour les niveaux logiques 1 et qu'elles sont éteintes pour les niveaux logiques 0.

Il en sera de même pour les trois autres portes ET-NON qui constituent le SFC 400. Les 14 diodes LED de la figure 4 restitueront donc l'état logique des différentes broches du CI.

Nous remarquerons que, dans notre exemple, la diode LED 14 sera alimentée par une tension aux bornes de l'ensemble LED14-R14 de l'ordre de 4,3 V alors qu'une diode LED alimentée par un niveau logique 1 (soit une tension de l'ordre de +4 V) entraînera aux bornes de l'ensemble LED + résistance une différence de potentiel de l'ordre de 3,3 V. Par conséquent, la diode LED14 sera plus brillante que les autres et indiquera la broche d'alimentation + 5 V du CI.

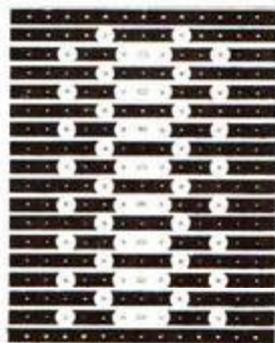


Fig. 8a. - Le circuit imprimé Vero côté cuivre (en noir les pistes cuivrées).

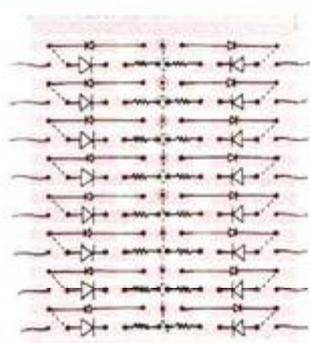


Fig. 8b. - Implantation des composants sur le circuit imprimé Vero.

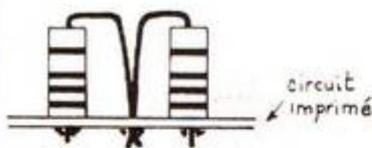


Fig. 8c. - Détail de mise en place des résistances.

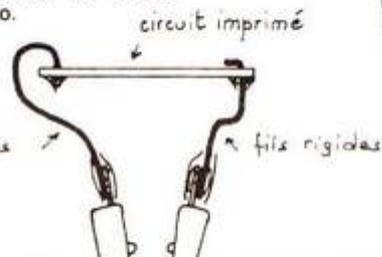


Fig. 8f. - Détail de la soudure des fils rigides sur le circuit imprimé.

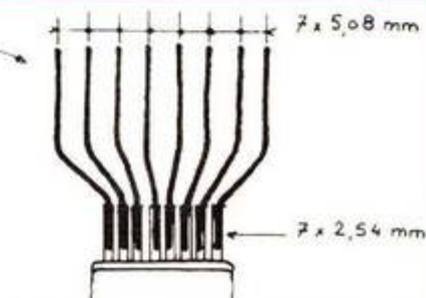
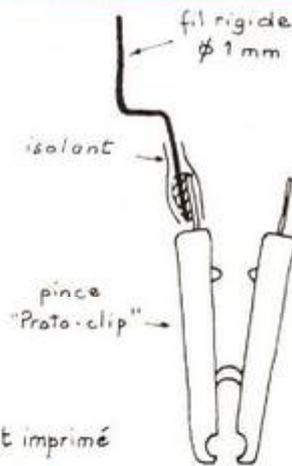


Fig. 8d. - Détail de mise en place des connexions en fil rigide.

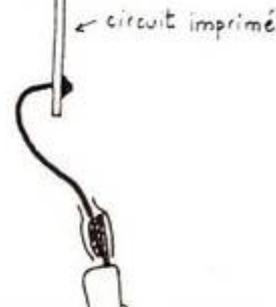


Fig. 8e. - Détail de la soudure des fils souples sur le circuit imprimé.

Cela nous amène à formuler une remarque importante :
 — les diodes LED allumées prélèvent leur énergie sur les entrées ou sur les sorties du CI auquel le montage est relié ;
 — lorsque les diodes LED reliées à des entrées sont allumées, elles prélèvent en réalité leur énergie sur la sortie d'un autre circuit intégré qui commande ces entrées.

Cette remarque déterminera la limite d'emploi de notre montage, en effet, si nous considérons qu'une sortie d'un CI, relié à notre montage, a une « sortance » de 10 (2) et qu'elle commande 10 entrées d'autres CI ayant elles-mêmes chacune un facteur de charge d'entrée de 1, la consommation au niveau logique 1, due à l'allumage de la diode LED, risquera d'entraîner des perturbations au montage testé. Nous précisons que le facteur de charge d'entrée de chaque entrée du TTL Test-en-DIL est de 1 environ.

RÉALISATION PRATIQUE DU TTL TEST-EN-DIL 16

Le « cœur » du TTL Test-en-DIL 16 (3) est une pince de test pour circuits intégrés en

boîtiers DIL. Celle que nous avons utilisée est fabriquée par la Société Continental et est distribuée par la Société CCI (36, rue Étienne-Marcel - Paris 2^e) que nous tenons à remercier ici pour l'aide qu'elle nous a apportée pour cette réalisation.

Cette pince de test, dont nous donnons la photo figure 7, est destinée à permettre de « sortir » les broches des CI, lorsque ceux-ci sont soudés sur circuit imprimé, afin de placer une sonde ou un grippet-fil, sans risquer de court-circuit dangereux.

La pince « Proto-clip » sera associée à un circuit imprimé que nous allons voir ci-dessous.

Notre version prototype a été réalisée en utilisant de la plaque imprimée Vero à rubans au pas de 2,54 mm ; les dimensions de cette plaque sont 35,5 mm x 45 mm environ.

A l'aide de l'outil spécial Vero (mais un forêt fait bien l'affaire) nous avons sectionné les connexions comme nous l'indiquons sur la figure 8a. Comme nous le voyons sur cette figure, certains trous ont été agrandis pour recevoir deux queues de résistances.

Le câblage ne présente pas de difficulté majeure et sera

avantageusement réalisé dans l'ordre suivant :

— Nous disposerons d'abord les 16 résistances comme le montre le détail de la figure 8c qui permet de voir qu'elles sont placées verticalement pour gagner de la place. Nous ne souderons que les connexions correspondant aux pistes cuivrées (queues courtes).

— Nous mettrons en place et souderons ensuite les 16 diodes 1N4148 en veillant à respecter la polarité et en rabattant la connexion de cathode comme l'indique en pointillé l'implantation générale de la figure 8b (on veillera à ne pas obstruer les trous destinés à recevoir les diodes LED).

— Nous placerons ensuite les 16 diodes LED, en faisant très attention à leur polarité et nous les souderons, en veillant à ce qu'elles soient bien alignées tant en hauteur qu'en longueur. Nous recommandons au passage d'utiliser des diodes LED de bonne qualité dont l'intensité lumineuse soit homogène pour un même courant d'alimentation afin de pouvoir interpréter les différentes brillances que nous obtiendrons en fonctionnement.

— Avec un morceau de fil étamé de $\varnothing 8$ mm, nous établi-

rons la connexion des points communs des résistances et des diodes, comme elle est figurée en pointillé sur la figure 8b, les parties cerclées correspondant aux soudures à effectuer (cela soudera entre autre les extrémités des résistances que nous n'avions pas soudées).

— Sur la pince « Proto-clip », nous souderons d'un côté, huit fils rigides de $\varnothing 1$ mm coupés à environ 35 mm de longueur.

— De l'autre côté, nous souderons huit fils de câblage souple, coupés également à 35 mm de longueur.

— Nous isolerons les soudures en les gainant avec du souplisso ou mieux, avec des manchons « Sterling ».

— Les huit fils rigides seront préformés comme le montre le détail de la figure 8d et seront écartés en éventail pour passer du pas de 2,54 mm de la pince, au pas de 5,08 mm (en raison des dimensions des diodes LED utilisées) du circuit imprimé. Ils serviront en particulier de moyen de fixation mécanique entre la pince et le circuit imprimé. Ils seront alors mis à longueur définitive, en tenant compte de la soudure sur le circuit imprimé.

— De la même façon, les huit fils souples seront préparés et

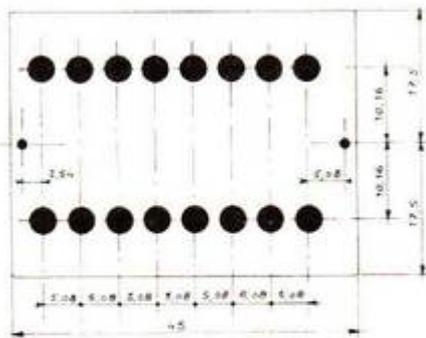


Fig. 9a. - Dessin de la face supérieure. Les deux trous de $\varnothing 1,2$ mm sont destinés au passage de l'étrier de fixation.

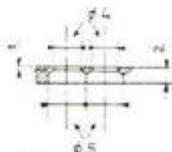


Fig. 9b. - Détail du perçage des trous recevant le sommet des diodes LED. Les fraisages de $\varnothing 5$ mm sont tangents les uns avec les autres.

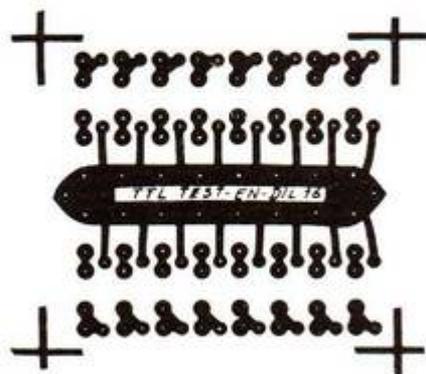


Fig. 10a. - Dessin du circuit imprimé créé pour le TTL Test-en-DIL 16 côté cuivre.

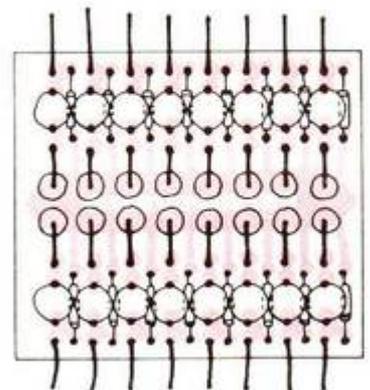


Fig. 10b. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 10a. Nota : dans le cas de réalisation avec ce circuit imprimé, les cotes de la face supérieure qui dépendent directement du circuit imprimé seront à adapter.

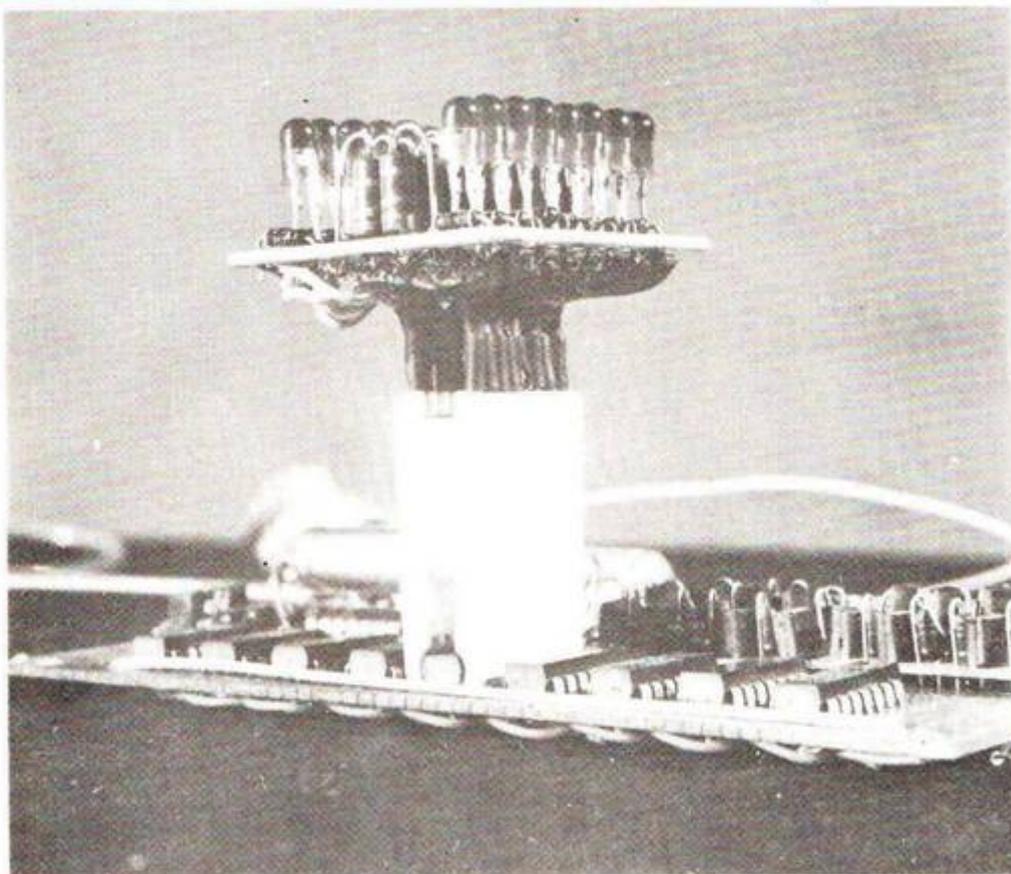


Fig. 11. - Le TTL Test-en-DIL dépourvu de sa face supérieure. On voit la disposition des composants sur le circuit imprimé et les connexions de raccordement en fils rigides et souples de la pince au circuit (les fils souples ont ici une forme de « col de cygne » permettant d'obtenir la souplesse de fonctionnement désirée).

mis à longueur, en réservant une marge suffisante pour conserver la souplesse de la pince.

— Les huit fils souples seront mis en place sur le circuit imprimé et soudés, comme le montre le détail de la figure 8e.

— Les huit fils rigides seront soudés à leur tour, selon le détail de la figure 8f.

A ce moment le câblage est terminé et il ne nous reste plus qu'à habiller le TTL Test-en-DIL 16.

Nous allons réaliser, dans un morceau de bakélite de 2 mm d'épaisseur, la pièce dont le dessin est donné figure 9a ; ses dimensions seront les mêmes que celles du circuit imprimé.

Les 16 trous qui recevront les têtes des diodes LED seront fraisés suivant le détail de la figure 9b.

La face supérieure de cette plaque sera peinte en noir mat, afin d'améliorer le contraste

des diodes LED (l'encre de Chine fait très bien l'affaire) et on pourra placer une petite étiquette auto-collante sur laquelle on aura écrit avec des lettres à transférer le nom de l'appareil.

Nous fixerons cette plaque de bakélite sur le circuit imprimé, en coiffant les diodes LED, à l'aide d'un étrier en fil étamé de $\varnothing 1$ mm qui sera soudé sur les pistes extérieures du circuit imprimé.

Après avoir réalisé notre prototype comme nous l'avons décrit ci-dessus (avec cependant une petite variante pour la forme des fils rigides de fixation de la pince au circuit qui sont formés de la même manière que les fils souples), nous avons décidé de réaliser une version plus aisée à reproduire et nous avons étudié, à cette fin, un circuit imprimé simple face, dont les dessins sont donnés figures 10a et 10b.

Les dimensions du circuit

imprimé sont légèrement supérieures à celles de la version prototype, aussi faudrait-il en tenir compte pour la face supérieure.

Aucune difficulté particulière n'est à signaler pour le câblage du circuit, on veillera cependant à obtenir un bon alignement des diodes LED. Pour cette version que nous pourrions appeler « de série », les fils souples et rigides de liaison sont soudés directement côté cuivre.

La principale considération à ne jamais perdre de vue, pour avoir un bon fonctionnement, est de conserver la souplesse de la pince malgré les éléments que nous y rajoutons : il faut donc veiller particulièrement au montage des fils souples. Cette même considération limitera les possibilités d'habillage extérieur mais pour notre part, nous n'en avons pas vu la nécessité, comme le montrent les photos qui illustrent cet article.

Nous précisons que, comme pour les autres montages précédemment décrits, nous avons fait réaliser nos circuits imprimés par la Société Primelec laquelle pourra fournir ces circuits aux lecteurs qui en feront la demande.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES

Test dynamique des CI TTL 14 et 16 broches en fonctionnement sur un montage.

Alimentation prélevée sur le CI en essai (détection automatique des broches d'alimentation).

Faible consommation sur le CI en essai (de l'ordre de 15 mA).

Facteur de charge d'entrée de l'ordre de 1 pour chaque broche.

Poids inférieur à 45 g (afin de ne pas entraîner de contraintes mécaniques trop importantes sur le CI en essai).

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

1 pince test « Proto-clip » référence PC 16.

16 diodes LED rouges référence CQY 24A fabriquée par RTC.

16 diodes 1N4148 (ou équivalent) fabriquées par Sescosem.

16 résistances 200 Ω à 270 Ω 1/4 W.

1 plaquette Vero à rubans imprimés au pas de 2,54 mm.

ou 1 circuit imprimé « TTL Test-en-DIL 16 ».

B. DOUTREMEPUICH

(1) TTL Testmatic No 1511 ; TTL Test-O-Scope Nos 1544 et 1548 ; TTL Test-A-Diode No 1553.

(2) Voir Nos 1563 d'août 1976.

(3) Existe également en 14 et 24 broches comme le montre la figure 7.

TTL-TEST-O-SCOPE

(voir H.P. 1548)

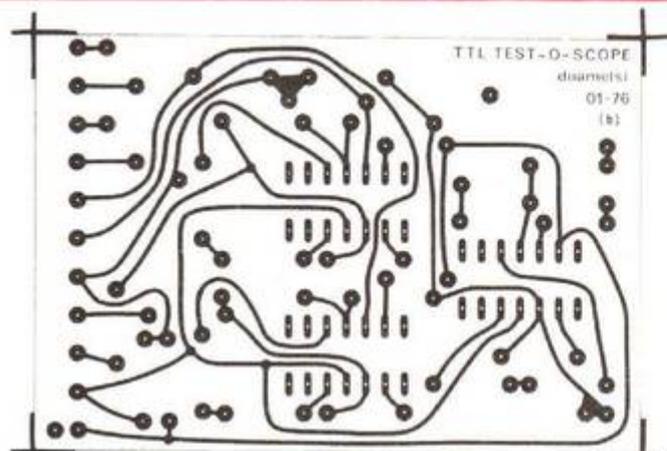


Fig. 25bis.

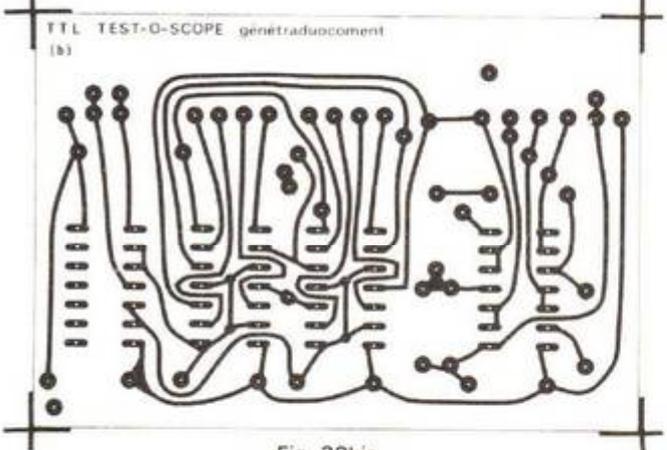


Fig. 29bis.

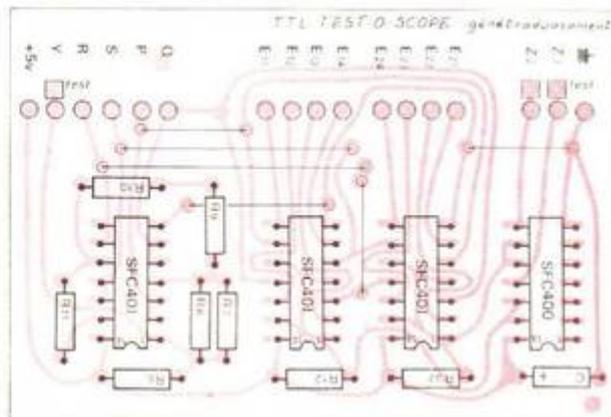


Fig. 26bis.

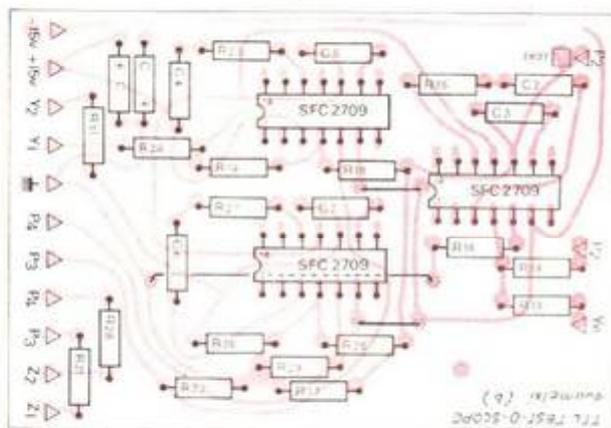


Fig. 30bis.

DANS la description des circuits imprimés du TTL Test-O-Scope que nous avons donnée dans le numéro 1548 du H.P. (réalisation pratique), nous nous sommes aperçus que les dessins des circuits imprimés des circuits « Duamelsi » et « Génétraduocoment » qui ont été publiés correspondaient à une première version ayant subi quelques petites modifications (ce qui est logique lors de l'étude d'un prototype). Les circuits concernés sont ceux des figures 25 et 26 dont l'implantation des composants est représentée figures 29 et 30.

Nous donnons donc ci-contre les dessins « au dernier standard » sur les figures 25

bis, 26 bis, 29 bis et 30 bis. Ce sont bien entendu ces circuits imprimés qui seront fournis aux lecteurs qui en feront la demande.

Cependant et à titre indicatif, nous indiquons ci-après les points qui ont fait l'objet des modifications et la manière d'utiliser quand même les circuits précédents.

1) **Modification sur le circuit « Duamelsi » :** l'extrémité de la résistance R_{16} du côté opposé à la broche 5 du SFC2709 a été reliée par erreur à la connexion reliant la broche 10 de ce même circuit aux résistances R_{17} , R_{18} et R_{25} alors qu'elle doit être reliée à la masse commune. Pour y remédier, il faut sectionner la piste cuivrée et placer un

« strap » isolé entre l'extrémité de R_{16} et la masse.

2) **Modifications sur le circuit « Génétraduocoment » :**

— la broche 14 d'alimentation +5 V du SFC401 recevant les signaux des entrées E_{21} à E_{24} n'est pas reliée à la piste cuivrée +5 V. Pour y remédier, il suffit de placer un « strap » côté cuivre entre cette broche 14 et l'extrémité de R_{25} (en utilisant la queue de cette résistance par exemple).
— la broche 5 de ce même SFC401 ne doit pas être reliée à l'entrée E_{14} mais à l'entrée de l'information P. Pour y remédier, il faut sectionner la piste cuivrée correspondante près de la pastille recevant l'entrée E_{14} et établir à l'aide

d'un « strap » isolé une liaison avec la pastille P.

Nous signalons que l'emploi des circuits non modifiés n'entraînent pas de dommages aux composants mais provoquent une absence de bon fonctionnement du montage.

Enfin, nous signalons que le schéma de la figure 32 comporte l'omission de la représentation d'une connexion de masse au point commun du bouton poussoir d'avance pas à pas (1) mais nos lecteurs auront rectifié d'eux-mêmes.

B.D.

ANALYSE ET SYNTHÈSE DES SIGNAUX B.F.

DANS le précédent article, on a indiqué les procédés d'analyse et de synthèse des signaux BF, permettant l'imitation de timbres d'instruments existants ou fictifs.

On a traité plus particulièrement de la synthèse à partir des spectres c'est-à-dire de la connaissance des amplitudes relatives de la fondamentale et des harmoniques 2, 3, 4... n. Le principe des appareils de synthèse a été exposé et des exemples de spectres ont été donnés.

On a également indiqué l'insuffisance de la méthode de synthèse basée sur les spectres d'amplitudes dans laquelle on ne tient pas compte du décalage dans le temps entre les signaux composants.

SYNTHÈSE THÉORIQUEMENT PARFAITE

Au lieu de rechercher la composition spectrale d'un signal, il est aussi intéressant et même plus facile, de déterminer exactement sa forme réelle pendant une période.

Ainsi, un signal provenant d'un générateur sinusoïdal sera un signal sinusoïdal, ayant la forme « régulière » bien connue de tous (fig. 1 A). La période est $T = 1/f$, f étant la fréquence du signal. Si par exemple $f = 1\ 000$ Hz, $T = 1/1\ 000$ seconde = 1 ms.

D'autres signaux de forme régulière sont :

En (B) signal rectangulaire à périodes partielles T_1 et T_2 égales : $T_1 = T_2 = T/2$; En (C)

signal rectangulaire à périodes partielles inégales : $T_1 < T_2$ avec $T_1 + T_2 = T$.

En (D) signal en dent de scie avec $T_1 > T_2$ et $T_1 + T_2 = T$.

En (E) signal triangulaire avec $T_1 = T_2 = T/2$. Ce signal est un cas particulier du précédent.

Il existe aussi les signaux suivants (fig. 2) :

EN (F) signal rectangulaire avec l'alternance de la plus courte durée, négative.

En (G) signal en dent de scie avec montée de plus grande durée que la descente (dent de scie positive).

En (H) un signal comme (G) mais avec descente de durée nulle (dent de scie parfaite).

En (I) un signal en dents de scie avec montées et descentes à variation exponentielles, alors que les signaux (D), (E), (G) et (H) sont à montées et

descentes à croissance linéaire.

Il est évident qu'un signal comme (G) pourra être obtenu en inversant le signal (D). Même procédé pour les signaux (C) et (F). L'inversion se fait par un amplificateur inverseur. Si l'on inverse un signal « symétrique » ($T_1 = T_2 = T/2$) comme les signaux (A) (B) et (E), on obtiendra un signal de forme identique mais décalé dans le temps de $T/2$. Cela est montré en pointillés à la figure 3 pour un signal triangulaire. En comparant les figures 3 (A) et 3 (B), on voit que la forme du signal reste la même, mais l'inversion a eu deux effets :

- 1) La partie descendante d'un signal correspond à la partie montante de l'autre.
- 2) Les parties montantes (ou descendantes) des deux

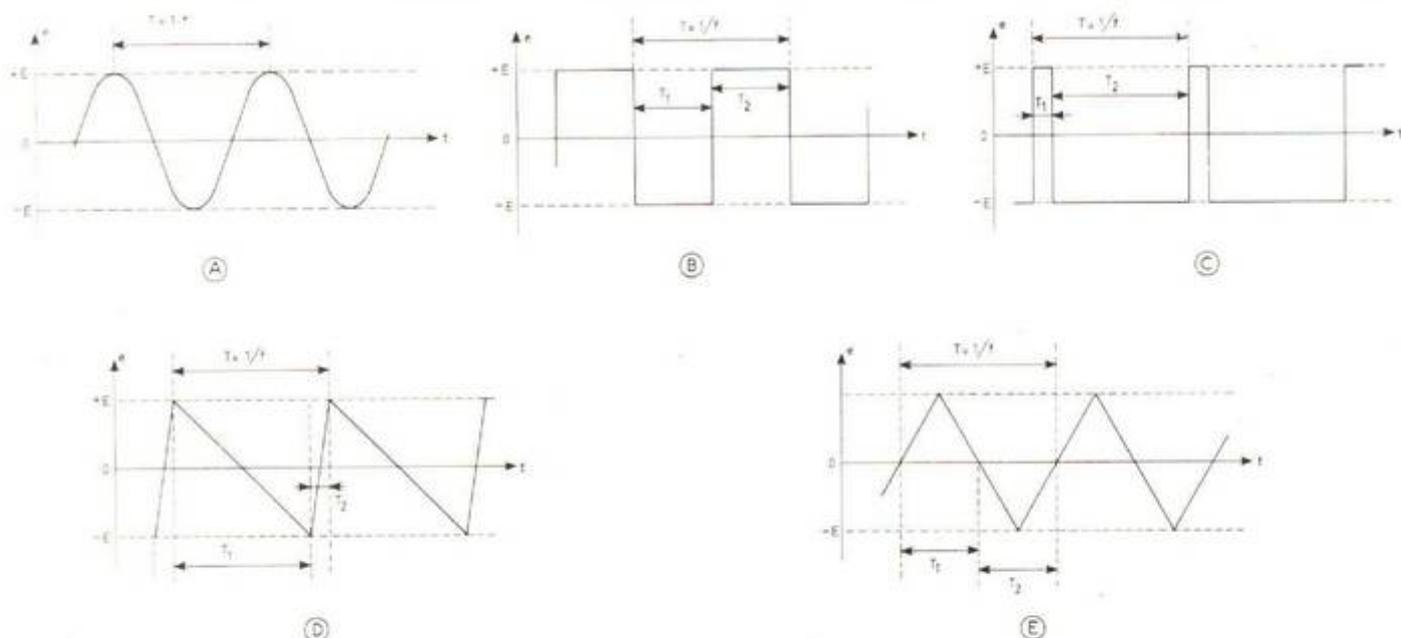


Fig. 1

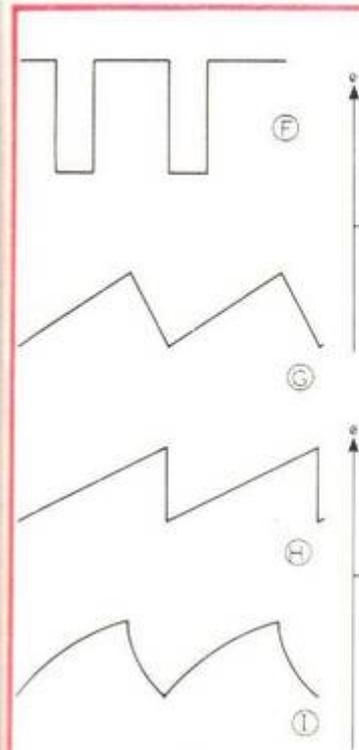


Fig. 2

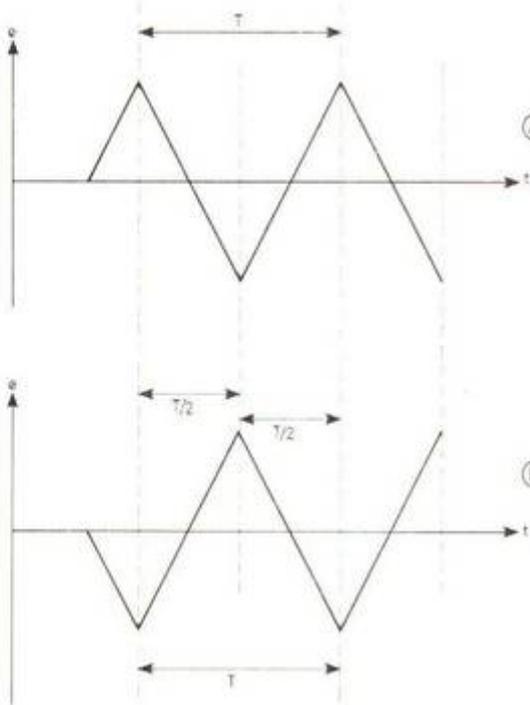


Fig. 3

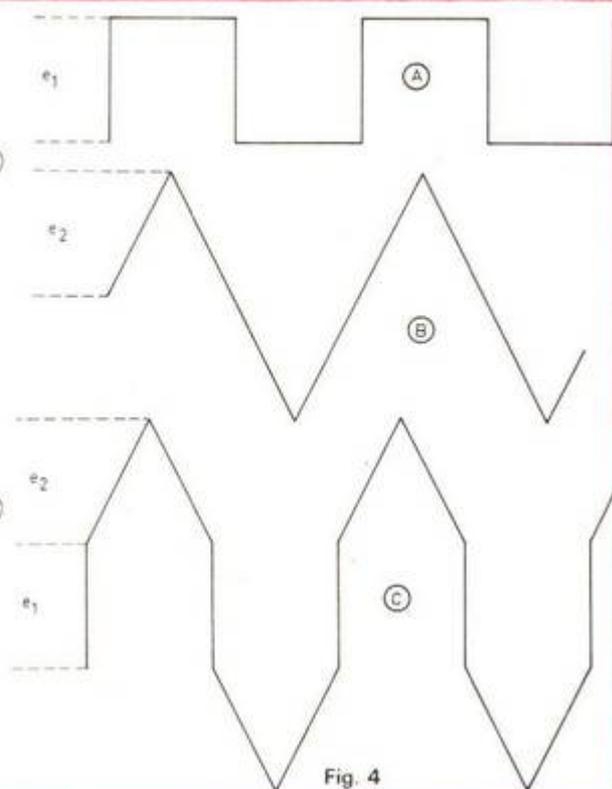


Fig. 4

signaux sont décalées de $T/2$ secondes, en avant et en arrière.

Ainsi, la montée du signal (B) se fait $T/2$ secondes avant (ou après) la montée du signal (A).

PROCÉDÉS DE DÉFORMATION DES SIGNAUX, ADDITION ET SOUSTRACTION

Dans le précédent article, on a indiqué la méthode faisant appel à l'addition de deux signaux de fréquences différentes et de même force, en l'occurrence, des signaux sinusoïdaux.

On pourra aussi bien additionner n'importe quels signaux. Par exemple, si l'on additionne les signaux (B) et (E) on obtiendra, si les départs se font au même moment, un signal résultant comme on le voit à la figure 4.

L'addition des signaux est une opération aisée et peu onéreuse, il suffira de disposer d'un mélangeur de **très bonne qualité** à deux ou plusieurs entrées.

Si ces entrées sont munies d'atténuateurs, on pourra faire varier les amplitudes des signaux composants et obtenir ainsi des formes plus variées encore.

Un mélangeur de ce genre est représenté d'une manière simplifiée à la figure 5.

Si les signaux ont des tensions crête à crête E_1, E_2, E_3 (en supposant qu'ils sont au nombre de trois), les atténuateurs donneront à leurs sorties des signaux a_1E_1, a_2E_2, a_3E_3 (avec $a < 1$). Après amplification de b fois, on aura à l'entrée du mélangeur proprement dit, des signaux a_1E_1, a_2E_2, a_3E_3 et à la sortie SM du mélangeur, on aura un signal de tension :

$$b(a_1E_1 + a_2E_2 + a_3E_3)$$

qui pourra être réduit par l'atténuateur général. Finalement, le signal de sortie aura la forme :

$$E_1 = d(a_1E_1 + a_2E_2 + a_3E_3) \quad (1)$$

en désignant par d le produit bc , où c est l'atténuation de l'atténuateur général.

Le montage de la figure 5 permettra une infinité de for-

mes de signaux. Les atténuateurs pourront aussi être électroniques, commandés par des tensions fixes ou variables.

Ainsi, avec deux signaux seulement dans le cas simple de la figure 4, les « pointes » triangulaires de tension e_1 (fig. 4[C]) pourront être de hauteur e_1 égale, inférieure ou supérieure à e_2 selon les réglages des atténuateurs d'entrée. Le montage de la figure 5 pourra aussi comporter des inverseurs en série avec les atténuateurs.

Dans ce cas, il sera possible d'effectuer aussi, des soustractions dosées.

En effet, soient trois signaux de tensions E_1, E_2 et E_3 .

Si on les additionne à l'aide d'un mélangeur, on obtiendra un signal comme celui représenté par (1).

Si l'on désire soustraire un des signaux, par exemple E_2 , on le fera passer par un inverseur, ce qui donnera à la sortie de l'inverseur, un signal $-E_2$, en supposant que l'inverseur ait un gain 1 de tension.

Le signal résultant sera alors :

$$E_1 = d(a_1E_1 - a_2E_2 + a_3E_3) \quad (2)$$

DÉCALAGE DES SIGNAUX

Considérons les points x, y, z indiqués sur les fils d'entrée des signaux E_1, E_2, E_3 . Si l'on intercale dans ces points des réseaux réactifs, comme celui représenté en B, figure 5, on obtiendra les résultats suivants :

1) Si les signaux sont sinusoïdaux, ils seront décalés dans le temps, sauf si les réseaux ne contiennent que des résistances ;

2) si les signaux sont de n'importe quelle forme **sauf la forme sinusoïdale**, ils seront déformés. Les réseaux réactifs contiendront :

- a) une ou plusieurs bobines L,
- b) un ou plusieurs condensateurs C,
- c) des combinaisons LR, CR ou LCR.

Même si les éléments L, C, R sont de valeur fixe, la déformation variera avec la fréquence des signaux E_1, \dots, E_n considérés.

Parmi les circuits déformateurs simples, citons les suivants indiqués à la figure 6. On trouvera aussi dans les traités de filtres passifs ou

actifs, quantités de réseaux de formes diverses.

Quatre formes sont à considérer plus particulièrement.

Filtre passe-bas (E) : supprime les composantes d'un signal dont les fréquences sont supérieures à une fréquence f_b . Dans le cas qui nous intéresse ici, un filtre de ce genre supprimera, dans un signal des harmoniques dont la fréquence f est supérieure à f_b . En modifiant ainsi un spectre, on modifiera aussi la forme du signal.

Filtre passe-haut (C) : supprime les signaux dont $f < f_b$.

Filtre passe-bande (J) : ne laisse passer que les signaux dont f est comprise entre f_b et f_h .

Eliminateur de bande : supprime les signaux dont la fréquence f est comprise entre f_b et f_h (fig. 6 D).

Les modifications opérées par les filtres sont indiquées à la figure 7, dans le cas de filtres parfaits.

En réalité les filtres ne le sont jamais et les coupures ne sont pas brusques mais progressives.

La combinaison de filtres peut donner également des déformations différentes. Des exemples de filtres sont ceux des haut-parleurs. D'autres filtres à coupure progressive sont les réglages de tonalité bien connus. Il y en a : pour les graves, pour les aigus et pour le médium. Ils peuvent être assimilés aux filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et éliminateurs de bande.

ECRÊTEURS/ LIMITEURS

En considérant un signal représenté graphiquement, comme par exemple celui de la figure 1 (A), on peut désirer le transformer en un signal dont la représentation graphique ne comporterait plus les sommets des périodes des sinusôïdes.

En (A) figure 8, on montre le signal sinusoïdal avant l'opération d'écrêtage ; en (B)

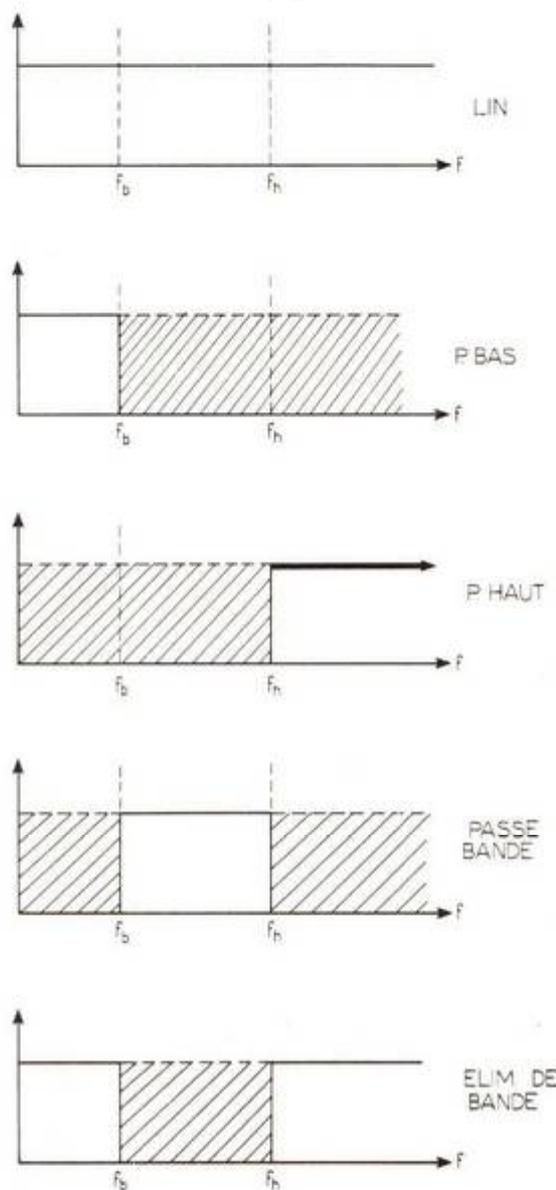
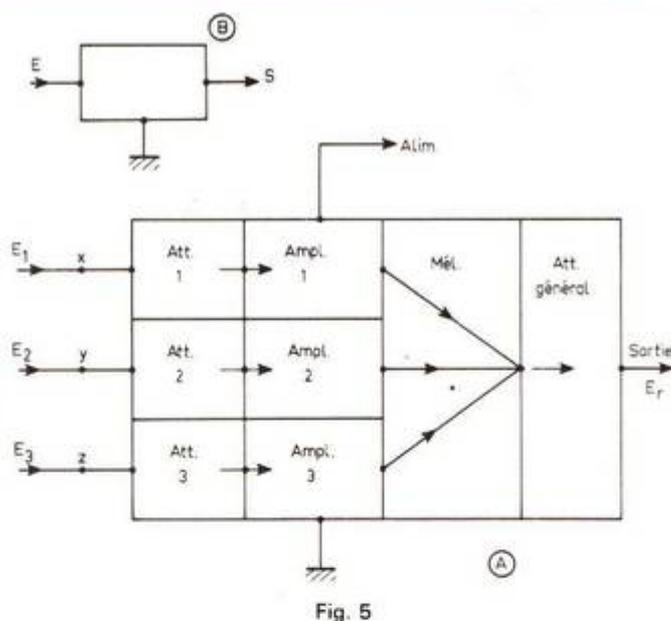


Fig. 7

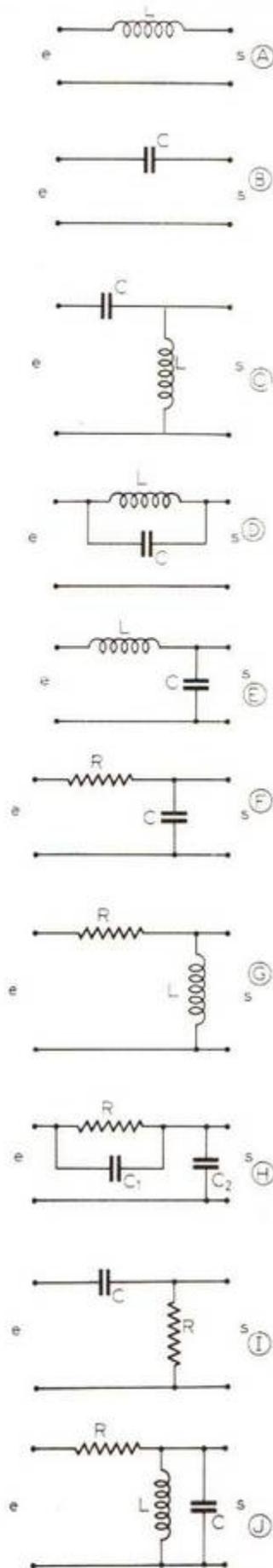


Fig. 6

le signal écreté des sommets supérieurs (positifs); en (C) écretage des sommets inférieurs et en (D) écretage des sommets supérieurs et inférieurs. L'écretage peut être plus ou moins prononcé et, aussi, inégal pour les deux sortes de sommets.

L'avantage des circuits écreteurs est dans le fait qu'un écreteur donné agit de la même manière sur tous les signaux, quelle que soit leur forme ou leur fréquence.

On pourrait par conséquent « couper » aussi bien les sommets d'une tension sinusoïdale, rectangulaire, triangulaire ou de forme quelconque, avec un même type d'écreteur.

REDRESSEURS

Les redresseurs peuvent être considérés comme des écreteurs.

En effet, soit par exemple le signal sinusoïdal (A) de la figure 8. Si l'on écrete les parties a b c, e f g, etc., du signal, ne subsisteront que les parties négatives, c d e, g h i et on aura réalisé un redressement mono-alternance.

Le redressement bi-alternance de schéma bien connu, permet l'inversion de l'une des séries d'alternances, par exemple les alternances négatives, d'où obtention d'un signal nouveau comme on le montre à la figure 9.

A son tour ce signal peut être sujet à toutes sortes de déformations, fixes ou variables.

La variation des déformations peut être périodique, à l'aide des circuits commandés par une tension, ce qui permettra, entre autres, d'obtenir des signaux modulés en amplitude ou en fréquence.

