7f
356 PAGES
LI[e] ANNÉE - N° 1587 - DU 10 FÉVRIER 1977

LE HAUT-PARLEUR

ISSN 0337-1883

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **BANCS D'ESSAI** : LE MAGNÉTOPHONE PORTATIF NAGRA-E ■ LA CHAINE COMPACTE GRUNDIG RPC 500 ■ LE MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE AOIP MULTI 1000 ■

■ **RÉALISEZ** : UN ALLUMAGE ÉLECTRONIQUE TRANSISTORISÉ POUR MOTEUR A ESSENCE ■ CHAMBRE D'ÉCHO ET AUTRES EFFETS STATIQUES ■

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

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

FRANCE	**140 F**
ÉTRANGER	**205 F**

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

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

sommaire

Exemplaire complet

Page

B.F. – Technique Générale – HiFi

- Le magnétophone portatif **NAGRA – E** 120
- La chaîne compacte **GRUNDIG RPC 500** 244
- Application de l'amplificateur BF TDA 1037 260

Radio – T.V. – Technique Générale

- Qu'est-ce qu'un téléviseur 232

Electronique Technique Générale

- La nouvelle technologie des composants 147
- Datathèque du transistor 152
- A.B.C. – Tonaliseurs égaliseurs graphiques et synthétiseurs 173
- Sachons utiliser notre oscilloscope 227
- Petits montages électroniques 235
- Les lasers : Optoliaisons : Les modulateurs intégrés 240

Réalisations

- Réalisez une chambre d'écho (1re partie) 129
- Un disjoncteur automatique universel 138
- Réalisation d'un allumage transistorisé pour moteur à essence 142
- Un multimètre numérique original et économique 195
- Visualisation sur téléviseur : Mémoire pour générateur de caractères 203
- Réalisez un minilabo (2e partie) 210
- Réalisez un affichage multiplex... sans multiplexeur 220

Mesure Service

- Le multimètre numérique **Multi 1000 AOIP** 161
- Le testeur de circuits intégrés **METRIX TX 910 A** 166

Journal des O.M.

- Une antenne directive 3 éléments, 3 bandes 14, 21, 28 MHz en kit 275

Divers

- Info-Nouveautés 115
- Sélection de chaînes HiFi 266
- Courrier technique 269
- Petites annonces 281

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

Copyright – 1977
Société des Publications radioélectriques et scientifiques

Dépôt légal 1er trimestre 77
N° éditeur : 338
Distribué par « Transport Presse »

OJD DIFFUSION CONTRÔLÉE 1975
Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO A ÉTÉ TIRÉ A **130 000** EXEMPLAIRES

Composition ALGAPRINT, 8, rue Monte Cristo, 75020 Paris.

Kits Wharfedale XP.

pour enceintes acoustiques

DENTON	2 XP KIT	25 Watts	Prix : 180,00 F t.t.c
LINTON	3 XP KIT	30 Watts	Prix : 314,00 F t.t.c
GLENDALE	3 XP KIT	40 Watts	Prix : 388,00 F t.t.c

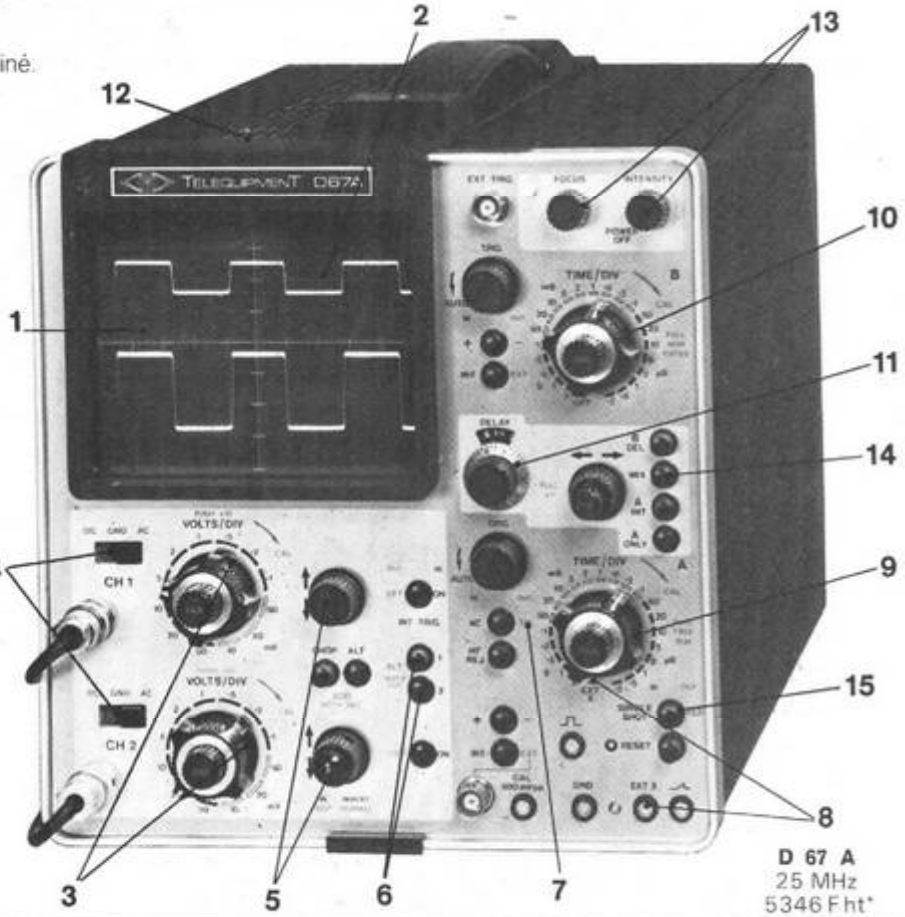
WHARFEDALE

Demandez les "Wharfedale Kits" chez votre spécialiste.

RANK HAUTE FIDELITE

Telequipment: 22 oscilloscopes économiques garantis par Tektronix

1 Grand écran : 8 x 10 cm à réticule illuminé.
2 Bande passante de 0 (DC) à 25 MHz
3 Sensibilité : de 1 mV à 15 MHz, 10 mV à 50 V à 25 MHz.
4 Sélection du mode d'entrée alterné ou continu.
5 Position sur toute la valeur de l'écran des deux signaux. Possibilité de recouvrement pour comparaison.
6 Choix du déclenchement aisé : voie 1 - voie 2 ou alterné.
7 Déclenchement TV aisé.
8 Possibilité de visualisation X-Y.
9 Base de temps principale : 40 ns/div. à 2 s/div.
10 Deuxième base de temps permettant de faire loupe électronique sur une partie du signal.
11 Réglage fin de la loupe électronique.
12 Ligne à retard permettant de visualiser aisément les fronts de montée de tous les signaux.
13 Réglage aisé pour avoir une trace fine et brillante.
14 Balayage mixé des bases de temps.
15 Possibilité de balayage unique.



D 67 A
25 MHz
5346 F ht*

D 61 A
2 192 F ht*

DM 64
6 519 F ht*

D 32
4 046 F ht*

D 65
3 240 F ht*

D 83
7 813 F ht*

CPV-Réa. TL 17 A

* Prix en vigueur au 1-1-77.

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes BP 13 91401 Orsay

M _____ Société _____

Fonction _____

Adresse _____

_____ Tel. _____

désire recevoir sans engagement de ma part,

☐ une documentation sur la gamme d'oscilloscopes Telequipment

☐ la visite d'un ingénieur commercial

LHP

TEKTRONIX

BP 13 91401 Orsay Tél. 907.78.27.
Centres Régionaux : Lyon Tél. (78) 76.40.03
Rennes Tél. (99) **51.21.16** - Toulouse Tél. (61) 40.24.50
Aix-en-Provence Tél. (91) 27.24.87 - Nancy Tél. (28) **96.24.98**

TELEQUIPMENT
GROUPE **TEKTRONIX**

ÉTUDES GÉNÉRALES D'ÉLECTRONIQUES ET D'AUTOMATISMES

88, RUE DE LA PORTE DE TRIVAUX - 92140 CLAMART - TÉL. 645.12.21

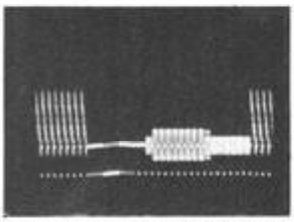
MIRES COULEUR type CM 17

OSCILLOSCOPES type CM 23

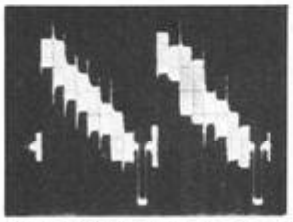
AUTRES FABRICATIONS :
Générateurs de signaux,
Mesureur de champs,
Multimètres,
Modulateurs.

documentation complète sur demande

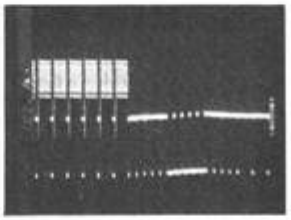
Exemples de traces observées sur votre oscilloscope CM 23 de la mire CM 17



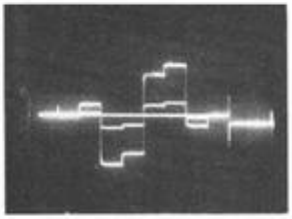
tops trames + tops identification avec synchronisation trame décalée



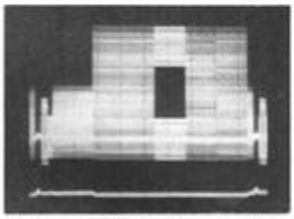
signal vidéo observé à 20 µs par cm avec séparation des lignes bleues et rouges



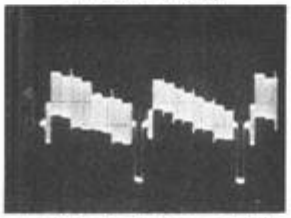
analyse des tops trames avec désentrelacement



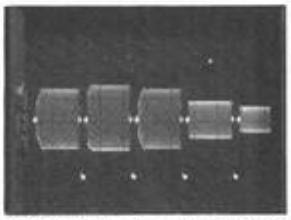
démodulation lignes rouges 75 % + 25 %



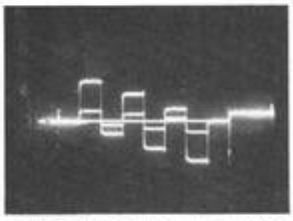
vidéo complète observée dans les mêmes conditions que ci-dessus



extraction de la sous-porteuse chrominance



trois derniers tops d'identification avec séparation lignes bleues/lignes rouges



démodulation lignes bleues 75 % + 25 %

HELIOSON

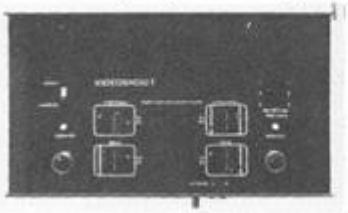
La Société Helioson vient de construire une nouvelle usine sur 2 000 m² à la zone industrielle de Villeneuve-les-Beziers.

Cette Société construit exclusivement des enceintes acoustiques françaises déjà distribuées sur le marché national de la haute fidélité.

La recherche des critères préconisés par la clientèle (dimensions, rendement, prix) a conduit très récemment à commercialiser un produit utilisant des propriétés inusitées. En effet, Helioson a déposé cette année un nouveau brevet acoustique qui sera présenté officiellement au Festival du son 1977.