CIRCUITS COMMANDÉS

On peut faire appel aux circuits suivants :

VCO = oscillateur dont la

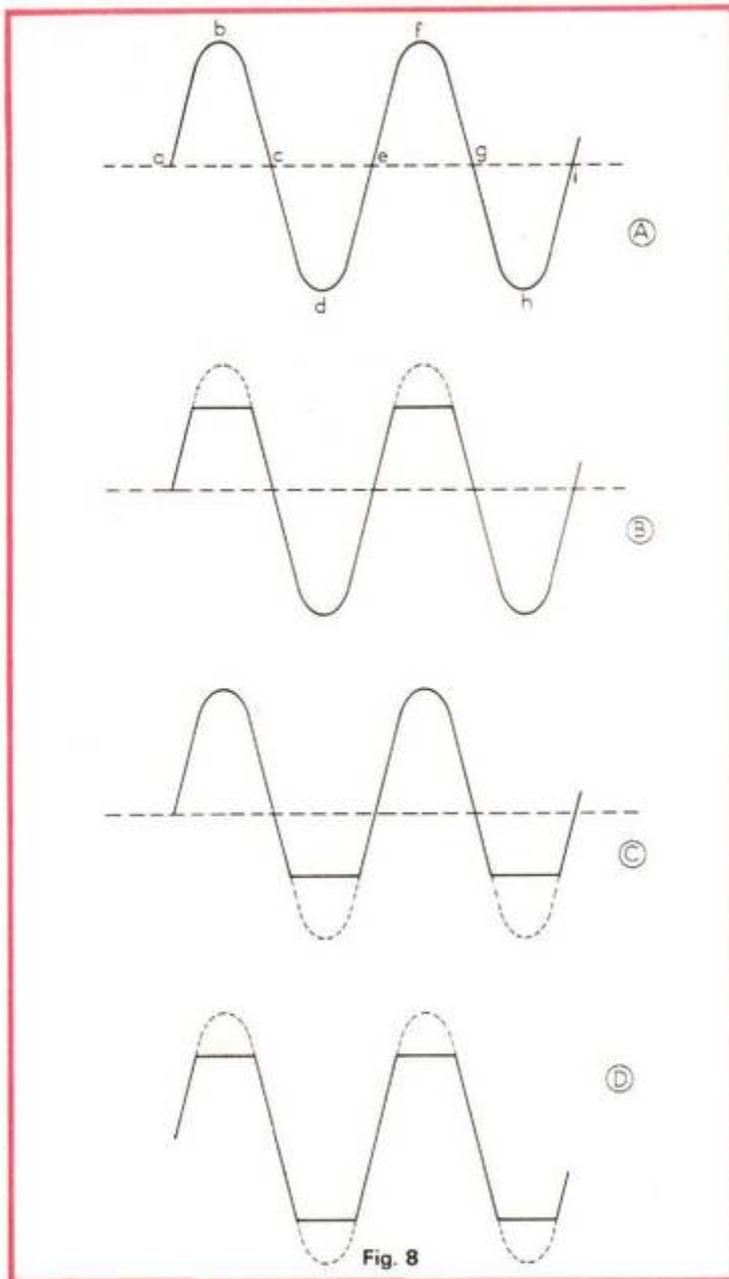


Fig. 8

fréquence est commandée par une tension.

VCA = amplificateur commandé par une tension. Il peut servir d'atténuateur en intercalant entre deux appareils ou deux étages à la place de l'atténuateur à éléments R ou RC.

VCF = filtre actif à caractéristiques commandées par une tension. Il y a autant de sorties de VCF qu'il y a de filtres.

CIRCUITS ENVELOPPES

Soit un signal périodique comme celui représenté à la figure 10 (A). Sa forme est

sinusoïdale mais elle pourrait être différente: triangulaire, rectangulaire, etc. La période T est constante, ainsi que la tension E_0 . Cette forme à amplitude et fréquence (ou période) constantes est celle des instruments à sons **maintenus** ou **soutenus** (sustain en anglais, sostenuto en italien). La durée du signal est $T_1 = nT$, n étant le nombre des périodes.

Soit par exemple un signal à 60 Hz. Si l'on « joue » (ou chante) cette note pendant 0,5 s, le nombre des périodes n sera T_1/T et comme $T = 1/f$, on aura $n = f T_1 = 60 \cdot 0,5 = 30$.

Dans certains instruments, le départ (attaque) le maintien

(sustain) et la fin du signal (extinction) donnent lieu à des variations de la tension crête à crête E_0 .

C'est le cas des instruments à cordes: piano, guitare, harpe, violon (en pizzicato) et autres instruments à percussion: tambours divers, xylophones, etc.

En effet, le son est d'abord relativement puissant, ensuite, la corde par exemple étant lâchée, elle vibre à une amplitude de plus en plus faible et le son disparaît au bout d'un temps de l'ordre de la seconde, par exemple 200 ms.

En (B) de la figure 10, on montre la courbe qui représente l'amplitude d'un son obtenu de cette manière.

Au moment où la corde est pincée ou frappée, il y a brusque élévation de l'amplitude et du signal, la durée de cette montée étant T_2 . Le signal atteint un maximum puis décroît pendant une durée T_3 . Le moment exact de l'extinction est d'ailleurs indéterminé, on ne peut donner qu'une valeur approximative comme dans tous les phénomènes de ce genre. Si T_3 est la durée de l'extinction on a :

$$T_1 = T_2 + T_3 \text{ environ}$$

et ensuite on n'entendra plus rien, du moins en ce qui concerne la note attaquée.

En (C) figure 10 on montre la forme exacte du signal amorti. Il est formé de « périodes » d'amplitude décroissante et de durées T égales.

Le départ pendant T_2 secondes, est toutefois composé de périodes d'amplitude croissante, jusqu'à fin de T_2 et début de T_3 .

Ces formes de signaux et d'autres plus complexes, correspondent aux sons d'instruments réels.

Pour imiter ces instruments, il faut trouver des moyens électroniques et autres (car seul le résultat compte) pour créer des signaux comme (C) à partir d'un signal comme (A) fourni par le générateur de signaux de l'instrument « imitateur » (ou « simulateur »).

CIRCUIT ENVELOPPE À DEUX OU TROIS PARTIES

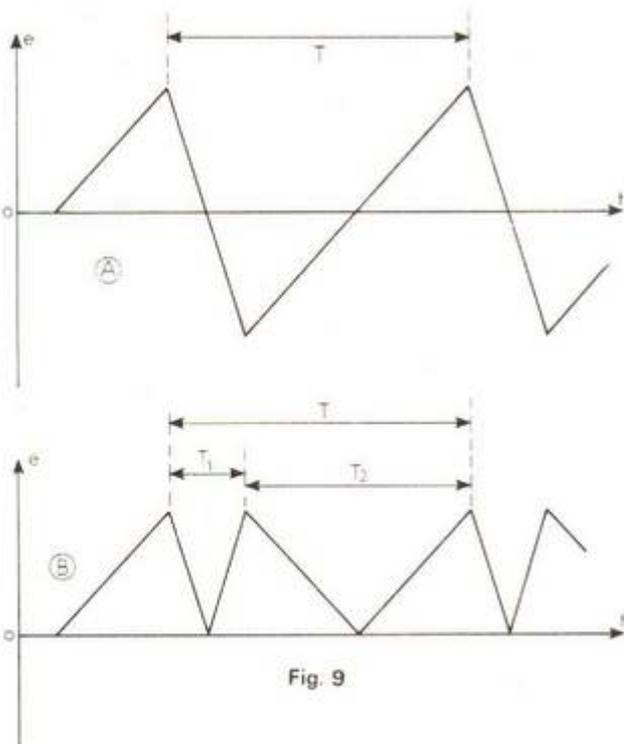


Fig. 9

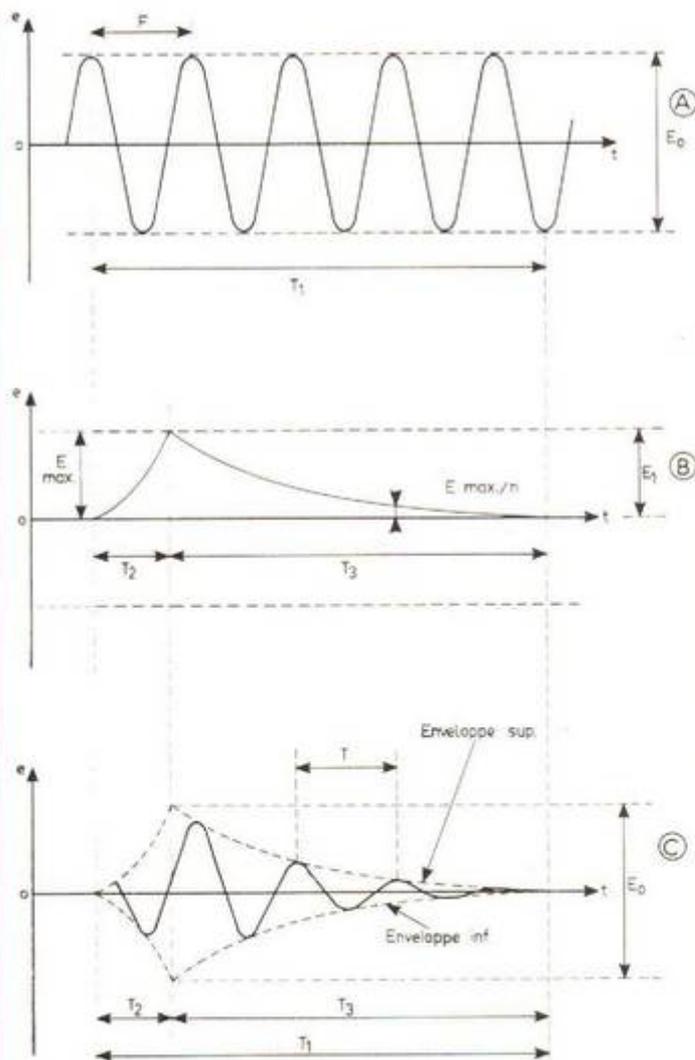


Fig. 10

A la figure 10 on a montré la forme des signaux dans le cas d'une attaque de durée T_2 suivie immédiatement d'une extinction de durée T_3 de sorte que la durée totale du son émis soit $T_1 = T_2 + T_3$ approximativement, la durée totale de l'extinction étant incertaine.

Pour rendre T_2 précise, il suffira de définir sa fin en décidant par exemple que l'oreille ne percevra plus le son affaibli (surtout en présence d'autres sons plus puissants) lorsque l'amplitude sera n fois plus faible que le maximum E_{max} . On pourra déterminer n expérimentalement. On prendra par exemple $n = 10$ fois.

Soit maintenant le cas d'un son ayant une durée T_1 composée de trois parties : attaque (ou montée) de durée T_2 , maintien (sustain) de durée T_3 et extinction (ou descente) de durée T_4 que l'on peut rendre précise de la manière indiquée plus haut.

On désire que, lorsque l'exécutant actionne la touche (ou le bouton ou tout autre système contacteur) permettant au son de se produire, ce son ait une amplitude variant comme indiqué à la figure 11, avec possibilité de faire varier entre les limites raisonnables, T_2 , T_3 et T_4 et par conséquent, leur somme $T_1 = T_2 + T_3 + T_4$.

La durée totale T_1 peut être décomposée en deux parties : $(T_2 + T_3)$ et T_4 .

La durée $T_2 + T_3$ (attaque et maintien) dépend de la volonté de l'exécutant. Elle sera celle comprise entre :

t_1 = moment où la touche est actionnée, donc abaissée à fond ;

t_3 = moment où la touche est lâchée.

On a évidemment $T_2 = t_2 - t_1$, $T_3 = t_3 - t_2$, $T_4 = t_4 - t_3$ et la durée de l'action de l'exécutant est $t_3 - t_1$.

Deux réglages « électroniques » peuvent être admis dans cette conception du système d'enveloppe considéré.

1) Réglage de la durée $T_2 = t_2 - t_1$ de l'attaque : montée de la tension depuis zéro volt jusqu'à E_{max} .

2) Réglage de la durée $T_4 = t_4 - t_3$ de l'extinction depuis E_{max} jusqu'à un zéro « pratique ».

Il est évident que ces deux réglages sont indépendants de la durée de l'action de l'exécutant, pourvu que le lâchage de la touche se fasse au bout d'un temps supérieur ou égal à T_3 .

Si le lâchage est fait avant, le signal n'aura pas le temps d'atteindre son maximum E_{max} . Il n'y aura pas de maintien mais uniquement montée et descente avec un maximum inférieur à E_{max} .

Revenons au cas où la durée de l'action est supérieure à T_3 .

Les réglages d'attaque et d'extinction étant effectués, et l'exécutant ayant « actionné » la touche pendant la durée totale désirée, la forme de la figure 11 sera obtenue, par exemple :

E_{max} réglé avec le bouton ou pédale de volume,

T_2 et T_3 avec les pré-réglages correspondants.

De ce fait, la durée T_3 du sustain sera la différence entre celle de l'action $T_2 + T_3$ et celle de la montée T_2 .

UN SCHÉMA DE CIRCUIT ENVELOPPE

De nombreux montages d'enveloppes ont été proposés depuis les plus simples jusqu'aux plus compliqués.

Lorsque l'instrument est à notes distinctes, par exemple comme celles d'un orgue et non comme celles d'un trombone à coulisse où l'on passe d'une note à la suivante d'une manière continue, on pourra adopter le montage de la figure 12.

C'est le générateur de signaux de notes. On obtien-

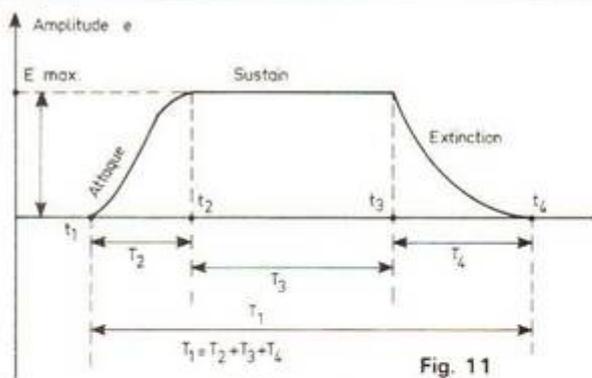


Fig. 11

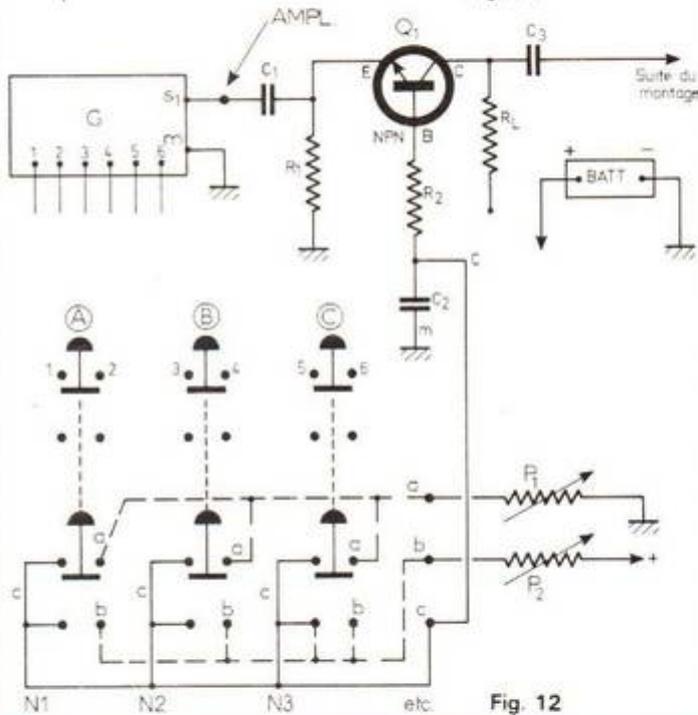


Fig. 12

dra par exemple, la sortie du signal de la première note, par les points s_1 et m (masse) en décourt-circuitant les points 1 et 2. La sortie de la note suivante sera obtenue en décourt-circuitant les points 3 et 4, etc.

L'« action » se fera en abaissant la touche désirée : A, B, C ou les suivantes. L'effet sera immédiat.

La coupure 1-2 étant effectuée pendant la durée de l'action de l'exécutant, le signal d'amplitude constante sera disponible sous forme de tension, d'amplitude E_{max} aux points $s_1 - m$ et transmis par Q_1 (ou directement si possible) au transistor Q_1 monté en base commune : entrée du signal sur l'émetteur et sortie sur le collecteur.

Un amplificateur pourrait être disposé entre le point s_1 ,

et le condensateur C_1 ou l'émetteur de Q_1 , si le signal est trop faible.

L'amplitude du signal de sortie dépendra des réglages des potentiomètres P_1 et P_2 du circuit de base.

Le signal de sortie apparaîtra sur R_L et C_3 le transmettra à la suite des dispositifs de traitement des signaux, par exemple aux formants, aux circuits de trémolo, etc.

Soit à produire le son correspondant à l'abaissement de la touche (A) donnant une certaine note, par exemple le LA à 440 Hz.

La touche (A) agit sur deux contacteurs : le contact supérieur 1-2 qui libère la sortie du signal de note et les contacts $c - a$ et $c - b$:

$c - a$: lorsque la touche est au repos (ou après avoir été lâchée).

$c - b$: lorsque la touche est en action, c'est-à-dire abaissée.

Le processus de la création de l'enveloppe se déroule comme suit :

Etape 1 : attaque. La touche est abaissée, en général rapidement et le son apparaît immédiatement avec le contact rompu entre les points 1 et 2. Ensuite, il y a contact entre c et b dès que la touche est abaissée à fond. Ce contact branche P_2 entre le + alimentation et le point de réunion de R_2 et C_2 .

Avant l'abaissement de (A) le potentiel de la base était à zéro, car elle était réunie à la masse (- alimentation) par R_2 et P_1 par le contact $a - c$ de repos.

La base de Q_1 étant à zéro volt, aucun signal ne passera par ce transistor. On est alors au temps t_1 , début de l'attaque avec $e = 0$.

Dès que le contact $c - b$ est établi, la base est reliée au + alimentation par l'intermédiaire de R_2 et P_2 et à la masse par C_2 qui joue ici le rôle principal pour l'effet « attaque ou montée ».

En effet C_2 se charge à travers P_2 . Son extrémité devient de plus en plus positive ce qui rend aussi la base de plus en plus positive, d'où amplification croissante du transistor Q_1 .

C'est donc bien la croissance du signal de sortie qui est obtenue.

Pratiquement elle atteint le maximum au bout d'un temps proportionnel à la constante de temps RC ou $C = C_2$, $R = P_2$ réglable.

La durée de la montée, T_2 (voir fig. 11) sera donc réglée avec P_2 . Elle sera d'autant plus grande que la résistance en circuit de P_2 sera grande.

Si P_2 était réglé à zéro ohm, la montée serait théoriquement instantanée, le point c devenant brusquement positif. Cet effet se nomme **percussion**.

R_2 sert de protection, réduisant la tension de l'alimentation à une valeur admissible pour la base.

Etape 2 sustain (ou maintien). L'exécutant fait durer cette partie du son autant qu'il veut. Le signal se maintient à une valeur constante, car C_2 est chargé complètement (en pratique).

Etape 3 extinction (ou descente). La touche est lâchée. Le signal est toujours transmis par le générateur à l'émetteur de Q_1 , tant que les points 1 et 2 (note A) ne sont pas reliés par le dispositif de contact.

Il y a lieu de considérer les durées E_a et E_r de l'abaissement de la touche et de sa remontée sur l'influence d'un ressort ou autre dispositif. E_r peut être aussi courte que l'on désire, tout dépend de l'« énergie » avec laquelle l'exécutant la frappe.

E_r durée de la remontée de la touche doit être suffisante pour produire l'effet « extinction » car si elle était très courte, par exemple $E_r = 25$ ms, la durée E_4 de l'extinction ne pourrait pas dépasser 25 ms. Pratiquement, on devra prendre $E_r = 200$ ms d'où, E_4 sera égale ou inférieure à 200 ms.

L'extinction s'obtient donc, avec le contact $a - b$. Dans ce cas, le point c est relié au point a , c'est-à-dire à P_1 . Le condensateur C_2 , préalablement chargé, se déchargera dans P_1 d'autant plus lentement que la résistance de P_1 sera grande.

Si P_1 était réglé par une résistance nulle, la décharge serait immédiate et la durée de l'extinction nulle.

Voici l'ordre de grandeur des éléments de la figure 12 : $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 100$ k Ω , $R_L = 10$ k Ω , $P_1 = 2$ M Ω , $P_2 = 100$ k Ω .

Quantité de transistors peuvent être utilisés par exemple 2N2222, BC146, 147, 149, etc. Une alimentation de 9 à 12 V peut convenir. Le montage de la figure 12 est expérimental et il n'a été indiqué que pour illustrer le fonctionnement d'un système d'enveloppe et non pour servir de « réalisation » dans un appareil définitif.

F.J.

Qu'est-ce que:

L'effet Döppler ?

BIEN des phénomènes physiques, découverts au XIX^e siècle, ont reçu des applications pratiques dans les cinquantes dernières années.

Ainsi, l'effet Hall, l'effet de champ, dit de Lilienfeld et l'effet Döppler (1) connaissent l'exploitation industrielle grâce au prodigieux essor technologique qu'ont accompli les hommes de science en cinq décennies.

Nous avons décrit, dans cette rubrique, le premier, nous reviendrons sur le second. Présentement, nous désirons nous attacher au troisième, l'effet Döppler (ondes acoustiques) - Fizeau (ondes lumineuses, donc électromagnétiques) (2).

L'effet Döppler-Fizeau, pour rendre hommage à ses deux « inventeurs », se traduit ainsi : « Variation apparente de la fréquence f d'un système d'ondes entretenues

(1) Döppler (1803-1853), physicien autrichien né à Salzbourg, mort à Venise.

(2) Fizeau (1819-1896), physicien français né à Paris, mort à La Ferté-sous-Jouarre. Membre de l'académie des Sciences en 1860. Il démontra, en 1842, que la lumière était soumise au même phénomène Döppler que les ondes acoustiques.

sous l'action, soit du mouvement de la source (point générateur des vibrations, en déplacement par rapport à un observateur immobile), soit du mouvement de l'observateur relativement au milieu de propagation (translation de l'observateur à partir d'une source fixe). »

Cet effet déboucha, rapidement, sur des applications en astrophysique. L'astronome anglais, Huggins (1824-1910), en déduisit la vitesse radiale de Sirius, l'étoile la plus brillante du ciel (annonciatrice, selon les anciens Egyptiens, de la renaissance quotidienne

du Dieu Soleil Rê). Le savant allemand Vogel (1841-1907) utilisa aussi cet effet pour mesurer la vitesse de rotation du soleil (1871).

Toutefois, les mesures qui se dégageaient de la sorte restaient du domaine scientifique. La technique ne pouvait pas, encore, s'en servir. Ce n'est plus le cas en cette fin de siècle, aussi nous y intéresserons nous, d'abord en l'expliquant à l'aide d'une mathématique des plus simples, puis en passant en revue des réalisations industrielles... « banalisées » par leur emploi extensif.

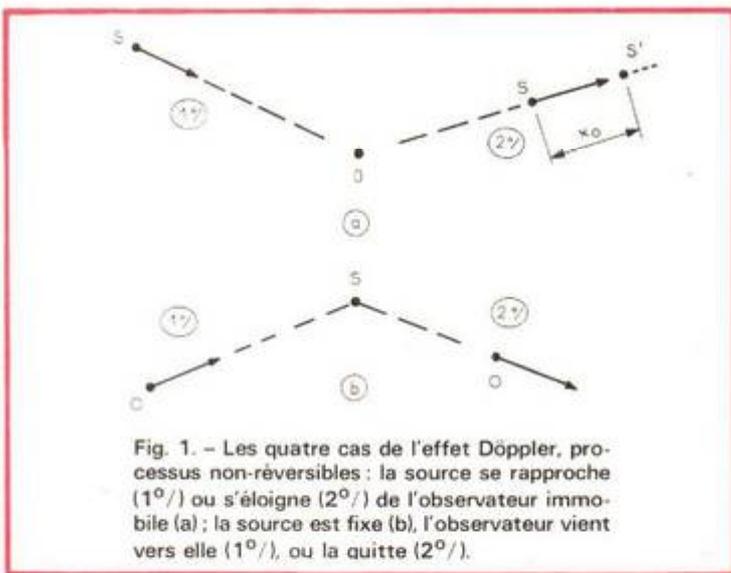


Fig. 1. - Les quatre cas de l'effet Döppler, processus non-réversibles : la source se rapproche (1°) ou s'éloigne (2°) de l'observateur immobile (a) ; la source est fixe (b), l'observateur vient vers elle (1°), ou la quitte (2°).

1. DESCRIPTIONS DE L'EFFET DÖPPLER

L'effet Döppler se traduit différemment selon que l'observateur O se rapproche ou s'éloigne d'une source S immobile, ou, au contraire, si l'observateur reste fixe et si la source se déplace par rapport à lui, dans sa direction, ou dans le sens opposé (fig. 1).

1.1. OBSERVATEUR IMMOBILE

1.1.1. La source se déplace vers lui (fig. 1-a, 1°)

La fréquence apparente f' (pour l'observateur), due à la composition de la vitesse du signal périodique pur et de la vitesse propre du générateur S, s'accroît. La tonalité entendue « monte » en « hauteur », c'est-à-dire, devient plus aiguë au fur et à mesure que la source se rapproche de l'observateur (fig. 2). Il est bien entendu que ce changement de fréquence n'a rien de réel vis-à-vis de l'onde qui se propage. Celle-ci conserve sa fréquence d'origine f au cours de sa translation. Seul l'observateur est concerné par la variation de f en f' .

1.1.2. La source s'éloigne (fig. 1-a, 2°/)

Puisque la vibration est périodique, si l'observateur reçoit une première émission, émanant de S, au temps t, il s'attend à enregistrer la deuxième onde au temps (t + T), avec T période du signal sonore considéré. Or, pour lui, c'est plus tard que lui parvient la tonalité attendue, donc à un temps t + T', avec T' = T + τ. Le retard est imputable à la vitesse de déplacement de S par rapport à O (d'où le nom de vitesse relative... sous-entendu, vis-à-vis de l'observateur). Le décalage temporel est le temps de propagation correspondant au déplacement de la source de S en S' (une distance x₀, par exemple). Pour l'observateur, l'onde parcourt x₀ à la vitesse v_r mais accomplit ce trajet, pendant une période, quant à elle (deux émissions successives en phase), alors qu'en réalité, l'onde a couvert cette distance x₀ à la vitesse v.

Pour l'observateur :

$$x_0 = v_r \cdot T$$

Pour la source :

$$x_0 = v \cdot \tau = v (T' - T)$$

Il est facile de tirer la valeur de τ de ces expressions :

$$\tau = \frac{x_0}{v} = \frac{v_r \cdot T}{v} = T \cdot \frac{v_r}{v}$$

La période apparente s'en déduit :

$$T' = T + \tau = T + T \left(\frac{v_r}{v} \right) = T \left(1 + \frac{v_r}{v} \right)$$

d'où, par inversion, la fréquence apparente, ou relative :

$$\Gamma = f \left(\frac{v}{v + v_r} \right)$$

Le son devient plus grave au fur et à mesure que la source s'éloigne de l'observateur O, ainsi que le souligne la figure 3.

1.2. OBSERVATEUR MOBILE

Si l'observateur se rapproche de la source, comme dans le cas du § 1.1.1., la fréquence Γ augmente (fig. 4).

Le calcul de T' en fonction de T et de v_r est simple. En l'inversant, on obtient la fréquence apparente :

$$\Gamma = f \left(\frac{v + v_r}{v} \right)$$

Il est inutile de le reproduire ici.

1.2.2. L'observateur s'éloigne (fig. 1-b, 2°/)

Dans ce cas, le son lui paraît

plus grave (fig. 5) et :

$$\Gamma = f \left(\frac{v - v_r}{v} \right)$$

1.3. NON-RÉCIPROCITÉ DES PHÉNOMÈNES

Les processus décrits ne sont pas réversibles. Les distances parcourues ne sont pas les mêmes et la détermination de la vitesse relative porte sur l'onde par rapport à l'observateur (§ 1.1.) puis sur l'observateur relativement à la source (§ 1.2.).

2. INCONVÉNIENT DE L'EFFET DÖPPLER EN RADIO-ÉLECTRICITÉ

Désignons par f_i la fréquence émise par un dispositif terrestre (ou respectivement aérotransporté) et par f_r la fréquence reçue par un équipement aéroporté (ou respectivement installé au sol). La vitesse relative de l'émetteur et du récepteur est v_r. Lorsque v_r ≪ c, la formule 4 (§ 1.2.) a pour équivalent :

$$\frac{f_r}{f_i} = 1 - \frac{v_r}{c}$$

avec c, célérité des ondes électromagnétiques.

La puissance reçue, déterminée en fonction de la loi de conservation de l'énergie, décroît dans une proportion fixée par la relation :

$$\frac{P_r}{P_i} = \frac{\left[1 - \left(\frac{v_r}{c} \right)^2 \right]}{1 + \frac{v_r}{c}}$$

Ce qui traduit une atténuation de 1 [dB] de puissance pour v = 0,075 c.

Le taux de transfert de l'information est aussi affecté et affaibli. Des techniques de traitement du signal doivent alors être utilisées pour rétablir la valeur initiale du rapport signal sur bruit (avant dénaturation Döppler).

Dans les cas extrêmes de vitesse, c'est-à-dire lorsque la vitesse relative se rapproche de la célérité des radiations électromagnétiques, des effets relativistes (Lorentz, Einstein) entrent en ligne de compte. Le déplacement Döppler de fréquence s'altère et l'on est contraint d'écrire :

$$\frac{f_r}{f_i} = \left(\frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}} \right)^{1/2}$$

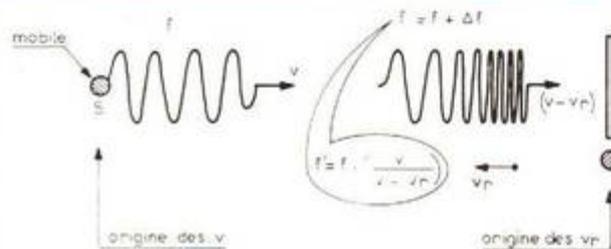


Fig. 2. - La source s'approche de l'observateur, la fréquence apparente augmente, la « note » devient plus aigüe.

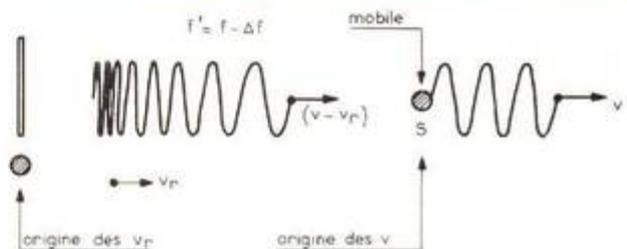


Fig. 3. - La source s'éloigne de l'observateur, la fréquence apparente diminue, le « ton » se fait plus grave.

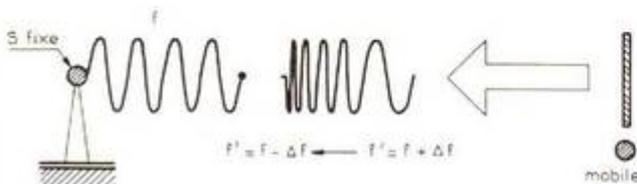


Fig. 4. - En se rapprochant de la source fixe, l'observateur entend une tonalité qui devient de plus en plus haute.

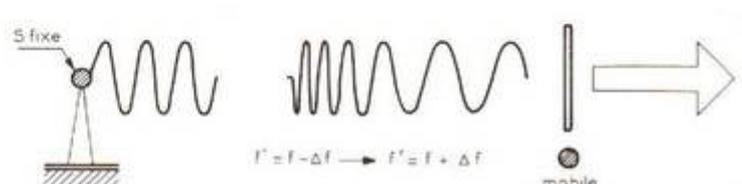


Fig. 5. - Quittant la source sonore, l'observateur a l'impression que le son émis décroît en fréquence.

c'est-à-dire qu'on introduit une « correction relativiste », non-négligeable.

Il nous faudra revenir sur la relativité, surtout sur la correction proposée par Lorentz qui impose la constance de la vitesse de la lumière... laquelle n'est pas, sub-microscopiquement, un... invariant, d'où maint paradoxe en physique des particules.

3. BARRAGES ELECTRO-MAGNETIQUES

3.1. DÉTECTION D'UN AVION

Un avion A poursuit sa route Ox. Sa trajectoire (ou « ligne de course ») coupe un fin pinceau électromagnétique d'onde entretenue pure, continuellement émise sous forme d'une sinusoïde (fig. 6-a). L'effet Döppler se marque de la façon dont la figure 6-b le souligne : à l'accroissement de l'amplitude succède un changement de fréquence suivi

d'une atténuation d'amplitude. L'aéronef est ainsi détecté. Des faisceaux parallèles aident alors à préciser sa position par rapport à une référence géographique.

Une telle réalisation se nomme « barrage électromagnétique ». Aucun intrus ne peut le franchir sans déclencher une alarme. Evidemment un récepteur aéroporté large bande indique au pilote qu'il a franchi le « mur » ainsi élaboré (contre-mesure électronique).

Très dispendieuse, cette solution a été abandonnée. Les radars C.W. M.T.I. et pulse Döppler lui ont succédé avec maints avantages, parmi lesquels l'aspect financier n'est pas négligeable.

3.2. RADAR A SUPPRESSION D'ÉCHOS FIXES

La littérature de langue anglaise et le jargon « français » de nos techniciens appellent les radars à suppression d'échos fixes, à onde hyperfréquence entretenue

pure, des radars M.T.I. (« Moving Target Indicator » : indicateur de cible mobile), ou parfois encore C.W. (Continuous Wave).

Ces détecteurs d'ondes électromagnétiques sont sensibles au Δf qu'impose la vitesse radiale de la cible à la fréquence f émise, après qu'elle ait été réfléchi par l'objectif en mouvement vers l'antenne de la station terrestre (fig. 7).

La station radar émet sur une fréquence f vers une cible C qui se rapproche à la vitesse v de l'antenne.

L'objectif mobile est soumis à une fréquence apparente :

$$f' = \frac{c + v_r}{c} \cdot f$$

où c , célérité des ondes électromagnétiques, se substitue au v des vibrations acoustiques (matérielles).

A son tour, la cible, par son effet réflecteur, joue le rôle d'un générateur de fréquence f' . Elle se comporte dès lors comme un émetteur qui se déplace à la vitesse v dans la même direction que l'écho.

Le récepteur radar reçoit donc un signal de fréquence :

$$f'' = \frac{c}{c - v_r} \cdot f' \\ = \frac{c}{c - v_r} \cdot \frac{c + v_r}{c} \cdot f$$

Après simplification, il reste :

$$f'' = \frac{c + v_r}{c - v_r} \cdot f$$

Il suffit de faire battre entre elles la fréquence d'émission f et la fréquence de réception f'' pour en obtenir par différence la fréquence Döppler désirée :

$$f_d = f'' - f_0 = \frac{c + v_r}{c - v_r} f - f \\ = \frac{2 v_r f}{c} = \frac{2 v}{\lambda} f$$

en négligeant v devant c . Par exemple, si $v = 500$ km/h et $\lambda = 23$ cm, le glissement de fréquence vaudra 1200 [Hz] environ.

En fait, étant donné les fréquences mises en jeu, rendant délicat l'opération de réception, ce seront plutôt les phases qui seront prises en considération.

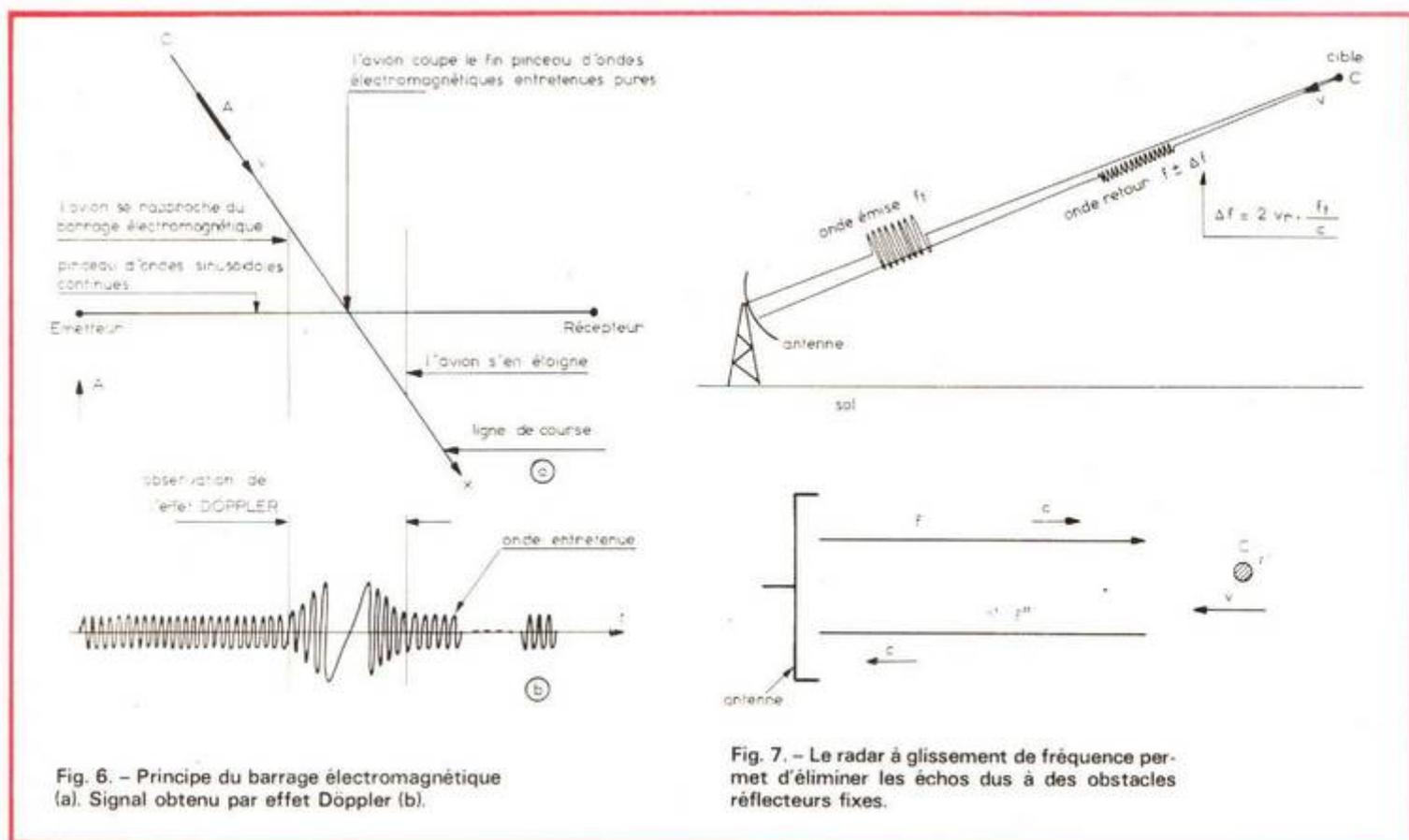


Fig. 6. - Principe du barrage électromagnétique (a). Signal obtenu par effet Döppler (b).

Fig. 7. - Le radar à glissement de fréquence permet d'éliminer les échos dus à des obstacles réflecteurs fixes.

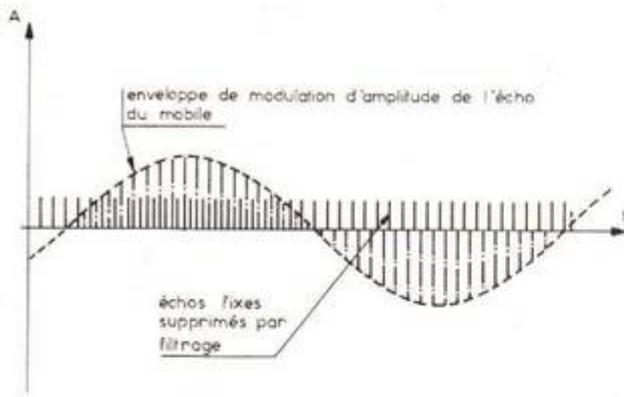


Fig. 8. - Signal vidéo d'un radar « pulse » Doppler.

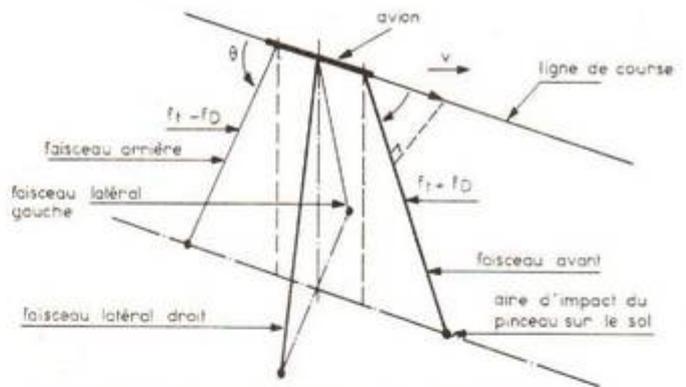
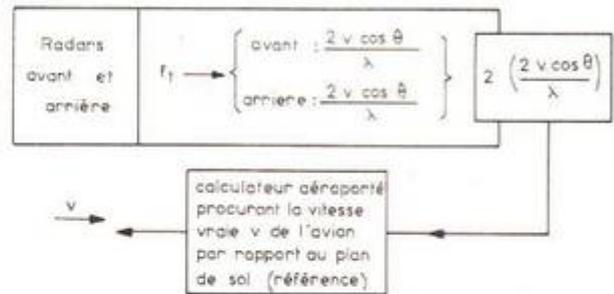


Fig. 9. - Equipement aéroporté permettant de déterminer la vitesse réelle de l'aéronef par rapport au sol.



3.3. RADARS DÖPPLER A IMPULSIONS

Pour obtenir, outre la vitesse de l'objectif, sa distance, il est nécessaire d'employer une méthode impulsionnelle. Il est donc normal de combiner les qualités d'un radar à impulsions à celle des équipements à suppression d'échos fixes, ce que fait le « radar pulse Doppler ». Les impulsions recueillies au retour sont des portions découpées de la réponse globale expliquée au cas précédent (§ 1.1.). Une cible fixe engendre une série d'impulsions uniformes, alors qu'un mobile se transcrit sur l'écran cathoscopique par des impulsions dont l'amplitude varie périodiquement. L'âme du système d'analyse qui permet une telle information est une boucle qui détermine la cohérence de phase. Chaque fois que l'écho de l'objectif fixe est obtenu, il est mélangé à une référence de tension qui possède la même différence de phase par rapport à l'onde émise. Il apparaît à la sortie du discriminateur un signal identique immuable. En compensation, avec les cibles mouvantes, la sortie du discriminateur traduit la variation de

phase, qui dépend de la vitesse, par une séquence dont le niveau crête varie en fonction de l'effet Döppler (fig. 8).

A la sortie de l'extracteur, circuit électronique post-vidéo, chaque bloc d'information contient un signal de la forme :

$$e = E_0 \sin \pi f_d \theta$$

où : E_0 est la tension de sortie de la référence, θ l'intervalle entre les impulsions contiguës.

Le problème actuel, sur lequel les meilleurs radaristes, piétinent est le bruit de phase de l'impulsion contenant la la porteuse haute fréquence. Le bruit de fréquence est mesurable à l'aide de systèmes métrologiques (hyperfréquences) très élaborés, mais convenables. La méthode d'interprétation du bruit de phase n'est pas encore complètement élucidée.

4. SYSTÈMES DE NAVIGATION

4.1. « NAVIGATEUR » DÖPPLER

Il s'agit d'un dispositif émettant deux, quatre (ou

quelquefois plus) rayons électromagnétiques fins, en avant et en arrière, d'une surface réfléchissante, qui met à profit le changement de fréquence consécutif au déplacement Döppler observé dans la radiation de retour, pour mesurer la vitesse du véhicule par rapport au plan de référence (fig. 9).

Ce système est du genre aéroporté, héliporté bref, réservé aux aéronefs.

Son homologue, ultrasonore, cette fois-ci, est utilisé (à moindre extension que le précédent, toutefois) sur les navires.

4.2. V.O.R. DÖPPLER

La radionavigation aérienne, moyenne distance, utilise des balises électroniques très haute fréquence (V.H.F.) irradiant dans tout l'espace (omnidirectional range) une série de nappes électromagnétiques, grâce auxquelles le navigateur repère sa position en gisement (noté θ), par référence aux coordonnées géographiques du point où l'émetteur correspondant est implanté (fig. 10).

Les récepteurs V.O.R. classiques, aéroportés présentent

les caractéristiques énoncées ci-après, conformes aux normes OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) :

- 20 canaux dans la bande 108-112 [MHz] (mêlés avec le rayonnement de localisation - « I.L.S.-localizer » d'aide à l'atterrissage).
- 60 canaux dans la bande 112-128 [MHz].