VIDEOSHOOT

Videoshoot est un nouveau jeu électronique. Il se branche simplement sur l'antenne deuxième chaîne (canal 40) de votre téléviseur noir et blanc ou couleur. Deux boutons permettent de déplacer les raquettes verticalement. On peut couper la balle qui se déplacera alors en diagonale sans jamais sortir des limites horizontales du terrain. Chaque joueur dispose d'un



bouton d'engagement pour faire apparaître la balle. La vitesse de déplacement de cette balle est réglable à tout moment, permettant ainsi à chacun de régler cette vitesse en fonction de ses capacités et de ses réflexes. Chaque fois que la balle frappera la raquette ou le mur « videoshoot » fera entendre le bruit d'un coup réussi.

Il fonctionne sur 2 piles de 4,5 V qui assurent environ 20 heures de jeux minimum.

Possibilités de jeux :

1) Ping-pong : 2 joueurs.
2) Balle au mur : 1 joueur.
3) Balle au mur : 1 joueur (variante de 2).
4) Balle au mur : 2 joueurs (variante de 3).
5) Catch-ball : 2 joueurs.
6) Catch-bal : 1 joueur (variante de 5).
7) Combinaison balle au mur-catch-ball : 1 joueur.

MAGNAT LOG 900

L'enceinte LOG 900 vient compléter la série « rouge » des LOG 2000 et LOG 1000. C'est aussi une enceinte basse résonance « LRC » à 3 voies avec vu-mètre incorporé permettant de vérifier le niveau de sortie dynamique.

Bande passante : 30 - 22 000 Hz.
Puissance nominale : 75 W sinusoïdaux.
Puissance maxi : 120 W.
Puissance mini : 3,2 W.
Impédance : 4-8 Ω.
Poids : 14,5 kg.
Dimensions H x L x P : 48 x 32 x 28.
Présentations : Noyer ou anthracite (résistant à l'abrasion mat, anti-reflet).

PRODUITS NOUVEAUX DE LA FAMILLE DES MICROPROCESSEURS TMS 9900

Texas Instruments va ajouter un nouveau microprocesseur et quatre circuits périphériques à la famille TMS 9900 dans le but d'élargir la gamme des applications des produits de la série 9900. Des échantillons seront disponibles au 4e trimestre 1977.

L'annonce des dispositifs TMS 9980, TMS 9901, TMS 9902, TMS 9903 et TIM 9904 s'inscrit dans l'esprit de la notion de « famille » introduite en octobre 1975 avec l'apparition de la génération des microcalculateurs et des microprocesseurs entièrement compatibles du point de vue du langage de programmation.

Le TMS 9980 est un nouveau microprocesseur dont les performances sont plus restreintes que celles du microprocesseur TMS 9900. Comme le TMS 9900, son unité centrale de traitement travaille sur 16 bits. Il exécute le jeu complet des instructions du TMS 9900 y compris la multiplication et la division. Il met en œuvre un bus de données 8 bits et un bus d'adresses 16 bits. Il est présenté en boîtier enfichable à 40 broches.

Le TIM 9904 est un générateur d'horloge 4 phases pour piloter le TMS 9900. Réalisé en technologie Schottky à faible consommation. Il engendre les phases d'horloge compatibles MOS et TTL à par-

Notre Couverture

Salora 6000

Marque scandinave de grand renom en Europe, SALORA s'attaque au marché français avec un appareil de classe : le SALORA 6000, combinaison parfaite en technique modulaire d'un ampli-tuner, d'une platine tourne-disque et d'une platine-cassettes.

Partie ampli
2 × 45W eff. — 1 kHz/4 Ω — Taux de distorsion : 0,1 % — Courbe de réponse : 20-30 000 Hz — Rapport signal/bruit > 60 dB — Loudness, filtres d'aigus et de graves — Tape/Monitor — Ambiophonie q 4 — Prises pour 2 casques.

Partie tuner
FM-PO-GO — 7 stations FM préréglables — Sensibilité en FM : 1 µ V — FM Dolby — Muting — 2 Vu-mètres — Le tableau de commande de ces deux premières parties est multi-inclinable.

Platine tourne-disques
DUAL 1226

Platine lecteur/enregistrement à cassettes Dolby
Commutateur pour bande Cr 02 — Touche pause-arrêt automatique en fin de bande — 2 Vu-mètres — Compteur 3 chiffres — Tête ferrite — Taux de pleurage < 0,2 % — Rapport signal/bruit > 60 dB (Dolby) — Dimensions en mm (L x H x P) 640 x 170 x 403

Enceintes SALORA KS 330
S'alliant parfaitement à la SALORA 6000, les enceintes SALORA KS 330 se distinguent par leur qualité d'acoustique et leur design — A signaler que ces enceintes sont équipées d'un bouton de réglage de niveau du tweeter — Puissance 55 W eff. — 1 kHz/4 Ω — 3 voies — Courbe de réponse de 25 Hz à 20 000 Hz — Impédance 4 Ω — Dimensions en mm (L x H x P) 300 x 600 x 245 — Poids : 11 kg.

Importation/Distribution exclusives par

TELETON ELECTRO FRANCE
21, rue Paul-Lafargue
94270 LE KREMLIN BICETRE

tir d'un oscillateur interne qui peut être piloté par quartz.

Le TMS 9901 est un dispositif programmable d'interface qui est réalisé en technologie MOS canal N. On peut l'utiliser dans les systèmes 9900 ou 9980. Le TMS 9901 intervient directement au niveau du contrôle du CRU : il remplit trois fonctions, priorité d'interruption, contrôle des entrées-sorties et génération d'intervalles de temps. Sous le contrôle du programme, il peut fournir jusqu'à 15 lignes d'interruption individuellement masquables et jusqu'à 16 contrôles d'entrées-sorties programmables.

Le TMS 9903 peut fonctionner jusqu'à 250 000 bits par seconde. La longueur des caractères et le registre synchrone sont programmables. Il existe aussi dans le boîtier un générateur d'intervalles de temps. Le TMS 9903 peut travailler sur diverses procédures de transmission synchrone de données parmi lesquelles ont peut citer le Bi-Sync et le nouveau SOLC d'IBM (Synchronous Data Link Control). Des échantillons seront disponibles dès le premier trimestre de 1977.

ACCESSOIRES POUR COFFRET

Dans le cadre de ses fabrications, Véro Electronics offre une série d'accessoires pour coffrets disponibles rapidement.

Ces accessoires sont les suivants :

Des faces avant de dimensions variées, sur lesquelles s'adaptent 3 différentes sortes de poignées. Le premier modèle est utilisé pour des équipements de 1 à 6 U de hauteur. Il est en acier chromé, en aluminium anodisé ou en aluminium anodisé et PVD. Pour un matériel plus lourd il existe des poignées latérales en aluminium anodisé, tandis que les petites unités sont équipées de poignées de portée à fixer sur le panneau supérieur du coffret.

NOUVELLE GAMME DE CHASSIS CARTES AU FORMAT EUROPEEN

Dans le cadre de ses fabrications, Véro Electronics vient de commercialiser pour le format européen, une nouvelle gamme de chassis cartes.

Chaque ensemble consiste en un chassis de base et une série de panneaux, profilés et quatre pieds. Ce matériel est fourni sous forme de kit, le montage est simple et rapide. Les guides cartes et les bandes repères sont fournis séparément. Le panneau arrière est amovible, et comporte des ouïes de ventilation. Ces ensembles peuvent également être équipés de poignées frontales fournies séparément.

Les largeurs standard des faces avant sont de 42 E, 60 E, 84 E.

Ces ensembles ont été prévus pour recevoir toutes les cartes européennes standard 100 x 160 mm, ainsi que la gamme de modules et de faces avant au standard européen.

DERNIÈRES NOUVELLES DE L'EXPOSITION DE PHYSIQUE

La 66e exposition de physique s'est déroulée du 6 au 10 décembre 1976 au parc des expositions de la Porte de Versailles.

Renouant avec la tradition, l'exposition de physique a eu lieu cette fois, seule, ce qui lui a permis d'affirmer son caractère scientifique :

— les appareils présentés sur les stands répondaient aux critères fixés par la Société Française de Physique – intérêt scientifique et nouveauté –

— les visiteurs se sont révélés d'un très haut niveau et les contacts qui se sont noués autour des appareils ont été de grande qualité.

L'exposition a réuni 152 exposants directs représentant 443 firmes et 17 pays différents.

Le nombre des visiteurs dont l'identité a été relevée sur les cartes demandées à l'entrée est de 12 100, chiffre très important pour le domaine spécifique de l'exposition de physique.

L'étude des cartes n'a pu être faite à ce jour, mais les exposants mentionnent une forte participation des visiteurs de province.

D'autre part, on sait que 29 pays étrangers ont envoyé des visiteurs au salon.

Après ce bilan, nettement positif, de la 66e exposition, l'intérêt se porte sur la 67e exposition de physique qui, tout en gardant sa physionomie propre, aura lieu en même temps que le salon du laboratoire du 29 novembre au 4 décembre 1977, à la Porte de Versailles, hall 1. Le congrès annuel du G.A.M.S. (Groupement pour l'Avancement des Méthodes Spectroscopiques et Physico-chimiques d'Analyse), se déroulera aux mêmes dates et dans les mêmes halls.

L'ensemble de ces manifestations permettra aux visiteurs d'avoir un panorama complet des matériels que l'industrie peut leur proposer dans le domaine du laboratoire.

Pour tout renseignement, s'adresser à : Société Française de Physique, 33, rue Croulebarbe, 75013 Paris.

OÙ SE PROCURER LES COMPOSANTS

Nous vous proposons aujourd'hui la liste des distributeurs agréés Fairchild.

Almex S.A., 48, rue de l'Aubépine, **92160 Antony.** Tél. : 666-21-12.

Scientech S.A., 11, avenue Ferdinand-Buisson, **75016 Paris.** Tél. : 609-91-36.

Gros Electronique, 13, avenue Victor-Hugo, **59350 St-André-lez-Lille.** Tél. : (20) 55-64-70.

R.E.A. (Radio Equipement Antares), 9, rue Ernest-Cognacq, **92300 Levallois.** Tél. : 758-11-11.

Représentant Fairchild : Société DIMEX, 12, rue du Séminaire, **94150 Rungis.** Tél. : 686-52-10.

Almex-Alrodis, 40, rue Villon, **69006 Lyon.** Tél. : 69-59-52.

Feutrier, avenue des Trois-Glorieuses, **42270 Saint-Priest-en-Jarez.** Tél. : (77) 74.67.53.

Gros Electronique, 14, avenue Général-Leclerc, **54000 Nancy.** Tél. : (28) 24-24-22.

R.E.A. Bureau Rhône-Alpes, 2, cours de la République, **69100 Villeurbanne.** Tél. : (78) 68-30-48.