L'antenne pivote à raison de 30 tours par seconde, ce qui module le signal émis en amplitude (modulante de 30 [Hz]).

Une sous-porteuse stable de 9960 [MHz] est modulée en fréquence avec l'onde de 30 Hz qui lui confère une excursion de ± 480 [Hz].

Le gisement est une fonction de la différence de phase entre la phase du signal F.M. et celle du signal A.M.

L'idée du V.O.R. Döppler consiste à utiliser une antenne omnidirectionnelle délivrant une irradiation très ouverte (aérien dont le diamètre est de 14 [m] environ) afin de générer un signal à phase variable. La phase de référence est fournie par une antenne centrale (fig. 11).

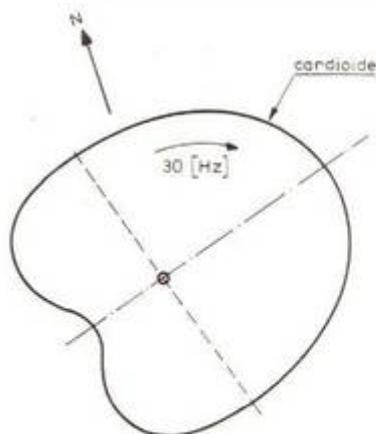


Fig. 10. - Diagramme rotatif d'une antenne V.O.R. de radionavigation à moyenne distance.

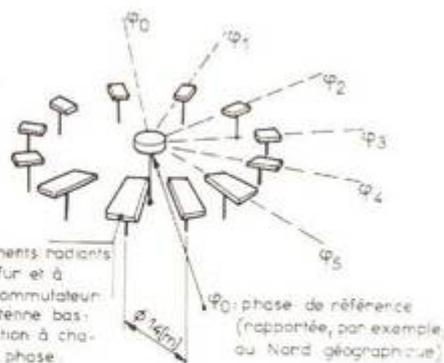


Fig. 11. - Représentation schématique d'un V.O.R. impulsif à effet Doppler : antenne sol à multi-stimulation.

CONCLUSION

L'effet Doppler-Fizeau s'étudie dans le cadre des phénomènes périodiques au chapitre de la propagation. Il se trouve ainsi associé aux interférences (une source et un plan de réflexion, ou deux sources synchrones) et aux

battements (deux sources asynchrones).

Ce phénomène a permis de mesurer les vitesses radiales des étoiles et de déceler les amas stellaires. Il est couramment utilisé de nos jours pour mettre en évidence les vitesses de mobiles rapides.

Il sert à détecter l'arrivée de voitures pour des feux de cir-

culution placés sur des voies peu passante. On le retrouve aussi sur les autoroutes pour rappeler aux automobilistes que la vitesse est limitée sur telle portion du circuit.

Nous avons vu combien la mathématique qui l'explique s'avère simple. Ceci signifie que l'on n'a pas toujours besoin d'équations fastidieu-

ses pour rendre intelligible un phénomène physique. Hélas ! ce n'est pas toujours le cas et un bon électronicien doit s'entraîner à l'interprétation algébrique des données tout en se passionnant pour les calculs qui évitent beaucoup de tâtonnements en pratique.

B. MARIN

WELLER W.T.C.P.

• Les performances d'un matériel professionnel

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

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

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

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



GENERIM
GENERAL IMPORT

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

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

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

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

NOM _____ PRENOM _____ SIGNATURE : _____
ADRESSE _____
CODE POSTAL _____

Techniques étrangères

CIRCUIT INTÉGRÉ PHOTO DÉTECTEUR CA 3062

Le CA 3062 est un circuit intégré fabriqué par la RCA. Il comprend deux parties, incorporées dans le même boîtier cylindrique dont l'aspect est donné à la figure 1 A. Le boîtier présente un creux et la lumière est orientée vers celui-ci, un ergot permet de repérer le fil 12. Le brochage est indiqué à la figure 1 B, le CI étant vu de dessous : les fils vers l'observateur.

A la figure 2 on montre la composition du CI, avec ses deux sections indépendantes.

La liaison peut s'effectuer en connectant le fil 11, sortie de la section 1 au fil 1, entrée de la section 2, ce qui donne à ce CI une souplesse de fonctionnement et d'adaptation dans de nombreuses applications, comme les suivantes : compteurs, commande de niveaux, alarmes, détecteur de position, isolateur, commutation, mesures.

La dissipation maximum est de 700 mW à $T_A = 55^\circ\text{C}$ (voir la notice RCA pour les caractéristiques détaillées très nombreuses).

Passons à quelques applications proposées par la RCA.

En fonctionnement linéaire, on pourra adopter le montage d'essais de la figure 3. L'alimentation est de 7,5 V. Une des sorties, point 6, est reliée au +7,5 V par la charge $R_L = 15\text{ k}\Omega$. Le collecteur de la sortie point 2 reste non utilisé. On a polarisé les deux électrodes d'entrée 9 et 12 par un diviseur de tension $R_1 - R_2$ créant aussi une certaine contre-réaction.

Les points 4 et 10 sont reliés à la ligne + et les points 3, 5 et 8 sont mis à la masse, tandis que le point 7 est relié à la masse par C_1 de $0,1\text{ }\mu\text{F}$.

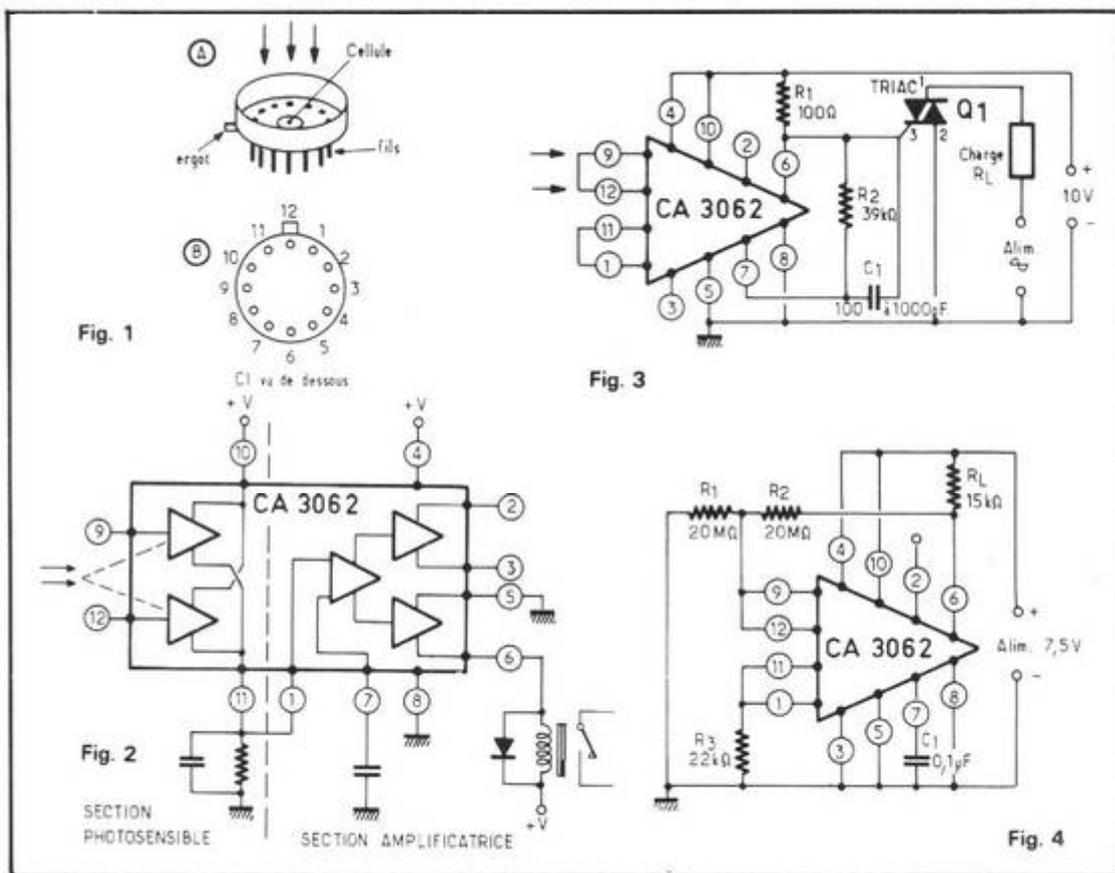
En raison du très grand gain de ce CI, effectuer des connexions extrêmement courtes.

Si la charge est inductive (bobine de relais par exemple) connecter une diode aux bornes de cette charge qui absor-

bera l'énergie de l'impulsion lors de la commutation.

Le montage de la diode sensible est indiqué à la figure 2 (à gauche). Utiliser des radiations dont la longueur d'onde correspond au maximum de sensibilité de l'entrée « optique » du CI.

Au sujet de la charge, indiquons également, qu'elle ne doit en aucun cas, être inférieure à $1\text{ k}\Omega$, afin de limiter



la dissipation de puissance et par conséquent, la dissipation de chaleur.

Le régime de commutation est plus recommandé que le régime linéaire.

Voici à la figure 4 un montage actionnant un triac et commandé par la lumière appliquée à un circuit intégré CA 3062.

Le triac Q_1 est du type T₂ 700 B ou T 2700 D de la RCA dont les électrodes sont 1 = anode, 2 = cathode et 3 = gâchette. Ce montage fonctionne de manière à ce que l'absence de la lumière provoque le passage d'un courant dans le triac et par conséquent dans la charge R_L .

La réalisation de ce montage doit être facile, étant donné le nombre réduit des composants : un CI, deux résistances, un condensateur et un triac.

Remarquons les deux alimentations, l'une de 10 V continu et l'autre alternative de 115 V.

En tenant compte du schéma simplifié de la figure 2, on peut voir que la sortie 2, 3 n'est pas utilisée, les points 2 et 3 restant non branchés.

Seule la sortie 6 est utilisée et le point 5 est mis à la masse.

R_1 est la charge de sortie du circuit intégré. D'autre part, la liaison entre les points 11 et 1 relie la sortie de la section opto-électronique à la section amplificatrice.

Le courant dans R_1 , augmente lorsque la lumière est appliquée à la section opto-électronique. De ce fait, la tension de la gâchette diminue, ce qui désamorce le triac. Par contre, si la lumière est interrompue par le passage d'un objet, le courant dans R_1 diminue, la tension de la gâchette diminue, ce qui désamorce le triac. Par contre, si la lumière est interrompue par le passage d'un objet, le courant dans R_1 diminue, la tension de la gâchette augmente et le triac est amorcé d'un passage d'un courant dans la charge permettant toutes sortes d'applications.

AMPLIFICATEUR DISTRIBUTEUR DE SIGNAUX VF

Caractéristiques générales :

L'amplificateur dont le schéma est donné à la figure 5 a été étudié par M. J. Salvati de la Sony Corp. Lona Island City N.Y., U.S.A. et son analyse a été publiée dans Electronics du 5/02/1976.

Ce montage possède deux entrées de signaux VF à distribuer et quatre sorties de 75 Ω séparées entre elles. Les entrées et les sorties ont un point à la masse.

Remarquons que ce montage nécessite deux alimentations de 6,2 V, avec point commun à la masse.

On a utilisé deux circuits intégrés, CI - 1 du type LM318 et CI - 2 du type LH 0002 CN, tous deux des National.

À l'entrée le signal VF peut provenir d'un générateur de signaux ou d'une caméra de TV.

La tension d'entrée peut

atteindre 1 V crête à crête et dans ce cas, les tensions des valeurs, ces sorties étant de 75 Ω .

L'impédance d'entrée est de 50 k Ω , ce qui permet la mise en parallèle, éventuelle, de deux sources de signaux. On pourra aussi se servir de la deuxième entrée pour la connecter à l'entrée d'un autre amplificateur du même type, réalisant ainsi un montage à huit sorties. Le montage sera alors, celui de la figure 6. Cet amplificateur est linéaire depuis zéro jusqu'à 4 MHz.

Dans cet appareil CI - 1 est un amplificateur opérationnel et CI - 2 un amplificateur de courant.

La sortie est de très faible impédance, pouvant être assimilée à une source d'impédance nulle. Les résistances de 75 Ω assurant une isolation suffisante entre les charges qui reçoivent le signal VF distribué. Grâce à l'impédance de 75 Ω , il sera commode d'utiliser des câbles coaxiaux pour les branchements.

Le montage est protégé

contre les court-circuits des sorties.

Pour la mise au point, il n'y aura qu'un seul réglage à effectuer, celui de la capacité variable de compensation C_1 , montée en parallèle sur R_4 , entre le point 4 de CI-1 et la sortie, point 8 de CI-2.

Le réglage s'effectuera comme suit : appliquer à l'entrée un signal sinusoïdal à 10 kHz et mesurer la tension e_s de sortie.

Appliquer ensuite, à la place du signal à 10 kHz, de tension e_s , un signal à 1 MHz de même amplitude.

Régler C_1 pour que e_s ait la même valeur lorsque $f = 10$ kHz et 1 MHz.

Analyse du schéma :

L'entrée non inverseuse, point 3 (+) du LM 318 reçoit le signal à amplifier tandis que l'entrée inverseuse, point 2, sert d'entrée du signal de contre-réaction aux fréquences élevées par le réglage de C_1 .

Le signal amplifié par CI-1 est prélevé au point 6 de sortie et transmis par liaison directe

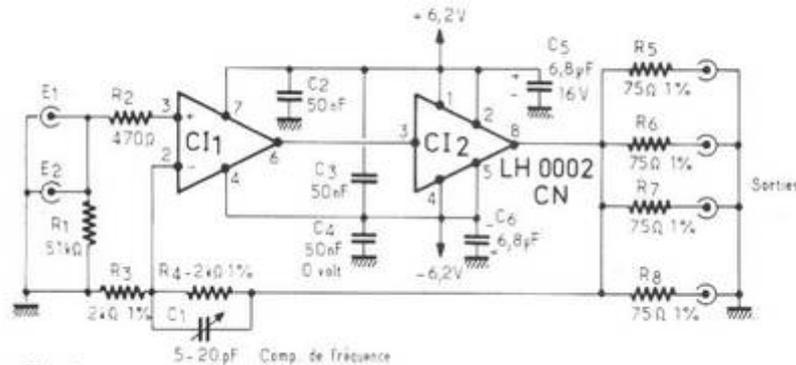


Fig. 5

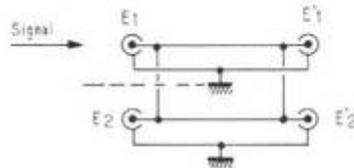


Fig. 6

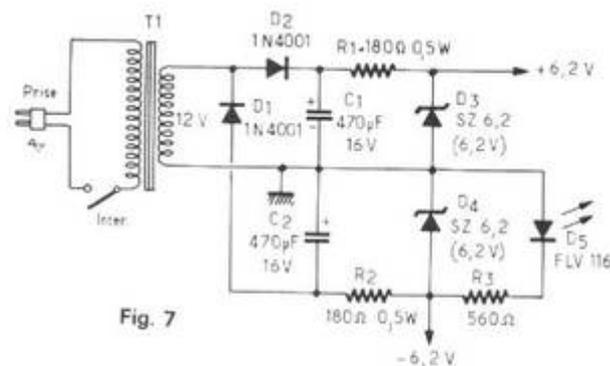


Fig. 7

à l'entrée, point 3 de CI-2 (LH 0002 CN). La sortie du signal amplifié est au point 8 de ce CI.

Deux alimentations de 6,2 V sont branchées : avec le + de l'une aux points 7 de CI-1 et 1 et 2 de CI-2 ; avec le - de l'autre au point 4 de CI-1 et aux points 4 et 5 de CI-2. Les pôles restants des deux alimentations sont réunis et constituent la masse.

Les découplages sont assurés par C_2 , C_3 , C_4 et C_5 .

Alimentation et construction :

On donne à la figure 7 le schéma de l'alimentation de $\pm 6,2$ V dont la source primaire est le secteur.

Le secondaire du transformateur TA doit donner 12 V, appliqués aux diodes redresseuses D_2 (pour le +) et D_1 (pour le -). Les filtrages sont assurés par C_1R_1 pour la sortie + 6,2 V et par C_2R_2 pour la sortie - 6,2 V. Le commun est la masse.

On trouve également dans ce montage deux diodes D_4 et D_5 zener SZ 6,2 de 6,2 V pour la stabilisation des deux tensions. Une LED du type FLV 116 sert d'indicateur visuel pour marquer l'existence de la tension continue négative. Rien ne s'oppose à ce que l'on monte une autre diode LED sur la tension positive.

On conseille pour les condensateurs de $6,8 \mu\text{F}$ des modèles au tantale. Ils doivent être montés aussi près que possible des broches (ou points) de branchements 2 et 5 de CI-2.

Les condensateurs de 50 nF doivent être des disques céramiques montés également très près des CI-1 et CI-2. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 doivent être non inductives et à couche de carbone ou métallique.

On obtiendra à la sortie un maximum de tension de 2 V crête à crête à 4 MHz.

L'appareil sera monté dans un boîtier métallique.

RÉCEPTEUR INDIVIDUEL POUR SALLES DE CONFÉRENCES

A la figure 8, on donne le schéma d'un récepteur à diode, permettant l'écoute au casque ou à l'écouteur, dans une salle de conférences.

La diode est d'un type quelconque pour détection, une BA 100 par exemple. On utilise un circuit accordé LC dont la bobine possède une prise d'adaptation à la diode. Cette prise peut être effectuée vers le milieu de l'enroulement.

L'accord peut être fixe ou ajustable, soit par le noyau de la bobine, soit par la variation

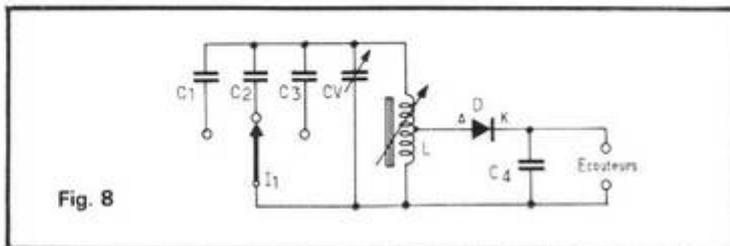


Fig. 8

de la capacité du CV soit, encore par le choix offert par les trois positions (ou plusieurs) du commutateur I_1 .

Ce montage se caractérise par les possibilités suivantes :

- 1) Il fonctionne sans aucune antenne.
- 2) Il permet le choix du signal qui lui convient, par exemple entre plusieurs discours ou entre plusieurs traductions en langues différentes d'un même discours.
- 3) Il peut être réalisé sous

une forme très compacte. Etant très économique et ne nécessitant aucune alimentation, ce récepteur pourra être réalisé en de nombreux exemplaires aussi bien dans une salle de congrès que dans une salle de spectacles.

Le problème technique principal à résoudre est celui de, ou des émetteurs correspondants et de leurs antennes.

Référence : Document « Philips ».

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TRIANGULAIRES À SYMÉTRIE AJUSTABLE

Le temporisateur 555 est bien connu de nos lecteurs. Voici un montage qui rendra des services aux expérimentateurs dans de nombreuses applications. Son schéma est donné à la figure 9. Il s'agit d'un générateur de signaux triangulaires dont il est possible de faire varier le rapport des deux périodes partielles. Cela est indiqué à la figure 10.

La résistance R_1 restant constante, et R_2 étant variable, si T_1 est la première période partielle et T_2 la

deuxième, la période totale sera $T = T_1 + T_2$ et la fréquence $f = 1/T$.

D'autre part, en faisant varier R_2 , celle-ci pourra être plus petite, égale, ou supérieure à R_1 , ce qui aura pour effet d'obtenir $T_1 < T_2$, $T_1 = T_2$, $T_1 > T_2$ respectivement.

Cela correspond à des dents de scie montantes, signaux triangulaires symétriques, dents de scie descendantes.

La variation de R_2 ne modifie pas la fréquence f du signal qui, avec les valeurs des éléments du schéma, est calculable approximativement à

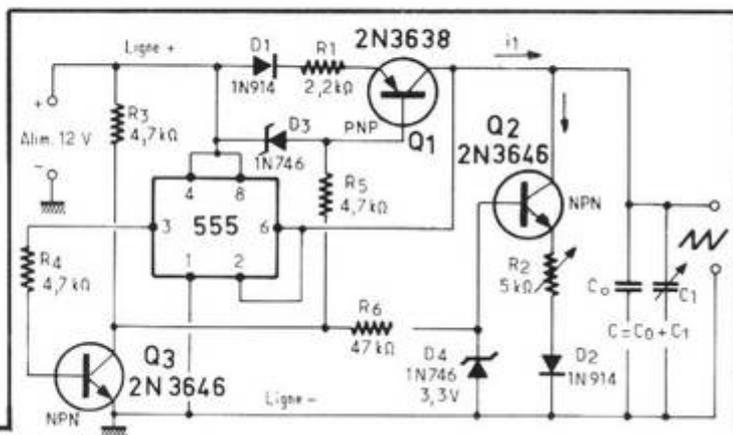


Fig. 9

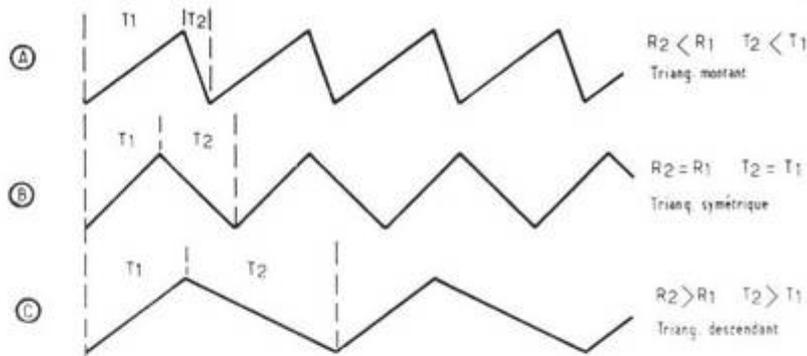


Fig. 10

l'aide de la formule empirique, en apparence non homogène :

$$f = 75/C$$

avec f en hertz et C en microfarads. La capacité C est la somme de C_1 fixe et de C_2 variable ou ajustable.

Soit par exemple le cas où l'on donne $f = 100$ Hz.

Il vient :

$$C = 75/f = 75/100 = 0,75 \mu F$$

Fonctionnement :

Il sera possible de produire des signaux jusqu'à 100 kHz. Le signal triangulaire est obtenu par la charge et la décharge du condensateur C . La tension apparaît aux bornes de C .

Les transistors Q_1 et Q_2 associés aux diodes zener 1N740 de 3,3 V, D_3 et D_4 constituent une source de courant commuté. Ce commutateur est mis en action par Q_3 dont le collecteur est relié aux bases de Q_1 et Q_2 par des résistances de 4,7 k Ω .

Lorsque Q_3 est conducteur, le collecteur est au niveau bas. La source de courant Q_1 passe alors à l'état conducteur et un courant i_1 charge le condensateur $C = C_1 + C_2$. Une tension croissant linéairement apparaît aux bornes de C et elle correspond à la loi de charge :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{i_1}{C}$$

La tension V aux bornes de C jusqu'à un niveau correspondant aux deux tiers de la tension d'alimentation. Cette tension est le maximum admissible pour un bon fonctionnement du 555.

La tension au point 3 de ce CI est alors réduite et Q_3 est bloqué. De ce fait, la tension du collecteur de ce transistor est au niveau haut et la source de courant est stoppée. Le courant de Q_2 augmente et ce transistor devient conducteur.

La capacité C se décharge

sous un courant i_2 jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne le minimum de tension admissible pour le 555 ce qui correspond à un tiers de la tension d'alimentation.

Lorsque ce niveau est atteint, le 555 change d'état et le cycle de fonctionnement recommence. La tension de sortie est donc de 4 V et varie entre 4 et 8 V, respectivement le tiers et les deux tiers de la tension d'alimentation (12 V).

Voici quelques indications sur les composants adoptés dans ce générateur.

Q_1 et Q_2 sont des transistors à gain élevé, l'un est un PNP et l'autre un NPN, respectivement un 2N3638 et 2N3646.

Le transistor Q_3 est un NPN spécialement étudié pour la commutation. Il est du type 2N3646 comme Q_2 .

Les chutes de tension dans le sens direct dans D_1 et D_2 , des diodes du type 1N914, permettent le passage au blocage des transistors Q_1 et Q_2 .

D'autre part, R_2 sert de réglage de symétrie et commande le régime de décharge de C en faisant varier le courant i_2 .

Les diodes zener sont des 1N746 de 3,3 V et la tension d'alimentation de 12 V, appliquée aux points 4 et 8 du circuit intégré 555.

Il serait certainement possible de prévoir pour C un système de commutation pour atteindre des fréquences plus élevées. Si $f = 100$ 000 Hz, la formule $f = 75/C$ donne $C = 75/100\ 000 \mu F = 75/100$ nF = 750 pF.

Il serait alors possible de prévoir C_0 fixe, par exemple 500 pF et C_1 variable ou ajustable, de l'ordre de 500 pF maximum. Dans ce cas, la fréquence se réglerait avec C_1 et la forme serait déterminée par R_2 .

Ce montage a été décrit dans Electronics du 8 janvier 1976, par Delvin M. Guaitieri de l'Université de Pittsburg, Pa.

SONDE D'ESSAIS DE NIVEAUX LOGIQUES TTL

Une sonde très simple et économique est proposée par Don Lingle dans « Radio Electronics » de décembre 1975.

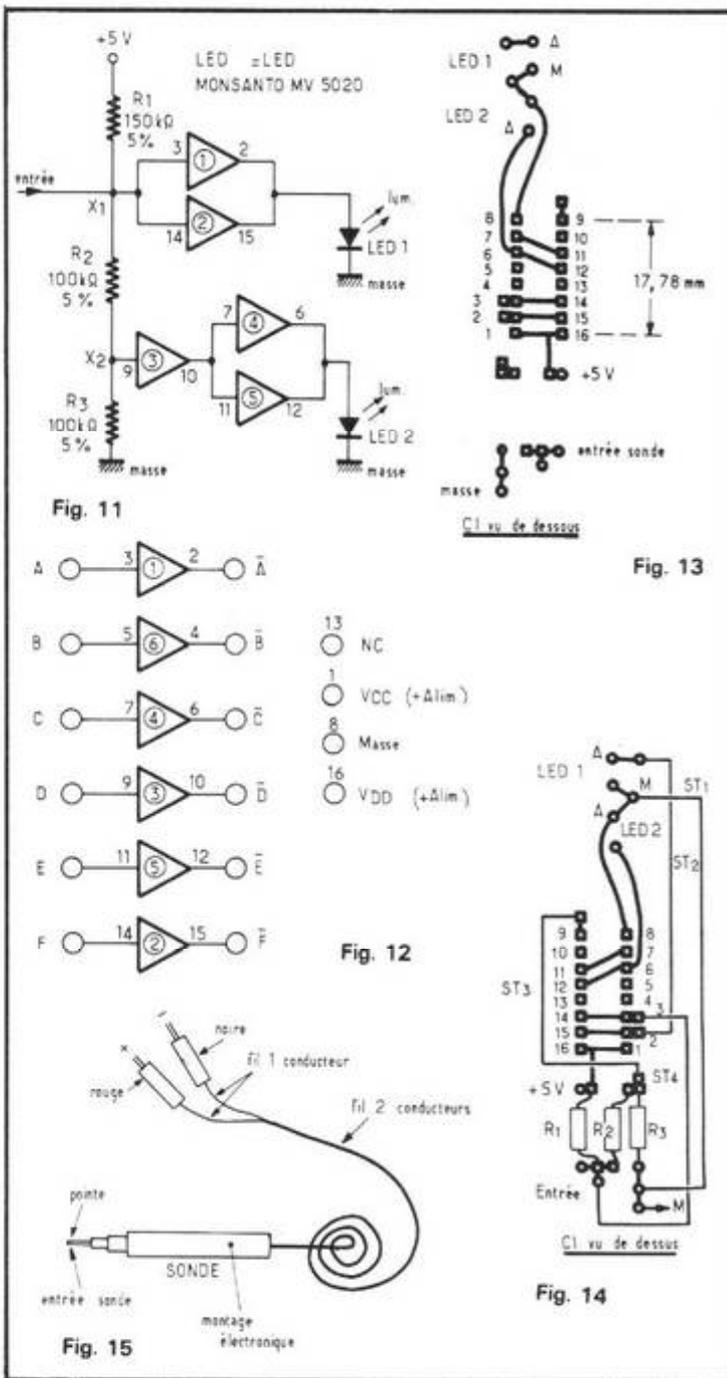
La sonde ne nécessite qu'un seul circuit intégré, tandis que sa tension d'alimentation peut être prélevée sur celle de l'appareil à vérifier.

A la figure 11, on donne le schéma de cet instrument. On

voit qu'il faut peu de composants pour la réaliser : trois résistances, un circuit intégré et deux diodes lumineuses LED.

Le circuit intégré est un CD 4009 de la série Cosmos de la RCA. Il s'agit d'un ensemble de six inverseurs identiques, connectés aux broches du boîtier à 16 broches, comme indiqué à la figure 11. Les diodes LED sont des Monsanto MV 5020.

On a désigné arbitrairement par (1) l'inverseur dont l'entrée est à la broche 3 et la sortie à la broche 2 ; par (2)



celui dont l'entrée est à la broche 14 et la sortie à la broche 15, etc.

Les trois résistances sont : $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$, $0,125 \text{ W}$ tolérance 5 %. $R_2 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $0,125 \text{ W}$ tolérance 5 %.

Ces trois résistances montées en série constituent un diviseur de tension, R_1 étant connectée à +5 V et R_3 à la masse et négatif de l'alimentation.

La prise X_1 est reliée aux entrées 3 et 14 réunies des éléments inverseurs (1) et (2) dont les sorties 2 et 15 réunies sont reliées à l'anode de la LED 1.

De ce fait, si la tension d'entrée, appliquée sur la pointe de la sonde au point X, varie dans un certain sens, l'inversion produite par les éléments (1) et (2) en parallèle, a pour effet, une variation dans le sens opposé de la tension de sortie. Ces variations agiront, évidemment sur la luminosité de la diode lumineuse LED 1.

On a monté deux éléments inverseurs, en parallèle, afin d'obtenir un courant suffisant pour alimenter la LED 1 lorsqu'il y a un maximum de tension entre anode et cathode, mise à la masse.

Au point X_2 du montage, la tension est plus basse qu'au point X_1 . S'il y a variation de tension continue au point X_2 , cette variation subit deux inversions : par l'élément (3) et les éléments (4) et (5) montés en parallèle, dont la sortie attaque la LED 2. Il est donc clair qu'il n'y aura pas l'inversion dans la totalité de cette voie.

Fonctionnement :

A la figure 12, on montre les branchements des six inverseurs contenus dans le boîtier du CI.

Pas de connexion au point 13 et la masse au point 8 (négatif de l'alimentation de 5 V). Les points 16 et 1 sont connectés au +5 V, tension comptée par rapport à la masse.

On montre aussi les six

inverseurs dont celui désigné par (6) n'est pas utilisé. Les points de branchement 4 et 5 doivent rester en l'air, ni connectés à la masse ni servant de points relais pour des connexions.

On indique aussi à la figure 12, les inversions. Ainsi, un signal A devient \bar{A} à la sortie.

On sait que dans les circuits logiques, il y a deux niveaux : le niveau haut, entre +3 et +5 V et le niveau bas entre 0 et +2 V. Supposons que la pointe touche un point du montage à examiner dont le niveau est haut. En raison de l'inversion entre le point X_1 et les points de sortie 2-15 réunis, ces points seront à un niveau bas. De ce fait la LED 1 ne s'allume pas, car l'anode est à faible tension par rapport à la masse.

Par contre, la LED 2 s'allume. En effet, si la tension est au niveau haut en X_1 elle le sera aussi en X_2 et comme la voie (3) - (4) - (5) est

non inverseuse, l'anode de la LED 2 sera au niveau haut.

Si la pointe de touche de la sortie est connectée à un point de l'appareil à examiner au niveau logique bas, l'inversion de la voie supérieure (1) - (2) porte l'anode de la LED 1 au niveau haut et la LED 1 s'allume.

Par contre la LED 2 sera éteinte car le niveau bas du point X_2 se retrouvera sur son anode.

Un troisième cas est celui lorsque la pointe de touche est en l'air ou connectée à un circuit à haute impédance par rapport à la masse sans tension par rapport à celle-ci.

Construction :

L'instrument de vérification proposé, peut se réaliser sur une platine imprimée dont la face «cuivre» (celle sur laquelle sont apparentes les connexions imprimées) est représentée à la figure 13. Au milieu, on identifie aisément

les trous métallisés recevant le CI sur un support à 16 broches. Dans ces conditions, le CI est **vu de dessous**, d'où l'emplacement des broches indiqué.

A la figure 14, on montre la face supérieure de la platine imprimée avec les connexions imprimées vues par transparence. Sur cette figure, le CI est **vu de dessus**.

Afin de permettre une réalisation aussi compacte que possible, on a eu recours à quatre connexions par fil (straps) effectuées sur la face supérieure de la platine. ST 1 entre le point commun des deux LED (cathodes) et la masse ; ST 2 entre l'anode de la LED1 et le point 2 du circuit intégré qui est relié au point 15. Cela est confirmé par le schéma de la figure 11.

Le strap ST 3, relie la broche 9 du CI au point commun de R_2 et R_3 , point X_2 sur la borne 11. Enfin ST 4 relie l'entrée (pointe de touche) aux points 3 et 14 du CI, comme l'indique aussi la figure 11 (point X_1).

Restent à prévoir également les deux fils d'alimentation de 5 V l'un relié à la masse (point M en bas des figures 13 et 14) et au +5 V (à droite sur la figure 13 et à gauche sur la figure 14).

On donne à la figure 15 l'aspect de la sonde et du cordon à deux conducteurs pour le branchement au + et - alimentation. La sonde est réalisable sur une platine de 10 à 12 mm de largeur et de 70 mm de longueur.

On la fera entrer dans un cylindre isolant (par exemple un étui pharmaceutique) qui comportera à une extrémité la pointe de touche et à l'autre, les sorties des deux fils + et -. Les LED seront fixées sur la platine imprimée aux points indiqués et des trous pratiqués dans le boîtier de la sonde, permettront leur examen.



1^{re} leçon gratuite!

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

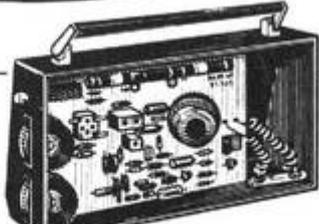
- Vous apprendrez MONTAGE, CONSTRUCTION ET DEPANNAGE de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

1^{re} leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

DOCUMENTATION SEULE gratuitement sur demande
DOCUMENTATION + 1^{re} LEÇON GRATUITE
- contre 3 timbres à 1 F (France)
- contre 4 coupons-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE
ETABLISSEMENT PRIVE

ENSEIGNEMENT A DISTANCE TOUS NIVEAUX (MEMBRE DU S.N.E.C.)
27 bis, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS (Métro: Sentier)
TELEPHONE: 231.18.67

F. JUSTER

Le téléviseur couleur

COMIX

« RUBIN 710 »



NOUS présentons ce mois-ci aux lecteurs du haut-parleur le téléviseur couleur Secam « Rubin 710 ». Ce téléviseur, importé par Comix, est fabriqué en URSS avec une partie de composants d'origine française. Il présente un intérêt certain vu sa fiabilité et son prix.

Il s'agit en effet d'un téléviseur utilisant des circuits classiques éprouvés. Il est équipé de transistors, de quelques tubes, et son tube-image et un « shadow-mask » 90°, de 59 cm de diagonale.

Il est fabriqué depuis plusieurs années en millions d'exemplaires par la même usine qui en assure aussi le service après vente. Des statistiques précises sur les pannes ont été relevées, et les défaillances ont pu être rapidement éliminées.

Il ne comporte aucun gadget.

La simplicité des circuits n'empêche pas que le Rubin 710 est un téléviseur

moderne : il est conçu en technique modulaire, avec 8 blocs interchangeable, il possède une entrée magnétoscope et l'utilisation du casque d'écoute est possible.

Ce téléviseur a comme particularité d'être monostandard 625 lignes, ce qui réduit encore la complexité des circuits, augmentant de ce fait la fiabilité. La réception en couleur des

trois chaînes est possible dans la journée puisque TF1 est relayé par l'émetteur couleur de FR3. La conversion de TF1 en 625 lignes ne se faisant que progressivement.

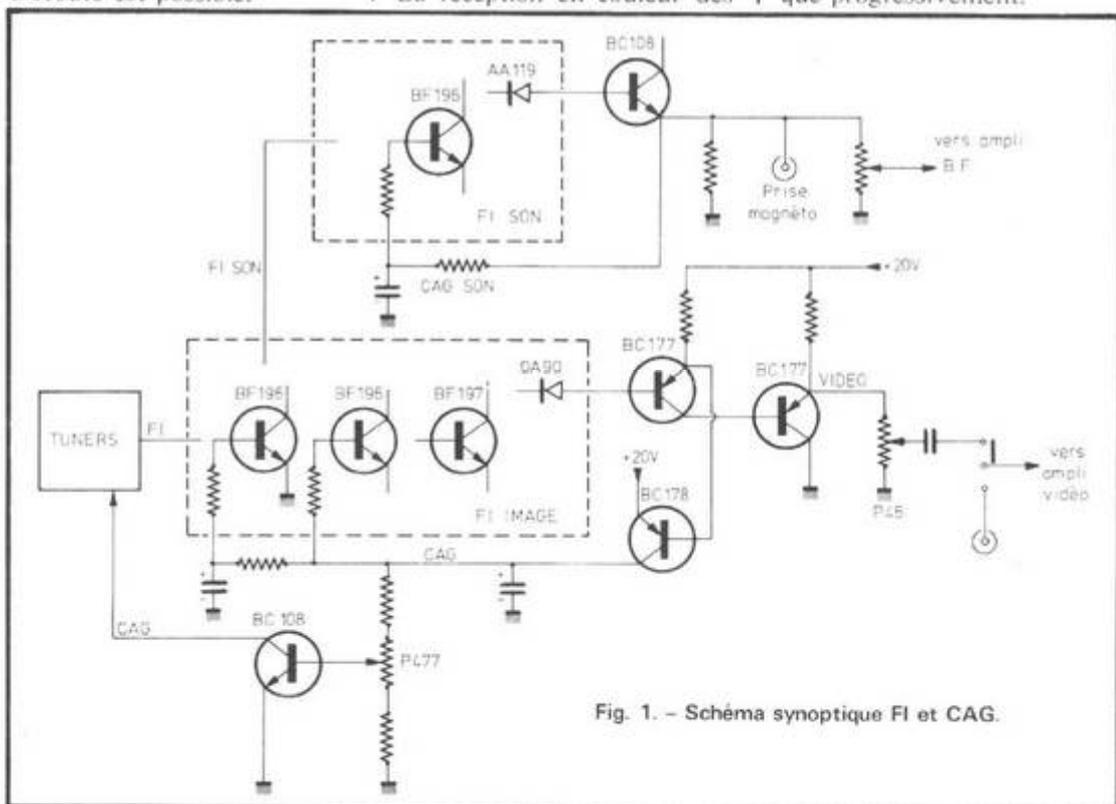


Fig. 1. - Schéma synoptique FI et CAG.

L'URSS a adopté le système Secam pour son réseau de télévision couleur. Le standard russe utilise une modulation image négative, la transmission du son est faite en modulation de fréquence (standard K). Ces deux différences avec les normes françaises (standard L) ont amené les fabricants à utiliser du matériel français pour les circuits soumis aux normes françaises. C'est pour cela que les tuners sont de fabrication Oréga et que la platine FI est une réalisation RTC.

En ce qui concerne les tubes et les transistors, ceux-ci sont de fabrication russe, mais, dans leur majorité, interchangeables avec des types courants en France.

DESCRIPTION TECHNIQUE

PARTIE HF ET FI

Comme nous l'avons dit, les tuners UHF (réf. 552) et VHF (réf. 1082) sont de fabrication Oréga. Ils sont à accord varicap. La commutation des gammes se fait par diodes (choix de 4 bandes de fréquence possible).

La platine FI est également une réalisation française (platine référence ST8555 de la Radiotechnique). La FI image se compose de trois transistors NPN (2 x BF196 et 1 x BF197). La détection, en négatif, est faite par une diode OA90. Elle est suivie par deux transistors PNP (BC177). Voir figures 1 et 2. La tension destinée au CAG est prise sur l'émetteur du premier. Sur le collecteur de ce même transistor se trouve la liaison avec le transistor suivant monté en collecteur commun. Le signal vidéo est prélevé sur l'émetteur du deuxième transistor. Ce signal est transmis à un potentiomètre réglant le

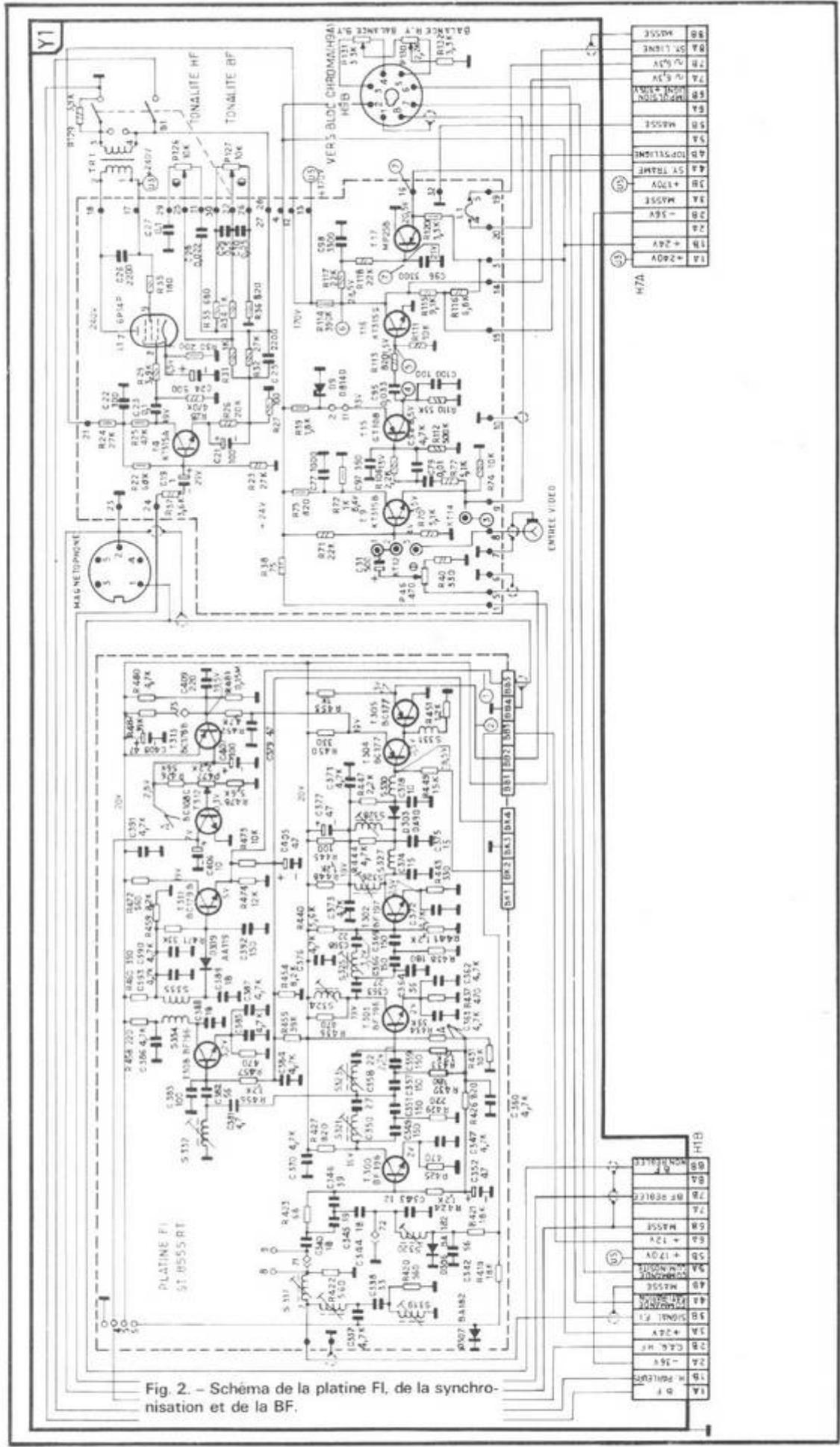


Fig. 2 - Schéma de la platine FI, de la synchronisation et de la BF.

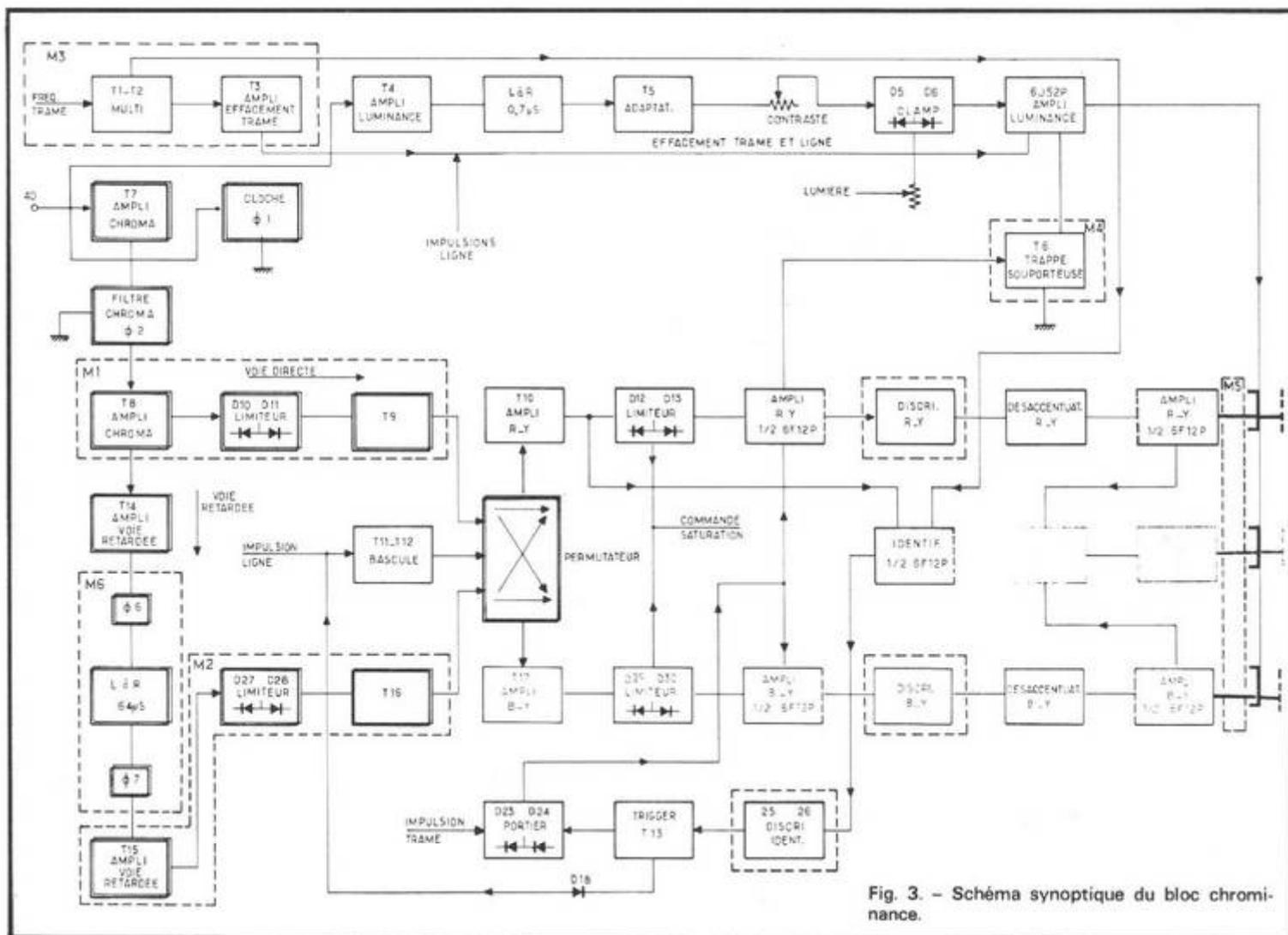


Fig. 3 - Schéma synoptique du bloc chrominance.

niveau du signal vidéo attaquant l'amplificateur luminance (1,5 V c à c). Sur le curseur de ce potentiomètre (P46) se trouve la prise entrée vidéo, pour emploi d'un magnéscope, et la base du premier étage vidéo.

CAG IMAGE

La tension pour le CAG est prélevée sur l'émetteur du transistor se trouvant tout de suite après la détection vidéo. Cette tension est amplifiée par un transistor PNP (BC178) qui commande le gain des deux premiers amplificateurs FI, et qui pilote le transistor amplificateur du CAG (BC108), destiné aux tuners VHF et UHF. Son action est retardée ou avancée grâce au potentiomètre P477.

FI SON

Avant d'aller plus loin vers l'ampii vidéo, revenons vers la FI son. Le signal pour celle-ci est pris à la sortie du premier étage FI image. L'amplificateur FI son est composé uniquement par un transistor NPN (BF196) chargé par un transformateur accordé sur la fréquence FI son (39,25 MHz). Au secondaire, on reconnaît la diode de détection son (AA 119) suivie du premier étage BF monté en collecteur commun. Sur l'émetteur de ce dernier se trouvent deux liaisons : l'une allant vers la prise magnétophone, le potentiomètre de volume sonore et la suite de l'amplificateur BF. L'autre liaison, reliée à un filtre RC passe-bas, transmet la composante continue vers la base de l'étage FI son, réalisant ainsi le CAG son.

AMPLIFICATEUR BASSE FRÉQUENCE

L'amplificateur BF se compose de deux étages. Le premier, le pré-amplificateur, est un transistor NPN polarisé en classe A. L'étage final est une pentode (6 P14P) montée d'une façon classique. Dans le cas du remplacement de ce tube par une EL 84, il est nécessaire d'isoler la broche 1 de la masse. Un circuit de contre-réaction élaboré permet de régler de façon individuelle les graves et les aigues à l'aide de deux potentiomètres. Le transformateur de puissance est chargé par deux haut-parleurs : un tweeter et un boomer. Le circuit comporte également une prise « casque ». Il est possible, lors de l'écoute au casque, de mettre hors circuit les haut-par-

leurs, un interrupteur étant prévu en fin de course du potentiomètre des « graves ».

SYNCHRONISATION

Nous avons vu que le signal vidéo pouvait être réglé en amplitude par le potentiomètre P46. On trouve ensuite un transistor abaisseur d'impédance (K315B). Le signal à la sortie est dirigé d'une part vers les circuits de luminance-chrominance, d'autre part vers un circuit différenciateur attaquant les deux transistors séparateurs T15 et T16 (GT108 et KT315). Les impulsions de synchronisation ligne sont recueillies sur le collecteur du deuxième transistor (T16). Les mêmes impulsions, mais d'amplitude plus faible, sont utilisées pour l'alignement au niveau du noir. Sur le collecteur du même transistor

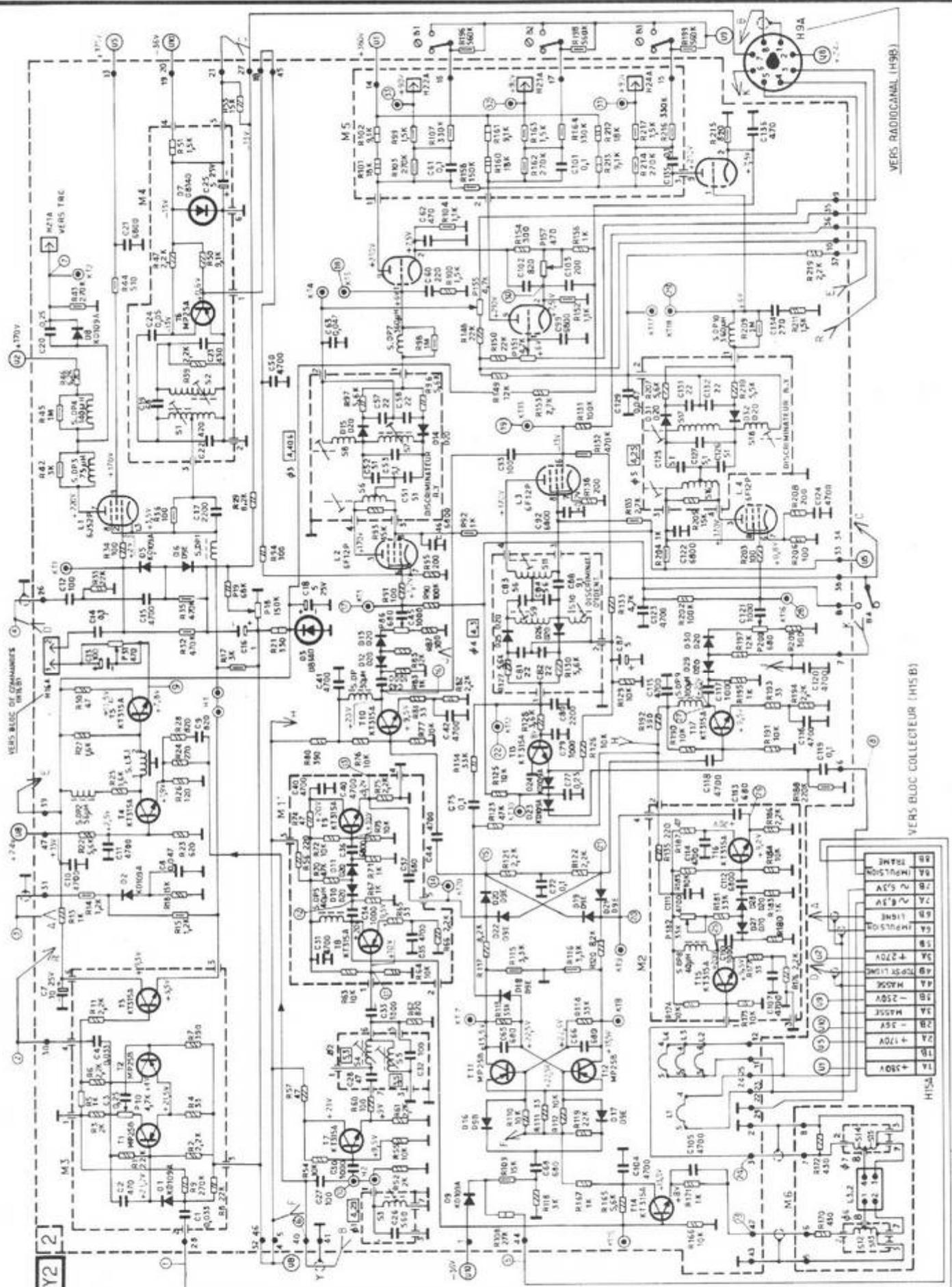


Fig. 4. - Schéma du bloc chrominance.

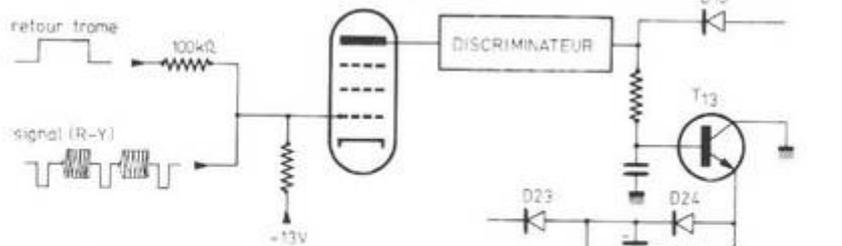


Fig. 5. - Circuit d'identification.

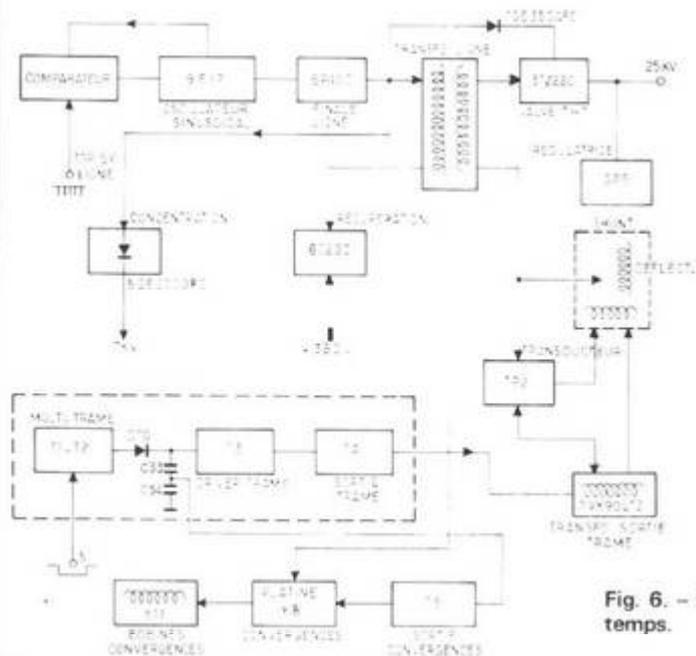


Fig. 6. - Schéma synoptique du bloc bases de temps.

(T16) se trouvent deux circuits intégrateurs ($22\text{ k}\Omega$ et $3\,300\text{ pF}$), destinés à mettre en évidence les tops de synchronisation trame, suivis par un transistor MP25B ayant le rôle de « trieur ». Ce dernier transistor abaisse en même temps l'impédance du signal de synchronisation trame, qui est prélevé sur son émetteur.

LUMINANCE

Le signal de luminance est injecté sur le bloc chrominance par la borne 40 (fig. 3 et 4) reliée à l'émetteur du transistor KT315 A. Ce transistor transmet le signal amplifié à la ligne à retard de luminance. Le transistor suivant est abaisseur d'impédance (KT313A). A sa sortie est situé le potentiomètre de réglage de contraste placé sur la face avant du téléviseur (bloc de commande).

L'amplificateur luminance se termine par une pentode (6J 52P) clampée par deux diodes. Ces diodes sont bloquées par une impulsion ligne de moins 10 V, inversée et retardée par deux circuits différentiateurs ($100\text{ pF} - 22\text{ k}\Omega$, et $4\,700\text{ pF} - 470\text{ k}\Omega$). La tension de référence du clamp est réglable par le potentiomètre de luminosité situé sur le panneau de commande.

A remarquer également dans la cathode du tube, un circuit trappe éliminant la sous-porteuse chrominance et commandé de telle sorte que son action est annulée lors d'une émission en noir et blanc. Ce circuit trappe comporte en effet deux circuits accordés S_1 et S_2 montés en contre-réaction cathodique. Ces circuits sont shuntés par le transistor MP25A. La base de celui-ci est commandée par une tension provenant de la voie (R - Y), plus précisément de la cathode de la pentode

6F12P. Le transistor est bloqué pendant la réception d'un programme en couleur, il est saturé dans le cas d'une réception en noir et blanc.

L'effacement des signaux de retour ligne et trame est également réalisé dans cette partie de l'amplificateur. La cathode de la pentode 6J52P reçoit une impulsion ligne positive écrêtée par la diode KD109A (D_2 , placée en haut et à gauche du schéma). Cette impulsion est mise en forme par le circuit RC ($15\text{ k}\Omega$ et 47 nF). La cathode de la pentode reçoit également une impulsion trame en provenance de la bascule monostable ($2 \times \text{MP25 B}$) dont le rapport cyclique est variable (potentiomètre P10).

Enfin, l'anode de la pentode est chargée par $6,2\text{ k}\Omega$ et les bobines de correction. Le frein de faisceau est obtenu par la diode KD109 A polarisée à 1 mA par la résistance de $270\text{ k}\Omega$.

Le circuit cloche se trouve immédiatement à l'entrée, il est constitué par une bobine ajustable L_3 en parallèle sur un condensateur de 560 pF et une résistance de $2\text{ k}\Omega$. Le signal est ensuite amplifié par deux transistors NPN, T_7 et T_8 (KT315A). Le premier est monté en adaptateur d'impédance (collecteur commun). La cellule accordée S_2 - S_3 parfait la désaccentuation HF de la sous-porteuse. Après ces transistors, la voie se divise en deux. La voie directe est constituée par un circuit limiteur (2 diodes) et un transistor T_9 (KT315A) monté en collecteur commun.

La voie retardée est composée par un transistor T_{14} (KT315A) sur l'émetteur duquel est reliée la ligne à retard de $64\text{ }\mu\text{S}$, suivie par un autre transistor amplificateur T_{15} (KT315A). Le permuteur comporte quatre diodes commandées par une bascule T_{11} - T_{12} (2 transistors MP25 B). La synchronisation de cette bascule est faite par une impulsion ligne appliquée sur les bases à travers deux diodes (D_{16} et D_{17}). Les voies (R-Y) et (B-Y) sont toutes les deux composées par un transistor monté en collecteur commun, T_{10} pour le rouge et T_{17} pour le bleu, et deux diodes de limitations commandées par le réglage manuel de saturation situé sur le panneau de commande. Viennent ensuite les discriminateurs constitués par les parties pentode des tubes triode-pentode (6F 12P), (L_2 et L_4) et la désaccentuation. Celle-ci est composée par $360\text{ }\mu\text{H}$, $1,5\text{ k}\Omega$ et 220 pF pour la voie rouge, 270 pF pour la voie bleue. Le signal est ensuite amplifié par la partie triode des tubes déjà mentionnés. Naturellement les deux discriminateurs présentent un déphasage de 180° .

Le matricage (V-Y) se fait de façon classique par les circuits cathodiques des deux autres voies. Le dernier étage

(V-Y) est aussi constitué par la triode d'un tube multiple dont la partie pentode sert au discriminateur du circuit d'identification.

IDENTIFICATION

Cette pentode est normalement bloquée par une tension de polarisation de -13 V. Elle est débloquée, pendant le retour trame, par une impulsion positive provenant de la bascule M3 (2 x MP25 B) dont nous avons déjà parlé. La grille de la pentode reçoit également le signal (R-Y) modulé en fréquence, prélevé à un point situé dans la chaîne (R-Y), entre le transistor T₁₀ et le deuxième circuit limiteur. Ainsi, seuls les signaux d'identification seront sélectionnés par le discriminateur. Démodulés, ces signaux sont positifs. Ils sont appliqués, après intégration, sur la base d'un transistor (KT315A, T₁₃ sur le schéma de la figure 5).

D'autre part, des impulsions en provenance de la base de temps trame sont détectés par la diode KD109A (D₂₃), d'où obtention d'une tension négative de -8 V aux bornes du condensateur de 0,25 µF (C₇₇). Cette tension négative est transmise aux circuits de grille des pentodes des voies (B-Y et R-Y) qui se trouvent donc bloquées pendant la réception d'un programme en noir et blanc, ne comportant pas de tops d'identification.

Dans le cas de la présence des impulsions d'identification démodulées (positives) (signal couleur), le transistor NPN (T₁₃) monté en collecteur commun est fortement conducteur. Son émetteur se trouvant pratiquement au potentiel masse, court-circuite le condensateur de 0,25 µF (C₇₇), annulant la tension de -8 V. Les voies (R-Y) et (B-Y) sont donc débloquées. L'autre diode KD109A (D₂₄) placée entre le condensateur et l'émetteur du transistor à

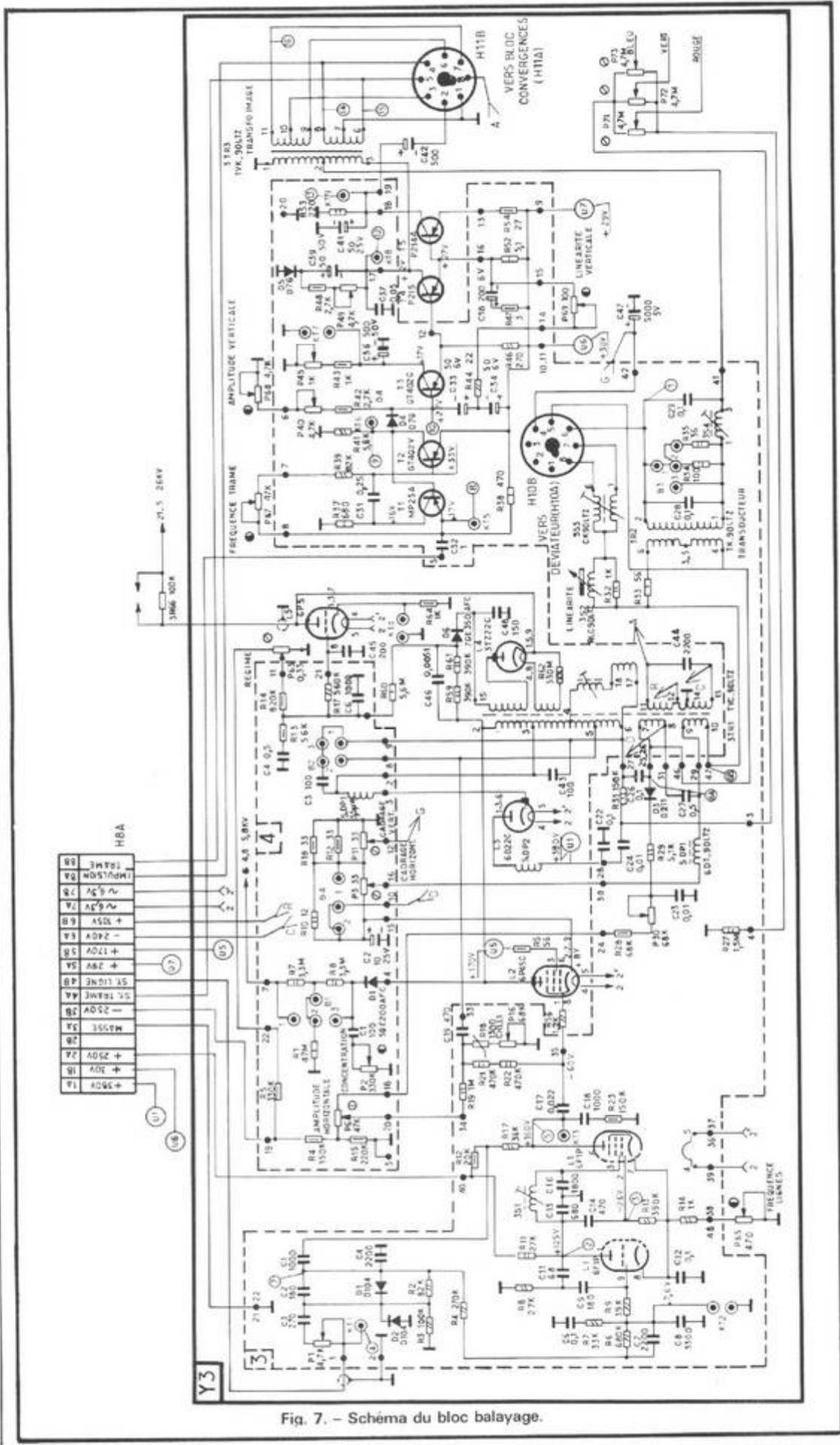


Fig. 7. - Schéma du bloc balayage.

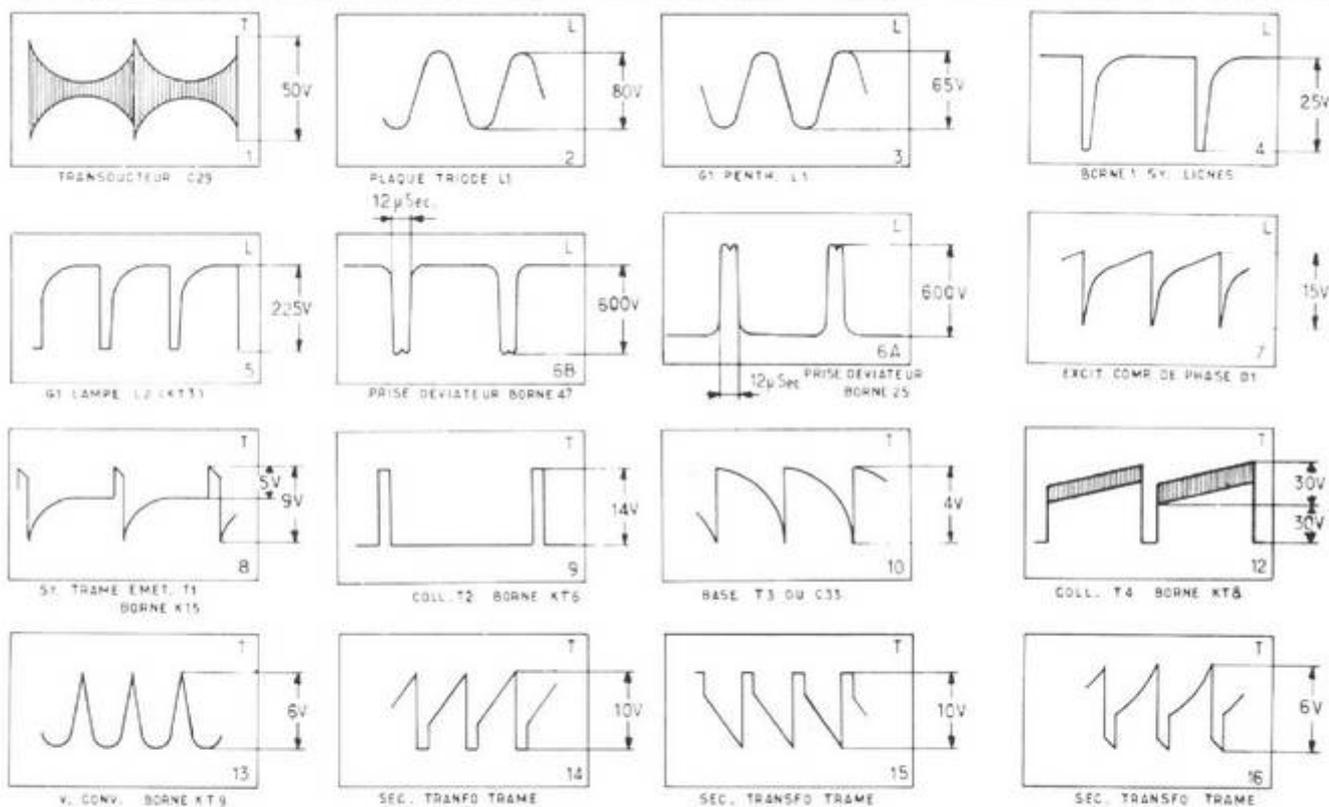


Fig. 8. - Oscillogramme bases de temps.

une fonction de séparation, entre la polarisation du transistor et la tension de blocage aux bornes du $0,25 \mu\text{F}$.

REMISE À L'HEURE

La sortie du discriminateur d'identification est également reliée à la cathode d'une diode D9E (D_{18}). En ce point, il y a normalement des signaux d'identification positifs, puisqu'il s'agit de démodulation de signaux (R-Y). Au cas où les signaux sont négatifs (démodulation des signaux d'identification B-Y), ceux-ci traversent la diode D_{18} et font basculer le permutateur (2 transistors MP25 B). La désaccentuation est réalisée par un circuit RC.

BASES DE TEMPS

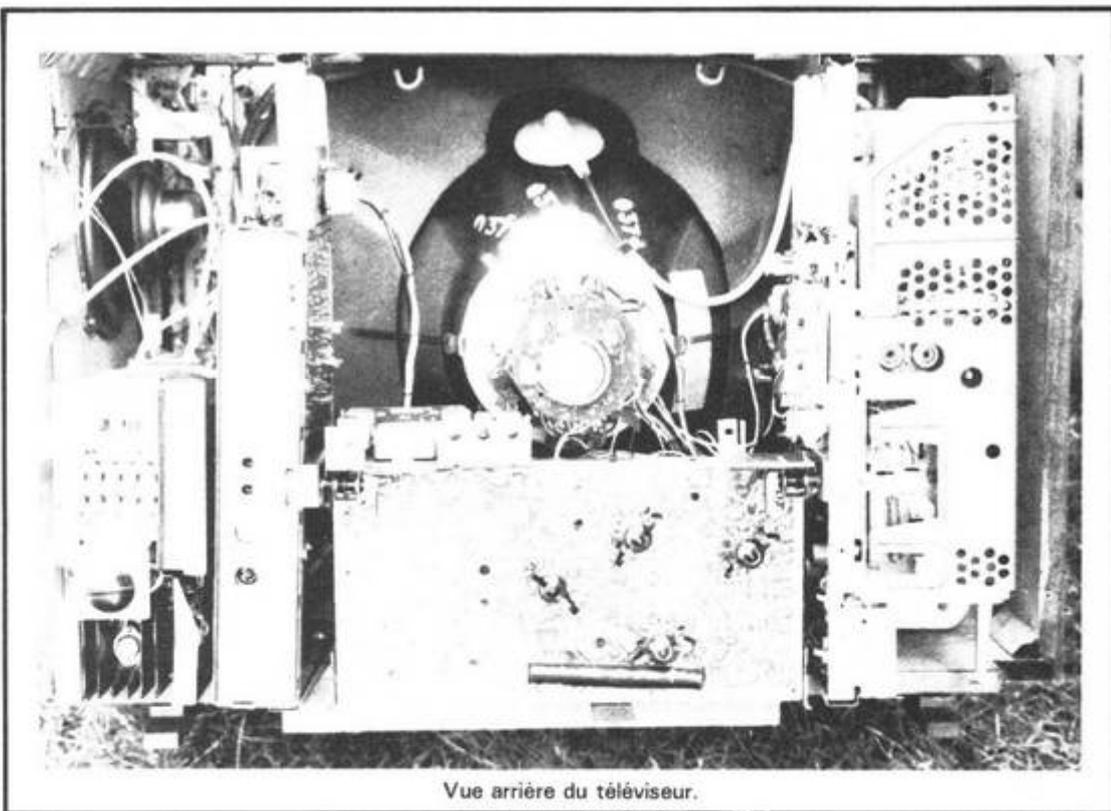
Le schéma des bases de temps est donné sur la figure 7, et les oscillogrammes cor-

respondants sur la figure 8. La synchronisation est assurée par la triode du tube multiple 6F1P représenté en bas et à droite du schéma. Notons en

passant que ce tube est interchangeable sans aucune modification avec l'ECF80. La triode agit comme une réactance variable en parallèle sur

le circuit oscillant. Elle reçoit sur sa grille la tension d'erreur fournie par le comparateur de phase (2 diodes D_{104}).

Le signal pour la base de



Vue arrière du téléviseur.

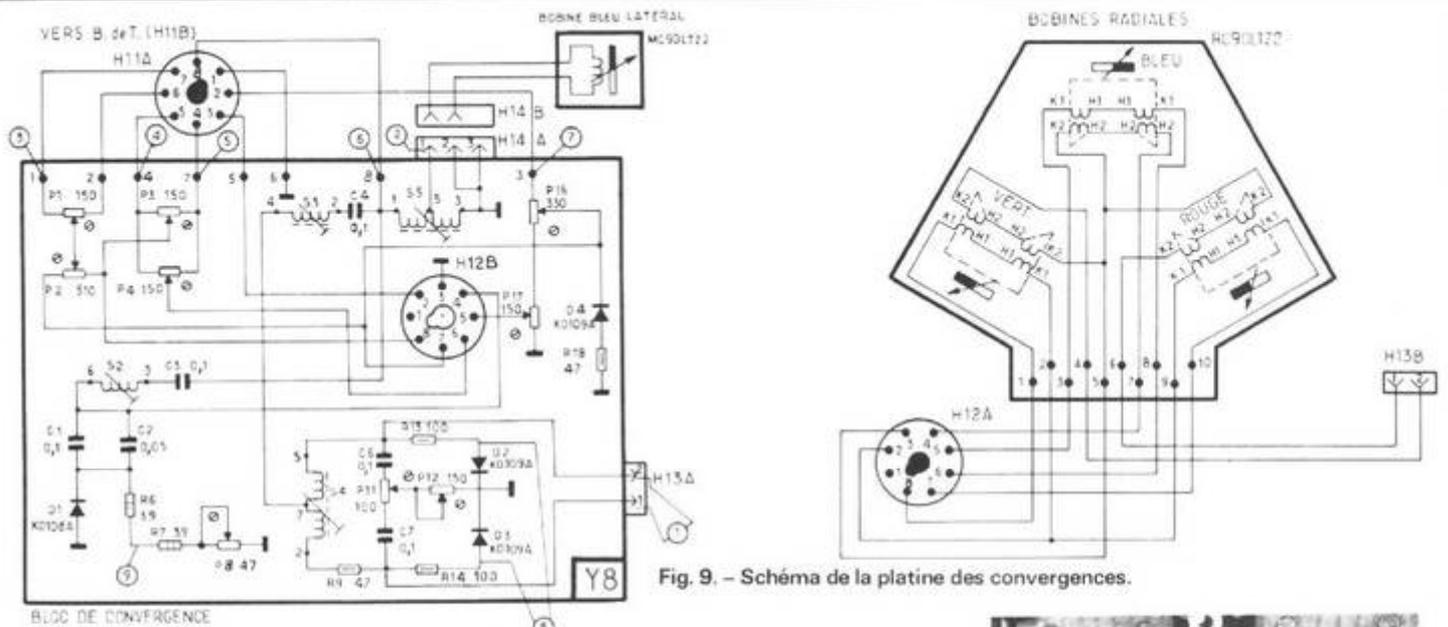


Fig. 9. - Schéma de la platine des convergences.

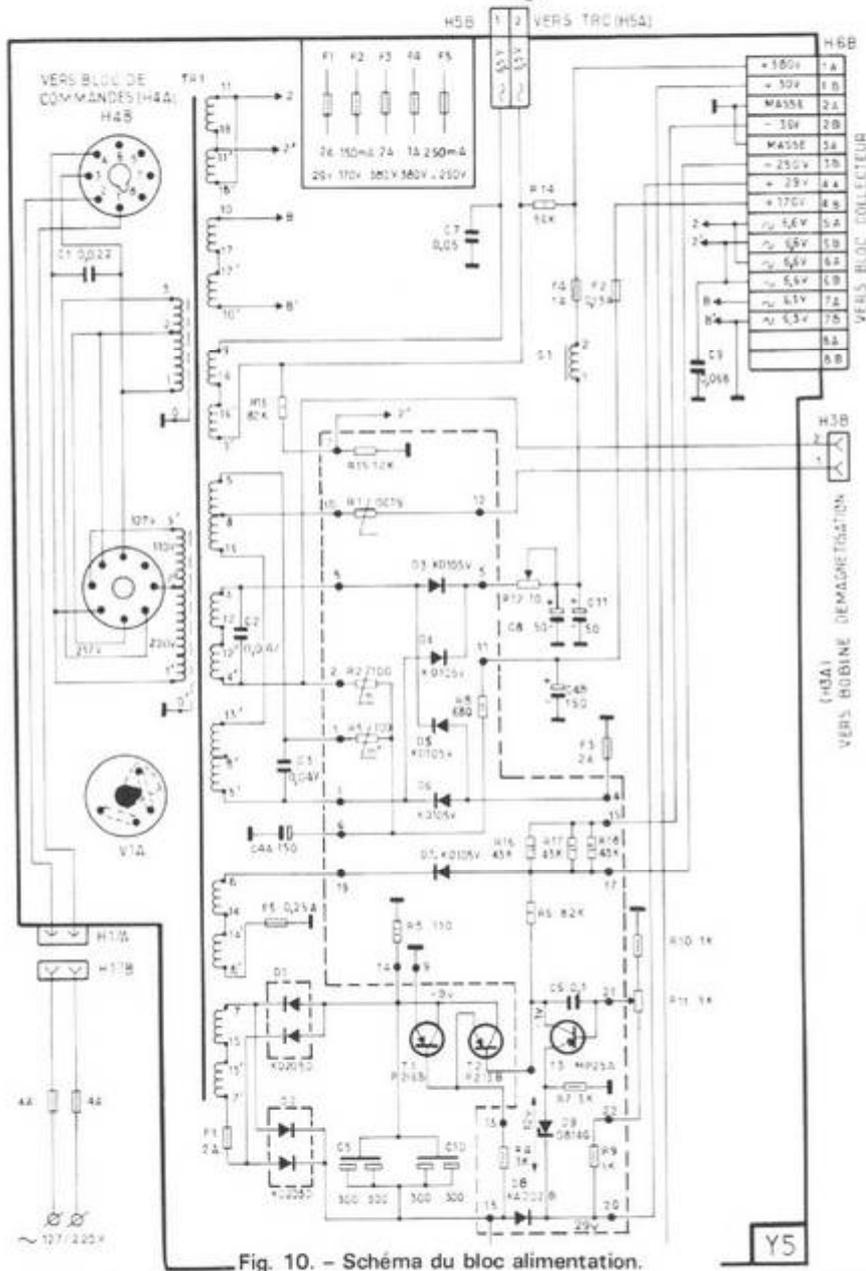
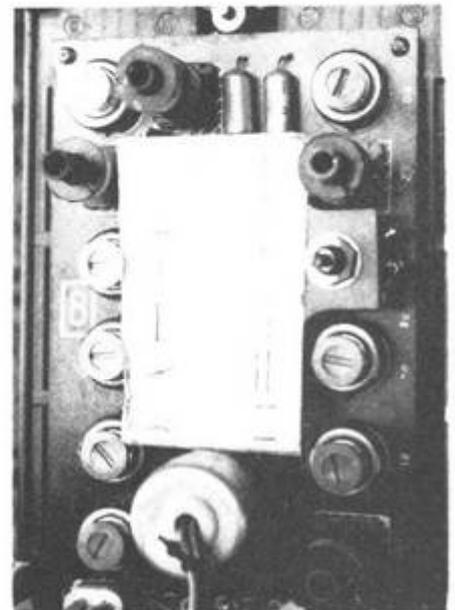
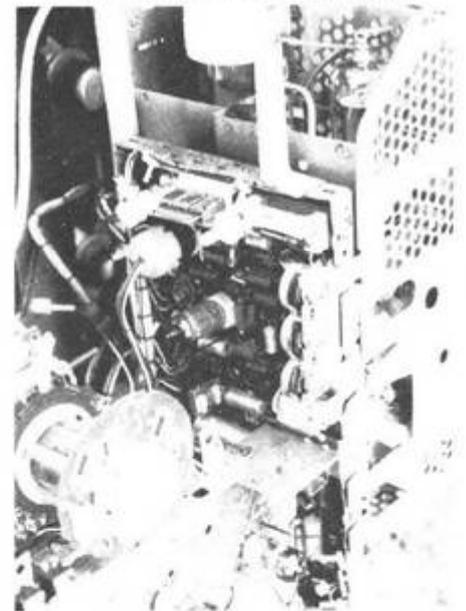


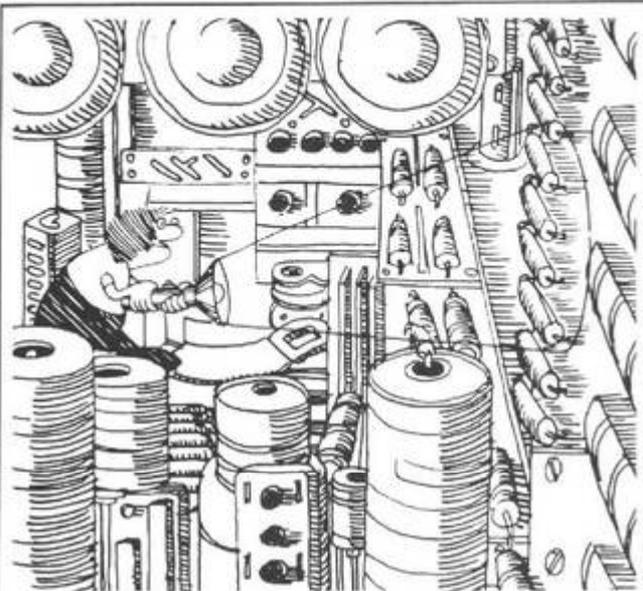
Fig. 10. - Schéma du bloc alimentation.



Les réglages de convergences.



Le bloc TAT



LA DÉTECTION DES PANNES THERMIQUES... LE CAUCHEMAR DES ÉLECTRONICIENS !

Évitez de passer des heures à détecter une panne thermique qui ne se produit que dans des conditions très déterminées.

KÄLTE SPRAY 75, un réfrigérant puissant vous permet de détecter en quelques secondes les composants qui, sous l'effet du froid, réagissent immédiatement et retrouvent leurs valeurs d'origine.

KÄLTE SPRAY 75 protégera aussi pendant les soudures les composants sensibles à la chaleur.

KÄLTE SPRAY 75, un produit de la gamme KONTAKT CHEMIE, est en vente chez les grossistes et les spécialistes en composants.

Si vous désirez en savoir davantage, retournez le coupon-réponse ci-dessous.



coupon- réponse

Je désire en savoir davantage sur KÄLTE SPRAY.

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

Ets _____

Nom _____ Secteur Postal _____

Localité _____ Rue _____ Tél _____

KONTAKT CHEMIE

Représentation exclusive
pour la France
Ets. SLORA Sàrl.
BP 91 - 18 Ave. de Spicheren
57602 Ferbach
Tél. (87) 85.00.66

temps ligne est obtenu par un oscillateur sinusoïdal. Il se compose de la partie pentode du tube multiple. Le signal est ensuite mis en forme par le circuit série 1 000 pF-150 k Ω . La fréquence ligne est réglée par un potentiomètre placé dans le circuit de cathode. Ce signal est ensuite injecté sur la grille du tube final ligne, du type 6P45C, interchangeable avec une EL509. La VDR pour la régulation de balayage se trouve dans le circuit de grille. La base de la résistance de charge de grille est connectée sur le curseur du potentiomètre réglant l'amplitude du balayage horizontal. L'une des extrémités du potentiomètre est reliée à - 250 V, tandis que l'autre extrémité reçoit une tension positive redressée par une diode D₃. Cette tension provient d'un enroulement auxiliaire du transformateur ligne. Au cas où il y aurait une défaillance de l'oscillateur ligne, le tube de sortie serait bloqué par la tension négative de - 250 V.

Le courant cathodique de la pentode traverse les deux potentiomètres de réglage de cadrage horizontal et vertical.

La tension sur l'anode est de 7 kV. L'enroulement principal secondaire fournit une tension de 17 kV redressée par une diode à vide 3TZ22C, identique au tube GY501. A cette tension est ajoutée 7 kV provenant du primaire, à travers la diode 7GE350. La tension résultante de 24 kV est réglée pour un courant de fasceau égal ou inférieur à 1 mA par une triode GP5, correspondant à l'ED500. Dans le cas du remplacement du tube d'origine par une ED500, il est nécessaire de brancher le fil de la cosse 3 sur la cosse 1.

Dans le circuit anodique du tube final, se trouve également un redresseur 5GE200AFC fournissant les 5 kV pour la concentration.

La tension de récupération est de + 900 V; la diode de récupération est une 6D22C pouvant être remplacée par une EY500, si on branche le fil de la cosse 1 sur la cosse 8.

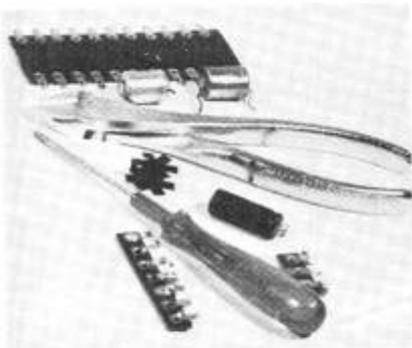
BASE DE TEMPS TRAME

Le signal de synchronisation image attaque directement le multivibrateur réalisé par deux transistors PNP, T₁ et T₂ (MP25 et GT402). Le chaîne se compose ensuite d'une diode semi-conductrice D₂ (D₇G) séparant les condensateurs C₃₃ et C₃₄ du multivibrateur pendant l'aller (charge). Viennent ensuite le transistor PNP, T₃ (GT402G) monté en collecteur commun, qui sert de driver et l'étage final à transistor T₄ (P215) chargé par un transformateur 3TR3. Le transistor T₅ (P214A) amplifie en intensité le signal destiné aux convergences.

CONVERGENCES ALIMENTATION

Les convergences sont tout à fait classiques, le schéma de la platine est donné figure 9. Le schéma de l'alimentation est donné figure 10. La tension de + 380 V est donnée par un pont. Les résistances R₁ et R₂ en série sont des CTN. Cette alimentation de 380 V donne la tension pour les étages de sortie à tube : bases de temps, son, chroma. La tension + 170 V est prélevée sur une branche du pont, elle alimente certains tubes et transistors, ainsi que la diode zener fournissant + 28 V pour les varicaps. Les autres tensions (+ 30 V et + 29 V) sont redressées par un pont, la relation est faite par T₃ polarisé par la diode zener D₉ (12 V) et par le ballast T₁ (D₂₁₆) drivé par T₂ (P₂₁₃). Le transistor T₁ est le seul composant du téléviseur qui ne peut pas être remplacé par un autre modèle.

J. PATTE



ABC de L'ELECTRONIQUE

MONTAGES OPTOELECTRONIQUES à décodeurs

DANS un précédent ABC, on a donné des indications sur le branchement des décodeurs et de leur mode de commande à l'aide de compteurs précédés d'« horloges », c'est-à-dire d'oscillateurs à tensions rectangulaires.