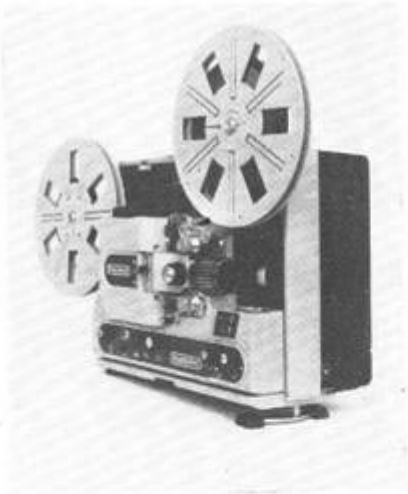
Sté commerciale Toutelectric (SCT), 15-17, boulevard Bon-Repos B.P. 406, **31008 Toulouse Cedex.** Tél. : (61) 62-47-84. Télex : 510858.

S.R.D. (Sté de Représentation et de Distribution), 88, rue du Commandant Mages, **13001 Marseille.** Tél. : (91) 50-33-55 - 64-23-79/78.

BELL ET HOWELL

Cet appareil, le Filmsonic Super 8, modèle 1776, possède en plus des caractéristiques propres à tous les projecteurs de ce type deux originalités :
— un variateur de vitesses (18 et 24 images/seconde).

Ce variateur de contrôle permet d'ajuster précisément la vitesse de projection à la vitesse de prise de vues, notamment dans le cas où le film n'aurait pas été tourné très exactement à 18 ou 24 i/s ; il facilite ainsi la synchronisation entre deux enregistrements sonores effectués l'un avec le projecteur et l'autre avec la caméra.
— un système de mixage incorporé permet de superposer le son à tout enregistrement pré-existant, à la modulation souhaitée musique/parole (prise DIN pour raccordement direct à un électrophone ou magnétophone).



Caractéristiques techniques :
Entraînement par débiteur.
Objectif f/1,3 (16,5/30 mm).
Lampe tungstène-halogène de 12 V/100 W avec réflecteur dichroïque intégré.
Amplificateur avec contrôle de tonalité (puissance sonore 5 W).
Prise de raccordement à un haut-parleur ou des écouteurs.

CONVERTISSEURS POWERCARD

Présentés par la Division Composants Professionnels, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, les convertisseurs Powercard (15 W) sont les premiers d'une série de convertisseurs continus économiques destinés plus particulièrement à alimenter les circuits intégrés.

Cependant, leur gamme de tension de sortie leur permet une large utilisation dans d'autres applications, et spécialement lorsqu'il est demandé une alimentation continue isolée électriquement de sa source continue.

Les caractéristiques tant mécaniques qu'électriques, sont semblables à celles de la gamme bien connue des alimentations stabilisées Powercard.

ITT offre un choix entre deux tensions d'entrée (24 ou 48 V) et 3 tensions de sortie (5, 12 ou 24 V), soit 6 modèles d'une puissance de 15 W.

Protégés en courant, en tension (surtension et sous-tension) contre les inversions de polarité, pourvus d'une limitation du courant d'appel, de la régulation à distance, ces convertisseurs trouvent leur emploi dans l'alimentation de tout système à entrée en courant continu.

GX 964 A : NOUVELLE MIRE DE CONVERGENCE METRIX

La Division Instrumentation Metrix, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, présente le générateur de mire GX 964 A destiné au service télévision à domicile.

Compact, simple d'emploi et alimentable sans commutation entre 110 et 240 V, il délivre les principaux signaux permettant le contrôle et le réglage d'un téléviseur noir et blanc ou couleur.

L'image de quadrillage présente une grande finesse tant horizontale que verticale autorisant des réglages précis de convergence statique et dynamique.

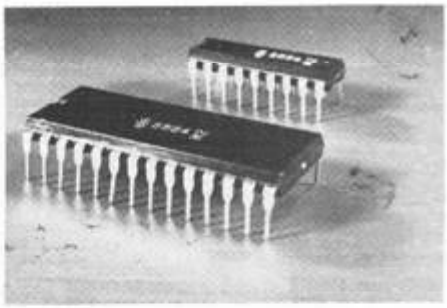
Le quadrillage est parfaitement centré par rapport aux bords de l'image, et le centre repéré électroniquement permet une vérification précise de la géométrie du téléviseur.

Cet appareil fait appel à une technologie avancée par l'emploi d'un SLI intégrant toute la fonction vidéo sous un seul capot d'une grande fiabilité et stabilité dans le temps.

L'appareil est prévu pour les standards E et L 819/625 français, avec le son modulé à 6,5 MHz.

TÉLÉCOMMANDE PAR INFRAROUGE

Siemens a mis au point un dispositif de télécommande opto-électronique, composé de 2 nouveaux circuits MOS : le S 556 qui, accompagné de 2 à 4 diodes électroluminescentes LD 27, sert d'émetteur et le S 554, équipé d'une photodiode BPW 34, de récepteur. Cet ensemble, conçu pour assumer jusqu'à 31 fonctions de commande, est codé en binaire aux sorties, de façon à réduire autant que faire se peut le nombre des composants périphériques. Le courant de repos du module émetteur (monté sur batterie) est inférieur à 10 μA.



L'on peut adjoindre à ce dispositif un système assurant la coupure rapide du son (Quickton), et d'autres fonctions, telles la surimpression de l'heure sur l'écran du téléviseur.

le magnétophone portatif

NAGRA - E

LE Nagra n'a pas tellement besoin d'être présenté. Tous les preneurs de son amateurs en rêvent mais son prix élevé rend ce rêve accessible à peu d'entre eux. Avec le Nagra E dernier né de la famille Nagra, le prix de vente est descendu un peu plus bas que les standards habituels.

Ce magnétophone est un appareil de reportage monophonique, ce qui explique aussi le E (E comme économique) de cet appareil, de ce Nagra. Nagra est un peu devenu, pour le magnétophone de reportage, ce qu'est Frigidaire pour le réfrigérateur.

PRESENTATION

Ce qui frappe au premier coup d'œil jeté au Nagra E, c'est son chassis supérieur anodisé en rouge, une couleur très voyante qui permettra de distinguer le Nagra E des autres. Au centre de cette surface rouge, les blocs de tête sont montés sur une plaque grise comme le reste du coffret. Le tout est protégé des poussières par un couvercle transparent monté sur deux charnières démontables (axes montés sur ressorts). Le couvercle peut s'enlever très facilement, il reste solidaire du magnétophone lorsqu'il est ouvert.

Les commandes les plus souvent employées sont installées sur la face avant, le Nagra est un appareil qui se porte à la bretelle ; les manettes de commandes sont d'une taille permettant une manipulation facile. Sur la gauche nous trouvons un grand indicateur de niveau qui sert également à la vérification des piles. Les manettes de sélection de fonction et de commande de niveau sont encastrées dans des cercles servant de protection, si on effleure accidentellement la façade, il est pratiquement impossible de faire d'erreur de manipulation et de dérégler les boutons. Sur le côté gauche, nous trouvons une prise prohéminente qui permet de faire sortir la prise de micro parallèlement à la face latérale du magnétophone. A l'arrière du magnétophone, deux pieds permettent de faire reposer l'appareil sans égratigner la face arrière.

La face inférieure mérite aussi une attention particulière, un bac à piles y est installé avec un couvercle original, une grille laisse deviner la présence d'un haut parleur et une série d'inscriptions anodisées résument quelques caractéristiques utiles pour la mise en œuvre de l'appareil. Les prises sont de diverses présentation, on trouve des prises genre DIN, une Cannon, et

aussi des douilles bananes de 4 mm dorées.

La bretelle est en toile et elle vient se fixer sur deux vis latérales. Signalons enfin que pour une utilisation plus rationnelle de l'appareil, il sera pratiquement indispensable de se procurer une sacoche, ne serait-ce que pour protéger l'appareil.

DESCRIPTION GENERALE : FONCTIONS

Le Nagra E est monophonique. De ce fait, il ne possède qu'un modulomètre qui est d'ailleurs en réalité un indicateur de crête gradué en dB de – 20 à + 3. Une seconde échelle, 0 à 18 V indique la tension des piles lorsque l'on manœuvre l'interrupteur de test pile, un interrupteur à rappel par ressort qui vient automatiquement se remettre en position test niveau une fois son bouton de commande relaché.

Comme l'appareil est monophonique, il n'y a qu'un seul potentiomètre de niveau micro, complété par un second potentiomètre qui permet de mélanger le signal-ligne et le signal micro, ces deux potentiomètres agissent tous deux comme commande de niveau.

La commande de défilement et de la mise sous tension est confiée à une manette dont la présentation est très proche de celle des commandes de niveau, c'est-à-dire des boutons très allongés. Pour le défilement, le bouton est complété de deux ergots de sécurité amovibles. L'un est rouge, il peut être mis en place pour assurer la sécurité d'enregistrement, il bloquera le bouton pour éviter un effacement accidentel. Le second bouton de sécurité est un bouton blanc qui sera employé pour éviter la mise sous tension accidentelle, il maintient le bouton en position stop. Ces boutons de sécurité sont commandés par une fente, pour les mettre en place, il faut les enfoncer et leur faire accomplir un quart de tour.

En plus des positions traditionnelles, arrêt, enregistrement, lecture, avance rapide, on dispose d'une position de test qui sert à mettre l'électronique sous tension sans faire démarrer le moteur, cette position permet de régler le niveau d'enregistrement sans inscrire quoi que ce soit sur la bande. Nous avons également une position de réglage, c'est une position non verrouillée, mais un trou permet de maintenir le bouton en place grâce à l'ergot de sécurité rouge.

L'avance rapide peut se commander depuis la face avant, mais pour le retour en arrière, il faudra agir sur le levier de la face supérieure, un levier qui agit sur un inverseur de marche mécanique. Cette séparation des fonctions électriques et mécaniques permet, sans avoir à repasser en marche arrière de faire revenir la bande en arrière. Ainsi, si on a mal commencé un enregistrement, on pourra toujours faire un retour en arrière, l'enregistrement restant en service ; une manœuvre très simple à effectuer (lorsque le couvercle est ouvert).

Les entrées sont adaptées à divers standards. L'entrée micro est commutable en entrée pour microphone dynamique, en entrée ligne symétrique, en entrée pour microphone électrostatique à condensateur pour deux sensibilités, 2 mV, μbar et 4 mV par μbar. La sélection de la sensibilité et du type d'utilisation se fait par un inverseur situé au-dessous de l'appareil et se manœuvrant à l'aide d'une pièce de monnaie ou d'un tournevis.

L'entrée ligne, entrée en courant se fait sur une prise Tuchel femelle verrouillable à 6 broches, on dispose aussi d'une entrée ligne en tension, entrée par douilles, de 4 mm, dorées.

Pour les sorties, on trouve une sortie ligne symétrique (option sur douilles de 4 mm) et une entrée ligne sur prise multiple verrouillable, une prise qui sert aussi pour l'alimentation externe du magnétophone.

Cette alimentation se fait soit par piles ou batteries internes, il faut douze éléments de 1,5 V, ce qui nous fait une tension d'alimentation de 18 V, on peut aussi utiliser des éléments cylindriques rechargeables au cadmium-nickel, la tension d'alimentation doit être comprise entre 11 V et 18 V. L'alimentation externe permet d'utiliser une source d'alimentation aux fluctuations beaucoup plus importantes, l'appareil admet une tension comprise entre 10,7 V et 35 V, ce qui permettra d'alimenter le magnétophone à partir d'une batterie de véhicule de 12 ou 24 V sans risque pour le magnétophone.

La vitesse est fixée par l'électronique interne et ne dépend pas de la tension d'alimentation. Par contre, si on désire modifier la vitesse du magnétophone, l'application d'une tension externe sur une prise permet de faire une variation de vitesse comprise entre 70 % de la vitesse nominale et 150 %.

Les piles sont installées dans un casier aux contacts à pistons dorés, leur maintien

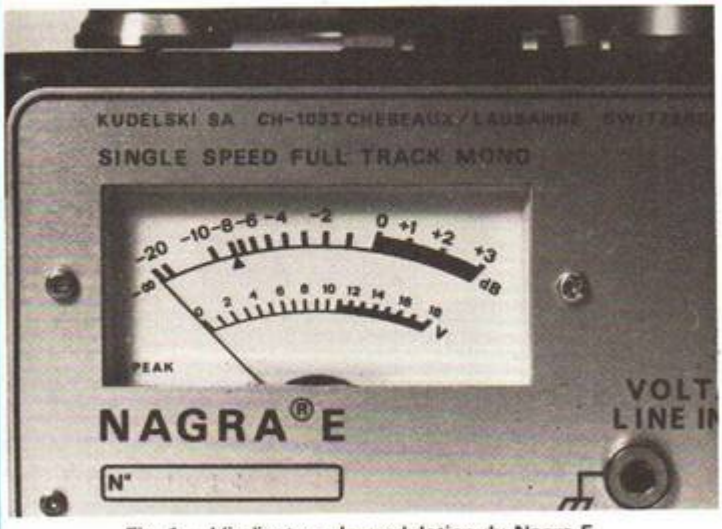


Fig. 1. – L'indicateur de modulation du Nagra E No 1536, une échelle pour la tension, une pour le niveau avec index à – 8 dB, niveau de l'oscillateur local.

Fig. 2. – La bande devant les têtes d'enregistrement et de lecture. Le galet de gauche porte des couronnes dentées stroboscopiques.

est assuré par le fond du casier, fond maintenu par son élasticité et assuré par deux vis métalliques commandées par pièce de monnaie.

L'écoute sur haut-parleur interne est possible, en lecture, le constructeur a choisi pour cette écoute un haut-parleur de qualité moyenne qui permettra de se rendre compte de la qualité que l'on peut attendre d'une radio diffusion reçue avec un poste à transistors.

Une prise casque sort un signal de contrôle. Ce signal peut être celui de sortie des micros pendant la phase de test, celui lu sur la bande pendant l'enregistrement, on pourra aussi conserver, par le truchement d'un inverseur direct-bande, le son direct, la comparaison des deux signaux permettant de juger de la qualité de l'enregistrement qui peut être détériorée par un mauvais entretien du magnétophone. L'écoute au travers de la tête de lecture est retardée par rapport à l'écoute du signal direct, la tête de lecture étant placée à quelques centimètres de la tête d'enregistrement.

La préparation du magnétophone est simple, on commence par tirer le levier du contre-cabestan (galet presseur) pour le dégager du cabestan. Cette opération permet de laisser un passage droit entre les deux galets mobiles des extrémités. On place les bobines sur les axes réservés à cet effet, trois ergots assurent l'entraînement et pour assurer la tenue des bobines, nous avons des écrous qui se vissent à l'extrémité des axes. La bande passe sur deux galets de tension pour aller ensuite vers la bobine réceptrice. Une fois la bande sur cette bobine, il ne reste qu'à remettre le levier de contre cabestan à sa place, la bande est maintenant en contact avec les têtes. Le galet presseur à ce moment n'est pas en contact avec le cabestan, le contact n'est possible que lorsque l'appareil est sous-tension. Il n'y a donc qu'un risque extrêmement limité de déformer le galet presseur, risque qui a encore été diminué par l'utilisation pour la réalisation du galet presseur d'une matière sans « mémoire ». L'une des pièces servant à appliquer la bande contre les têtes est un galet portant un stroboscope à sa partie supérieure, trois séries de dents sont prévues ici bien que l'appareil soit monovitesse. Le chiffre 50 est gravé sur le galet, il correspond à la fréquence de référence qui est de 50 Hz pour les pays dont la fréquence secteur est de 50 Hz.

Pour ses réglages, le Nagra E dispose d'un oscillateur interne commutable intérieurement sur diverses fréquences et niveaux. Nous avons également trouvé à l'intérieur de l'appareil un sachet allongé contenant toute une série de composants utilisables pour le dépannage du magnétophone, c'est un détail qui fait que cet appareil peut être considéré comme de classe professionnelle, s'il était nécessaire de le prouver.

ETUDE TECHNIQUE MECANIQUE

L'entraînement de ce magnétophone est assuré par un système à entraînement direct. Le moteur est monté sur l'axe du cabestan. Un disque de métal magnétique a sa périphérie dentée et une tête de lecture sert à produire des impulsions dont la fréquence est fonction de la vitesse de rotation du moteur.

Les impulsions sont envoyées dans un système électronique que nous verrons plus loin. Le contre-cabestan est monté sur un axe entraîné par le levier de mise en place, la pression est exercée par un ressort à boudin. Le bouton de mise sous tension et de commande de fonction assure des fonctions électriques, il dispose aussi d'une came qui commande l'application du galet sur le cabestan.

Les têtes sont montées sur des cales spéciales (obliques) servant à assurer l'azimutage, cet azimutage s'effectue par un système de pignon et de roue dentée, un clef allen est utilisée pour cette opération. A l'arrière de la tête, un excentrique permet de régler l'inclinaison de la tête pour que l'entrefer soit en contact avec le ruban sur toute sa hauteur. Des rondelles de plastique collantes sont là pour affirmer que les réglages ont été bien effectués.

La bobine réceptrice est directement entraînée par le moteur de cabestan, comme sa vitesse angulaire n'est pas constante, un embrayage est placé entre l'axe et la poulie d'entraînement. Nous avons ici un embrayage dont le couple est commandé par le galet situé en aval du cabestan. Lorsque la bande est très ten-

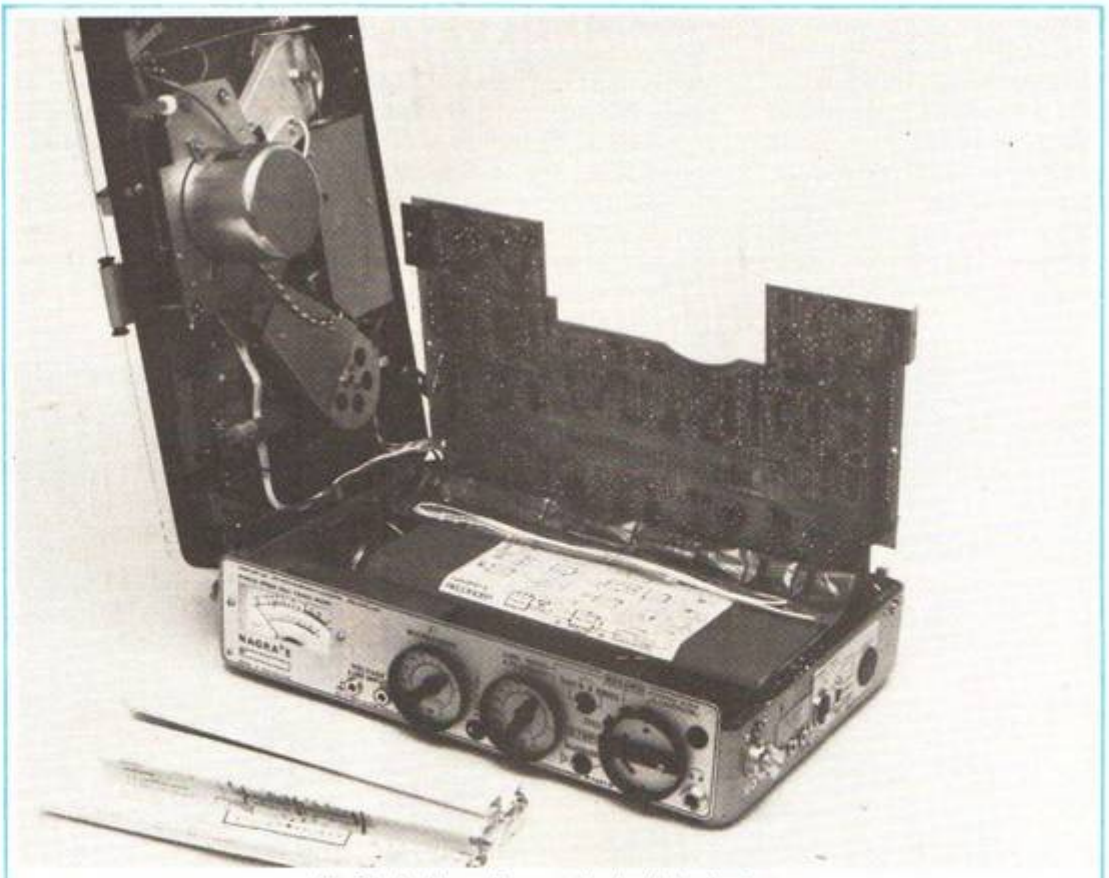


Fig. 3. – Le Nagra E ouvert, le circuit imprimé est monté sur charnières, devant lui, le sachet des pièces de rechange. L'accessibilité est excellente.

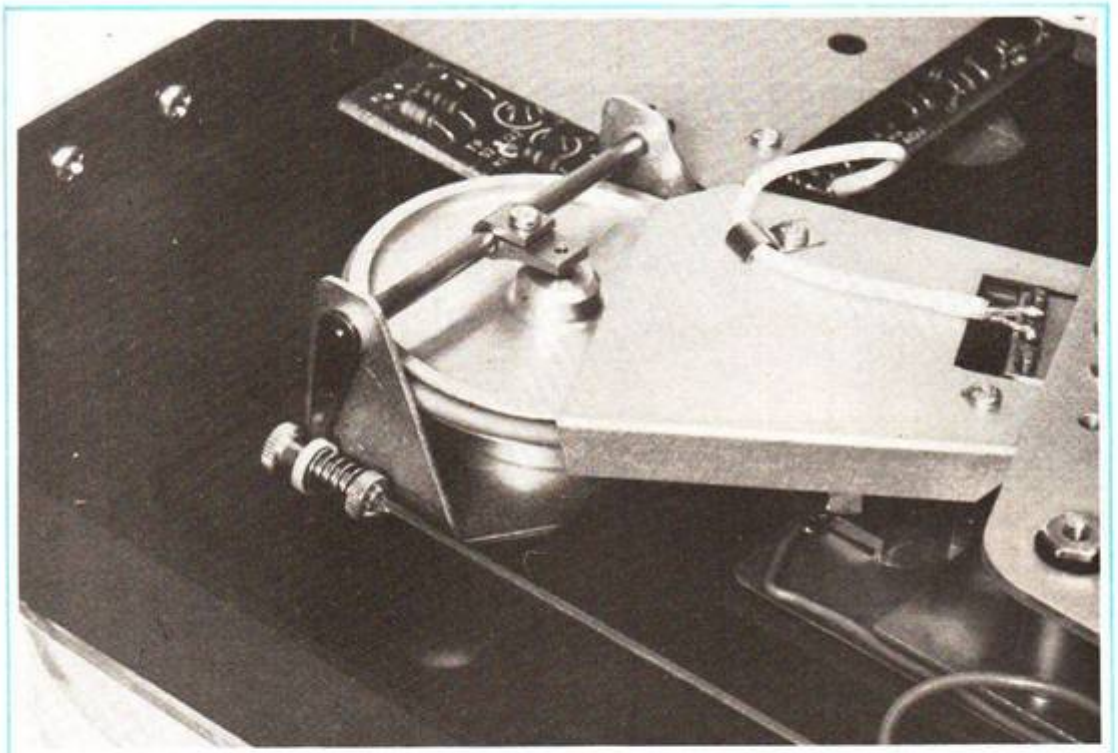


Fig. 4. – L'embrayage de la bobine réceptrice est commandé par le levier qui est solidaire du galet de tension, on appuie plus ou moins fort sur l'axe pour faire varier le couple de friction de l'embrayage.

due, la bobine est faiblement entraînée, le galet a donc tendance à revenir à sa place, ce qui assure l'augmentation du couple d'entraînement donc la tension de la bande. Nous avons là une stabilisation de la tension de la bande en aval du cabestan.