Le décodeur 74154 ou ses équivalents de diverses marques, permet, grâce à ses 16 sorties, de commander à son tour, divers dispositifs dont les diodes LED.

Telefunken propose dans un de ses bulletins d'informations des montages de ce genre permettant de commander des circuits opto-électroniques à 16, 32, 64 diodes. D'autres montages utilisant des décodeurs associés à des matrices, permettent de commander l'allumage ou l'extinction de 100 diodes lumineuses.

Tous les CI cités sont des Telefunken, de la série logique TTL.

Les diodes lumineuses sont des CQX 10 (rouge) CQX 11 (vert) et CQX 12 (jaune).

Ces diodes peuvent être connectées en série, en parallèle ou en matrices, ce qui donne la possibilité à de nombreuses applications pratiques.

Voici d'abord quelques indications sur les diodes mentionnées plus haut.

CARACTÉRISTIQUES DES LED

Les types CQX 10, 11, 12 sont montés dans des boîtiers à tête hémisphérique. A la figure 1 on donne les dimensions et la forme des boîtiers en millimètres.

Remarquer toutefois qu'il s'agit de dimensions prévues antérieurement en pouces : 2,54 mm = 0,1 pouce et 5,08 mm = 0,2 pouce. Elles ont été traduites en millimètres sur les figures.

La longueur des fils est de 23 mm, le fil le plus long est celui correspondant à l'anode.

En connectant l'anode vers le + et la cathode vers le -, la diode s'illumine si la tension est suffisante.

Les lumières émises apparaissent sur des fenêtres mates. En montant des diodes accolées, on réalisera des échelles lumineuses dont les « points » lumineux seront écartés au pas de 2,54 mm ou de 5,08 mm selon la manière dont on accolera les diodes comme on le voit en C et D (fig. 1). Les couleurs pourront être choisies à volonté.

On pourra aussi prévoir des échelles avec des « points » noirs, il suffira pour cela de ne pas monter de diodes aux endroits désirés ou en ne connectant pas la diode au circuit de commande.

On pourra commander les diodes linéairement ou par circuits numériques. Egalement, on pourra adapter la luminescence des diodes à la lumière

ambiante du local, en faisant appel à des circuits à photodiodes.

Le maximum de courant direct des diodes LED citées est de 20 mA. Les décodeurs TTL utilisés peuvent fournir des courants de 16 mA. On sait que les décodeurs utilisés, donnent des signaux de niveau bas, donc si l'on connecte une diode à des sorties de décodeurs et les anodes vers le + 5 V de l'alimentation, par l'intermédiaire d'une résistance de limitation comme il sera indiqué sur les schémas proposés, la tension de 5 V, transmise par la résistance limiteuse, suffira pour illuminer une seule diode. Pour le montage de deux ou plusieurs diodes, en série, vers une seule sortie de décodeur, la tension de 5 V sera évidemment, insuffisante. Il faudra augmenter la tension.

Voici quelques caractéristiques des LED proposées :

Brochage et dimensions : figure 1.

Angle α 50°

Eclairement I_v :
CQX 10 (rouge) ... 1,6 mcd
CQX 11 (vert) ... 2 mcd
CQX 12 (jaune) ... 3 mcd

mcd = millicandela

Courant 20 mA

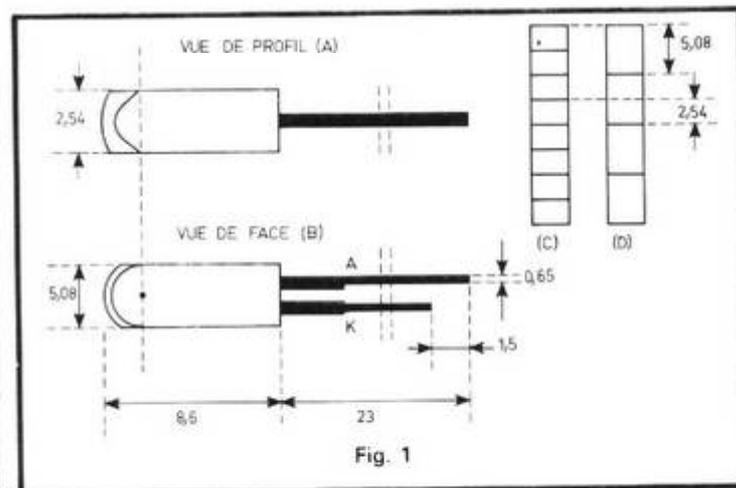


Fig. 1

Tensions :
 CQX 11 - CQX 12 . 2,7 V
 CQX 10..... 1,6 V

Les autres diodes LED de Telefunken et d'autres fabricants pourront être également utilisées dans les montages proposés, pourvu que leurs caractéristiques électriques soient proches ou égales à celles des CQX 10 - 11 - 12.

**MONTAGE À
 16 DIODES
 ET UN SEUL
 DÉCODEUR**

Le schéma de ce montage est donné à la figure 2. On se souviendra que les circuits à ajouter au décodeur, sont le compteur qui fournit les signaux ABCD et l'horloge qui commande ce compteur. Voir notre précédent article.

Lorsqu'une sortie, Q_0 à Q_{15} (donc 16 sorties en tout) est « activée » ou « sensibilisée » son niveau est bas (0 ou L). De ce fait la diode qui lui est connectée, à la cathode au niveau bas et l'anode au niveau haut, donc elle s'allumera (voir paragraphe précédent pour le choix de la diode et celui de son alimentation).

Dans tous les cas, les CI TTL seront alimentés sous 5 V. Les autres diodes ne pourront s'allumer car toutes les sorties non activées sont au niveau haut.

En utilisant un décodeur TL 74154, on connectera les broches I_{g1} , I_{g2} et 0 (respectivement 18, 19 et 12) au négatif de l'alimentation de 5 V dont le + sera au point V_s , broche 24.

Le CI 74154 est monté dans un boîtier à 24 broches.

**MONTAGE À
 32 LED ET
 DEUX
 DÉCODEURS
 TL 74154N**

A la figure 3 on donne le schéma de ce montage qui est analogue à celui du précédent.

Les deux CI décodeurs sont CI - 1 = CI - 2 = TL 74154 N et sont montés de manière à ce que leur ensemble soit équivalent à un décodeur à 32 sorties, représentées à droite sur le schéma et numérotées de 0 à 31.

On relèvera les brochages des deux décodeurs nécessite un compteur donnant les signaux A B C D E. Les quatre premiers sont connectés aux points correspondants, c'est-à-dire aux entrées ABCD des décodeurs.

La dernière sortie du compteur, le point E est connecté au point G_1 du décodeur CI-1 et, par l'intermédiaire d'un inverseur CI-3, au point G_1 du deuxième décodeur CI-2.

L'inverseur est un élément du sextuple inverseur type TL 7404 N. Avec ce montage, le compteur étant précédé d'un circuit horloge, les diodes lumineuses s'allumeront l'une après l'autre de 0 à 31 et l'opération continuera indéfiniment.

Il n'y aura qu'une seule LED allumée à la fois. Remarquons la mise à la masse (point 0 et - alimentation) des points G_2 , 0.

Les LED sont réunies par leurs anodes et la ligne des anodes est reliée au + 5 V.

**MONTAGE À
 64 LED
 ET QUATRE
 DÉCODEURS
 TL 74154 N**

On a représenté ce montage à la figure 4. Le schéma est un peu moins simple que le précédent, mais le principe de fonctionnement est le même.

En partant de l'horloge et du compteur (non représentés) on voit qu'il est nécessaire de disposer d'un compteur à six sorties A B C D E F.

Comme précédemment, les sorties A B C D du compteur sont reliées directement aux entrées A B C D correspondantes des quatre décodeurs

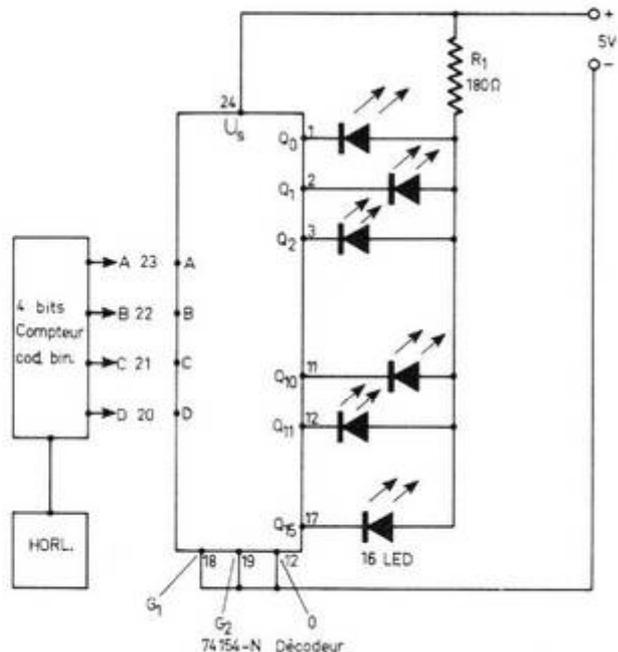


Fig. 2

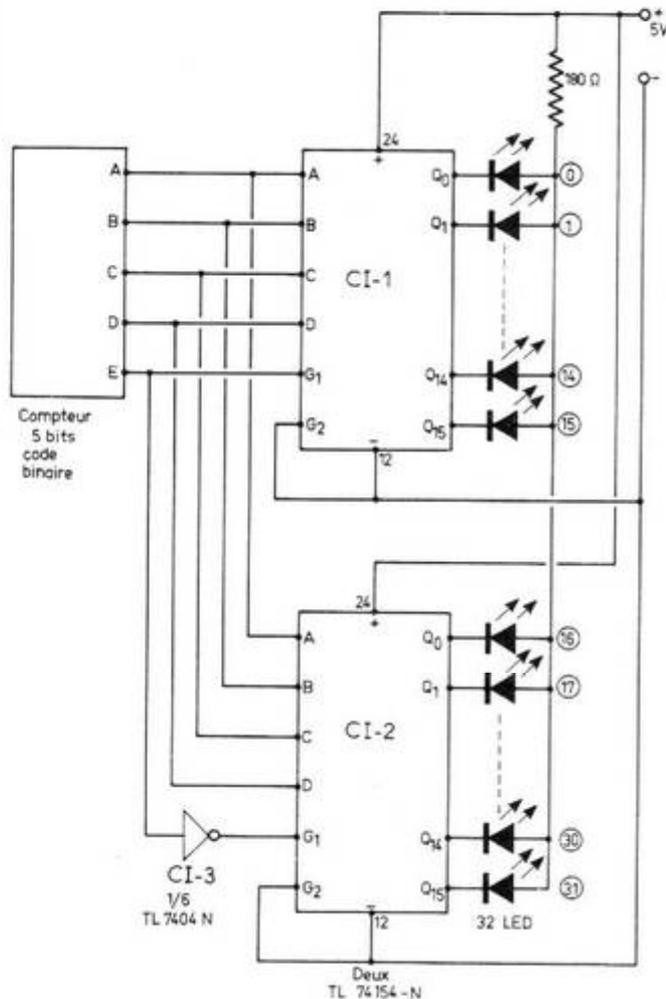


Fig. 3

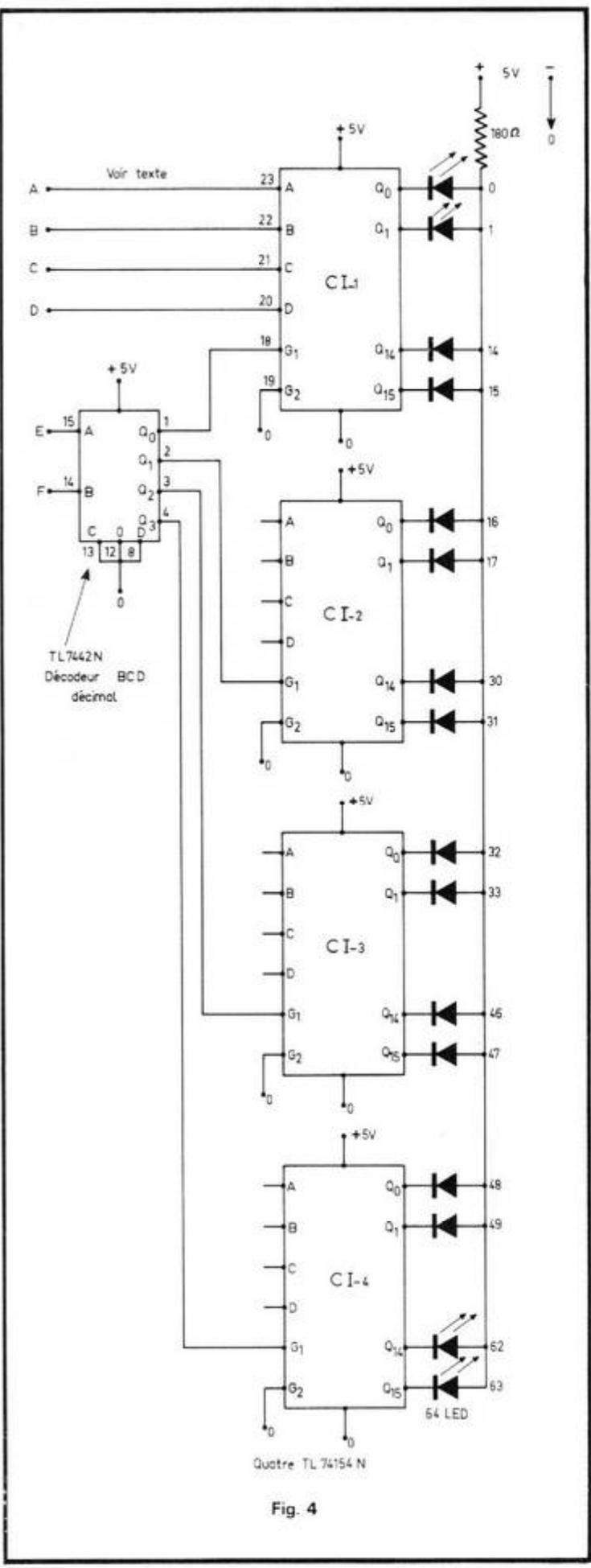


Fig. 4

74154. Pour ne pas surcharger le schéma on a indiqué que les connexions aboutissant au CI-1.

Les points E et F, de sortie du compteur binaire, sont reliées aux entrées A et B respectivement, du décodeur TL 7442 décimal (deux entrées et quatre sorties).

Les sorties Q₀, Q₁, Q₂, Q₃ sont connectées aux entrées G₁ des décodeurs CI-1 à CI-4. Les entrées G₂ sont à la masse (point zéro) et le tout, y compris les LED est alimenté sous 5 V. Pour les diodes lumineuses on a encore prévu une résistance de limitation de courant de 180 Ω.

Cette valeur reste invariable quel que soit le nombre des diodes, car en réalité, elle ne limite que le courant d'une seule diode, celle qui est « activée » par le décodeur.

Les LED s'allument l'une après l'autre et cela est vérifiable aisément en réglant l'horloge sur une fréquence très basse, par exemple une période par seconde ou par demi-seconde (1 Hz ou 2 Hz).

On devra constater que l'allumage se fait dans l'ordre croissant de 0 à 31 et que le phénomène recommence.

MONTAGE PARALLÈLE, BANDES LUMINEUSES, AVEC TL 74159 N

Dans ce montage, représenté par le schéma de la figure 5, le décodeur à 16 sorties est une variante du 74154. Il s'agit du TL 74159 N qui se caractérise par des sorties à collecteurs « ouverts » autrement dit, dont la charge n'est pas montée dans le CI et doit, par conséquent, être montée extérieurement.

En dehors de cette particularité le TL 74159 fonctionne de la même manière que le TL 74154. Ce CI peut ne pas être encore disponible au moment où paraîtra cette étude.

Dans le présent dispositif,

les charges extérieures sont des résistances de 180 Ω en série avec des LED. Cette disposition permet de voir que plusieurs diodes seront allumées en même temps, ce qui exige des résistances individuelles de limitation. L'affichage lumineux est grâce aux « buffers », éléments de TL 7417N (ou TL 7407 N) est un ruban lumineux.

Les buffers (amplificateurs tampon) sont non inverseurs et sont montés en « OR (OU) câblés ».

D'autre part le TL 74159 N est commandé par des signaux A B C D comme dans les montages précédents.

On a mis à la masse, les points 0, - alimentation et les entrées G₁ et G₂ du décodeur.

L'alimentation des diodes est également de 5 V.

Il est évident que l'alimentation devra donner un courant plus élevé étant donné que plusieurs diodes seront allumées à la fois.

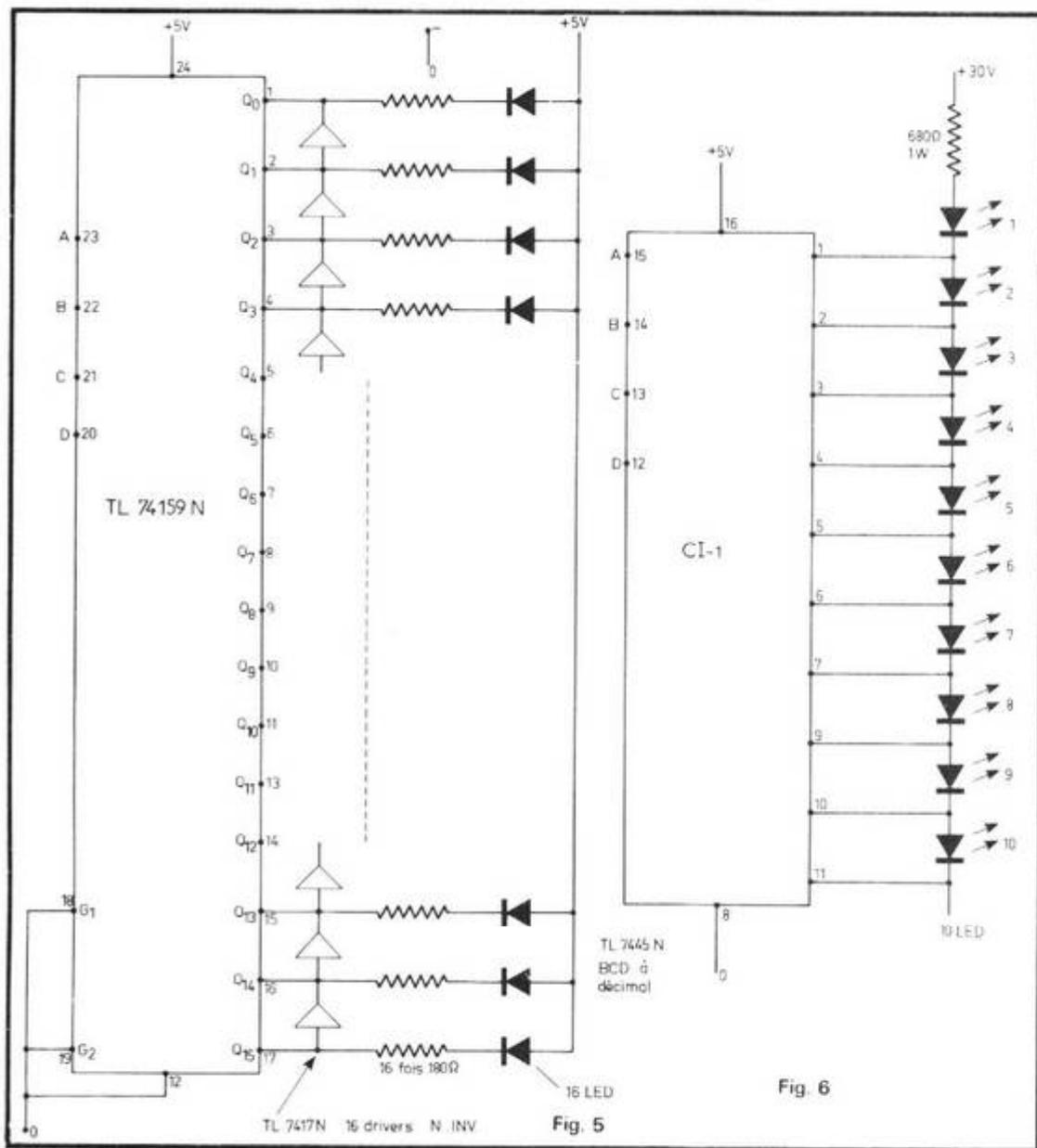
On pourra revenir à un montage à points lumineux comme celui de la figure 2, en mettant hors service les « buffers ». Cette opération se fait d'une manière très simple, il suffira de les débrancher du + 5 V.

Remarquons toutefois que le présent montage nécessite 16 résistances de 180 Ω donc est légèrement plus onéreux que celui proposé précédemment.

MONTAGE SÉRIE, BANDE LUMINEUSE AVEC TL 7445 N

Il s'agit du dispositif représenté par le schéma de la figure 6, ce circuit est très simple. Il faudra disposer d'une horloge, oscillateur de commande du compteur et d'un compteur donnant les signaux A B C D qui seront appliqués aux broches 15, 14, 13 et 12, respectivement du décodeur.

Celui-ci possède 10 sorties, aux points 1, 2... 7, puis 9, 10.



réalisés avec des éléments AND et NAND. Il en faut huit éléments à deux entrées chacun ce qui conduit à employer deux CI NAND TL 7400 N, montés en inverseurs et deux CI, un quadruple AND et un quadruple NAND. Les deux décodeurs sont commandés par un compteur donnant les signaux binaires, A, B, C, D appliqués aux deux décodeurs comme indiqué sur le schéma.

Remarquons le montage de la matrice qui comporte 16 diodes LED qui s'allument dans l'ordre 1, 2... 16.

La tension d'alimentation est fournie par les décodeurs. Ainsi, lorsque la diode 1 s'allume, il faut que l'anode soit au niveau 1 (haut) et la cathode au niveau 0 (bas).

Pour cela, il faut que la sortie du AND 1 soit au niveau haut et celle du NAND 5 soit au niveau bas.

Ensuite, c'est la diode 2 qui s'allume, ce qui implique que la sortie de AND 2 est au niveau haut et celle du NAND 5 au niveau bas.

En poursuivant l'analyse on voit que le décodeur dont les AND de sortie sont 1, 2, 3, 4 donne des signaux hauts successifs, toutes les « t » secondes, tandis que les sorties 5, 6, 7, 8 du deuxième décodeur donnent des niveaux bas pendant une durée 4t.

Ensuite, on passe à la série des diodes 5, 6, 7, 8 alimentées successivement par les AND 1, 2, 3, 4 et en même temps par le NAND 6.

De la même manière, on verra que les 8 diodes suivantes seront alimentées du côté + par les AND 1, 2, 3 et 4 et par le NAND 7 et ensuite par le NAND 8.

Comme les éléments x y z ne sont que des inverseurs, on pourra aussi utiliser un CI sextuple inverseur du type TL 7404 N en ne connectant que quatre éléments et dans ce cas, les NAND 5 à 8 seront les éléments de deux TL 74000 N et les AND 1 à 4, les éléments d'un TL 7408 N.

Aucune résistance de limitation n'est nécessaire car cel-

11. Le point 8 est le zéro (ou - alimentation) et le 16 est le + 5 V. Ce circuit intégré est monté dans un boîtier à 16 broches donc plus simple à monter mais ne possède pas les avantages du décodeur à 16 sorties (24 broches).

Comme les diodes LED sont en série, leur allumage ne sera possible qu'avec tension supérieure à 5 V. Il faut 30 V et cette tension sera appliquée par l'intermédiaire d'une résistance limiteuse de 680 Ω 1 W.

On utilisera deux alimentations distinctes, l'une de 5 V pour CI-1, le compteur et l'horloge, l'autre 30 V pour les LED. A noter toutefois que cette dernière n'aura à fournir qu'un courant de 80 mA. Le

décodeur, est à sorties sur collecteurs ouverts comme dans le cas décrit au paragraphe précédent.

Si l'on utilise des diodes à lumière verte, la tension sera 27 V, et pour les diodes à lumière rouge, de 16 V.

Pour un courant direct de 20 mA et s'il y a 10 diodes allumées, la valeur de la résistance-série est :

$$R_v = \frac{V_s - 10 V_F}{I_F} = \frac{30 - 16}{0,02} = 700 \Omega$$

et l'on prendra la valeur normalisée de 680 Ω.

La puissance sera de 14 . 0,02 = 0,28 W et on prendra un modèle de 1 W.

On peut aussi déterminer le courant maximum lorsqu'une seule diode est conductrice.

On a :

$$I_{Fmax} = \frac{V_s - V_F}{R_v} = \frac{30 - 1,6}{680} = 0,0417 \text{ A,}$$

c'est-à-dire 40 mA environ.

**CIRCUIT
MATRICE
À ALLUMAGE
D'UNE SEULE
DIODE À LA FOIS**

A la figure 7 on donne le schéma d'un montage en matrice où les décodeurs sont

les de 130 Ω des AND en font la fonction.

Le courant d'une diode est de 10 à 16 mA. L'alimentation sera de 5 V pour les inverseurs, les AND et les NAND.

Ce montage est économique, les CI AND, NAND et inverseurs étant de prix avantageux.

ASSOCIATION DES COMPTEURS

Dans certains montages, il est nécessaire de disposer de compteurs donnant plus de quatre nombres A B C D (2, 4, 8, 16) et on obtiendra ce résultat en montant plusieurs compteurs en cascade.

Voici par exemple, à la figure 8, le schéma intérieur simplifié du compteur 493 binaire, A B C D.

Pour obtenir les nombres binaires A B C D, une connexion extérieure doit être effectuée entre le point A de sortie et l'entrée CP du deuxième élément, ce qui sera possible en reliant les broches 12 et 1.

Si l'on désire, maintenant composer un compteur donnant encore quatre nombres binaires E F G H (32, 64, 128, 256), on réalisera le montage de la figure 9.

La sortie D de CI-1 sera reliée à l'entrée, point 1 de CI-2.

On réunira au - alimentation les points 10, 2 et 3.

On réunira au + alimentation les points 5 (V_{CC}).

Les sorties seront alors :

premier élément	}	A = A	ensemble à 8 sorties
		B = B	
		C = C	
		D = D	
deuxième élément	}	A' = E	
		B' = F	
		C' = G	
		D' = H	

MATRICE DE 100 DIODES LUMINESCENTES PAR DEUX DÉCODEURS TL 7442

Le montage en matrice est également avantageux avec des circuits intégrés décodeurs, lorsque le nombre des diodes lumineuses est grand.

Dans le montage représenté par le schéma de la figure 10, on n'aura besoin que de deux décodeurs à 10 sorties chacun, du type TL 7442.

La commande s'effectuera avec deux compteurs décimaux donnant les signaux ABCD, les quatre premiers étant appliqués au décodeur d'unités et les quatre suivants aux entrées ABCD du deuxième décodeur. Nous reviendrons ultérieurement pour plus de détails concernant ce montage, lorsque nous disposerons d'une documentation plus abondante.

Comme dans le cas du montage précédent, les diodes s'allument dans l'ordre 1 à 10 puis 11 à 20, etc., les lignes se succèdent aux temps unité et les colonnes aux temps 10 unités ou dizaines.

Remarquons l'emploi de 10 inverseurs réalisables avec deux 7404 sextuples inverseurs dont on n'utilisera que dix éléments.

DISPOSITION DES LED BRANCHEMENT DES C.I.

Il est évident que dans tous ces montages les LED pourront être disposées d'une manière quelconque. Nul n'est besoin de respecter la disposition des schémas. Par exemple, dans le montage à 100 diodes, les connexions seront effectuées comme indiqué, mais les diodes pourront être placées d'une autre manière, par exemple en une

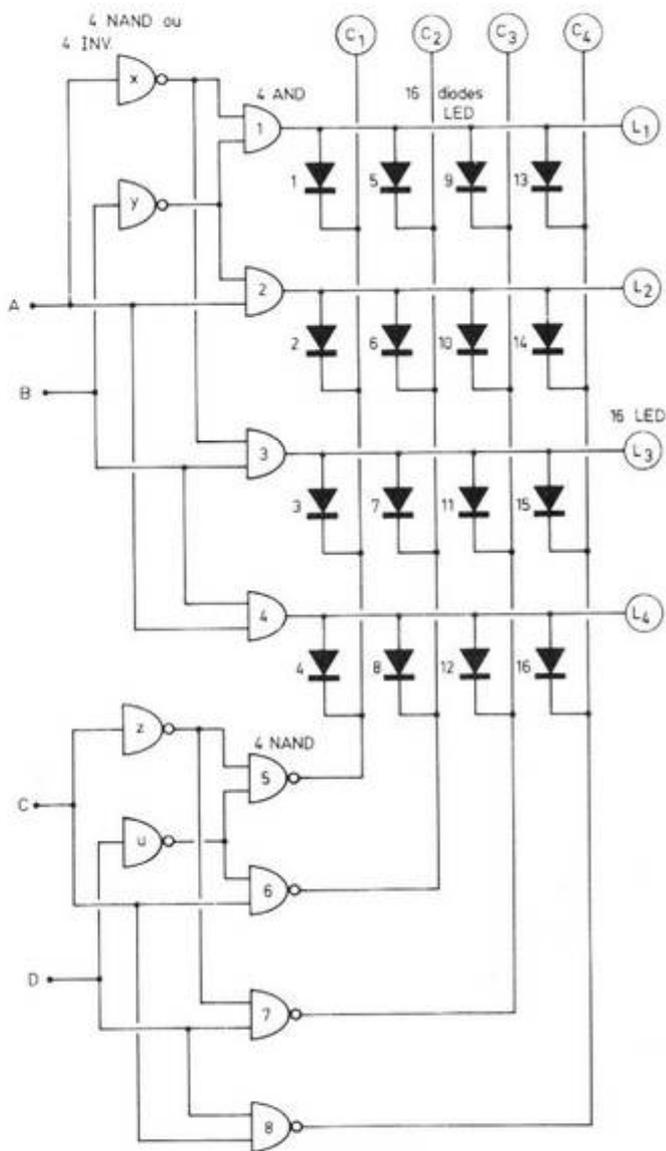


Fig. 7

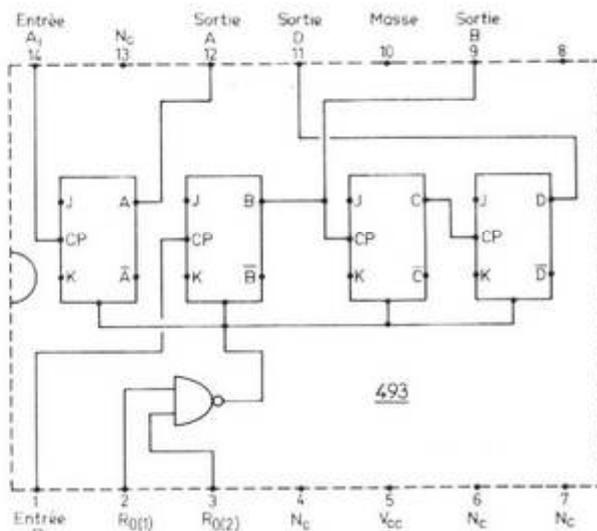


Fig. 8

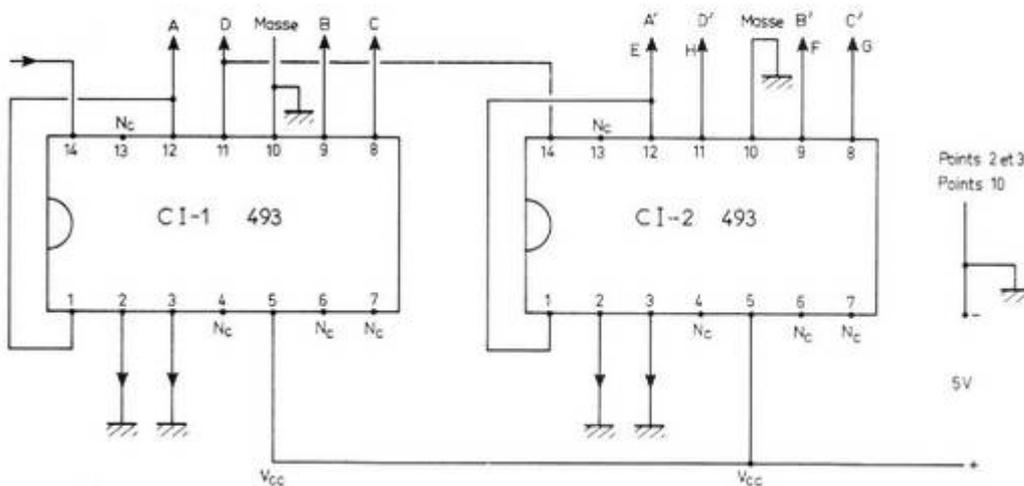


Fig. 9

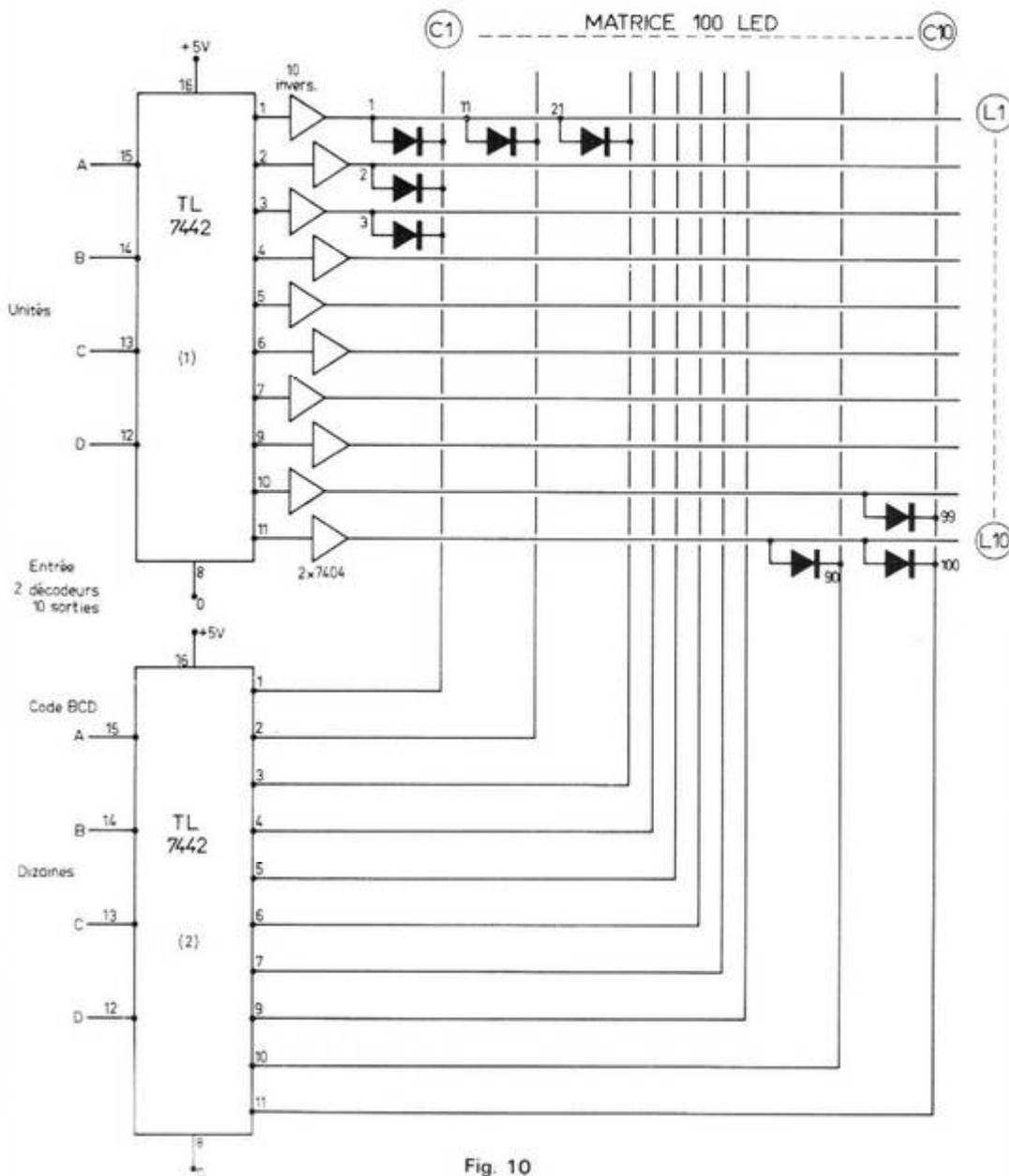


Fig. 10

seule rangée ou circulairement, etc.

En ce qui concerne le branchement des C.I., ceux des 74154 ont été indiqués précédemment.

Voici à la figure 11, les brochages des inverseurs des AND et des NAND.

**NOUVEAUX
PHOTO-
COUPLEURS
INTERRUPTEURS
CNY 36 et
CNY 37**

Deux photo-coupleurs CNY 36 et CNY 37 de Telefunken présentent l'originalité d'une structure physique permettant l'interruption du couplage lumineux entre l'élément émetteur de lumière et l'élément récepteur.

L'émetteur est une LED au GaAs le second un phototransistor au silicium NPN épitaxial.

Ce coupleur peut être utilisé dans de nombreuses applications qui ne sont pas permises avec les photocoupleurs classiques, ne possédant pas la possibilité d'interrompre le trajet lumineux de couplage.

Avantages principaux : construction compacte. CNY 36 pour le montage sur platine imprimée. CNY 37 avec flasque de montage. Boîtier plastique.

Voici les caractéristiques électriques essentielles à la température ambiante de 25 °C (avec un courant I_F direct de diode de 20 mA et une tension de collecteur de 10 V) I_C = courant de collecteur = 0,2 à 0,8 mA ; normal 0,8 mA.

Tension de saturation collecteur-émetteur (avec $I_C = 25 \mu A$ et $I_F = 20 mA$)... $U_{CE SAT} = 0,4 V$ max.

Emetteur (diode LED) : pour $I_F = 20 mA$, $U_F = 1,5 V$. Pour I_R = courant inverse = 100 μA . Pour $I_R = 100 \mu s$, $U_{BR} = 5 V$. La tension U_{BR} est la tension collecteur à émet-

teur de perçement (break-down). Récepteur : la tension de perçement collecteur à émetteur est $U_{(BR)CEO} = 32\text{ V}$ avec $I_C = 1\text{ mA}$.

Le courant d'obscurité I_{CO} est de 100 nA lorsque $U_{CE} = 10\text{ V}$ et $I_F = 0$. Voici maintenant des montages d'application des photo-coupleurs CNY 36 et CNY 37.

MONTAGES D'APPLICATION À PHOTO-COUPLEURS A INTERRUPTEUR

La diode est à radiations infrarouges. Le transistor est le récepteur de la radiation émise par la diode. L'interruption peut s'effectuer d'un nombre infini de manières et on peut aussi atténuer le couplage en interposant des objets partiellement transparents.

Le photo-transistor peut être affecté par des lumières extérieures.

Le rapport de transfert est plus petit que dans les coupleurs opto-électroniques normaux en raison de la plus grande distance existant entre les deux éléments constitutifs.

Dans le cas des applications digitales, il est utile de monter un trigger de Schmitt à la suite du transistor. Pour éviter l'influence des lumières extérieures excessives, on pourra prévoir des écrans. Le seuil de commutation de l'« utilisation » sera élevé afin qu'un faible signal lumineux parasite (venant de l'extérieur) ne puisse provoquer la commutation.

Le couplage étant plus faible, il sera utile dans certains cas de monter un étage amplificateur entre la sortie et l'utilisation.

Voici une première application avec un amplificateur à transistor et des opérations TTL.

Le schéma de montage est donné à la figure 12. On y trouve, à partir de l'entrée, un élément inverseur de TL 7404

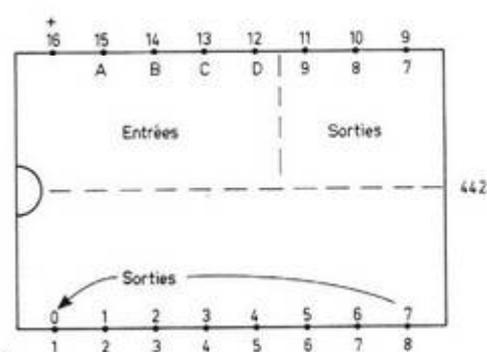
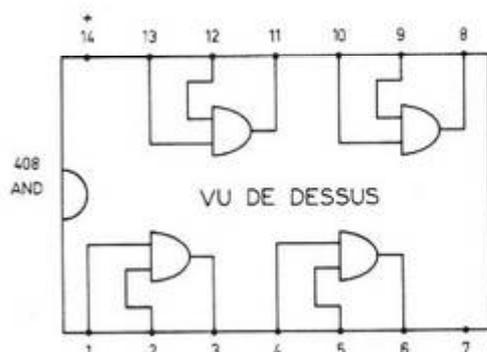
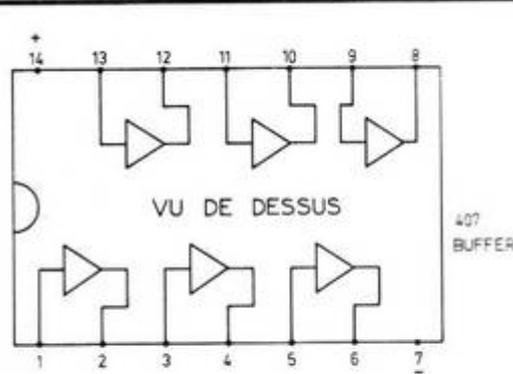
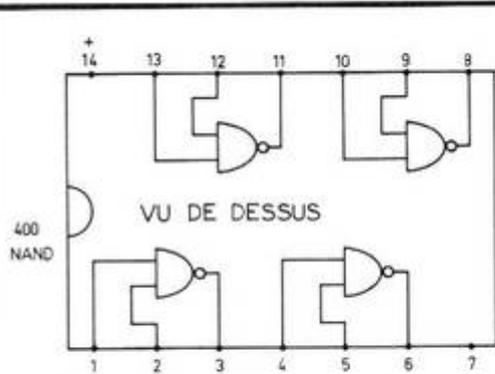


Fig. 11

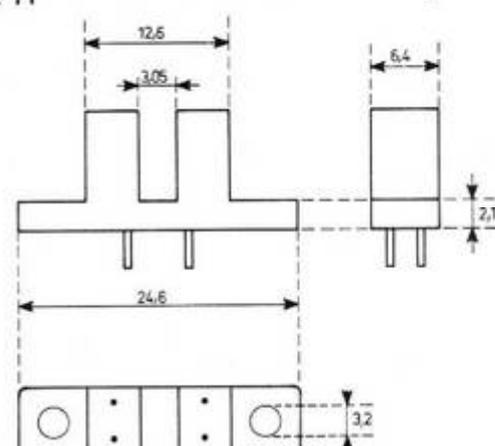
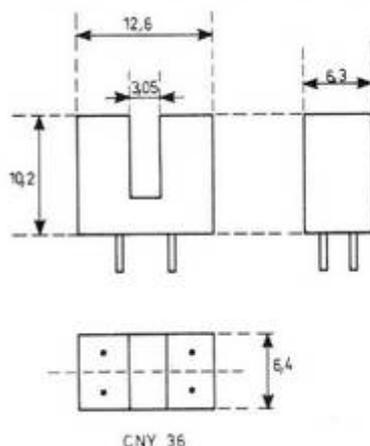


Fig. 13

(qui en comporte six) suivi du photo-couleur. La sortie du photo-couleur attaque le transistor amplificateur Q_1 du type BC 238 B dont le collecteur est relié, à un autre élément inverseur, du même CI sextuple inverseur.

Si un signal de niveau haut (H ou 1) est appliqué à l'entrée, l'inverseur donnera à sa sortie un signal de niveau bas. Le terme signal signifie présentement, tension. Le signal de niveau bas (L ou 0) est appliqué à la cathode de la diode dont l'anode est en permanence positive étant reliée à la ligne +.

De ce fait, la LED est

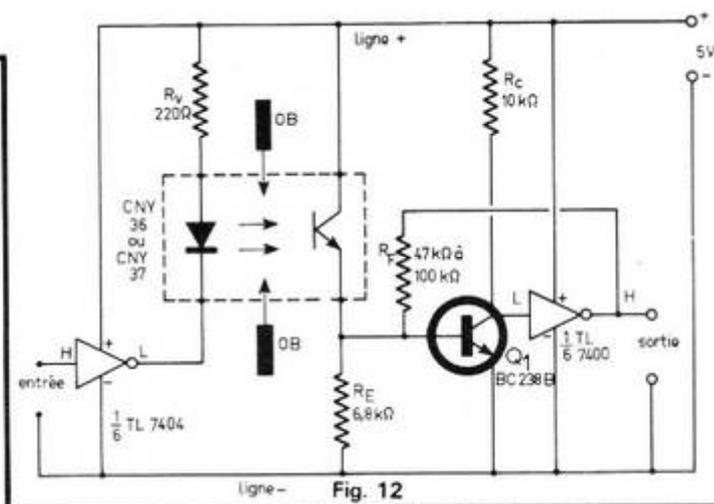


Fig. 12

conductrice et émet des rayons infrarouges qui atteignent la base du photo-transistor si aucun objet OB ne s'interpose sur le trajet des

rayons. Les dimensions des CNY 36 et CNY 37 sont indiquées à la figure 13.