Côté bobine réceptrice, c'est un frein qui est commandé par le galet. Si la bande est détendue, la bobine est arrêtée, dès que le cabestan tire sur la bande, le galet se rapproche et libère le frein de la quantité nécessaire à la bonne régularité du défilement. Pour le rebobinage en arrière, nous avons un entraînement de la bobine normalement débitrice par une courroie, un embrayage est commandé par le levier du contre cabestan, tiré à fond, il éloigne la bande des têtes et des pièces de guidage intermédiaires. L'inversion du sens de défilement de la bande se fait sans inversion du sens de rotation du cabestan.

Pour l'avance rapide, le moteur du magnétophone ne dispose plus de sa régulation.

ELECTRONIQUE

Schéma A_1. Le signal microphonique arrive sur un filtre anti-interférence radio. Les magnétophones de ce type sont appelés à fonctionner partout et même à proximité d'émetteur dont la particularité est de rayonner un champ extrêmement puissant. Comme les transistors sont des semi-conducteurs pas toujours très linéaires, capables de détecter la HF, le constructeur a installé un filtre très sérieux dès l'entrée de l'étage.

L'entrée du signal se fait sans transformateur sur les deux bases d'un amplificateur différentiel. Les deux entrées sont repérées Hi et Lo, pour un fonctionnement en asymétrique, la masse doit être reliée à l'entrée Lo du montage. Un chose à noter, il n'y a pas coïncidence entre le dessin imprimé sur la plaquette située à proximité de la prise micro et le schéma de principe de l'appareil, à moins qu'il ne s'agisse de deux prises différentes. L'étage d'entrée utilise en fait trois transistors sur les quatre qui sont représentés ici. Les transistors Q_4 et Q_1 sont montés en différentiel avec couplage d'émetteur pouvant être modifié par le commutateur S_1 (type de micro) Q_3 travaille en générateur de courant, la diode CR_1 sert à compenser la jonction base émetteur du transistor Q_3. Cet amplificateur travaille en courant. Dans son mode d'emploi, le constructeur justifie l'emploi de cette technique. « Nous avons à manipuler des signaux dont l'amplitude varie facilement de 50 dB. Or, avec les tensions d'alimentation commodes dans un appareil fonctionnant sur batteries, il est difficile de dépasser des amplitudes d'un volt si on veut garder la distorsion négligeable. Alors, les signaux faibles devraient rester de l'ordre de 3 mV et cette amplitude est trop basse au niveau des potentiomètres usés. Si un potentiomètre en parfait état peut travailler avec 3 mV sans faire de bruit, il n'en va plus de même quand il prend de l'âge. En travaillant en courant, nous éliminons ce problème, un niveau de 3 μA est parfaitement suffisant sur un potentiomètre et un amplificateur peut très bien débiter 1 mA sur sa charge.

Cette technique a aussi d'autres avantages. Les transistors ont, en tension une réponse exponentielle mais sont très linéaires en courant. Par ailleurs, en attaquant le curseur du potentiomètre nous obtenons un avantage supplémentaire important ; notre source de courant est à haute impédance. Cette haute impédance est en série avec la résistance de contact du curseur qui est en soi une valeur peu sûre. Les variations aléatoires de cette résistance sont potentiellement une source de bruit en la mettant en série avec une haute impédance, on diminue fortement les crachements possibles ».

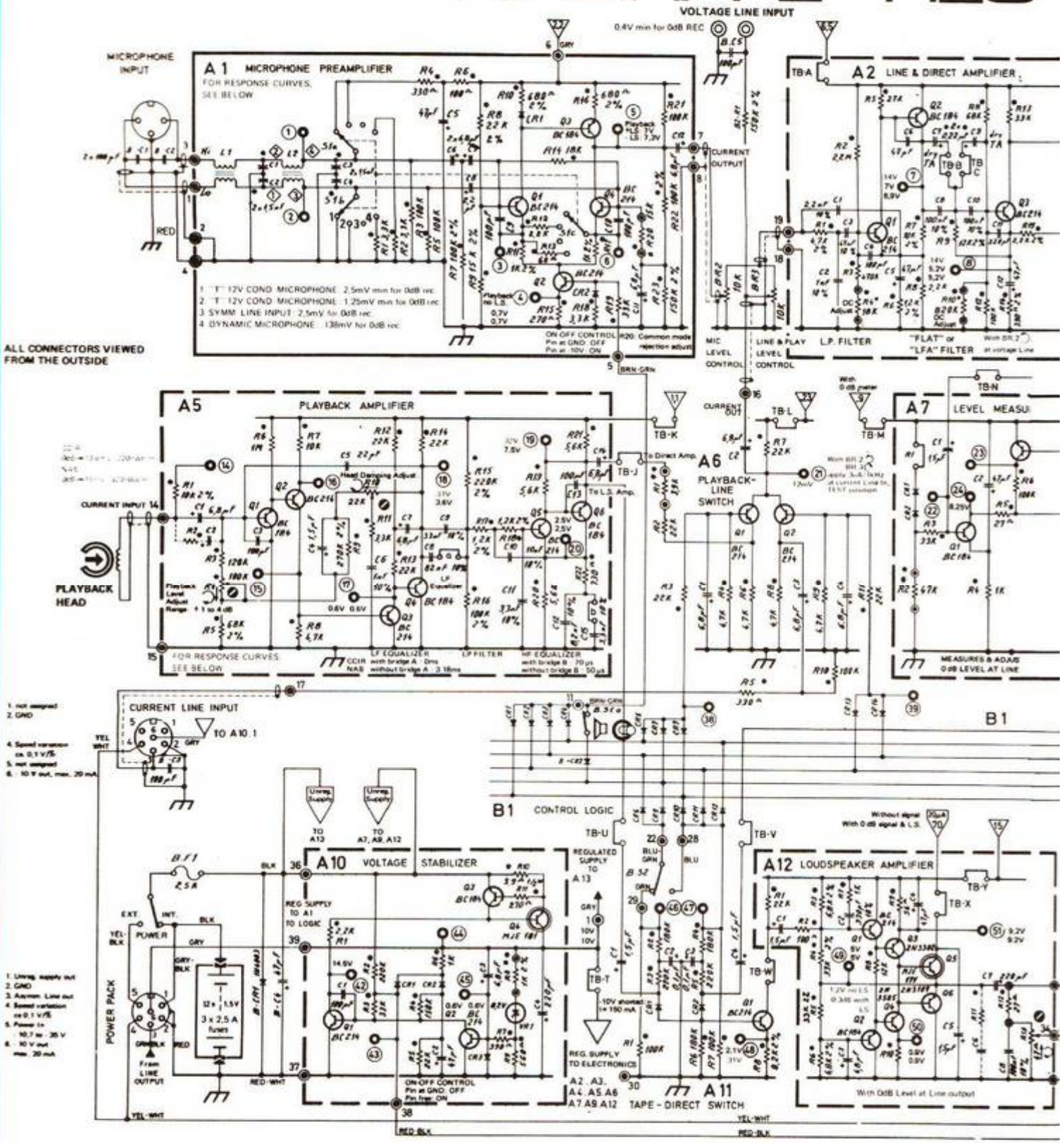
Le transistor Q_2 est une alimentation pour les émetteurs de Q_1 et Q_4. Il est commandé par une des diodes qui assure la commutation de l'électronique de l'appareil. Nous retrouverons d'ailleurs tout au long de cet appareil des commutations entièrement statiques qui évitent de transporter tout au long de l'appareil des signaux analogiques dégradables.

La sortie en courant s'effectue sur le potentiomètre BR_2.

L'amplificateur représenté en A_2 est un amplificateur de ligne, sa courbe de réponse en fréquence peut être modifiée à la demande pour réduire la bande passante dans les fréquences basses. La fréquence de coupure peut être soit de 20 Hz suivant les éléments réactifs qui sont en circuit. Ces éléments sont tous installés sur le circuit imprimé et peuvent être installés à volonté.

Le signal micro et le signal de ligne sont mélangés au point commun aux deux potentiomètres. L'amplificateur d'entrée, Q_1 « voit » une impédance de 4,7 kΩ . Ce transistor est monté en filtre passe-bas à source contrôlée, le condensateur C_1 assure une contre-réaction, une réinjec-