F. JUSTER

La navigation



de plaisance

INSTRUMENTATION

UN voilier sans vitesse se manœuvre fort mal, c'est un objet inerte poussé au gré du vent et non un véhicule dirigé par un gouvernail.

Tout change dès que le bateau prend de la vitesse ; sur une légère action de la barre, il évolue d'un quart de tour vers la droite ; les voiles se mettent à faseyer, le voilé qui ralentit ; le barreur raidit alors les écoutes de grand voile et de foc, et oriente ainsi les voiles pour leur permettre de prendre à nouveau le vent ; elles cessent de battre et le bateau reprend de la vitesse.

Dans toute navigation à voile, il faut savoir apprécier d'instinct et très vite la direc-

tion du vent pour orienter convenablement les voiles et obtenir la plus grande force de propulsion.

GIROUETTE ANÉMOMÈTRE : POUR LA MESURE DU VENT APPARENT

La mesure de la force du vent et de sa direction est le souci permanent des navigateurs à voile. Cette mesure conditionne la voilure et les réglages en fonction de l'allure.

La mesure est faite en tête de mât car c'est à cet endroit

que les turbulences et les déviations des filets d'air sont les plus faibles ; c'est donc là que la précision est la meilleure.

L'anémomètre détermine la force du vent le plus souvent jusqu'à 60 nœuds. La tête de mât est équipée d'un moulinet à coupelles sphériques à trois branches qui entraîne un aimant actionnant un contact Reed. Le contact délivre des impulsions dont la fréquence varie avec la vitesse de rotation du moulinet. La détermination de cette fréquence par un fréquencemètre fournit l'indication de la force du vent.

La girouette s'oriente dans le lit du vent grâce à sa légè-

reté. Le gîte n'a aucune influence sur son orientation dans la mesure où elle est bien équilibrée ; par contre le tangage modifie le vent apparent et fait osciller la girouette ; on doit prévoir un amortissement supplémentaire pour le cas où il serait gênant. La pale de girouette entraîne un potentiomètre à piste plastique.

Bien entendu, ces deux instruments doivent être de bonne précision : on trouve sur le marché, par exemple, des girouettes dans lesquelles les contacts glissants sont en platine palladium massif (curseur) et en or massif (collecteur), stabilisés par un traitement de plusieurs heures à 250 °C ; des précautions iden-

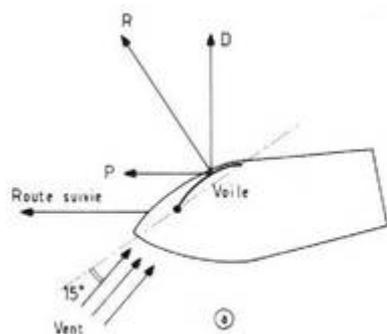


Fig. 1. - Lorsque le vent souffle dans les voiles (a), il génère une force résultante R qui possède deux composantes : une force propulsive P et une force de dérive D. Pour l'équipage à bord du bateau (b), tout se passe comme si ce dernier était soumis à un vent apparent, dont l'intensité et la direction sont déterminées par la composition vectorielle du vent réel et de la vitesse du bateau.

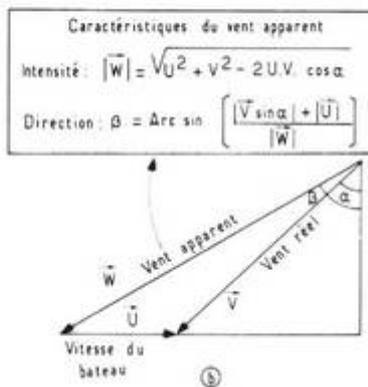


Fig. 1

Fig. 2. - Les règlements internationaux font état d'allures de route : le « plus près », allure pour laquelle la route des navires ne s'écarte en général que de 45 à 55° du lis du vent ; si l'on s'en rapproche encore, on navigue au « plus près-serré » ; si au contraire, on recherche plus de vitesse, on fait du « plus près bon plein ». Au « vent de travers », le cap du voilier fait un angle droit avec la direction d'où souffle le vent ; le « largue » est une allure plus « arrivée » que le « vent de travers » ; le grand largue est une allure intermédiaire entre le « largue » et le « vent arrière » ; les allures du « largue » et du « grand largue » sont appelées « allures portantes ».

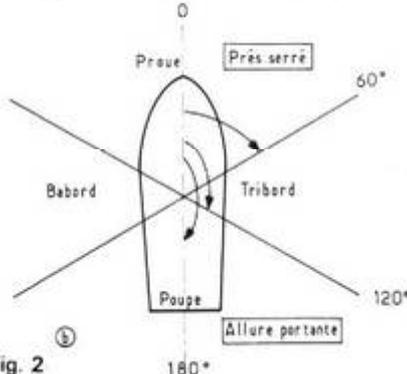
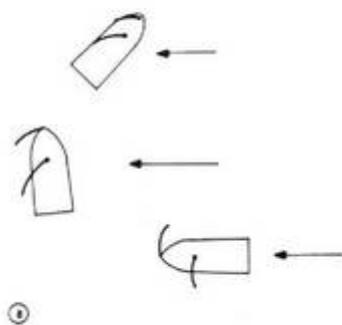


Fig. 2

tiques sont prises pour l'anémomètre : il fonctionne par déclenchement magnétique à chaque tour d'un contact en palladium placé en ampoule scellée (tube de Reed).

Dans la plupart des cas, plusieurs types d'indicateurs sont associés à l'ensemble girouette-anémomètre : le cadran d'anémomètre permet de mesurer des vitesses de vent allant jusqu'à 60 nœuds, voire jusqu'à 99,99 nœuds avec l'indicateur digital « Combo » de la firme Signet Scientific (en France : Marine Diffusion Française) ; la direction du vent apparent est fournie au moyen « d'un cadran de portant », dans des secteurs importants de 60° de

part et d'autre de l'axe proue-poupe du bateau, et par un cadran de près-serré ; Signet Scientific commercialise une girouette digitale ; outre Signet, Navigair, Pen Lann, Baron Instruments, Navalec, MCB, General Marine disposent d'ensembles d'anémomètre-girouette à lecture sur cadrans.

LE LOCH MESURE LA VITESSE DU NAVIRE

La vitesse d'un navire est mesurée par le loch, mot emprunté au néerlandais

« loch » (littéralement : poutre, bûche) ; on lui associe souvent l'anglicisme « speedomètre » pour désigner qu'il s'agit d'un indicateur de vitesse. On pourrait tout simplement parler de « céléromètre ». Le loch intègre la vitesse et fournit une indication de distance parcourue.

Le « loch speedomètre » traditionnel est constitué d'une hélice plongée dans l'eau et tournant à une vitesse proportionnelle à celle du bateau ; elle entraîne dans sa rotation des aimants qui fournissent des impulsions à une bobine sans contact électrique.

L'unité sous-marine se compose d'un passe-coque et d'un plongeur muni de

l'hélice ; le passe-coque se place vers le tiers avant et le plus possible dans l'axe du bateau afin d'éviter qu'à la gîte, l'hélice ne sorte de l'eau. Le boîtier « loch speedomètre » comporte l'indication de la vitesse, en nœuds, et de la distance parcourue en milles.

Dans certaines unités, un signal sonore se déclenche en cas d'arrêt de l'hélice, indiquant au navigateur de reprendre son estime et d'envoyer un homme d'équipage visiter l'unité sous-marine pour dégager les algues ; il est également prudent, lorsque la vitesse indiquée paraît anormalement faible, de retirer complètement le plongeur, une algue légère pouvant freiner la rotation de l'hélice.

Plastimo, Navigair, Pen Lann, Baron Instrument, Navalec, General Marine, MDF, en particulier commercialisent de tels loch speedomètres à indicateurs à cadran ; Signet dispose, en outre, d'un ensemble à affichage digital ainsi que d'un enregistreur graphique de la vitesse du bateau.

BEN a mis sur le marché un loch électromagnétique doté d'un élément sensible qui ne fait que peu saillie hors de la coque. Une bobine d'induction est placée dans cet élément sensible et produit au voisinage de la coque, un champ magnétique dans lequel l'eau se déplace. Or l'eau est toujours légèrement conductrice ; le mouvement de ce conducteur liquide induit une force électromotrice qui est proportionnelle à sa vitesse, suivant la loi de Laplace. La face sensible du capteur BEN porte deux électrodes pour recueillir cette tension induite. Le fonctionnement du capteur n'est ainsi pas entravé par la présence d'algues flottant dans la mer ; l'élément peut être recouvert d'une peinture antifouling (à l'exception des électrodes) afin d'éviter toute salissure, et donc toute perturbation. Au passif de la technique électro-magnétique, il faut mentionner le prix : à l'achat,

le prix des lochs électromagnétiques les moins chers restent néanmoins plus élevés que les lochs électroniques à hélice.

Certains lochs peuvent être connectés sur un accéléromètre qui fournit des indications relatives aux variations de la vitesse du bateau.

DU COMPAS ÉLECTRONIQUE...

Bien d'autres instruments sont indispensables à bord : le compas par exemple, indique l'angle entre le nord magnétique et une direction donnée ; pour le compas de route, cette direction est celle suivie par le bateau ; le compas de relèvement à main permet de connaître le gisement de tout objet visible.

Le conservateur de cap Signet est constitué de deux instruments de base : le « maître-compas » et le « cadran indicateur principal ». Le maître-compas est un magnétomètre monté sur double cadran, qui enregistre la direction du champ magnétique terrestre par rapport à l'axe du bateau ; le réglage s'effectue en affichant le cap à suivre sur le maître-compas, et dès que le bateau s'écarte du cap choisi, la déviation est affichée en degrés à babord ou à tribord sur les cadrans afin de permettre au barreur de rectifier son cap. Au conservateur de cap peut être associé un enregistreur graphique sur papier.

Un dispositif similaire est disponible chez MCB : le CMS400, constitué de deux magnétomètres orthogonaux maintenus dans un plan horizontal par un pendule évoluant dans un liquide amortisseur. Chaque magnétomètre comporte un noyau formé par deux barreaux en numétal, deux enroulements d'excitation montés en série et bobinés en sens inverse l'un de l'autre sur chacun des barreaux, un enroulement de détection et un enroulement

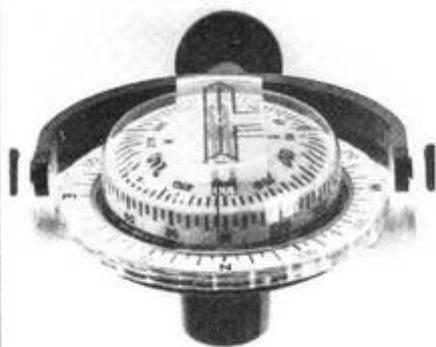


Photo 1. - Un instrument de sécurité : le compas. La brume, la panne de moteur ou le retour nocturne après une journée bien remplie font apprécier la présence d'un compas à bord. (document SRPI-Morin).

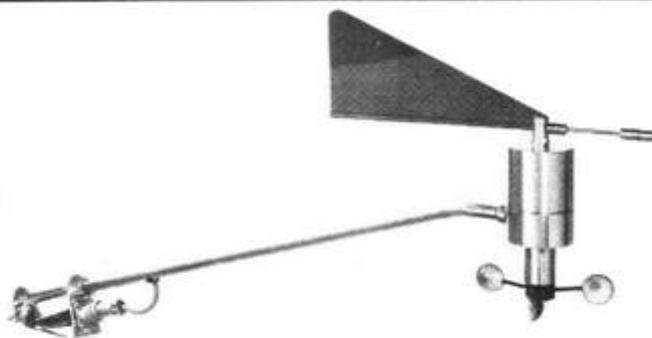


Photo 2. - Girouette anémomètre : cet ensemble se compose de deux instruments indiquant en permanence la force du vent et sa direction relative par rapport au bateau. Il est utile pour gouverner tant au près qu'au vent arrière. Pour les voiliers, il permet d'effectuer le réglage optimal des voiles pour l'obtention de la meilleure vitesse possible.

Photo 3. - Deux instruments indiquent continuellement la force du vent et sa direction relative par rapport au bateau. (document Navigair).

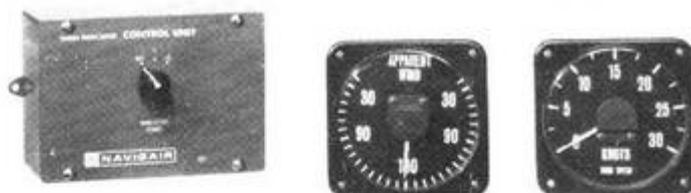


Photo 4. - Au dernier salon de la navigation de plaisance, Navigair présentait son ensemble intégré MT3 loch-speedomètre-girouette et anémomètre. Il comporte des accumulateurs au cadmium-nickel rechargés directement par la rotation permanente de l'anémomètre de tête de mât.

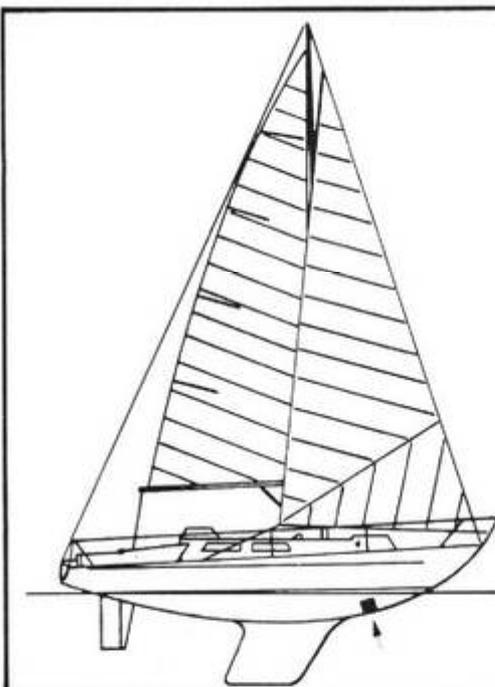
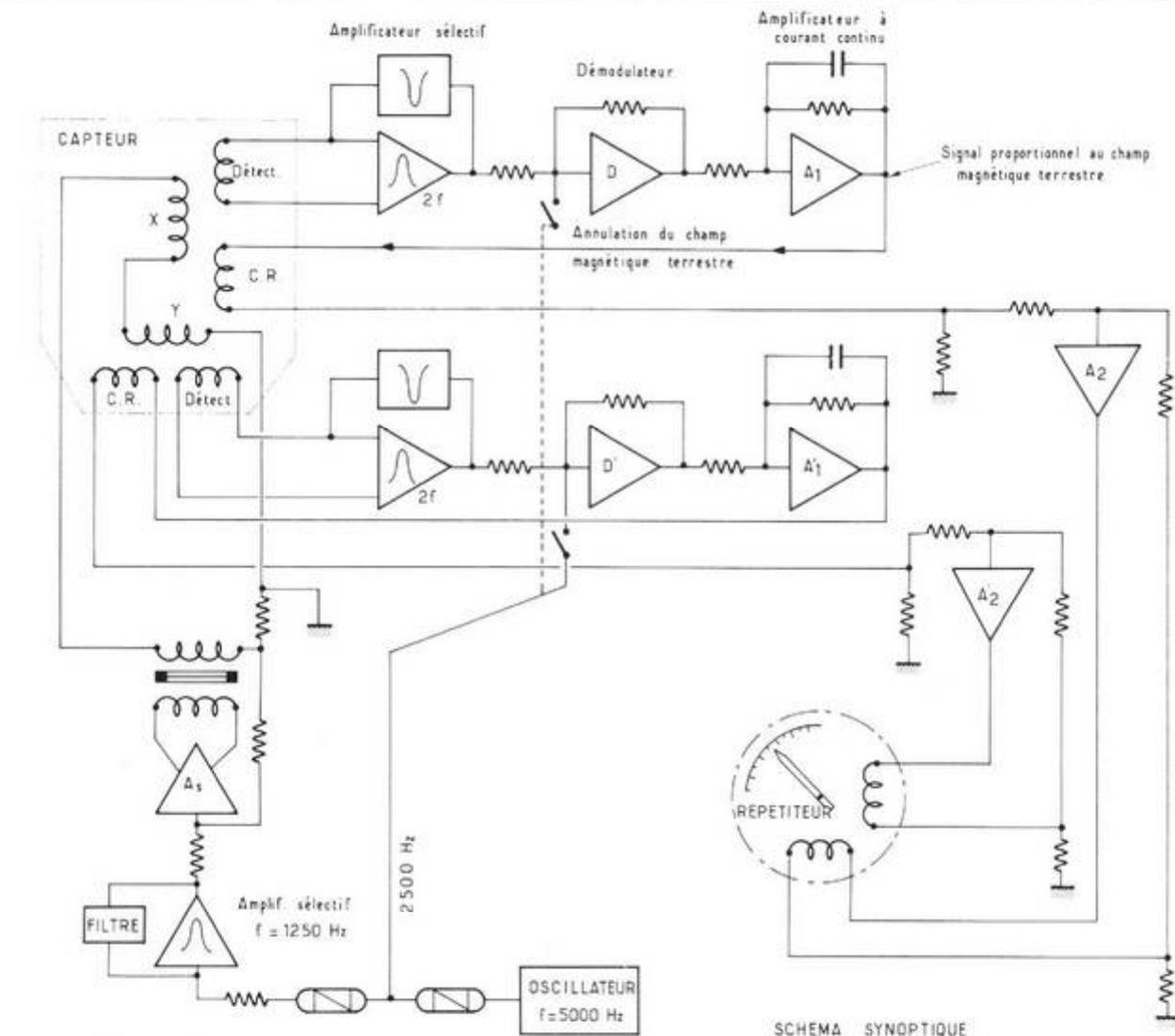


Fig. 3 (a). - Sur voilier, le capteur du loch speedomètre doit être placé le plus en avant possible, mais il ne doit pas se trouver en un endroit où le bateau déjauge : il faut tenir compte de la gîte éventuelle. Les filets d'eau doivent arriver sur le capteur sans tourbillons et sans avoir été freinés par un long trajet au contact de la coque.

(b) Sur bateau à moteur, il convient de repérer la limite de déjaugage à vitesse maximale et de placer le capteur immédiatement en-deçà de cette limite. Une cale permettra d'installer le capteur hors des filets d'eau perturbés.



SCHEMA SYNOPTIQUE

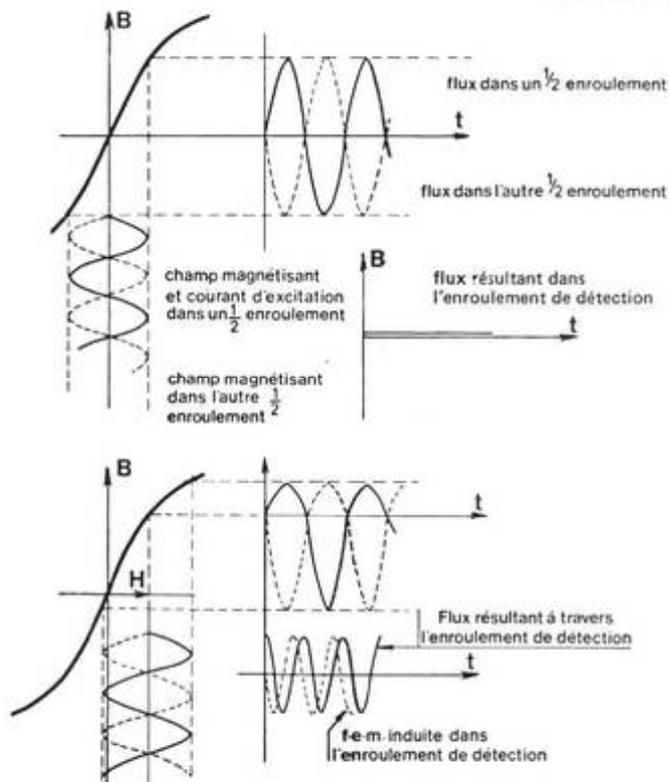


Fig. 4. - Principe de fonctionnement du magnétomètre CMS400 de M.C.B. :

(a) Des bobines d'excitation X et Y sont alimentées par une tension sinusoïdale de 1 250 Hz.

(b) Effet du courant d'excitation sur un magnétomètre et sur l'enroulement de détection bobiné autour de deux barreaux en nu-métal, en l'absence du champ magnétique terrestre.

(c) En présence d'une composante du champ magnétique terrestre, un signal de fréquence double de celle de la tension d'excitation est induit dans l'enroulement de détection du magnétomètre. L'amplitude du signal est proportionnelle à l'intensité de la composante horizontale du champ. Ce signal, amplifié, attaque les enroulements d'un « répéteur » ; l'arbre de ce dispositif tourne d'un angle qui dépend de la composante horizontale du champ terrestre, et entraîne dans sa rotation une aiguille qui se déplace devant une rose graduée.

de contre-réaction. Les bobines d'excitation sont alimentées par une tension sinusoïdale à la fréquence de 1 250 Hz (fig. 4).

Le pilote automatique est un matériel connexe puisqu'il est commandé à partir d'un compas. Sa seule fonction est de conserver un cap choisi jusqu'à ce que le skipper en change. Il se distingue ainsi du régulateur d'allure qui intervient lors de changements d'orientation du vent et qui, en aucun cas ne conserve un cap donné. Seul le pilote automatique de barre assure la possibilité d'accomplir un trajet suivant un cap donné qu'il y eut, ou non du vent, même lorsque le voilier avance au moteur.

Dans un système de pilotage automatique, un signal électrique émane du compas à chaque écart sur la route choisie et est appliqué à un asservissement mécanique. Celui-ci actionne la barre pour ramener le bateau sur sa route. Certains pilotes automatiques, tels que l'AP-15 de Apelco (distribué par Avon) possèdent une fonction « d'esquive » : la route peut être temporairement déviée pour éviter une bouée ou tout autre obstacle ; la « mémoire » du pilote automatique ramène le bateau sur sa route initiale.

Avon Navigair, Herfort, Navalec, Naval-Service disposent d'un choix de pilotes automatiques.

... AU CALCULTEUR DE BORD

Il reste maintenant au plaisancier... à naviguer et acquérir, par une pratique progressive et constante, la maîtrise des marins de métier. S'il désire affronter le large, il devra compléter son instruction et s'initier à la navigation astronomique, se procurer un sextant, des tables de navigation et surtout les fameuses éphé-



Photo 5a

Photo 5 - Dans la gamme Baron d'instruments, deux présentations sont disponibles :
(a) la console « voilier » complète avec indicateur de profondeur, vitesse par rapport à l'eau, distance parcourue, vitesse du vent, direction du vent, cadrans à échelles amplifiées de direction du vent et de vitesse par rapport à l'eau.

(b) la série modulaire « Squire » : plus simple et plus économique que la console « voilier ».



Photo 5b

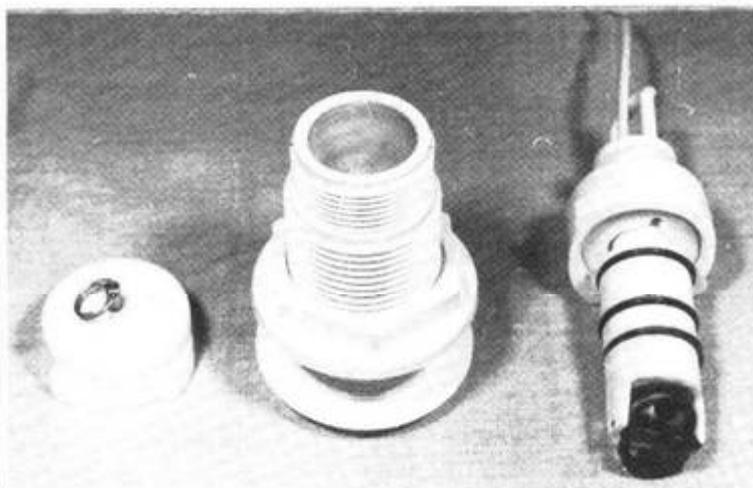


Photo 6a

Photo 6. - (a) Loch speedomètre Shark 76 : la zone à aubes est équipée de quatre aimants qui fournissent des indications de vitesse du bateau. Cette unité sous-marine est rétractable et amovible dans un passe-coque en matière plastique chargée de fibres de verre.

(b) Au galvanomètre, on lit la vitesse sur l'une des trois échelles 0-6, 0-12 ou 0-24 nœuds ; deux compteurs de distance parcourue (compteur journalier, compteur totalisateur) sont associés au speedomètre. (document Plastimo).



Photo 6b

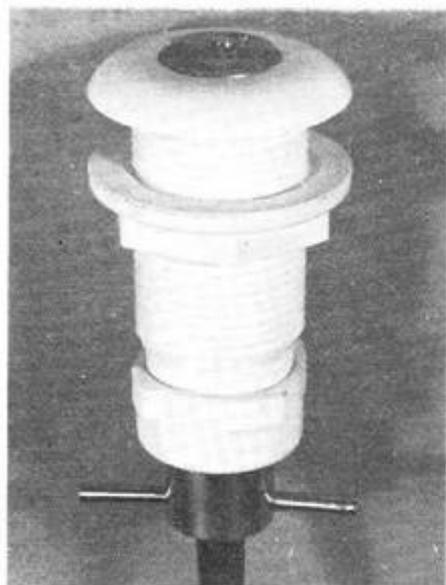


Photo 7. - Voici un loch électromagnétique de BEN.

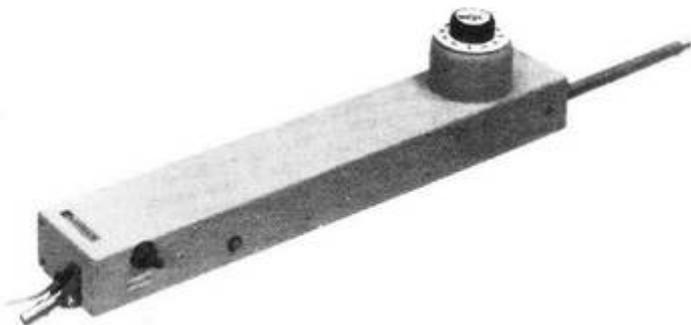


Photo 8. - Pilote automatique pour barre franche Tiller Master. Il s'installe ou s'enlève en moins d'une minute (document Navigair).

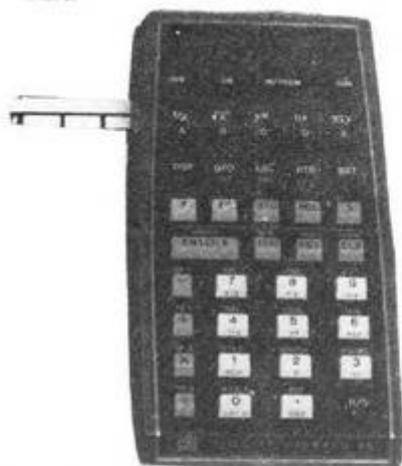


Photo 9. - Le yachtman peut se procurer, avec le calculateur HP 65, une bibliothèque de programmes spécialisés en navigation (document Hewlett-Packard).



Photo 10. - Le Sea-Tracker est un calculateur de position commercialisé en mai 1976 (document Digital Systems Marine).

mérides nautiques établies chaque année par le Bureau des Longitudes.

Mais il n'est plus concevable d'imposer au navigateur de traiter des calculs complexes à l'aide d'une simple feuille de papier et d'un crayon. Un outil de calcul s'impose, et cet outil, c'est Hewlett-Packard qui fut le premier voici deux ans à le proposer sous la forme de son calculateur de poche HP 65, programmable par petites cartes magnétiques. Une bibliothèque de programmes spécialisés dans la navigation est proposée en option à l'utilisation du HP 65.

Depuis quelques mois, Texas Instruments dispose

d'une famille de calculateurs qui entrent directement en compétition avec la production de Hewlett-Packard : en particulier le SR-52 qui est également programmable par cartes magnétiques et qui revient moins cher à l'achat que son concurrent. Il est probable que le prochain Sicob verra naître d'autres calculateurs du même type, certainement encore plus performants.

L'une des innovations les plus intéressantes du dernier salon de la Navigation de Plaisance fut probablement l'introduction du calculateur spécialisé Sea-Tracker-I de la firme canadienne Digital Systems Marine (distribué par

Telesonic Marine et Electronic Equipment). Il permet d'établir la position du yacht à partir des indications d'un loch speedomètre qui lui est associé.

Telesonic Marine Electronic Equipment diffuse aussi le calculateur MCC-21 dans lequel se trouvent déjà pré-programmées huit fonctions de navigation : cap à maintenir contre le courant, approche précise, distance parcourue entre deux relèvements, point fixe, relèvement du soleil et longitude, relèvement des étoiles et azimuth, grand cercle, identification des étoiles.

Marc FERRETTI

A lire avec intérêt

« Le yachting » par J. Giordan - Collection « Que sais-je ? » (n° 820, 1972).

« Le point astronomique sans éphémérides » par P.H. - Navigation n° 92 (vol. XXIII) oct. 1975.

« Les termes de marine » par P. Sizaire - Collection « Que-Sais-je ? » (n° 1479, 1972).

« Navigation applications of the HP 65 calculator » par K.E. Newcomer - Journal of the Institute of Navigation, vol. 22, n° 2 (1975).

TABLEAU IV

Les bandes de fréquences employées en radiocommunications

Numéro de la bande	Abréviation qualitative	Gamme de fréquences *	subdivision métrique	fréquences radio-téléphonie
4	VLF	3 à 30 kHz	ondes myriamétriques	
5	LF	30 à 300 kHz	ondes kilométriques	
6	MF	300 à 3 000 kHz	ondes hectométriques	1,6 à 3,8 MHz
7	HF	3 à 30 MHz	ondes décamétriques	4, 6, 8, 12, 16, 22 MHz
8	VHF	30 à 300 MHz	ondes métriques	156 à 162 MHz
9	UHF	300 à 3 000 MHz	ondes décimétriques	
10	SHF	3 à 30 GHz	ondes centimétriques	
11	EHF	30 à 300 GHz	ondes millimétriques	
12		300 à 3 000 GHz	ondes décimillimétriques	

* Limite inférieure exclue, limite supérieure incluse.

TABLEAU V

La station de Saint-Lys assure en permanence un service radio sur ondes décamétriques en BLU

Classes d'émission	fréquences porteuses d'émission de Saint-Lys (1)				
A3A - A3J	FFL 21 4380,6	FFL 41 8748,0	FFL 61 13130,0	FFL 81 17276,0	FFL 91 22646,5
A3H(2) - A3A - A3J	FFL 22 4383,8	FFL 42 8751,2	FFL 62 13133,5	FFL 82 17279,5	FFL 92 22650,0
A3A - A3J	FFL 23 4412,6	FFL 43 8780,0	FFL 63 13158,0	FFL 83 17304,0	FFL 93 22674,5
A3H(2) - A3A - A3J	FFL 24 4415,8	FFL 44 8783,2	FFL 64 13161,5	FFL 84 17307,5	FFL 94 22678,0

(1) Fréquences porteuses, la bande latérale supérieure étant seule conservée.
(2) Jusqu'au 1^{er} janvier 1978.

TABLEAU VI

Cinq catégories de navigations

Catégorie	Distance maximale d'un abri * (milles)
N°	
1	plus de 200
2	200
3	100
4	20
5	5

* Sont considérés comme abris les ports ou plans d'eau où le navire peut facilement trouver refuge et où les personnes embarquées peuvent être mises en sécurité.

PETIT DICTIONNAIRE DE MARINE

Balise : ensemble de marques servant à avertir de la présence de dangers

Bande : voir gîte

Barre : organe de commande du gouvernail

Bord : le navire lui-même (« à bord ») - un côté du navire (« le bord du vent ») - distance parcourue par un voilier entre deux virements de bord (« une bordée »)

Bouée : marque flottante de balisage fixée au fond de la mer par un système d'ancrage

Brise : vent doux et modéré, dont la vitesse est comprise entre 1 et 21 nœuds.

C

Cap : angle que fait l'axe longitudinal du navire allant de l'avant, avec la direction du Nord

Chadburn : transmetteur d'ordres de la passerelle aux machines, des machines aux chaufferies...

Compas : instrument de navigation indiquant le Nord. Il

peut être magnétique, il indique le Nord magnétique ou gyroscopique (il indique le Nord vrai)

Corne de brume : instrument sonore servant à émettre les signaux conventionnels (« signaux de brume »)

Courir : faire route.

D

Déclinaison : angle compris entre la direction du nord magnétique et celle du nord vrai

Déviaton : pour un cap donné du navire, angle de la direction du nord au compas et celle du nord au compas.

E

Echelle de Beaufort : tableau exprimant la force du vent
Encâblure : ancienne mesure marine de longueur qui valut, selon les époques, 185 à 200 mètres

Ephémérides : document établi chaque année par le Bureau des Longitudes permettant de pratiquer la navigation astronomique.

F

Frais : vent fort et froid dont la vitesse est comprise entre 22 et 33 nœuds.

G

Gisement : angle que fait, à partir de l'avant, une direction donnée avec l'axe longitudinal du navire

Goniomètre : instrument servant à la mesure des angles.

L

Loch : instrument de mesure de la vitesse d'un navire.

M

Manœuvre : art de diriger les évolutions d'un navire ; mouvement volontaire d'un navire (pour son mouillage par exemple).

Mayday : mot conventionnel utilisé en radiophonie par un navire qui demande du secours.

Mégaphone : porte-voix.

Mille : unité de mesure des distances marines. Un mille correspond à la distance de deux points de la

TABEAU VII
Matériels de sécurité à prévoir

Le signe * indique que ce matériel doit être d'un type approuvé.
Les chiffres entre parenthèses renvoient à des notes explicatives.

CATÉGORIE DE NAVIGATION	1 ^e - 2 ^e	3 ^e	4 ^e	5 ^e
Montre	1			
Baromètre	1	1		
Jumelles marine	1	1		
Sonde à main	1	1	1	
Loch enregistreur	1	1		
Miroir de signalisation	1	1	1	1
Réflecteur radar (1)	1	1		
Signaux de détresse par fusée parachute *	4	4	1	
Signaux de détresse par fusée à étoiles *				
Signaux fumigènes flottants *	2	2	6	
Feux rouges automatiques à main *	6	6	3	3
Ligne de mouillage	2	2	1	1
Marteau emmanché	1	1	1	1
Gaffe	1	1	1	1
Ecope	1	1	1	1
Filins assortis pour les manœuvres courantes	20 m	20 m	20 m	20 m
Filin permettant de remorquer le navire (2) ..			1	1
Dispositif apte à ralentir le navire en fuite et à le maintenir à un cap convenable (3)	1	1		
VOILIERS				
Harnais de sécurité	1	1	1	
Tourmentin	1	1		
Voile de cape (4)	1	1		
Jeu d'écoutes de rechange (avec poulies et manilles)	1	1		
Cisaille apte à couper les haubans	1	1		
TOUS NAVIRES				
Outillage et objets de rechange (5)	1 jeu	1	1	
Boîte de secours	1 boîte N°3	1 N°3	1 N°2	1 N°1
Pavillon National	1	1	1	1
Pavillon N et C	1	1	1	1
Ouvrage N° 1 du SH	1	1		
Ouvrages N° 1 B et 1 C du SH			1	
Rapporteur (6)	1	1	1	
Compas pointes sèches	1	1	1	
Annuaire des marées ou ouvrages équivalents (7)	1	1	1	1
Lampe torche étanche (8)	1	1	1	1
Récepteur radiophonique (9)	1	1	1	
Code international des signaux (10)				
Cartes marines (jeu) (11)	1	1	1	1
Livres des phares	1	1	1	
NOTES:				
(1) Si la coque du navire n'est pas métallique.				
(2) S'il n'existe qu'une ligne de mouillage.				
(3) Ancre flottante, stabilisateur, trainard, etc.				
(4) La voile de cape n'est pas obligatoirement une voile spéciale ; mais il faut au moins que l'établissement d'une petite grand-voile de mauvais temps soit techniquement possible, cette voile pouvant avoir autre usage tout en étant naturellement d'un échantillonnage suffisant.				
(5) Outils de démontage - courroie de générateur - quelques boutons de dimensions courantes - quelques tuyaux ou raccords souples avec colliers de serrage - fusibles pour l'installation électrique. Diesel : un injecteur et son porte injection. Essence : un jeu de bougies de rechange - une bobine d'allumage et son condensateur.				
(6) Ou instrument équivalent.				
(7) Non exigé pour les navires naviguant en Méditerranée.				
(8) Pouvant envoyer des signaux Morse.				
(9) En 1 ^e et 2 ^e catégories, le récepteur doit comporter la bande moyenne fréquence des stations maritimes (bande marine).				
(10) Seulement pour les navires munis d'un appareil émetteur/récepteur de radiotéléphonie.				
(11) La ou les cartes de la région fréquentée.				

terre qui ont même longitude et dont les latitudes diffèrent d'un angle de 1 minute. Sa valeur est fixée, par convention, à 1 852 m.
Morse : alphabet utilisé en radiographie, et dans lequel chaque caractère est symbolisé par une suite de points et de traits.

N

Nautique : synonyme de mille ; qui est relatif à la navigation.

Nœud : unité de mesure de la vitesse d'un navire et correspond à 1 mille par heure.

O

Observation : mesure à l'aide du sextant de la hauteur d'un astre de navigation, dont les éléments variables sont fournis par les éphémérides nautiques, en vue du calcul d'une droite de hauteur ou d'une méridienne.

P

Phare : édifice portant un feu puissant destiné à guider les navires pour leur navigation de nuit.

Point : position d'un navire figurée sur une carte marine ou exprimée en coordonnées géographiques.

Port : lieu servant d'abri pour les navires.

Q

Quart : unité d'angle, encore appelée rhumb, valant 11°15', soit la trente-deuxième partie de la rose des vents.

R

Radar : appareil de détection et de télémétrie électromagnétiques. Le radar de navigation permet la navigation sans visibilité.

Radio-balisage : signalisation d'une route par un procédé électromagnétique.

Radio-goniomètre : appareil récepteur de bord servant à relever un signal radio-électrique.

SCHÉMAS

d'applications pratiques

PAR l'intermédiaire du courrier des lecteurs, on nous demande souvent d'étudier tel ou tel montage particulier... il va de soi que chaque fois que cela est possible, nous donnons satisfaction à ces demandes. Mais nous avons pensé qu'il serait ridicule de ne pas faire profiter tous nos lecteurs du résultat des études faites, car après tout bien d'autres amis peuvent également être concernés par les mêmes problèmes.

C'est la raison pour laquelle nous allons publier dans cette rubrique intitulée « Schémas d'Applications Pratiques », les montages les plus divers (car le courrier des lecteurs est très éclectique !), les montages qui nous paraîtront les plus intéressants parmi les études qui nous auront été demandées par nos correspondants. C'est ainsi que nous débutons cette rubrique avec la description d'un convertisseur « tension/fréquence ».

CONVERTISSEURS « TENSION/ FRÉQUENCE »

Différentes solutions peuvent être adoptées pour la conception d'un convertisseur « tension/fréquence » : les montages proposés ici reposent sur une solution simple, mais néanmoins capable de hautes performances. Le second convertisseur notamment est caractérisé par une

bonne précision, une parfaite stabilité et une linéarité de l'ordre de 10^{-3} pour une variation de la tension d'entrée de 30 dB.

Un tel convertisseur est divisible en trois blocs fondamentaux : un amplificateur différentiel à courant continu, un convertisseur « tension/fréquence » et un convertisseur « fréquence/tension » servant d'unité de référence. Comme cela est schématisé sur la figure 1, le convertis-

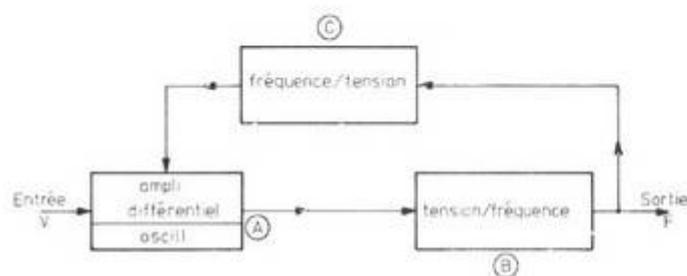


Fig. 1

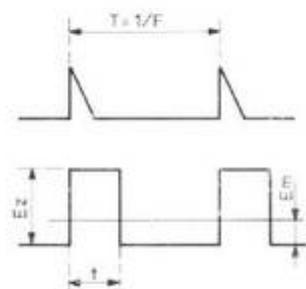


Fig. 2

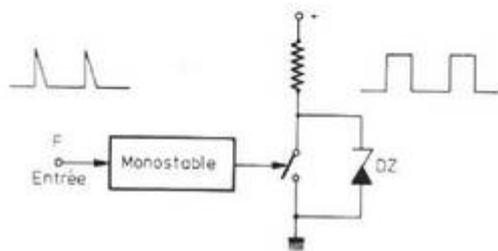


Fig. 3

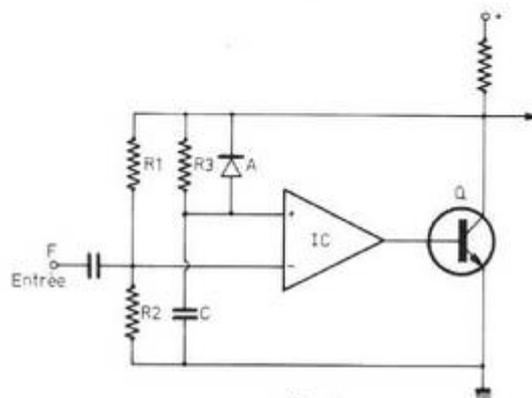


Fig. 4

seur « fréquence/tension » est placé dans une boucle de contre-réaction.

Le principe de fonctionnement repose sur une méthode de comparaison de tensions. La fréquence obtenue à la sortie du circuit « tension/fréquence » (bloc B) est converti par l'intermédiaire du convertisseur « fréquence/tension » (bloc C) intercalé dans la boucle de contre-réaction, en une tension continue qui est comparée, dans l'amplificateur différentiel à courant continu (bloc A), à la tension d'entrée.

Le comparateur, recevant d'une part la tension d'entrée, et d'autre part la tension du convertisseur « fréquence/tension », fournit à la sortie une tension qui corrige la fréquence d'un oscillateur ; et cela jusqu'à ce que cette fré-

quence soit celle qui crée à la sortie du convertisseur « fréquence/tension », une tension de valeur très voisine de celle de la tension d'entrée.

Au moyen du bloc B, la tension différentielle que nous venons de définir (sortie de A) est convertie en une fréquence, et toute variation de cette tension produit une variation de la fréquence jusqu'à ce que l'équilibre soit établi entre la tension de sortie du bloc C et la tension d'entrée.

Il est intéressant de noter que dans un tel système de conversion « tension/fréquence » qui fonctionne avec une contre-réaction négative importante, les performances dépendent essentiellement de la qualité de l'unité de référence (bloc C) à condition que

le gain en courant continu de l'amplificateur différentiel soit suffisamment grand. Concernant la conversion « fréquence/tension », les impulsions successives de fréquence F appliquées sont transformées en une suite d'impulsions rectangulaires d'amplitude bien définie E_z et d'une durée t (fig. 2). La valeur moyenne E_m de la tension de l'impulsion rectangulaire est linéairement proportionnelle à la fréquence F .

La conversion est effectuée par le circuit succinctement schématisé sur la figure 3. Nous avons tout d'abord un circuit monostable produisant des impulsions d'une durée t ; le circuit comporte en outre un limiteur de tension (diode Zener), un interrupteur et un filtre passe-bas à résistance et

capacité pour la séparation de la composante continue.

Un schéma simplifié d'un circuit de ce genre est montré sur la figure 4. Le dispositif comporte le comparateur de tension (circuit intégré IC), le transistor Q (interrupteur électronique) et le circuit en pont R_1, R_2, R_3, C . Lorsque le transistor Q est bloqué par l'intermédiaire du circuit intégré IC, le front positif de l'impulsion venant du condensateur de liaison d'entrée fait passer le circuit dans l'état instable. Le potentiel de l'entrée (+) du circuit intégré augmente depuis zéro jusqu'à ce qu'il atteigne le potentiel du collecteur du transistor Q.

Après un intervalle de temps t , fonction de R_3 et C , les potentiels des deux entrées (+) et (-) deviennent égaux et

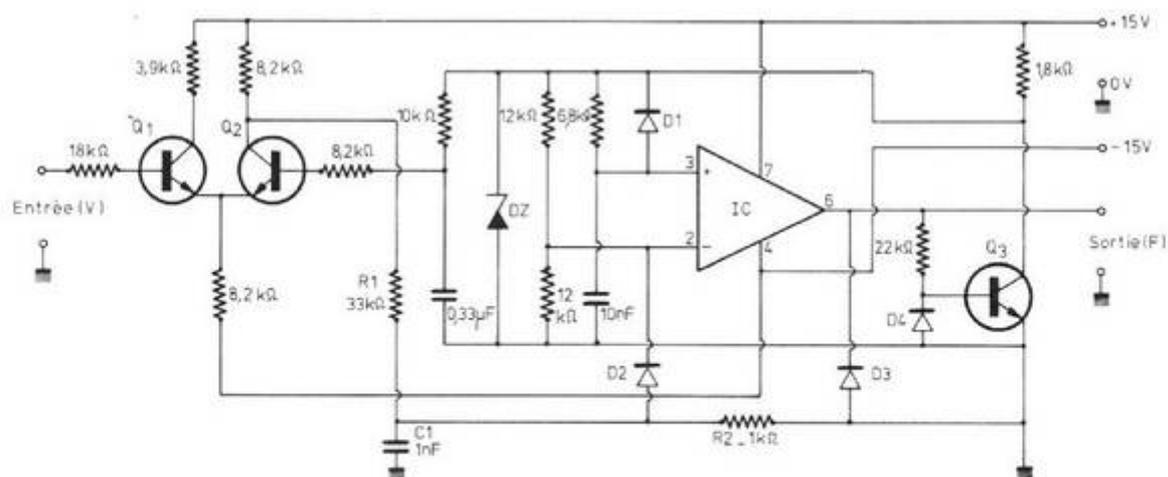


Fig. 5

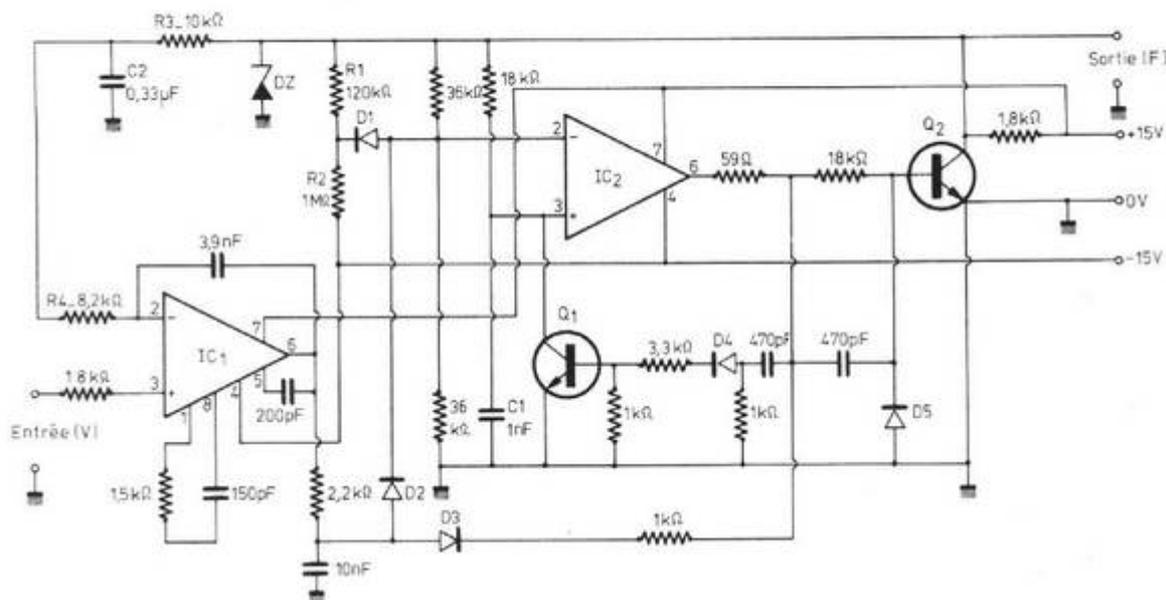


Fig. 6

le comparateur IC amène le transistor Q à la conduction. Le circuit retourne à l'état de repos. Le condensateur C est déchargé par l'intermédiaire de la diode D pendant l'état stable.

L'intervalle de temps t ne dépend pas de la tension présente sur le circuit de collecteur de Q. La précision est fonction de la qualité des éléments RC, de l'impédance d'entrée du comparateur IC, de l'exactitude de la comparaison, de la tension de saturation du transistor Q et de la décharge plus ou moins complète du condensateur C. Avec les composants présentement offerts dans le commerce, une précision de l'ordre de 0,1 % du temps t peut être obtenue sans aucune difficulté.

MONTAGES PRATIQUES

Un montage pratique de convertisseur « tension/fréquence » est représenté sur la figure 5 ; son principe est celui qui a été illustré par le synoptique de la figure 1.

L'amplificateur est constitué par les transistors Q_1 et Q_2 montés en étage différentiel. Les diodes D_2 et D_3 , la résistance R_1 et le condensateur C_1 assurent essentiellement la conversion « tension/fréquence ». Dans l'intervalle de temps, lorsque le circuit monostable est dans son état stable, c'est-à-dire lorsque Q_3 est conducteur, le condensateur C_1 est chargé par l'intermédiaire de la résistance R_1 . Ce processus dure jusqu'à ce que la diode D_2 commence à conduire (lorsque l'état instable du circuit monostable est atteint).

Durant l'état instable, le condensateur C_1 se décharge rapidement par l'intermédiaire de la diode D_3 et de la résistance R_2 . La vitesse de charge de C_1 est fonction de la différence entre les potentiels aux entrées de l'amplificateur différentiel. Pour des tensions d'entrée de l'ordre de 0,2 à 2 V, ce convertisseur fonctionne avec une précision et une linéarité supérieure à 1 %.

Les semiconducteurs utilisés sont les suivants :
 $Q_1 = Q_2 =$ BFY 81 (S.G.S. ou T.I.).
 $Q_3 =$ BFY 72, BSY 34, 2N2219.

IC = μ A 709HC, SFC 2709 C, SN 72709 L, LM 709 CH, TAA 521 (boîtier TO 99 - 8 broches).

DZ = BZX 79/ C9 V1.

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 =$ OA 95 ou similaires.

Un montage plus élaboré est représenté sur la figure 6. La dynamique de la tension d'entrée, et par conséquent celle de la fréquence de sortie, est de plus de 30 dB. Un gain interne notablement plus élevé est obtenu par l'utilisation d'un circuit intégré comme amplificateur différentiel d'entrée. En vue d'augmenter au maximum la fréquence et afin d'avoir une meilleure précision du niveau de tension initiale du condensateur C_1 , ce dernier est déchargé au moyen du transistor de commutation Q_1 immédiatement après le retour à l'état stable.

Une commande sûre du circuit monostable est fournie par le réseau D_1, R_1, R_2 , l'entrée inverseuse de l'amplificateur étant transférée à un potentiel négatif faible.

La tension d'entrée V est appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'entrée IC₁ par l'intermé-

diaire d'une résistance de 18 k Ω . D'autre part, la tension issue du convertisseur « fréquence/tension » (filtrée par R_3, C_2, R_4) est appliquée à l'entrée inverseuse.

Les semiconducteurs utilisés sont les suivants :

$Q_1 = Q_2 =$ BSY 34, BFY 72, 2N 2219.

IC₁ = IC₂ = TAA 521 (ou correspondants comme indiqué précédemment).

DZ = BZX 79/ C9 V1.

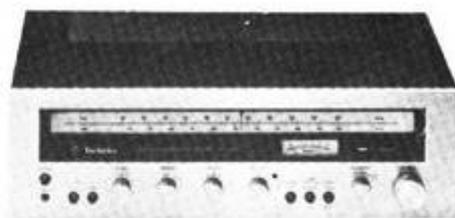
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 =$ OA 95 ou similaires.

Les montages de convertisseurs que nous venons de proposer sont d'un fonctionnement sûr et d'une réalisation facile grâce à l'emploi de circuits intégrés. Pour le montage de la figure 6, la stabilité, la précision et la linéarité sont de l'ordre de 10^{-3} .

Pour être complet, nous devons également signaler la présence sur le marché de convertisseurs « tension/fréquence » et « fréquence/tension » présentés sous forme de modules, dont les performances sont extrêmement poussées (notamment chez Tekelec - Airtronic et Analog Devices).

R.-A. RAFFIN

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE TECHNICS 5150

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Technics 5150, une table de lecture Thorens TD166, un lecteur enregistreur de cassettes National RS610, deux enceintes acoustiques Martin Micromax.

Le tuner-amplificateur Technics 5150

Partie tuner :

Gammes : PO - FM

Sensibilité : $1,8 \mu\text{V}/300 \Omega$ avec un rapport signal/bruit de 30 dB

Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo)

Rapport signal/bruit : 52 dB (stéréo)

Bande passante : 20 à 13 000 Hz (+1, -2 dB)

Séparation stéréo : 40 dB

Sensibilité AM : $20 \mu\text{V}$

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 17 \text{ W}/8 \Omega$

Distorsion harmonique : 0,8 %

Bande passante : 7 à 35 000 Hz (-3 dB)

Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 80 dB

Sensibilité des entrées : phono : $2 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$; aux. : $180 \text{ mV}/30 \text{ k}\Omega$
Dimensions : 420 x 140 x 355 mm.

La table de lecture Thorens TD166

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Moteur 16 pôles à vitesse lente, poulie à embrayage pour démarrage instantané

Plateau en alliage de zinc

Pleurage et scintillation : 0,06 % (pondéré)

Ronronnement : -43 dB (non pondéré), -65 dB (pondéré)

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

Le lecteur/enregistreur de cassettes National RS610

Magnétophone à cassettes 4 pistes - 2 canaux stéréo

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s

Durée d'enregistrement : 1 heure en stéréo avec cassette C60

Pleurage et scintillement : 0,12 % ($\pm 0,25 \%$)

Réponse en fréquences : bande normale :

20 à 14 000 Hz ; bande CrO_2 : 20 à 16 000 Hz

Rapport signal/bruit : sans dolby 49 dB ; avec dolby, 50 dB (à 10 kHz)

Distorsion harmonique : 2 %

Sensibilité des entrées : micro : 0,3 mV avec micro de 500Ω à $20 \text{ k}\Omega$; ligne : $60 \text{ mV}/470 \text{ k}\Omega$

Sorties : ligne : 0,42 V ; casque : 45 mV/ 8Ω

Dimensions : 336 x 116 x 290 mm.

L'enceinte acoustique Martin Micro Max

Puissance max. : 45 W

Bande passante : 38 à 18 000 Hz

Impédance : 8Ω

Équipement : boomer de 21 cm à suspension acoustique ; 1 tweeter à chambre de compression

Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.



LA CHAÎNE PIONEER SA7500

Cette chaîne comprend un amplificateur Pioneer SA7500, une table de lecture Akai AP001, un lecteur/enregistreur Akai CS34D, deux enceintes acoustiques Siare CX32 ou Kef Chorale.

L'amplificateur Pioneer SA7500

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : < 0,3 %
 Distorsion d'intermodulation : < 0,3 %
 Bande passante : 5 Hz à 40 kHz
 Courbe de réponse : aux. : 10 Hz à 50 kHz (+0, -1 dB)
 Rapport signal/bruit : PU : > 70 dB ; tuner, aux. : > 90 dB
 Sensibilité des entrées : phono 1 et 2 : 2,5 mV/50 kΩ ; tuner, aux. : 150 mV/50 kΩ ; micro : 7,5 mV/85 kΩ

Consommation max. : 375 W
 Dimensions : 420 x 150 x 345 mm.

La platine à cassettes Akai CS34D

Platine stéréo 4 pistes
 Vitesse : 4,75 cm/s
 Fluctuations : < 0,13 %
 Bande passante : 40 à 13 000 Hz ± 3 dB (L.N.) ; 40 à 15 000 Hz ± 3 dB (CrO₂)
 Distorsion : < 1,5 % (1 000 Hz « O » Vu)
 Rapport signal/bruit : > 52 dB (+10 dB avec dolby à 5 kHz)
 Niveau de sortie : ligne : 0,775 V/20 kΩ ; casque : 30 mV/8 Ω
 Niveau d'entrée : micro : 0,35 mV/510 kΩ
 Prise DIN : 3 mV à 0,55 V
 Dimensions : 378 x 110 x 225 mm.

La table de lecture Akai AP001

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg
 Entraînement par courroie
 Moteur Synchrone 4 pôles
 Vitesses 33 1/3 et 45 trs/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %
 Rapport signal/bruit : > 47 dB
 Longueur du bras : 220 mm
 Relève-bras hydraulique
 Dimensions : 445 x 350 x 140 mm.
L'enceinte acoustique Kef Chorale
 Puissance : 30 W (nominale)
 Impédance : 8 Ω
 Bande passante : 35 à 40 000 Hz
 Fréquence de coupure : 3 500 Hz
 Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

LA CHAÎNE SCOTT R326

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Scott R326, une table de lecture Akai AP001, un magnétophone Akai 4000DS MKII, deux enceintes acoustiques Siare CX32.

Le tuner-amplificateur Scott R326

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
 Sensibilité FM : 1,9 μV
 Rapport signal/bruit : 65 dB
 Distorsion harmonique : 0,3 % (mono) - 0,5 % (stéréo)
 Séparation des canaux : 40 dB
 Sensibilité AM : 100 μV.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 28 W/8 Ω
 Bande passante : 15 à 35 000 Hz
 Distorsion harmonique : 0,3 %
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
 Rapport signal/bruit : phono : 65 dB ; aux. : 80 dB
 Sensibilité : phono : 2,5 mV ; micro : 10 mV ; aux. : 200 mV
 Dimensions : 466 x 142 x 390 mm.

La table de lecture Akai AP001

(Voir chaîne Pioneer SA7500).

La platine de magnétophone Akai 4000 DS Mark II

Nombre de pistes : 4
 Diamètre des bobines : 180 mm (max.)
 Vitesses : 9,5 cm/s et 19 cm/s
 Pleurage et scintillement : < 0,12 % (à 19 cm/s) ; < 0,15 % (à 9,5 cm/s)
 Bande passante : 30 à 23 000 Hz ± 3 dB (à 19 cm/s) ; 30 à 16 000 Hz ± 3 dB (à 9,5 cm/s)
 Rapport signal/bruit : > 54 dB
 Taux d'effacement : > 70 dB
 Niveau de sortie : ligne 0,775 V/50 kΩ
 Niveau d'entrée : micro : 0,55 mV/30 kΩ ; ligne : 50 mV/200 kΩ
 Dimensions : 407 x 314 x 196 mm.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 5.05 - M. Patrick ESTRELA, 75 Paris, nous demande l'équivalence du transistor japonais 2 SC 1096.

Ce transistor japonais peut être remplacé par le type européen BD 135.

RR - 5.06 - M. Jean LOCUSSOL, 69 Craponne, nous demande les caractéristiques du tube cathodique OE 70/55 de la S.F.R.

Ces caractéristiques ont été publiées dans notre numéro 1186, page 170, auquel nous vous prions de vous reporter.

RR - 5.07 - M. LAUWERS, 1050 Bruxelles (Belgique), nous demande où se procurer en Belgique les transistors 2N 2640 et 2N 2803.

Ces transistors sont fabriqués par Motorola. Mandataire en Belgique : C.N. Rood S.A., place de Jamblinne de Meux 37, 1040 Bruxelles.

RR - 5.08 - M. Olivier MAGLOIRE, 92 Boulogne possède deux émetteurs-récepteurs anciens fonctionnant chacun avec une pile de 103 V et une pile de 1,5 V.

Notre correspondant aimerait utiliser ses appareils mais en les alimentant à partir du secteur et nous demande ce qu'il faut faire.

Il convient de réaliser ce que l'on appelle une boîte d'alimentation secteur pour appareils à piles. Ces boîtes délivrent effectivement une basse tension (de chauffage) et une haute tension anodique. Ces boîtes d'alimentation étaient assez courantes à l'époque des appareils à lampes-batterie et des descriptions ont été publiées dans les numéros suivants de notre revue : 948 (p. 32), 956 (p. 14) et 1018 (p. 7).

Malheureusement, ces descriptions de montages remontent à plus de 20 ans et il vous sera certainement très difficile à l'heure actuelle de trouver les composants correspondants nécessaires (notamment transformateur).

RR - 5.09 - M. Jacques LAMY, 76 Rouen, constate des phénomènes bizarres à l'audition des stations FM et nous demande ce qu'il convient de faire pour obtenir le fonctionnement correct de son tuner.

D'après votre long exposé, il semble à peu près certain que vous bénéficiez d'un champ extrêmement important lors de la réception des stations FM de la TDF et que,

en conséquence, votre tuner se trouve littéralement saturé avec l'antenne utilisée.

La solution consiste à intercaler un atténuateur (provoquant un affaiblissement suffisant) entre l'antenne et le tuner.

Nous nous refusons de croire que votre vendeur ignore ce qu'est un atténuateur. Il s'agit d'un petit manchon cylindrique en matière isolante comportant trois résistances connectées en T dont les valeurs sont fonctions, d'une part de l'atténuation à obtenir, et d'autre part, de l'impédance du câble de liaison d'antenne.

RR - 5.10 - M. FAGGIANELLI, 20 Porto-Vecchio, nous demande :

1) S'il y a possibilité de monter un voyant de crête (saturation) sur son magnétophone à cassette ;

2) L'adresse de l'importateur en France des appareils Weltron ou la correspondance du circuit intégré 542 C 2.

1) Il est théoriquement possible de monter un voyant de crête indiquant la saturation. Pour cela, il faut prévoir un transistor supplémentaire et ses quelques composants connexes (résistances, condensateurs, etc.), et comme indicateur, on peut utiliser, soit une ampoule à incan-

descence subminiature, soit une LED. Il faudrait par ailleurs nous communiquer le schéma de votre magnétophone cassette, afin que nous puissions vous indiquer les points de raccordement en accord avec le montage indicateur étudié.

Auparavant, il vous appartient d'apprécier si l'adjonction d'un tel dispositif est possible (raccordement sur circuit imprimé et encombrement à l'intérieur du boîtier).

2) Nous n'avons pas l'adresse de l'importateur de Weltron en France et nous ne connaissons pas la correspondance éventuelle du circuit intégré 545 C 2 (matériel japonais).

RR - 5.11 - M. Bernard BAULU, 72 Le Mans, nous demande :

1) La valeur de la capacité C 5 dans la description du carillon électronique publiée dans le numéro 1410 page 148 ;

2) Les caractéristiques du circuit intégré TAA 790.

1) Il y a effectivement une erreur dans la nomenclature des éléments. Le condensateur C 5 doit présenter une capacité de 100 nF (ou 0,1 μ F, si vous préférez).

2) Le circuit intégré TAA 790 est un générateur d'impulsions contrôlé utilisé sur certains téléviseurs en séparation

et synchronisation de lignes.
Tension d'alimentation : 8 V.
Fréquence : 15,6 kHz. Deux
brochages possibles : TO 116
et MP 50.

Un tel circuit intégré ne saurait guère être utilisé dans une fonction autre que celle pour laquelle il a été conçu.

RR - 5.12-F - M. HUGONOT, 45 Fleury-les-Aubrais, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SN 74119 N.

SN 74119 (autre immatriculation FLJ 371). Il s'agit d'une sextuple bascule flip-flop RS à entrées de set et de reset. Tension d'alimentation max. : 7 V. Tension d'entrée max. : 5,5 V. Brochage : voir figure RR - 5.12.

RR - 5.13-F - M. Michel DANINO, 76 Rouen porte à notre connaissance une modification intéressante qu'il a apportée à l'alimentation stabilisée décrite dans Electronique Pratique N° 1536, page 68.

Il s'agit de l'adjonction d'un transistor 2N 2219 commandant le 2N 3055 (montage en Darlington).

D'autre part, une limitation de courant a été prévue avec un transistor 2N 2222 (rigoureusement indispensable avec la première adjonction).

Le schéma final est donc représenté sur la figure RR - 5.13.

Nous remercions notre aimable correspondant pour sa communication.

RR - 5.14 - M. Michel POIRIER, 10, l'Islette, 37190 Azay-le-Rideau, recherche le schéma du récepteur radio Saba type 5446 WLK.

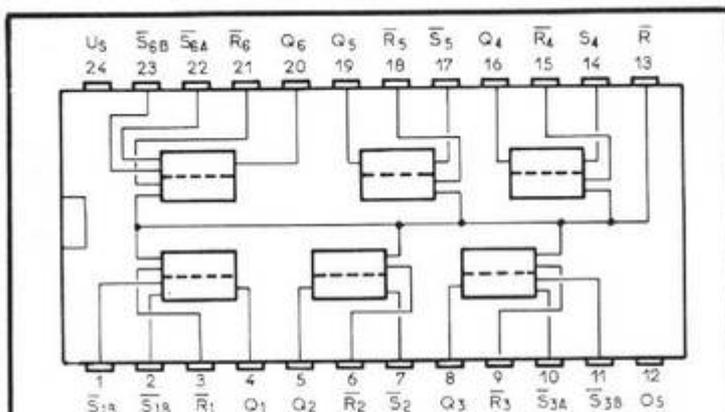


Fig. RR-5-12

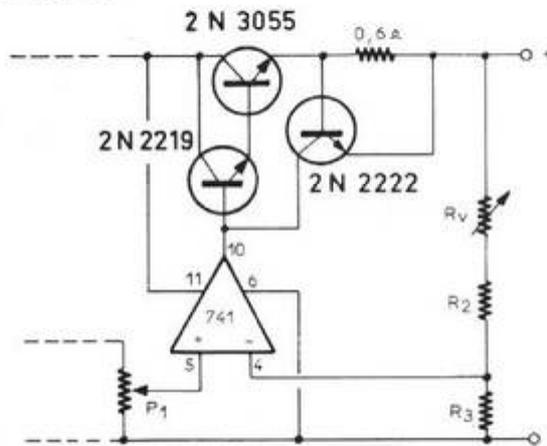


Fig. RR-5-13

RR - 5.15 - M. André BOURGEOIS, Molles, 03300 Cusset, recherche le schéma du téléviseur couleur de marque PERRIN 49 cm - 90° - année 68-69.

RR - 5.16 - M. André MALTRET, 14 Heronville-Saint-Clair, sollicite nos conseils au sujet du préamplificateur modulaire décrit dans le numéro 1322 (page 104) qu'il vient de réaliser.

1) Si le réglage du potentiomètre de volume ne modifie pas le niveau du souffle, cela indique évidemment que ce dernier est produit par un étage faisant suite. Pour déterminer l'étage en cause, vous pouvez relier à la masse, par l'intermédiaire d'une forte capacité, le collecteur de Tr. 7, puis le collecteur de Tr. 8, etc.

2) Il est certain que l'utilisation de résistances à couche métallique (dites à faible souffle) est à recommander.

3) L'augmentation de la valeur du potentiomètre d'équilibrage réduira en effet le gain de l'étage Tr. 7 et évidemment le gain total du montage.

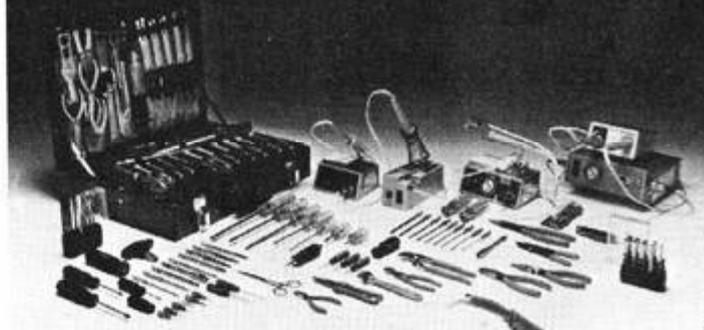
4) Nous vous remercions de vos suggestions au sujet de ce préamplificateur dont nous ne manquerons pas de faire bénéficier nos lecteurs intéressés par ce montage.

RR - 5.17 - M. X..., 59 Annoellin, nous pose des questions au sujet d'une alimentation dont le schéma est joint à sa lettre.

Nous n'avons pas pu vous répondre directement, car vous avez oublié de nous indiquer votre nom !

En fait, votre demande est très imprécise. Que voulez-vous dire par : « Si l'on modifie la tension du secondaire du transformateur... » (12, 24, 50 V d'après votre lettre)? S'agit-il de l'utilisation éven-

Métalarc le moyen sûr pour être rapidement servi et suivi... pensez-y



Métalarc Electronique pour vous équiper d'une grande marque

W.E.C.P.

Équipé de l'excellent système de chauffage WELLER, il a une remarquable performance. Les toutes dernières techniques de semi-conducteurs permettent de maintenir la température entre de fines limites, cette dernière varie manuellement de 40 à 450°.

D'autre part, l'usage de modules électroniques entièrement nouveaux permet au fer à souder de rester sans tensions de crête capacitatives ou inductives, ceci sans avoir besoin de contact de terre. Idéal pour les circuits M.O.S. et F.E.T.

CRESCENT : Une marque synonyme de qualité, de renommée mondiale. CRESCENT offre une gamme de pièces pour les travaux de montage en électronique.

XCELITE : Toute une gamme d'outils, pour résoudre vos problèmes de visserie.

Stock permanent et service après-vente

ME Métalarc Electronique

18, rue de l'Avenir - B.P. N° 17 - 53801 Epinay - TEL. 2432830

Veuillez adresser nos commandes sur : CRESCENT XCELITE

WILLE... ADRESSE... CODE POSTAL... PROFESSION...
TEL...
NOM...
MÉTALARC

tuelle de transformateurs délivrant de telles tensions ? Dans tous les cas, la tension de sortie ou la plage de la tension de sortie doit-elle demeurer la même ? Et si oui, il faudrait nous indiquer, soit la valeur, soit les limites... Enfin, d'où provient le schéma que vous nous soumettez ?

RR - 5.18 - M. Gilles de RIVIERES, 1190 Bruxelles, nous soumet le schéma d'un amplificateur HF 27 MHz/7 W et nous demande s'il est correct.

Il n'est certainement pas possible d'obtenir 7 watts HF avec un transistor 2N 3553. En outre, le schéma soumis n'est qu'un amplificateur aperiódique (à résistances) ; il ne comporte aucun circuit accordé sur 27 MHz, ni filtre passe-bas. Un tel montage est donc à rejeter.

RR - 5.19 - M. Pierre TIL-LARD, 14 Moul.

1) Nous demande si le triac Q 4006/L 4 peut remplacer un ESM 23 - 500 ;

2) Nous signale que le circuit intégré SBF 3C est disponible aux Etablissements Cibot.

1) Nous ne pouvons malheureusement pas vous répondre, car le triac Q 4006/L 4 ne figure pas parmi nos documentations.

2) Nous vous remercions de votre communication qui rendra certainement service au lecteur qui en avait fait la demande.

RR - 5.20 - M. BAULU, 72 Le Mans, a construit l'horloge électronique « Digitronic » décrite dans le numéro 1539 (page 350) et a des problèmes concernant le fonctionnement des afficheurs.

D'après vos explications, c'est-à-dire affichage très fantaisiste (!), à distance nous ne voyons qu'une explication

possible : Peut-être avez-vous enfilé les afficheurs dans le circuit imprimé à l'envers, c'est-à-dire la « tête en bas » ?

Nous supposons par ailleurs que vous êtes certain de l'implantation des éléments (transistors, diodes, résistances) et certain de leur excellent état.

RR - 5.21-F - M. Daniel SEDRAN, 42 Saint-Etienne, nous avait demandé les caractéristiques du circuit intégré TMS 3834 (HP 1553) et nous n'avons pas pu le renseigner. Nous remercions très vivement M. Yves Genet, de la firme Texas-Instruments-France qui a bien voulu nous communiquer ces caractéristiques.

Le circuit intégré TMS 3834 B est un circuit d'horloge pour quatre digits afficheurs à segments (heures-minutes ou minutes-secondes). Fonctionnement : 50 à 60 Hz et 12 ou 24 heures. Tension d'alimentation : 11 à 19 V. Brochage : voir figure RR - 5.21-F.

Le cas échéant, nous tenons la documentation plus complète à disposition de notre lecteur M. Sedran.

Cependant, actuellement, il est préférable d'utiliser le circuit intégré type TMS 3874 qui est en stock chez les distributeurs Texas-Instruments.

RR - 6.01 - M. HAMI DRISS, Tanger (Maroc), nous demande des renseignements pour la transformation de deux téléviseurs provenant de France en vue de leur utilisation sur la télévision marocaine (système B).

Les modifications à apporter sur ces appareils risquent d'être très importantes, très délicates, voire impossibles à effectuer pratiquement.

En tout état de cause, nous ne pouvons rien vous indiquer de précis ainsi, cela se conçoit ; il faudrait nous faire parvenir les schémas des appareils pour que nous puissions étudier les modifications à apporter et vous les indiquer avec exactitude.

Le cas échéant, vous pourriez également vous inspirer de l'article publié dans le numéro 1330 du H.P. (page 101).

RR - 6.02 - M. Pierre DECOSTER, 59 Wattignies, nous pose de très nombreuses questions au sujet des filtres actifs et au sujet d'un ensemble BF qu'il projette de construire.

Bien entendu, comme nous l'avons dit plusieurs fois, nous pouvons étudier tel ou tel montage particulier et en établir les schémas correspondants contre honoraires... Mais il faut tout de même être

réaliste et bien comprendre que ces honoraires, bien que calculés au plus juste, sont toujours relativement élevés dans le cas de montages complexes et sortant du « classique », et par conséquent incompatibles avec la construction d'un seul appareil, parce qu'ainsi non amortissables. Toute étude particulière n'est valable ou rentable que si elle est suivie par une série de fabrications.

Notez que vous pouvez bien calculer et établir vous-même vos filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande aux fréquences souhaitées ; il vous suffit de vous reporter au numéro 1343 du H.P. (page 108) où une telle étude a été développée et étayée par des exemples pratiques.

Quant aux amplificateurs BF normaux à utiliser conjointement, il n'y a, à notre avis, aucun problème important pour l'amateur compte tenu des multiples exemples publiés dans notre revue.

Pour être complet, nous vous signalons la sortie récente d'un module universel de filtre actif appelé MUFA par Siemens ; il s'agit d'un filtre actif RC du second ordre réalisé en technologie hybride à couches minces et présenté en boîtier D.I.L. Le module comporte un filtre passe-haut, un filtre passe-bas, un filtre passe-bande et un sommateur.

Les paramètres du filtre sont préajustés en usine de sorte que le fonctionnement ne requiert aucun composant externe. On peut cependant faire varier tous les paramètres du MUFA par adjonction de composants externes.

Ce filtre actif RC réalisé par Siemens en couches minces au tantale avec des condensateurs hybrides et des amplificateurs opérationnels présente une largeur de bande de 20 Hz à 20 kHz.

RR - 6.03 - F - M. LEFEUVRE, 77 Fontainebleau, nous demande les caractéristiques

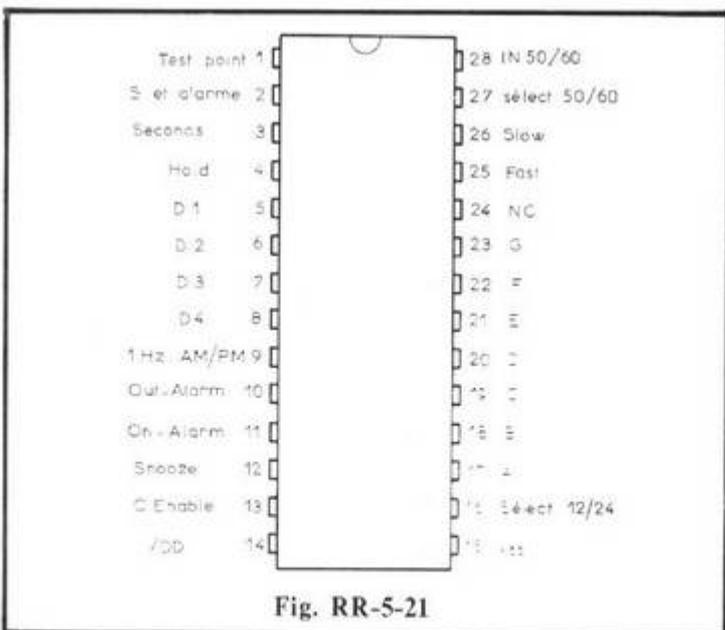


Fig. RR-5-21

et le brochage du circuit intégré LM 301.

LM 301 : amplificateur opérationnel ; tension d'alimentation max. : ± 15 V ; entrée offset max. : 10 mV ; intensité offset max. : 70 nA ; intensité de polarisation max. : 300 nA ; impédance d'entrées différentielles : 500 k Ω ; gain en boucle ouverte : 88 dB.

Brochages : voir figure RR - 6.03.

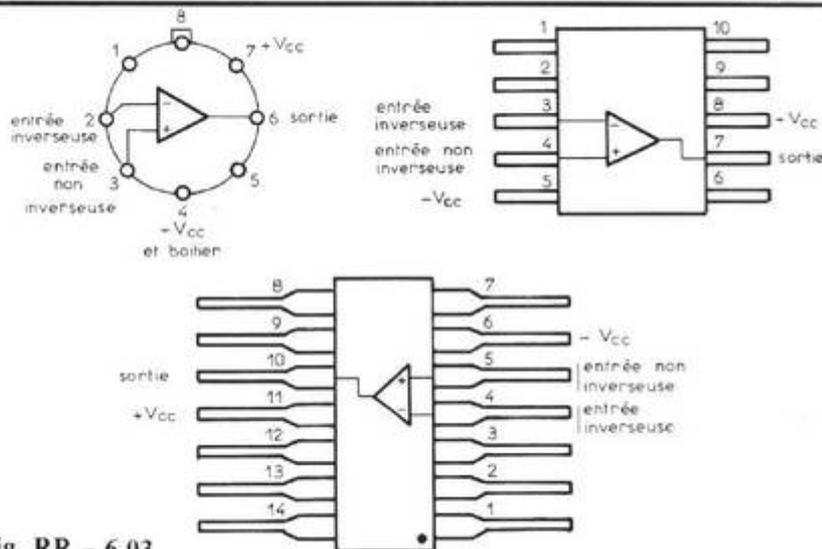


Fig. RR - 6.03

RR - 6.04 - M. Max SIMOIS, 75 Paris, nous soumet le schéma de deux alimentations et nous demande conseil en vue de leur construction.

1) a - Comme diodes de redressement, vous pouvez utiliser des diodes BY 251 de ITT.

b - Vous pouvez remplacer BY 100 par BY 127 ou 227.

c - Transistors correspondants de remplacement : 2N 2194 ; BSX 45, BSX 46 ; 2N 3715 ; 2N 3055 ; 2N 1937 ; 2N 3055.

d - Diodes pour tension de Zener 43 V : type BZY 95/ C 43.

e - Le plan de câblage du circuit imprimé comporte plusieurs erreurs. Il faut donc vous fier uniquement au schéma en tenant compte cependant que la connexion entre « LR » et le point 4 doit être supprimée.

2) Sur votre second schéma d'alimentation, la tension de sortie s'ajuste par le réglage du potentiomètre de 4,7 k Ω du pont diviseur. Pour obtenir une plus grande marge de variation de la tension de sortie, utilisez un potentiomètre de 15 k Ω linéaire et remplacez les résistances de 27 k Ω et de 10 k Ω respectivement par 15 k Ω et 4,7 k Ω .

RR - 6.05-F - M. POU-REAU, 49 Maulevrier, nous demande le schéma d'un réducteur de tension stabili-

sée pour obtenir 7,5 V à partir d'un accumulateur de 12 V.

Le schéma demandé est représenté sur la figure RR - 6.05.

Pour obtenir une tension de sortie de 7,5 V, il convient d'utiliser une diode Zener DZ du type BZX 79/C 7 V 5.

A ce propos, on nous demande souvent des schémas similaires pour des tensions de 6 V ou de 9 V. Il va de soi que le schéma proprement dit ne change pas ; il suffit d'employer une diode Zener DZ en conséquence (6 ou 9 volts).

RR - 6.06 - M. Jean-Pierre FOLLEZOU, 35 Breal-sous-Montfort, nous demande conseil pour l'équipement 2^e chaîne de son téléviseur.

En premier lieu, il importe de vous assurer que le tuner UHF que vous avez acquis délivre bien les signaux MF

« son » et MF « vision » conformes aux fréquences prévues sur le téléviseur.

Pour que nous puissions vous indiquer les points de branchement, il faudrait que vous nous communiquiez le schéma du téléviseur ; si vous ne l'avez pas, il vous faut le demander à un radioélectricien de votre région dépositaire de la marque.

D'autre part, il est important de savoir si votre téléviseur tel qu'il a été conçu à l'origine, peut néanmoins fonctionner sur 625 lignes. Dans la négative, il est bien évident qu'un seul tuner UHF ne suffit pas et que de très importantes modifications sont également à effectuer par ailleurs.

RR - 6.07 - M. Jean-Pierre BROCARD, 13 Aix-en-Provence, nous demande les correspondances des transistors japonais suivants : 2 SC 369 ; 2 SC 733 ; 2 SC 871.

2 SC 369 : BC 169 C
2 SC 733 : BC 167
2 SC 871 : pas de correspondance indiquée.

RR - 6.08-F - M. MAD-CAP, 71 Montcenis, nous demande :

1) Le brochage du circuit intégré SN 72311 P ;

2) Les brochages des transistors 2N 2905, BF 244 A, BC 159, 2N 2222 et BC 109 de Ferranti ;

3) Comment mélange-t-on deux signaux ?

1) Nous n'avons pas trouvé le brochage de ce circuit intégré parmi nos documentations. Le plus simple dans de tels cas est de vous adresser directement à votre fournisseur.

2) Les brochages des transistors cités dans votre demande sont représentés sur la figure RR - 6.08.

3) Cette question est trop imprécise pour que nous puis-

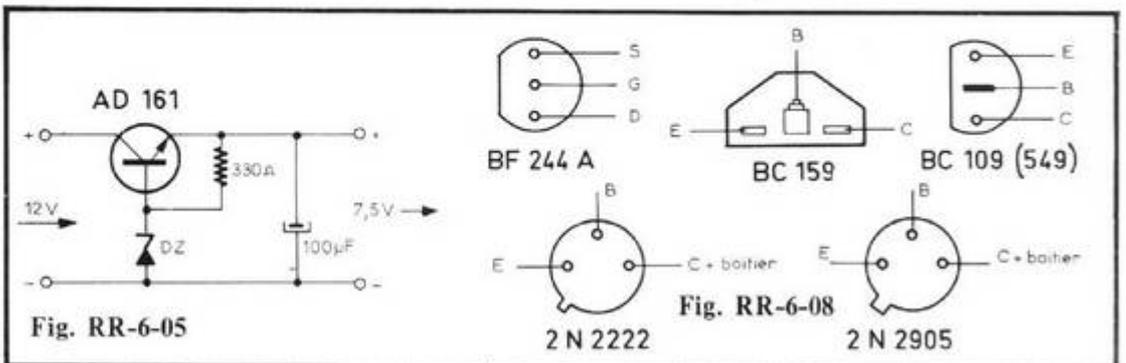


Fig. RR-6-05

Fig. RR-6-08

sions répondre valablement. Par exemple, s'agit-il de signaux BF ou de signaux HF? Les montages à mettre en œuvre sont évidemment très différents... En outre, selon le but à atteindre, le résultat à obtenir, la conception du montage peut essentiellement en dépendre.

RR - 6.09 - M. Jacques CRAMBES, quartier « Les Pessés », 13840 Rognes, recherche la nouvelle adresse du laboratoire de Physique et d'Electronique « Foster-France » (précédemment à Mauchamps dans l'Essonne).

RR - 6.10 - M. ESCAPIN, 75 Paris, nous demande des renseignements au sujet de l'émetteur-récepteur ER 40 des surplus militaires français.

A notre connaissance, la fabrication de cet appareil remonte bien à une trentaine d'années; il était construit par la compagnie Thomson-Houston.

Nous ne disposons pas du schéma de cet appareil, lequel présentement est totalement désuet et périmé, il faut bien le reconnaître! En conséquence, il ne faut pas penser pouvoir le transformer pour en sortir un émetteur-récepteur fonctionnant valablement sur la bande 27 MHz actuelle.

RR - 6.11 - F - M. Robert BERNARD, 73 Beaufort-sur-Doron, nous demande les caractéristiques et le brochage du tube cathodique pour oscilloscope type 3 JP 1.

3 JP 1: chauffage 6,3 V; 0,6 A. $V_{a1} = 400$ à 690 V; $V_{a2} = 2\ 000$ V; $V_{a3} = 4\ 000$ V; $V_{g1} = -45$ à -75 V.

Brochage: voir figure RR - 6.11.

Nous n'avons pas publié de schéma d'oscilloscope utili-

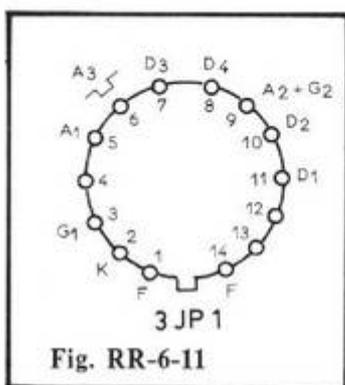


Fig. RR-6-11

sant ce tube cathodique. En effet, ce tube se prête mal à la réalisation d'un oscilloscope simple par l'amateur du fait de la nécessité d'alimenter son anode A3 de post-accélération à une tension de 4 000 V.

RR - 6.12 - M. Eric CHAMPLEBOUX, 95 Domont, sollicite des renseignements au sujet d'un montage décrit dans le numéro 1499.

Votre lettre n'est pas très claire, ni explicite... Nous supposons qu'il s'agit du montage décrit à la page 291?

Dans l'affirmative, le montage n'est pas modifiable comme vous l'entendez en ce qui concerne les commandes des gâchettes des triacs.

Quant à la réduction du nombre des canaux, le cas est précisément envisagé à la page 293, veuillez vous y reporter.

RR - 6.13 - M. Gérard NIEFERGOLD, 68 Sierentz, nous demande des renseignements complémentaires au sujet de l'horloge électronique « Digitronic » décrite dans notre numéro 1539.

Il s'agit là d'une réalisation commerciale vendue en kit, c'est-à-dire que tous les composants nécessaires sont fournis; vous n'avez donc aucun souci d'approvisionnement.

Les afficheurs sont du type classique à 7 segments comme il en existe tant sur le marché, genre CQY 84 ou similaire

(l'immatriculation variant avec le fabricant, comme à l'accoutumée !!).

Quant au pont redresseur, il s'agit là d'un pont moulé genre BY 164; mais on peut également utiliser quatre diodes séparées genre 1N 4004 ou similaire.

RR - 6.14 - M. Jacques BROUAT, 34 Ganges, nous demande des renseignements au sujet de l'utilisation, du branchement, d'un lecteur optique de cinéma à l'entrée d'un amplificateur BF.

Votre demande est toujours aussi imprécise, hélas! Si vous ne pouvez pas nous indiquer le type exact du lecteur optique utilisé dans votre projecteur, nous ne pouvons absolument pas vous renseigner sur son mode d'utilisation et son branchement. Vous devez bien comprendre que selon qu'il s'agisse (par exemple) d'une cellule photoélectrique (à vide ou à gaz nécessitant une haute tension d'alimentation) ou d'un phototransistor, le montage, l'utilisation, le branchement sont totalement différents!

RR - 6.15 - M. Jean-Marie GUONS, 62 Ligny-Thilloy, nous demande:

1) Les caractéristiques du thyristor 2N 3525 - R.C.A.

2) L'adresse en France de la firme R.C.A.

1) 2N 3525: thyristor pour opération sur 240 V. Tension inverse max: = 660 V; intensité directe: 5 A; commande de gâchette: 2 V 15 mA.

Comme type de remplacement vous pourriez utiliser le BT 151 - 600 R (de la R.T.C.); mais l'intensité de gâchette est de 25 mA.

2) Mandataire de la R.C.A. en France: Radio Equipement Antarès, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret.

RR - 6.16 - M. Gérard PAULHAC, 62 Haisnes, nous demande:

1) La fonction et le brochage du circuit intégré TAA 611;

2) Les caractéristiques des diodes: BZX 85 C; 1N 967 B; 1N 4004; 1N 4448; 1N 4744 et celles du transistor BCY 32.

1) Veuillez vous reporter au numéro 1513, page 154.

2) 1N 967 B: diode Zener 18 V, puissance dissipée max.: 400 mW.

1N 4004: diode redresseuse; tension inverse max.: 400 V; intensité directe max.: 1 A.