NAGRA E REC

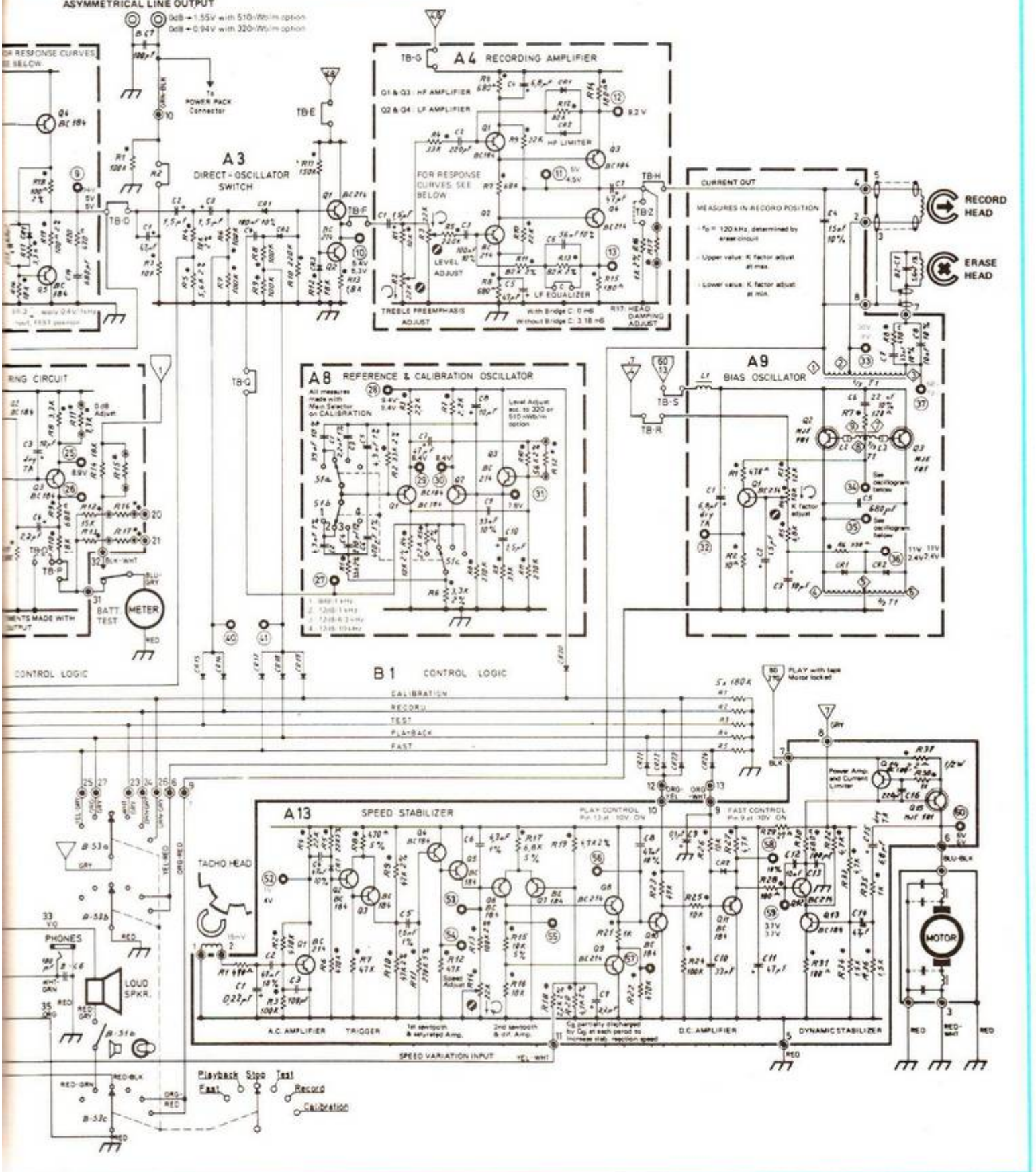

VOLTAGE LINE INPUT
0.4V min for 0dB REC
MICROPHONE INPUT
A 1 MICROPHONE PREAMPLIFIER
FOR RESPONSE CURVES, SEE BELOW
1 "T" 12V COND. MICROPHONE 2.5mV min for 0dB rec.
2 "T" 12V COND. MICROPHONE 1.25mV min for 0dB rec.
3 SYMM. LINE INPUT 2.5mV for 0dB rec.
4 DYNAMIC MICROPHONE 138mV for 0dB rec.
ON-OFF CONTROL Pin at GND: OFF Pin at 10V: ON
R20: Common mode rejection adjust
ALL CONNECTORS VIEWED FROM THE OUTSIDE
A2 LINE & DIRECT AMPLIFIER
CURRENT OUTPUT
MIC LEVEL CONTROL
LINE & PLAY LEVEL CONTROL
L.P. FILTER
"FLAT" or "LFA" FILTER
A5 PLAYBACK AMPLIFIER
CURRENT INPUT
PLAYBACK HEAD
Head Damping Adjust
Playback Level Adjust Range ± 1 to 4 dB
FOR RESPONSE CURVES, SEE BELOW
CCIR NAB
LF EQUALIZER with bridge A: 0ms without bridge A: 3.18ms
LP FILTER
HF EQUALIZER with bridge B: 70 µs without bridge B: 50 µs
A6 PLAYBACK-LINE SWITCH
To Direct Amp.
To L.S. Amp.
A7 LEVEL MEASU
MEASURES & ADJUS 0 dB LEVEL AT LINE
CURRENT LINE INPUT
TO A10.1
1. not assigned
2. GND
4. Speed variation ca. 0.1 V/%
5. not assigned
6. + 10 V out, max. 20 mA
B1
B1 CONTROL LOGIC
TO A13
TO A3, A9, A12
A10 VOLTAGE STABILIZER
REG. SUPPLY TO A1 TO LOGIC
REGULATED SUPPLY TO A13
REG. SUPPLY TO ELECTRONICS
A2, A3, A4, A5, A6 A7, A9, A12
A11 TAPE - DIRECT SWITCH
A12 LOUDSPEAKER AMPLIFIER
With 0dB Level at Line output
POWER PACK
3 x 2.5 A fuses
From LINE OUTPUT
1. Unreg. supply out
2. GND
3. Approx. Line out
4. Speed variation ca 0.1 V/%
5. Power in: 10.7 to 35 V
6. + 10 V out max. 20 mA

ORDER

NAGRA KUDELSKI

KUDELSKI SA 1033 CHESEAUX SWITZERLAND TEL. (021) 91 21 21 TELEX 24 392

Printed in Switzerland by Kudelski SA



tion de la tension d'émetteur sur le point commun aux résistance $R_{..}$ et à la résistance équivalant à la mise en parallèle des pistes des deux potentiomètres BR_2 et BR_3. Q_3 est monté par couplage direct avec Q_2, le coefficient d'amplification du montage est déterminé par le rapport $R_{..}$ et $R_{..}$ en parallèle avec R_6. On attaque ensuite un second filtre du second ordre toujours à source contrôlée. Le dernier étage est chargé par Q_5 monté en source de courant avec bootstrap par C_{13}. Une contre-réaction est assurée par retour de la tension de sortie sur l'émetteur de Q_3.

Sur différents étages, on note la présence d'éléments servant à ajuster la tension de fonctionnement en continu.

La section A_3 est un commutateur direct-oscillateur. L'oscillateur A8 sert à délivrer divers signaux, 1 kHz – 8 dB, 1 kHz – 12 dB, 6,3 kHz – 12 dB et 10 kHz – 12 dB. C'est un oscillateur en pont de Wien régulé en amplitude par Q_3. La mise en service de l'oscillateur est assurée par la diode CR_{20}.

Le commutateur A_3 reçoit des tensions continues négatives de CR_{15}-CR_{16} et de CR_{17}-CR_{18}-CR_{19}. Lorsqu'une tension négative est envoyée sur les résistances R_6 ou R_8, les diodes CR_1 ou CR_2 conduisent, leur résistance interne s'abaisse et le signal audio est transmis sur la base de Q_1. Q_2 est monté en générateur de courant. L'amplificateur d'enregistrement A_4 possède une structure originale, c'est en effet un amplificateur à deux voies. Les transistors Q_1 et Q_3 sont sur la voie HF, Q_2 et Q_4 sur la voie BF-R_2 commande le niveau des fréquences hautes, R_3 celui des fréquences basses.

La préaccentuation des fréquences hautes est obtenue par le circuit R_4 C_2. Sur cette branche, un circuit écrête les composantes HF qui risquent de saturer la bande.

Pour les fréquences basses nous avons un circuit de contre-réaction non linéaire en fréquence, le condensateur peut être court-circuité pour obtenir une réponse du type NAB. La contre réaction de sortie est appliquée sur les émetteurs de Q_1 et Q_2, ces émetteurs sont découplés par des condensateurs différents, suivant les fréquences concernées. A la sortie de l'étage qui se fait en courant, une résistance peut remplacer la tête d'enregistrement (R_{16}) elle sert pour les réglages.

La résistance R_{17} est en parallèle sur la tête d'enregistrement et sert à l'amortir.

La prémagnétisation est assurée par superposition au courant audio d'un courant HF pris aux bornes 1 et 2 du transformateur de l'oscillateur. La tête d'effacement est accordée par B_2-C_1.

L'oscillateur est représenté sur la figure A_9. Il est alimenté directement par la tension des piles, sans passer par le circuit de l'alimentation stabilisée. Les deux transistors Q_2 et Q_3 sont montées symétriquement, la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations se fait par des enroulements du bobinage. Les diodes CR_1 et CR_2 envoient une tension continue sur le condensateur C_3. Cette tension continue est transmise à un coefficient près à la base de Q_1. Si la tension est trop élevée, Q_1 tend à se saturer et à réduire la tension base émetteur de Q_2 et Q_3.

La mise en service de l'oscillateur se fait par retour à la masse via B-S3 C. L'oscillateur est en service uniquement pour l'enregistrement ou la calibration des circuits. Pour le test, c'est-à-dire le réglage du niveau d'enregistrement, il n'y a pas de HF.

L'amplificateur de lecture est représenté en A_5. L'entrée de l'amplificateur est en courant, ce qui élimine l'intégration nécessaire avec les amplificateurs à entrée en tension.

Le fonctionnement en courant exige une impédance d'entrée nulle, c'est le circuit de contre-réaction qui crée une résistance d'entrée virtuellement nulle.

Les transistors du montage sont couplés directement, le point de repos est fixé par la contre-réaction. Avant le filtre de sortie, nous trouvons un circuit de correction des fréquences basses commutables pour l'obtention de la courbe NAB ou CCIR.

Q_5 est monté en filtre à source contrôlée de type passe-bas, le collecteur de Q_6 envoie sur l'émetteur de Q_5 une contre-réaction variable pour les fréquences hautes ; là encore, nous avons une sélection de constante de temps pour l'obtention d'une réponse du type NAB ou CCIR. La sortie de l'amplificateur de lecture se fait en tension. L'entrée 14 permet d'injecter une tension de réglage de la courbe de correction de lecture. A_6 est un commutateur. Les transistors Q_1 et Q_2 sont des amplificateurs à base commune qui travaillent sur une même charge alternativement, il n'est pas possible que les deux transistors fonctionnent simultanément, les diodes qui les commandent n'étant pas elles-mêmes commandées en même temps. Le signal sortant de l'amplificateur de lecture va maintenant être dirigé vers l'entrée de l'amplificateur de ligne A_2.

Le circuit A_7 est un circuit de mesure du signal. Q_1 est polarisé par les diodes CR_1 et

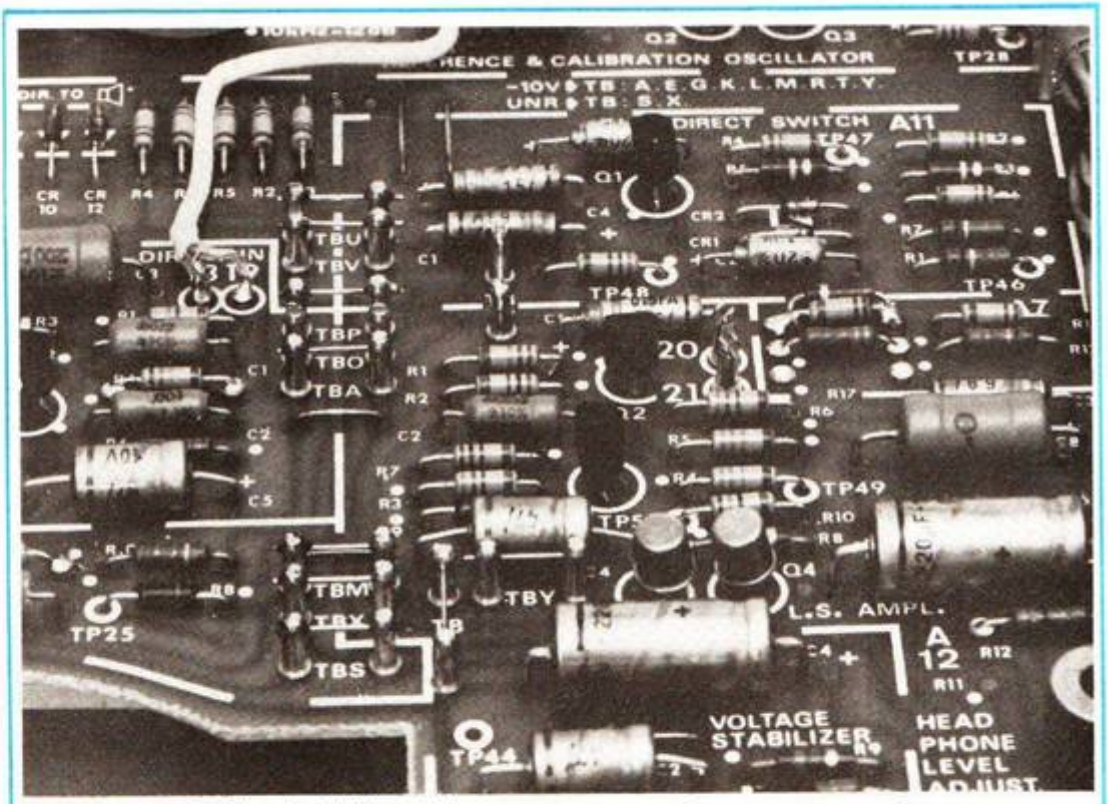


Fig. 5. – Le circuit imprimé du Nagra E, des composants professionnels et des inscriptions permettant des mesures et un repérage sans problème.

CR_2, R_2 permet d'ajuster une fois pour toutes le point de fonctionnement des diodes et par conséquent le – l'infini de l'indicateur de crête. Le transistor Q_1 charge le condensateur C_3 qui se décharge par l'intermédiaire de R_6 commandé par le transistor Q_2. Lorsque Q_1 envoie une tension importante, Q_3 l'amplifie et bloque Q_2 par le circuit de dérivation C_4 R_7. Si une pointe de tension importante arrive, le condensateur C_3 se sera chargé et l'aiguille du crêtemètre aura le temps d'atteindre sa position d'équilibre avant que la décharge via R_6 ne recommence. Le gain de Q_3 est commandé par la résistance R_{11}, elle permet de régler le zéro du galvanomètre. Les résistances R_{12}, R_{13}, R_{16} et R_{17} servent pour l'utilisation du galvanomètre comme instrument de mesure. R_{14} et R_{15} sont les résistances de mesure de la tension batterie.

Le circuit A_{10} est une alimentation régulée, elle sert aussi d'interrupteur électronique. Lorsque la borne 38 de l'alimentation est à la masse, le transistor Q_1 est bloqué, le courant consommé par l'appareil est alors de l'ordre du dizième de milliampère. La référence est donnée par la diode zener VR_1. Le transistor Q_3 sert de détecteur d'excès de courant, il travaille en limitant l'intensité de sortie.

Ce circuit A_{11} est le commutateur bande-direct. Le signal bande arrive sur la cathode de CR_1 et le signal direct sur la cathode de CR_2 ; lorsque les diodes conduisent, leur résistance dynamique est faible, le courant passe. La tension de sortie de la porte est recueillie par la base de Q_1 et attaque l'amplificateur de haut-parleur et de casque, A_{12}.

C'est un amplificateur à transistors de sortie complémentaire. La base de Q_2 est mise à la masse par C_3, Q_2 sert de générateur de courant, la stabilité en continu est assurée par contre-réaction. Aucun courant de repos n'a été prévu pour les transistors de sortie, la contre-réaction se charge de faire diminuer le taux de distorsion dû au croisement des caractéristiques. Le niveau casque peut être réglé par R_{13}.

Le casque peut être mis hors-service par un système très simple puisqu'il ne s'agit que d'un simple interrupteur. Nous nous attentions presque à trouver un système électronique !

Le régulateur de vitesse est représenté dans la section A_{13}.

Les impulsions de la tête tachymétrique arrivent sur le transistor Q_1 ou elles sont amplifiées. Les transistors Q_2 et Q_3 mettent en forme les impulsions pour en faire des carrés qui vont être transformés en triangle par Q_5 et C_6. C_6 se charge au travers de R_{13} + R_{14} et est déchargé périodiquement par Q_5. On obtient donc sur la base de Q_6 des impulsions exponentielles dont l'amplitude dépend de la valeur de R_{14} et de la vitesse de rotation du moteur.

La base de Q_7 est à un potentiel fixe. Nous avons là un système différentiel. Lorsque la dent de scie de Q_6 a une amplitude trop grande, Q_6 se met à conduire, Q_9 décharge C_8 et Q_8 fixe une valeur de charge pour C_8.

Nous avons là une comparaison entre le niveau continu fixé par le potentiel de base de Q_7 et le niveau des impulsions, c'est-à-dire la vitesse de rotation du moteur. La décharge de C_8 sert à produire une erreur fictive qui permet une action permanente de l'asservissement. Q_{10} et Q_{11} constituent un amplificateur à liaison directe, C_{10} sert au filtrage ainsi que C_{12} monté en intégrateur entre base et collecteur de Q_{12}. La tension de collecteur de Q_{12} alimente le transistor de sortie Q_{15} alors que Q_{14} limite l'intensité dans le moteur et dans Q_{15}. Les condensateurs C_{15} et C_{14} assurent une compensation de la boucle d'asservissement et évitent l'oscillation de la vitesse.

FABRICATION

Le coffret du Nagra E est constitué de deux demi-coquilles embouties dans un alliage d'aluminium. Les

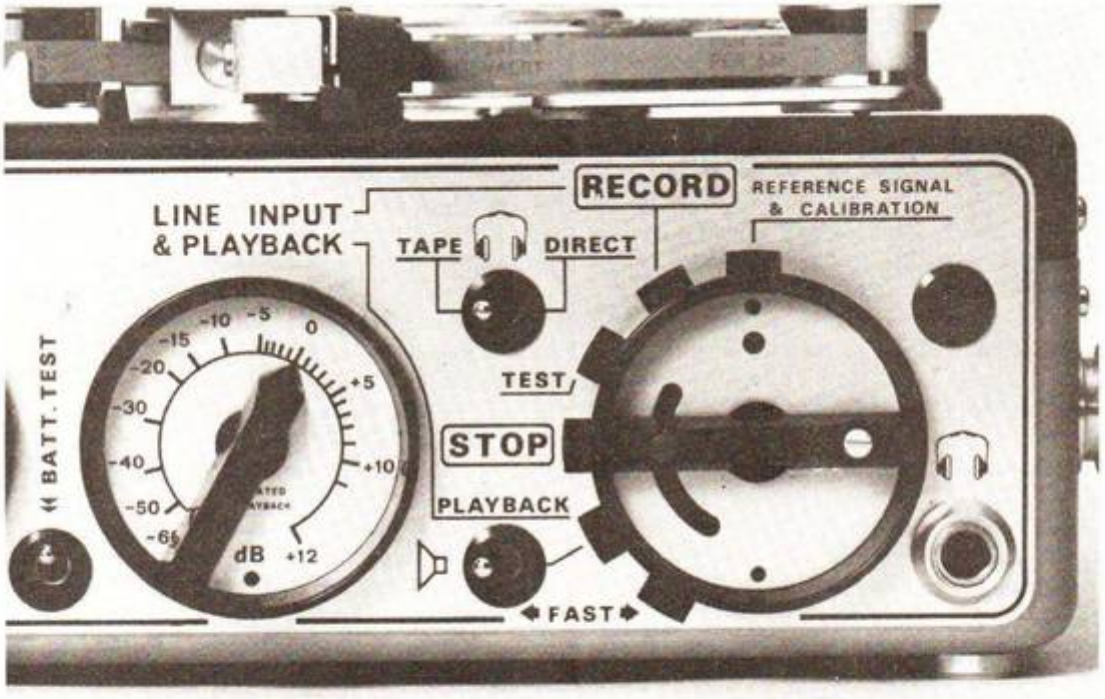


Fig. 6. – A droite, la manette de commande de défilement, à gauche, le potentiomètre de niveau ligne. Sur la manette de défilement, on voit les ergots escamotables de verrouillage.

taraudages ont été remplacés par des écrous d'acier insérés dans le métal à la presse. Toutes les pièces sont vissées, beaucoup de ces vis sont en acier inoxydable, gage de durabilité. La finition de l'appareil est en tous points remarquable, les techniques de fabrication n'ont rien à voir, électronique exceptée, avec celles utilisées pour des magnétophones grand-public ou même semi-professionnels. Beaucoup de pièces mécaniques sont taillées dans la masse et la quantité de matière plastique entrant dans la composition de l'appareil est plutôt réduite.

A titre d exemple de soin, les tendeurs de bande ont des butées en caoutchouc si bien que leur contact avec ces butées se fait sans bruit et sans détérioration. Les courroies sont protégées par des caches d'aluminium embouti et des balais déchargent leur électricité statique.

L'électronique est rassemblée sur un circuit imprimé articulé qui donne ainsi accès à ses deux faces. Presque tous les circuits sont installés sur une unique plaque ; nous trouvons sur cet appareil un autre amplificateur, c'est celui de micro, un amplificateur de sortie symétrique ligne, sur option et le circuit de régulation de vitesse qui est monté sur la partie supérieure du chassis. Là où est installé le moteur et la tête tachymétrique. Les câbles sont réunis par torons de fils de couleur permettant un repérage facile. Les composants sont particulièrement bien repérés par leur référence et par un point situé du côté le plus négatif. Les références restent lisibles une fois le composant en place.

Un seul composant volontairement « grand public » dans cet appareil, le haut-parleur qui est d'origine japonaise.

Côté composants, nous avons là un bel exemple de standardisation, car il n'y a que des BC 214 pour les PNP et BC 184 pour les NPN, celà pour les transistors faible niveau. Pour les autres, plus puissants, le choix est plus étendu.

Pour résumer ce chapitre fabrication, il n'y a aucune remarque désobligeante à faire, la qualité est là, associée à une grande précision d'usinage. Le nagra E a une vocation de reporter, sa fiabilité ne fait aucun doute.

MESURES

Nous n'avons pas eu besoin de les faire car le constructeur donne avec chaque appareil un livret de mesures que nous vous livrons. La bande utilisée pour les tests par le constructeur est une bande Agfa PER 525. La vitesse de défilement de la bande est de 19 cm/s, la précision de vitesse tient dans les ± 0,25 % annoncés. L'inspection porte sur les défauts d'aspect et sur les fonctions mécaniques, l'appareil est sorti avec l'approbation du service de contrôle.

La force d'appui du cabestan est de 1,080 kg, la tension de débit est de 56 g en début de bobine de 13 cm, 66 à la fin. La tension d'embobinage est de 21 g environ. (toujours pour une bobine de 13 cm).

En début de bobine de 18 centimètres, le taux de pleurage et de scintillement est de 0,05 %, en fin de bobine, il est de 0,07 % en mesure pondérée selon la norme DIN.

La sensibilité de l'entrée ligne est effectivement de 0,4 V comme inscrit sur la façade c'est une valeur que nous avons aussi mesurée. Sur l'entrée micro, la sensibilité maximale pour 0 dB au modulomètre, potentiomètre à fond est de 140 mV. La courbe de réponse du préamplificateur micro est de 50 à 15 000 Hz ± 0,6 dB.

Le taux de distorsion pour une tension de + 50 dB, modulomètre à 0 dB est de 0,32 par harmonique 2 ; 0,55 par harmonique 3.

Le bruit de fond du préamplificateur micro, mesuré avec filtre ASA A est de - 122 dBm. Le bruit thermique est ramené à 126,8 dB.