1N 4448: diode de commutation; tension inverse max.: 100 V; I_f : 10 mA; temps de recouvrement: 4 ns.

1N 4744: diode Zener 15 V; puissance dissipée max.: 1 W.

BCY 32: PNP silicium; V_{cb} : 64 V; V_{ce} : 64 V; V_{eb} : 32 V; I_c : 100 mA; P_d : 225 mW; h_{fe} : 35 à $I_c = 20$ mA.

Pas de renseignements concernant la diode BZX 85 C.

RR - 6.17-F - M. ADJOU MOKHTAR, Bouira (Algérie), nous demande les caractéristiques et les brochages de divers semiconducteurs.

BDY 56: NPN silicium; I_c max: 15 A; I_b max: 7 A; V_{cb} : 180 V; V_{eb} : 7 V; V_{ce} : 120 V; h_{fe} : 20 à 70 pour $I_c = 4$ A.

Brochage: voir figure RR - 6.17.

Nous n'avons trouvé aucun renseignement concernant les circuits intégrés cités dans votre lettre.

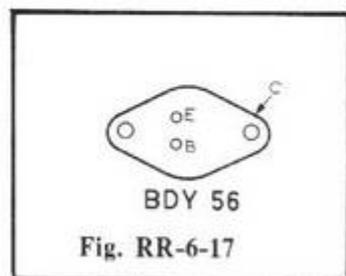


Fig. RR-6-17

RR - 6.18 - M. SYLVAIN, 30 Molières-sur-Ceze, nous demande :

- 1) Où trouver du fil pour bobinage ?
- 2) Comment calculer un transformateur 220 V - HT ?
- 3) Où commence le danger d'électrocution pour l'homme ?

1) Vous pourriez consulter les établissements Diela, 116, avenue Daumesnil, 75012 Paris.

2) Les transformateurs sec-teurs élévateurs haute tension se calculent comme n'importe quel autre transformateur. Veuillez donc vous reporter à l'ouvrage « La Construction des Petits Transformateurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3) Lorsqu'on touche simultanément deux conducteurs non isolés d'un réseau électrique, ou même lorsqu'on ne touche qu'un seul conducteur, il s'établit par le corps humain, soit entre les deux conducteurs, soit entre le conducteur et la terre, un courant plus ou moins intense. C'est l'intensité de ce courant qui est dangereuse.

La valeur de ce courant est évidemment fonction de la résistance électrique opposée par le corps humain, ainsi que de la différence de potentiel présente. Le corps humain naturellement très aqueux est bon conducteur de l'électricité ; seule la peau bien sèche est relativement isolante. L'électrocution peut être mortelle, même sous une faible tension électrique, lorsque la surface par où pénètre le cou-

rant est large et peu résistance (main ou pied mouillé par exemple).

On ne peut donc pas dire que le danger commence à partir de telle tension. Cela dépend de la valeur de la résistance de contact (de laquelle dépend l'intensité) ; cela peut dépendre aussi en grande partie de l'état de santé de l'individu soumis au choc électrique.

RR - 6.19-F - M. Robert BALZAC, 75 Paris, désire connaître les caractéristiques du module basse fréquence BF 30, ainsi qu'un schéma d'utilisation.

BF 30 : puissance de sortie max : 10 W ; réponse 10 à 30 000 Hz à - 3 dB ; température max. : 55 °C ; alimentation 24 V (+ à la masse) ; 17 mA sans signal ; 600 mA à la puissance maximale.

Pour sortie 0,5 W : impédance d'entrée : 2,8 k Ω ; sensibilité : 13,5 mV ; gain en puissance : 68 dB ; distorsion : 0,25 %.

Sensibilité pour 10 W : 60 mV ; niveau de bruit ramené à l'entrée : 4,5 μ V ; distorsion à 10 W : 0,4 % . Impédance de charge : 5 Ω .

Schéma d'utilisation, voir figure RR - 6.19.

Un réglage des aiguës peut être ajouté en montant un potentiomètre de 50 k Ω connecté en résistance variable entre la première cosse de gauche et la masse.

$C_1 = C_2 = 3\ 000\ \mu$ F minimum.

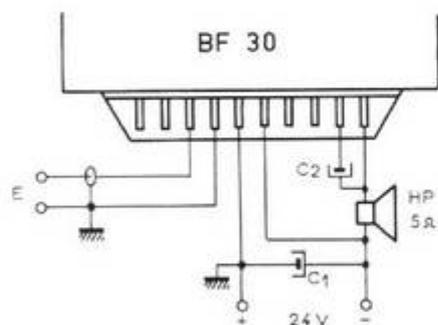


Fig. RR-6-19



tout le monde devrait avoir lu ce petit livre gratuit

Surprenantes révélations sur une méthode très simple pour guérir votre timidité, développer votre mémoire et réussir dans la vie.

Ce n'est pas juste : vous valez 10 fois mieux que tel de vos amis qui "n'a pas inventé la poudre", et pourtant gagne beaucoup d'argent sans se tuer à la tâche ; que tel autre, assez insignifiant, qui cependant jouit d'une inexplicable considération de la part de tous ceux qui l'entourent. Qui faut-il accuser ? La société dans laquelle nous vivons ? Ou vous-même qui ne savez pas tirer parti des dons cachés que vous avez en vous ?

Vous le savez : la plupart d'entre nous n'utilisent que le centième à peine de leurs facultés. Nous ne savons pas nous servir de notre mémoire. Ou bien nous sommes paralysés par une timidité qui nous condamne à végéter. Et nous nous encroûtons dans nos tabous, nos habitudes de pensée désuètes, nos complexes aberrants, notre manque de confiance en nous.

Alors, qui que vous soyez, homme ou femme, si vous en avez assez de faire du surplace, si vous voulez savoir comment acquérir la maîtrise de vous-même, une mémoire étonnante, un esprit juste et pénétrant, une volonté robuste, une imagination fertile, une personnalité forte qui dégage de la sympathie et un ascendant irrésistible sur ceux ou celles qui vous entourent, demandez à recevoir le petit livre de Borg : "Les lois éternelles du succès."

Absolument gratuit, il est envoyé à qui en fait la demande et constitue une remarquable introduction à la méthode mise au point par le célèbre psychologue C.W. Borg dans le but d'aider les milliers de personnes de tout âge et de toute condition qui recherchent le moyen de se réaliser et de parvenir au bonheur.

BON GRATUIT

pour recevoir "LES LOIS ETERNELLES DU SUCCES"
Découpez ou recopiez ce bon et envoyez-le à :
 C.W. BORG, chez AUBANEL, 6, place Saint-Pierre,
 84028 Avignon. Vous recevrez le livre sous pli fermé et sans
 aucun engagement d'aucune sorte.

NOM PRENOM
 N° RUE
 CODE POSTAL VILLE
 AGE PROFESSION

EMISSION : connaissance de la classe C

Le dernier étage d'un émetteur a pour mission de fournir une puissance à l'antenne émettrice, avec le maximum de rendement et le maximum de pureté. Sous cette bien anodine proposition se cachent bien des difficultés que le technicien doit savoir résoudre, en choisissant le meilleur compromis possible.

Cela passe par la connaissance de la « classe C », théorie par laquelle il est possible de tirer de la puissance d'un transistor ou d'un tube électronique et sans laquelle le compromis cité plus haut n'est pas possible.

On ne s'étonnera pas, en effet, de voir utiliser toujours, de nos jours, des lampes de radio, mais c'est encore le meilleur moyen d'obtenir en HF de la puissance à bon compte.

PROBLÈMES POSÉS PAR L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Le processus d'amplification de puissance HF passe par les problèmes suivants :
— adaptation à une faible impédance (cas d'une antenne rayonnante)

- rendement élevé en puissance
- éventuellement, mise en évidence d'une composante harmonique (cas des étages doubleurs, tripleurs, etc.)
- accord sur une bande de fréquence réduite (pureté de l'onde émise)
- réjection des fréquences indésirables.

L'ensemble de ces propriétés débouche sur un schéma synoptique évident (fig. 1) où nous avons séparé, sous forme de bloc diagramme, les différentes parties des circuits.

DESCRIPTION DU SCHÉMA DE BASE

Le circuit d'adaptation pour fonction essentielle de séparer l'antenne — qui est à basse impédance — du circuit sélectif. Ceci sous-entend un minimum d'amortissement du circuit accordé, faute de quoi la bande de fréquence amplifiée s'avère trop grande et risque d'englober des composantes nuisibles ou des harmoniques du signal HF que le

circuit de réjection ne parvient pas à éliminer (fig. 2).

L'amplificateur fournit une puissance P_o mais nécessite une puissance d'alimentation supérieure

$$P_{AL} = \frac{1}{\eta} P_o$$

η étant le rendement en puissance de l'étage.

Le circuit d'entrée permet la liaison aux étages précédents sans qu'il y ait d'incidence sur leur fonctionnement. Cette séparation se justifie par le fait que le transistor consomme de l'énergie sur sa

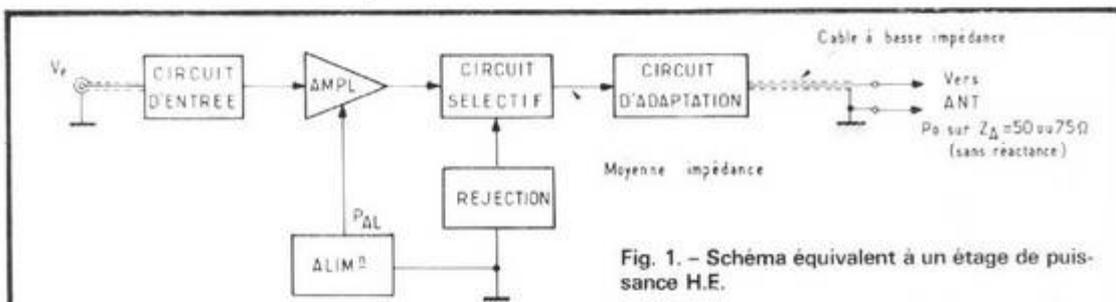


Fig. 1. - Schéma équivalent à un étage de puissance H.E.

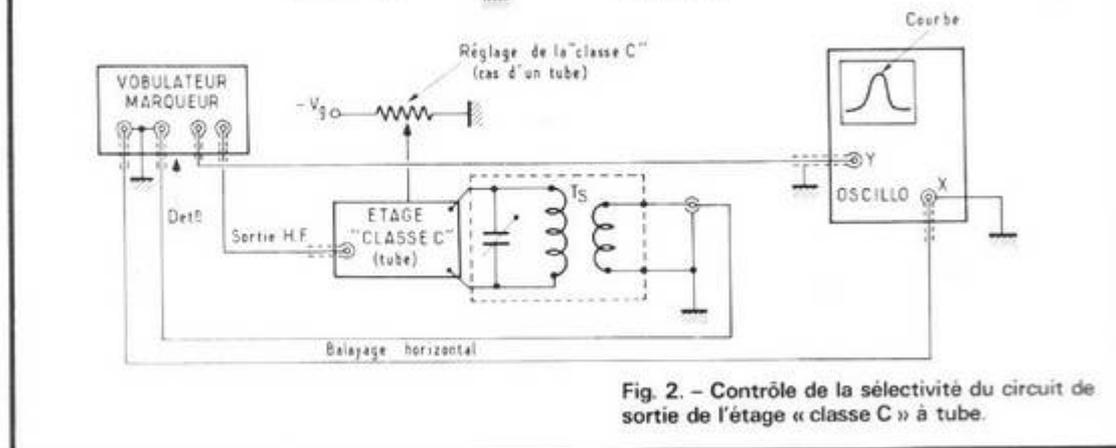


Fig. 2. - Contrôle de la sélectivité du circuit de sortie de l'étage « classe C » à tube.

base et le tube, également, par suite du courant grillé. A cause de la classe C, nous le verrons, cette consommation n'est pas constante en fonction du temps et n'apparaît que sur les crêtes des alternances positives.

Par ailleurs, l'entrée et la liaison aux étages précédents se font toujours à basse impédance; le circuit d'entrée a donc un double but: l'adaptation d'impédance et la séparation entre étages. L'ensemble des conditions qu'il faut remplir conduit à choisir un amplificateur spécial bloqué en absence de signal; son point de repos est, en effet, placé dans une région de conduction inverse pour le transistor ou au-delà du cut-off pour les tubes électroniques: c'est la classe C.

En plaçant le point de repos juste à la limite de conduction de l'étage, on obtient la classe B. C'est souvent cette classe qui est retenue pour les transistors que l'on veut faire fonctionner sans mise au point particulière. Le courant que met en évidence le tube ou le transistor n'est donc pas sinusoïdal (fig. 4), mais se présente sous la forme d'impulsions de courant ou de crêtes de sinusoïdes. Ceci n'est pas gênant car tout signal périodique non sinusoïdal recèle, en substance, une fréquence pure égale à celle de la récurrence et une série d'harmoniques.

En effet, pour créer une onde HF, point n'est besoin d'attaquer un circuit accordé au moyen d'une onde pure mais par un signal périodique (alternances ou portion d'alternances ou, même, impulsions). Le circuit s'accordant sur la fondamentale, s'il est très sélectif, il reconstitue une onde pure.

Mais, en fait, si l'on observe la réponse réelle d'un étage, ce, au moyen du banc de vobulation de la figure 2 utilisé lorsqu'on polarise normalement l'étage en classe A, on risque de ne pas atténuer suffisamment les harmoniques: voir, figure 3, l'harmonique 2 dont l'atténuation est infé-

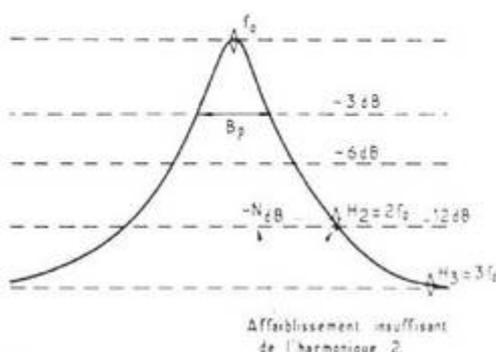


Fig. 3. - Exemple de courbe de réponse du circuit de sortie.

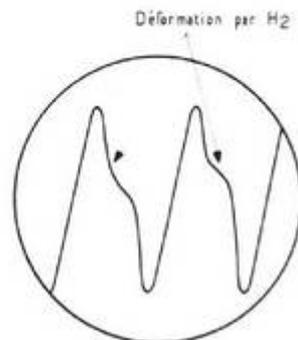


Fig. 4. - Oscillogramme d'un signal H.F. affecté par une harmonique 2.

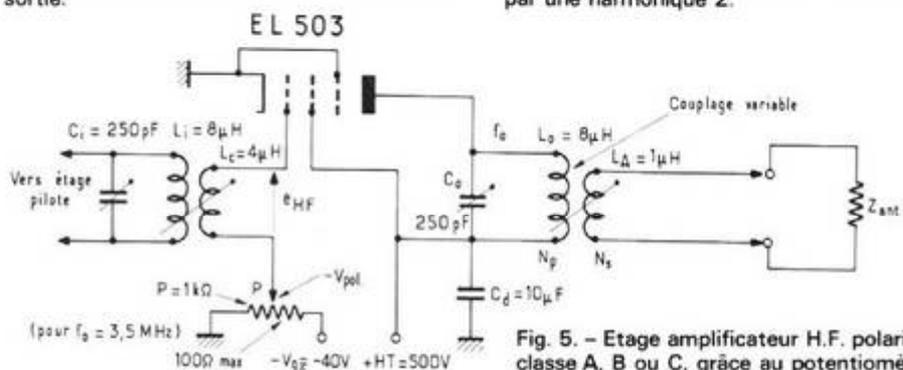


Fig. 5. - Etage amplificateur H.F. polarisable en classe A, B ou C, grâce au potentiomètre P.

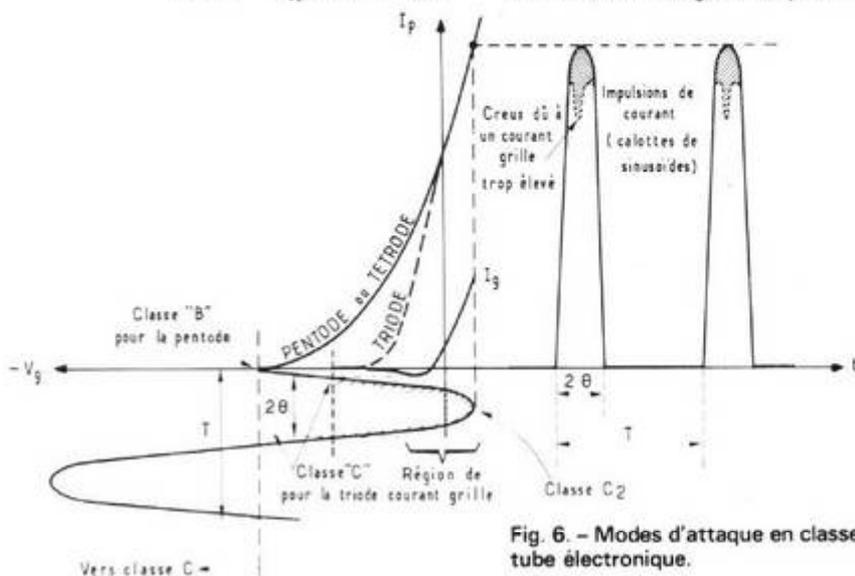


Fig. 6. - Modes d'attaque en classe B ou C d'un tube électronique.

rieure à 12 dB. Le signal résultant risque alors d'être déformé (fig. 4) par composition de l'harmonique 2 avec la fondamentale. Pour éviter cela on ajoute, souvent, dans le circuit de sortie des réjecteurs qui suppriment les harmoniques 2 et 3.

Cette précaution indispensable évite à l'émetteur de rayonner sur une fréquence double de la principale et d'encombrer inutilement la gamme de fréquences allouées, par des interférences inopportunes.

MONTAGE À TUBE ÉLECTRONIQUE

En émission, il est toujours justifié d'employer une lampe (fig. 5) que l'on débloque pour les pointes de tension e_{HF} .

La polarisation est donc importante et l'attaque se trouve conditionnée en niveau jusqu'à ce qu'apparaisse un courant grille. Ce courant grille est lui-même dosé de telle sorte que le rendement énergétique de l'anode ne

tombe pas en dessous de ce que permet une attaque sous courant grille et avec la meilleure polarisation que permet la forme de la caractéristique I_p/V_g (fig. 6).

Il se produit, en effet, une déformation du courant anodique en fonction de la courbure de la caractéristique et la composition du spectre diffère assez sensiblement selon le point de repos choisi: une mise au point est donc souhaitable pour obtenir la plus grande proportion de fondamentale ou d'harmoniques.

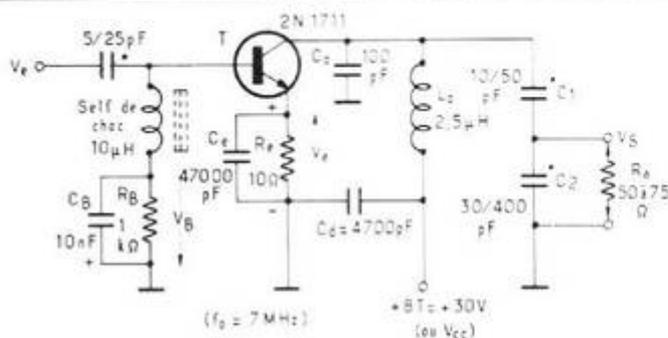


Fig. 7. - Schéma de base d'un étage « classe C » à transistor (driver).

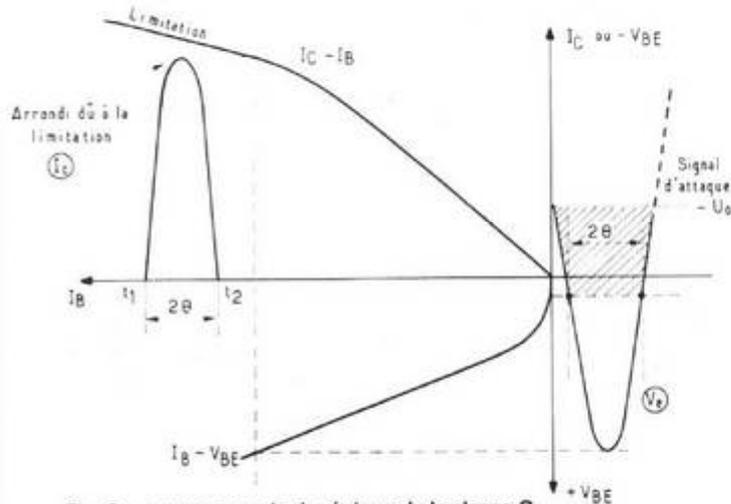


Fig. 9. - autre exemple de réglage de la classe C. R_H varie selon le type de transistor T.

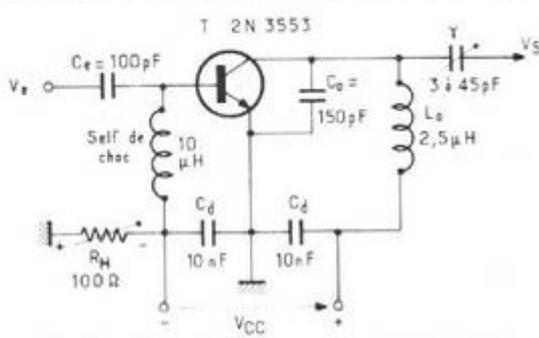


Fig. 8. - Mode d'attaque en classe C d'un transistor.

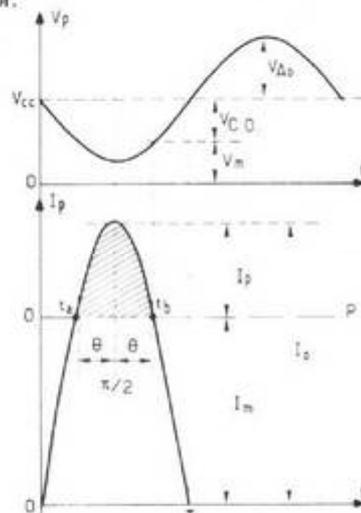


Fig. 10. - Analyse des signaux délivrés par un étage « classe C ».

Une attaque trop grande peut, notamment, creuser l'alternance et modifier les composantes ci-dessus de façon imprévisible.

On choisit donc soit un tube pentode (ou une tétrode) soit un tube triode et l'on déplace l'attaque de la classe B (pied de la caractéristique) à la classe C ou à la C_2 (avec courant grille). Signalons que le tube triode n'est utilisé qu'en push-pull, ceci afin de faciliter le neutrodynage des capacités inter-électrodes.

Hormis ces précautions, aucune règle ne justifie l'emploi de l'une ou l'autre de ces lampes pour la création d'une porteuse non modulée. Par contre, si l'attaque de l'étage se fait au moyen d'un signal modulé, on choisira le tube triode, à cause de la linéarité de sa caractéristique.

Pour favoriser des harmoniques, on peut faire appel au tube pentode : sa non-linéarité (courbe parabolique : voir figure 6) peut justifier la créa-

tion de composantes nettement supérieures : jusqu'à l'harmonique 10 avec un rendement faible, toutefois...

Une caractéristique de triode permet, néanmoins, la création d'harmoniques : il suffit, pour ce faire, de doser judicieusement l'angle d'ouverture 2θ (voir fig. 6) et d'accorder le circuit d'anode sur l'harmonique souhaitée. La théorie de la classe C permet d'expliquer ce phénomène.

MONTAGE À TRANSISTOR

Le montage à transistor diffère par la forme et par les usages. Toutefois, le principe de la classe C est conservé car le transistor est bloqué, au repos, par l'autopolarisation

$$U_0 = V_B + V_C$$

créé par les circuits de base $R_B C_B$ et d'émetteur $R_C C_C$.

Cette tension résulte, en fait, de la valeur moyenne intégrée par les condensateurs et n'existe que lorsque l'étage est attaqué ; elle dépend directement de l'amplitude du signal d'attaque, lequel réagit également sur l'amplitude des impulsions de courant recombinaison pendant l'intervalle de temps

$$t_2 - t_1 = 2\theta$$

La construction de la figure 8 explique le fonctionnement de l'étage : un signal d'attaque V_C déblocage périodiquement le transistor qui ne supporte pas d'alimentation sur sa base ; il s'en suit des pointes de courant de base et des crêtes d'alternances dans le circuit collecteur/émetteur ; l'un et l'autre justifient l'apparition des tensions accumulées par C_B et C_C et la valeur moyenne U_0 qui décale la tension d'attaque et diffère l'apparition du courant collecteur. L'estimation de U_0 s'avère très délicate car toutes les grandeurs énon-

cées réagissent les unes sur les autres.

En général, on ajuste la tension U_0 au moyen d'un seul potentiomètre soit que celui-ci est situé en R_B , soit qu'il est figuré par R_C , soit, enfin, qu'on utilise une source auxiliaire.

Dans le montage de la figure 9, c'est le retour de courant qui bloque le transistor. R_A permet de régler le niveau de la classe C. A noter qu'à cause de la courbure de la caractéristique I_B/V_{BE} , il n'est pas facile d'obtenir la classe B, à moins de disposer une source positive.

THÉORIE DE LA CLASSE C

La classe B étant un cas particulier de la classe C, nous entreprendrons directement la théorie de cette classe pour laquelle le courant traversant le circuit accordé de charge est

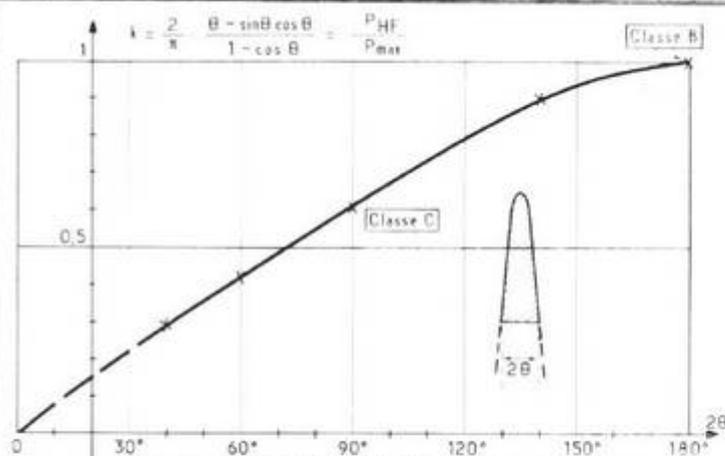


Fig. 11. - Variation relative obtenue par la classe C par rapport à celle maximale fournie par la classe B.

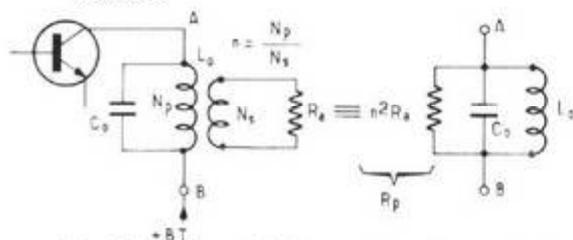


Fig. 13. - Mise en évidence de la résistance où est consommée l'énergie amplifiée par l'étage amplificateur classe B ou C.

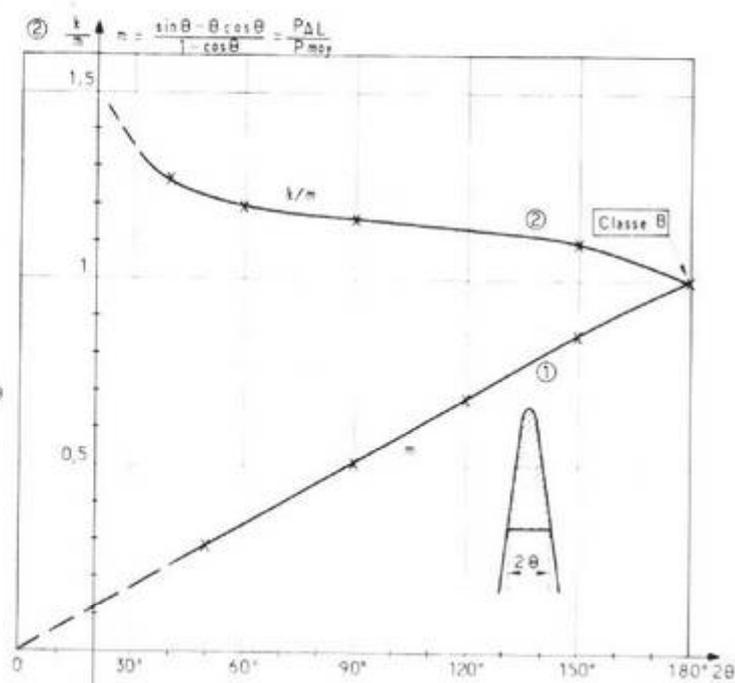


Fig. 12. - Courbe du facteur corrigeant la puissance moyenne consommée en classe B ($m = 1$) pour avoir celle obtenue en classe C et courbe du correctif de rendement.

une alternance de sinusoïde tronquée par le bas.

La tension aux bornes du circuit accordé est supposée sinusoïdale. Comme il s'agit d'une tension anodique (tube) ou de collecteur (transistor), elle est maximale lorsque I est minimum et vice-versa. Celui-ci n'existe, en effet, qu'entre les temps t_a et t_b car la conduction est différée (fig. 10).

On met donc en évidence ce qu'on appelle l'angle « d'ouverture 2θ » qui va nous permettre de calculer les expressions des tensions et courants recueillis sur le circuit accordé.

La figure 10 donne le détail des expressions nécessaires aux calculs. Notamment, la calotte de sinusoïde n'est définie qu'entre t_a et t_b , ce qui signifie qu'elle résulte de la différence existant entre l'expression sinusoïdale $I_0 \sin \omega t$ et le niveau OP, passant par les temps ci-dessus; ce niveau est égal à $I_m = I_0 \cos \theta$, d'où :

$$I_0 = I_p / (1 - \cos \theta)$$

et, en valeur instantanée,

$$i_p = I_0 \sin \omega t - I_m$$

En remplaçant I_0 et I_m par leurs valeurs équivalentes, on aboutit à une formule (tableau A) qui n'est définie qu'entre t_a et t_b mais qui va permettre de calculer la valeur moyenne sur une période complète.

PUISSANCE HF RECUEILLIE

Les composantes « courant » et « tension » sont mises en évidence par le circuit accordé d'anode ou de collecteur qui, par principe, présente une sélectivité suffisamment grande pour ne recueillir que la fondamentale. C'est à ce prix que la tension d'anode ou de collecteur reste sinusoïdale dans la convention de la figure 10.

La puissance recueillie aux bornes du circuit accordé résulte du produit $v_p \times i_p$, expressions instantanées de la tension et du courant (voir tableau A).

Comme ces expressions ne sont valables qu'entre les limites t_a et t_b , il faut faire une inté-

gration de $\pi/2 - \theta$ à $\pi/2$ répartie sur π . On aboutit, ainsi, à la formule :

$$P_{HF} = k \frac{V_{Ao} \cdot I_p}{4} = k \cdot P_{max}$$

avec P_{max} , la puissance qu'on obtient quand l'angle d'ouverture 2θ est égal à 180° , c'est-à-dire pour la classe B.

Dans ces conditions, $k = 1$. Dès lors que l'angle d'ouverture diminue, le coefficient k décroît selon la courbe de la figure 11. Cela signifie que la puissance recueillie descend progressivement à mesure que l'angle d'ouverture décroît. Il est évident que lorsque cet angle s'annule, la puissance recueillie disparaît.

Il est important de connaître la variation de k afin de justifier la puissance obtenue de l'étage lorsque $2\theta < 180^\circ$.

PUISSANCE D'ALIMENTATION

Le rendement d'un étage de puissance est une notion des plus importantes car elle permet de juger directement de

son intérêt. Toutefois, ce paramètre ne peut être déterminé qu'en calculant la puissance empruntée à la source lorsque l'étage fournit la puissance HF.

Ladite source V_{CC} débite une intensité moyenne « $i_{p moy}$ » qui résulte de l'intégration de i_p dans l'intervalle « $t_a - t_b$ » (voir tableau A). On aboutit ainsi à une expression qui met en évidence la puissance d'alimentation nécessaire pour la classe B et un coefficient m qui dépend de l'angle d'ouverture 2θ . La courbe de la figure 12 exprime la variation de ce paramètre dans :

$$P_{Al} = m \cdot \frac{V_{CC} I_p}{\pi} = m \cdot P_{moy}$$

RENDEMENT ÉNERGÉTIQUE

En effectuant le rapport P_{HF}/P_{Al} à partir des formules précédentes, on obtient le rendement souhaité :

$$\eta = \frac{V_{Ao}}{V_{CC}} \cdot \frac{k}{m} \cdot \frac{\pi}{4}$$

Cette formule est très importante car elle montre que l'angle d'ouverture « 2θ » réagit sur le rendement ainsi que le rapport

$$\frac{\text{tension HF}}{\text{tension d'alimentation}}$$

A la limite, pour une attaque maximale, il n'est pas possible de faire dépasser V_{Ao} de V_{CC} ; le rapport V_{Ao}/V_{CC} tend donc vers 1.

Pour $2\theta = 180^\circ$ (cas de la classe B), le rapport k/m est, aussi, égal à 1. Il reste alors :

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78,6\%$$

Par contre, si 2θ tombe à des valeurs assez faibles le rapport k/m devient supérieur à 1 (voir fig. 2). Ainsi, en théorie, pour un angle d'ouverture de $2\theta \neq 40^\circ$, le produit

$$\frac{k}{m} \times \frac{\pi}{4}$$

devient égal à 1, ce qui signifie que le rendement peut atteindre 100%. Cette intéressante conclusion peut justifier le fait que la puissance de sortie tombe à 0,32 fois ce que peut donner l'étage fonctionnant en classe B.

CHARGE ÉQUIVALENTE

L'énergie amplifiée est dérivée puis consommée par l'antenne de résistance de rayonnement égale à R_a . Par l'intermédiaire du système d'adaptation ou bien, grâce au transformateur accordé L_o , de $n = N_p/N_s$, de rapport, faisant suite au transistor ou au tube de sortie, la charge utile, c'est-à-dire l'antenne, est équivalente à une résistance R_p aux bornes de $L_o C_o$.

On suppose que l'amortissement dû à la bobine est négligeable devant celui de R_p . C'est cette résistance qui met en évidence v_p pour le transistor et i_p pour le tube. Pour l'un et l'autre, il apparaîtra donc une puissance inversement proportionnelle à R_p :

$$P_{HF} = \frac{V_{Ao}^2}{2 R_p}$$

Le chiffre 2 permet le passage de la valeur de crête à la valeur efficace.

Si l'on prend pour P_{HF} la puissance calculée pour la classe C, on obtiendra la valeur optimale de la charge à conditionner aux bornes de $L_o C_o$:

$$R_p = \frac{V_{Ao}^2}{2 P_{HF}}$$

En remplaçant P_{HF} par la valeur calculée ci-dessus, on aboutit à la relation :

$$R_p = \frac{2 V_{Ao}}{I_p} \cdot n$$

« n » est un facteur correctif dont la variation est donnée, par la figure 14, en fonction de l'angle d'ouverture 2θ .

On constate que la charge peut être d'autant plus grande que l'angle d'ouverture est faible. Le rapport $2 V_{Ao}/I_p$ correspond à la résistance de charge lorsque l'étage fonctionne en classe B.

MISE EN APPLICATION DE LA THÉORIE

Toutes les formules énoncées ci-dessus n'ont de signification que si l'on connaît V_{Ao} , I_p et l'angle d'ouverture. On peut admettre que l'attaque de l'étage est suffisamment vigoureuse pour que l'on atteigne environ V_{CC} pour V_{Ao} ; c'est le cas pour les transistors.

Pour les tubes, à moins qu'on ne tolère un fort courant grille, on peut recueillir jusqu'à 80% de V_{Ao} . I_p dépend de l'attaque, donc de la polarisation - V_{g0} pour les tubes ou de l'autopolarisation pour les transistors. Toutefois, pour que l'équilibre soit complet, I_p doit aussi vérifier la relation :

$$I_p = \frac{2 V_{Ao}}{R_p} n$$

R_p est alors donné par la charge. On entrevoit le compromis : la polarisation, et l'attaque agissent sur l'angle d'ouverture et l'amplitude, le couplage « antenne-circuit accordé » sur la résistance de charge et, celle-ci, sur le courant de crête.

Le contrôle de la mise au point peut se faire en observant les impulsions de courant fournies par le tube (voir exemple de la figure 15) au moyen d'un oscilloscope branché sur une résistance de faible valeur placée dans le circuit collecteur ou le retour de cathode. Quant à l'amortissement R_p , il est dosé en couplant plus ou moins l'inductance d'antenne au circuit accordé de sortie.

Prenons pour exemple de calcul le cas de l'étage push-pull de la figure 15. On a affaire à un tube 6 J 6 neutro-

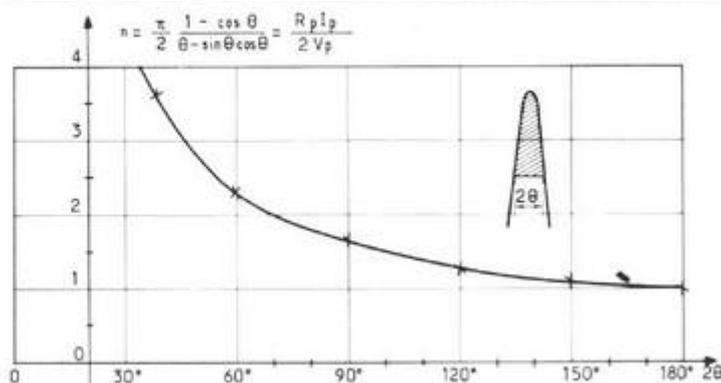


Fig. 14. - Coefficient qui définit la résistance optimale à prévoir sur le circuit accordé de charge d'un amplificateur classe C.

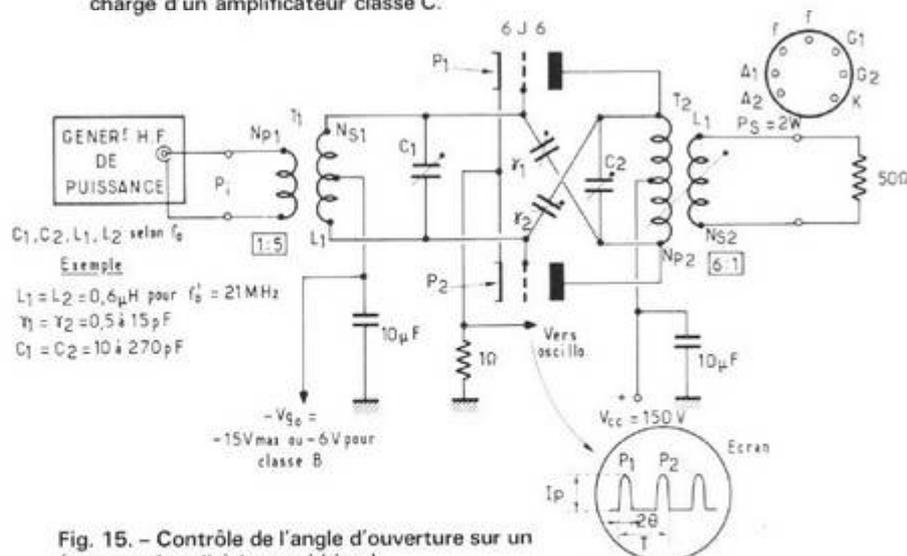


Fig. 15. - Contrôle de l'angle d'ouverture sur un étage push-pull à lampe (driver).

dyne par γ_1 et γ_2 et alimenté en 150 V.

En observant les caractéristiques, on relève :

$$V_{\text{CUT OFF}} = -6 \text{ V (pour 150 V)}$$

En choisissant $-V_{g_0} = -8 \text{ V}$ et une attaque $e_{\text{HF}} = 10 \text{ V max}$, ce qui suppose une grille positive de 2 V, l'angle d'ouverture se calcule en observant les figures 6 et 10 et en consultant le tableau A.

Le « cut-off » définit, en effet, l'angle d'ouverture sur le signal de grille tout comme si l'on observait le courant anodique :

$$I_0 = e_{\text{HF max}}$$

$$I_p = e_{\text{HF max}} - V_{\text{CUT OFF}}$$

$$I_m = V_{g_0} - V_{\text{CUT OFF}}$$

On a donc :

$$\cos \theta = \frac{I_m}{I_0} = \frac{V_{g_0} - V_{\text{CUT OFF}}}{e_{\text{HF max}}}$$

Soit :

$$\cos \theta = \frac{8 - 6}{10} = 0,2$$

... et un angle d'ouverture $2\theta = 157^\circ$.

Nanti de cet angle, on peut obtenir les divers coefficients suivants :

$$k \neq 0,95$$

$$m \neq 0,88$$

$$k/m \neq 1,08$$

$$n \neq 1,04$$

... et calculer les puissances en jeu dans l'étage, dès lors qu'on aura pu apprécier I_p à partir de la charge. Ceci ne pourra se faire qu'en respectant la sélectivité de l'étage à la fréquence considérée.

Admettons, pour commencer, la convention relative à $V_{A_0} = \approx 80\%$ de V_{CC} .

Ensuite, reportons-nous à la figure 16 qui nous définira l'excursion de courant I_p ; soit, par conséquent :

$$V_{A_0} = 120 \text{ V}$$

$$I_p = 35 \text{ mA}$$

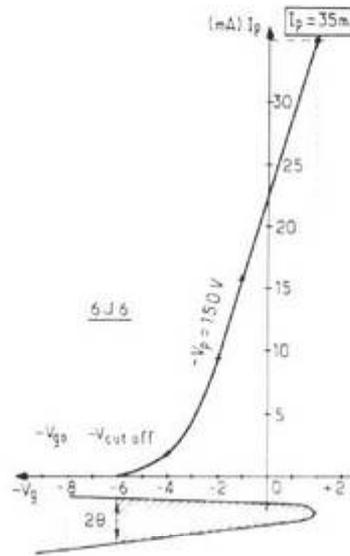


Fig. 16. - Exemple d'attaque du tube « 6 J 6 » polarisé en classe B.

Avec l'angle d'ouverture choisi, on obtiendra :

$$P_{\text{HF}} = k \frac{V_{A_0} \cdot I_p}{4} \\ = 0,95 \frac{120 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{4} \neq 1 \text{ W}$$

$$P_{\text{AL}} = m \frac{V_a I_p}{\pi} \\ = 0,88 \frac{150 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{\pi} \neq 1,47 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_{\text{HF}}}{P_{\text{AL}}} = 68 \%$$

Ces puissances et ce rendement seront développés quand la charge R_p atteindra la valeur :

$$R_p = \frac{2 V_{A_0} n}{I_p} \\ = \frac{2 \cdot 120 \cdot 1,04}{35 \cdot 10^{-3}} = 7,13 \text{ k}\Omega$$

Si nous accordons l'étage sur 21 MHz avec une capacité de 100 pF le coefficient de qualité s'élèvera à :

$$Q = R_p C_w \\ = 7130 \cdot 10^{-10} \cdot 2 \pi \cdot 21 \cdot 10^6 = 94$$

Vérifions si l'affaiblissement de la composante harmonique 2 est suffisant. La formule de sélectivité

EXPRESSIONS DES SIGNAUX EN PRÉSENCE

TABLEAU A

I	$V_p = V_{CC} + V_{A_0} \sin(\omega t + \pi)$ $I_p = I_0 (1 - \cos \theta)$ $I_m = I_0 \cos \theta$
II	$i_p = I_p \cdot \left[\frac{\sin \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} \right]^{1b}$ $V_p = -V_{A_0} [\sin \omega t]^{1b}$

$S = \sqrt{1 + x^2}$ peut s'assimiler à x quand S est grand, d'où

$$S \neq \mu Q_0$$

$$\text{avec } \mu = \frac{H_2}{I_0} - \frac{f}{H_2} = 1,5$$

D'où : $S = 1,5 \times 94 = 141$
soit 43 dB

Ce résultat pourra être jugé satisfaisant ; néanmoins, on devra ajouter un réjecteur sur 42 MHz dans la liaison à l'antenne pour être dans les normes des émetteurs du commerce.

Notons que le résultat en puissance a été calculé pour 1

tube, il faut donc multiplier par 2 les chiffres trouvés.

Les tubes dissipent $P_{\text{AL}} - P_{\text{HF}} = 0,47 \text{ W}$, ce qui se trouve être le tiers, environ, de ce que la 6 J 6 est capable de dissiper.

En augmentant V_{CC} et l'attaque, on peut sans problème atteindre 3 Watts HF. Le montage proposé figure 15 est donc, selon les usages, un driver ou un étage de sortie.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

Prochainement : « Applications de la classe C ».