Pour un micro à condensateur, le bruit ramené à l'entrée est de 0,89 mV.

La précision de calibrage du modulomètre est meilleure que 0,3 dB à 0 dB. La courbe de réponse à ± 0,5 dB va de 50 Hz à 15 000 Hz.

Le temps d'intégration du modulomètre à - 2 dB est de 5 ms.

La tension de sortie ligne pour 0 dB au modulomètre est de 0,94 V. Sur la sortie symétrique, elle est de 4,4 V.

Le résidu d'effacement est situé 79 dB au-dessous du niveau d'origine + 3 dB à 1200 Hz.

Le taux de distorsion harmonique de la chaîne mesuré à 500 Hz en sortie casque est de moins de 0,25 % par harmonique 2, moins de 0,78 % par harmonique 3. Au niveau + 3 dB ; le taux de distorsion par harmonique 3 est de 1,45 %.

Le bruit de fond, enregistrement plus lecture est de - 61,5 dB, mesure pondérée par le filtre ASA type A.

La courbe de réponse en fréquence tient dans une fourchette de ± 1,5 dB de 32 Hz à 16 000 Hz et dans une fourchette de ± 3 dB de 27 Hz à 18 000 Hz.

Les quelques mesures que nous avons faites n'ont fait que confirmer celles effectuées par le constructeur. Nous avons trouvé d'autres valeurs pour le bruit de fond, mais nous avons utilisé un filtre différent du type psophométrique, plus dur avec les caractéristiques. Par contre, la différence de résultat entre bruit pondéré et non pondéré montre que le bruit de fond ne comporte pas de composante à très basse fréquence, l'alimentation par piles facilitant cette élimination.

Nous avons aussi mesuré la surmodulation possible de la bande, c'est-à-dire en faisant dévier l'aiguille du modulomètre à fond, il faut une surmodulation de 9 dB pour atteindre un taux de distorsion de 3 % à 1 000 Hz.

Les performances de cet appareil sont excellentes, les professionnels n'annoncent pas de bandes passantes mirobolantes, en radio-diffusion, les fréquences hautes s'arrêtent à 15 000 Hz, à cette fréquence, l'atténuation par rapport à 500 Hz est à peine supérieure à 1 dB.

CONCLUSIONS

Nous étions tentés d'avoir un Nagra entre les mains, c'est fait avec le E. C'est un appareil fonctionnellement prévu pour le reportage, si vous voyez un tel appareil, vous serez surpris de ne pas trouver de compteur, c'est un peu dommage ici, mais le constructeur doit avoir ces raisons, ce compteur aurait pas mal facilité les mesures, tant pis. Il nous est difficile de donner un rapport qualité prix à un appareil de ce type, ce ne sont pas les performances que nous pouvons et devons juger mais une qualité de fabrication qui est vraiment irréprochable. La qualité des composants ne se chiffre pas, comme aussi celle de la mécanique. Une merveille de mécanique avec un prix beaucoup moins merveilleux.

E.L.

réalisez...

une chambre d'écho

LES chambres d'écho électroniques existent, elles sont vendues très cher, elles sont difficiles à réaliser, nous nous en sommes aperçus.

Nous vous présentons dans cet article un produit fini certes, mais non dénué de défauts. Il permet de satisfaire pas mal d'exigences et remplit divers rôles. Cet instrument, nous l'avons spécialisé dans le domaine de l'instrumentation musicale, domaine où il sera le plus apprécié. En haute fidélité, vous pourrez également l'employer mais avec quelques réserves. Nous maintenons que c'est dans le domaine musical qu'il rendra le plus de services. Au cours de cet exposé, nous verrons ce que l'on peut faire dans le domaine de l'audio à partir d'un composant qui a atteint sa majorité : la ligne à retard du type Bucket Brigade Device, BBD, une ligne à retard dont nous avons déjà parlé dans notre numéro du 15 novembre 1976, un numéro qui présentait une application particulière de ce circuit : un simulateur spatial.

Vous trouverez dans cet article divers renseignements sur le circuit intégré lui-même, nous n'avons pas l'intention de reprendre ici les caractéristiques du circuit intégré, il y a un importateur, Tekelec, il dispose de caractéristiques techniques.

LA LIGNE À RETARD

La ligne à retard est un composant qui reçoit sur une entrée un signal et qui le ressort quelques instants plus tard au bout d'un temps qui est déterminé par les composants du circuit. Plusieurs types de ligne à retard sont employés, depuis la bande magnétique jusqu'au ressort, elles se caractérisent toutes par un temps de retard et une bande passante.

Les lignes à retard électroniques sont de deux types : celles à BBD, à brigade à seaux ou celles du type digital. La ligne à retard BBD utilise le transfert de la charge d'un condensateur à un autre, alors que la ligne digitale comporte un codeur analogique digital suivi d'un registre à décalage qui met en mémoire le signal, lui fait parcourir toutes les cellules pour le restituer un peu plus tard. Plus il y aura de cellules (c'est aussi valable pour le BBD) et plus le retard pourra être long. La limitation est imposée par la complexité du système, il n'est pas rare d'avoir des systèmes comportant plusieurs milliers de cellules.

L'une des caractéristiques importantes à mettre au passif des systèmes digitaux, c'est la relation entre la bande pas-

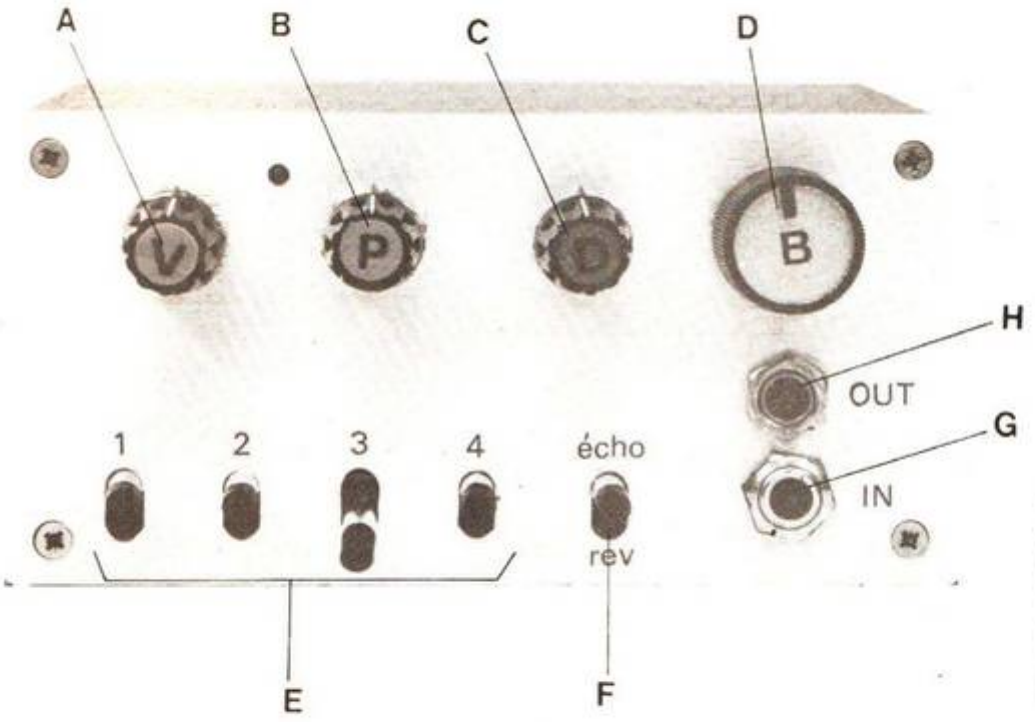


Photo A.
A - Vitesse de l'effet.
B - Profondeur de modulation.
C - Retard.
D - Balance.
E - Retards : 1, 2, etc.
F - Echo / Reverb.
G - Entrée.
H - Sortie.

sante, le retard et le nombre de cellules. Les systèmes utilisent un échantillonnage. Pour pouvoir reconstituer un signal à partir d'échantillons, il faut disposer d'un minimum de deux échantillons : théorème de Shanon. Donc, pour disposer d'une bande passante de 20 kHz, il faudra avoir une période d'échantillonnage de 0,025 ms soit 25 μs (fréquence 40 kHz).

Si on dispose de 1 000 cellules, le temps de retard pourra être de 1 000 x 25 soit 25 000 μs, 25 ms. S'il n'y a que 100 cellules, le retard maximal ne sera que de 2,5 μs pour une bande passante de 20 kHz. Si on restreint la bande passante du signal audio, on pourra augmenter la période d'échantillonnage c'est-à-dire diminuer la fréquence. A ce moment, on pourra augmenter le retard.

L'augmentation du nombre de cellules se traduit par une plus grande complexité, avec l'augmentation du nombre de cellules, il y a eu une détérioration du rapport signal/bruit, sauf dans le cas d'un registre à décalage (tout ou rien) ; les systèmes de codage éliminent complètement les inconvénients dûs au bruit de fond propre du système, l'information est contenue dans une impulsion qui existe ou qui n'est pas là alors que les systèmes analogiques donnent un signal à niveau variable, superposé au bruit propre au registre. Pour les systèmes analogiques comme d'ailleurs pour les systèmes digitaux, il est toujours possible d'utiliser les techniques d'amélioration du signal que sont les réducteurs de bruit, Dolby ou dBx (compresseurs/expanseurs divers) ou encore préaccentuation et désaccentuation (comme en modulation de fréquence). Ces techniques seront plus efficaces lorsque la bande passante du signal sera étendue.

A titre d'illustration de ces procédés, deux constructeurs américains Audio Pulse et Sound Concept proposent aux U.S. des appareils destinés à être raccordés à des chaînes HiFi pour pallier au manque d'espace de certaines chaînes de reproduction sonore. Ces chaînes de réverbération et de retard sont toutes deux stéréophoniques, les signaux retardés le sont de 8 à 94 ms pour l'un et de 5 à 50 ms pour le second. La réverbération Audio Pulse utilise une technique digitale avec convertisseur analogique numérique (modulation en Delta) alors que la chaîne Sound Concept fait appel à des lignes à retard à BBD. Toutes deux sont vendues aux U.S. au prix approximatif de 600 dollars, ce qui veut dire qu'elles seraient vendues en France au prix de 10 000 F (estimation gratuite). Pour le moment ces produits ne sont pas encore importés, à notre connaissance.

Quelques caractéristiques de ces produits : taux de distorsion moins de 1 % pour les deux appareils ; bande passante : 20 Hz à 8 kHz $\pm$ 3 dB pour l'Audio Pulse, 30 Hz à 4 kHz $\pm$ 1 dB pour la Sound Concept.

Rapport signal/bruit mieux que 65 dB pondéré pour l'Audio Pulse, entre 55 et 70 dB (fonction du réglage) pour la Sound Concept. Des performances sensiblement identiques pour les deux produits.

Revenons à notre chambre d'écho et de trucage de son. Nous ne l'avons pas destinée à la HiFi, mais à la musique, ce qui a permis d'exploiter plusieurs systèmes de modification du son. La première fonction de l'appareil, c'est de produire un écho. Nous avons vu que plus le retard était grand et plus la bande passante était faible, à moins de limiter le nombre de circuits à retard. Comme ces circuits sont assez chers, nous n'en avons pris que deux, ce qui nous fait en tout 2 024 cellules. On peut très bien réaliser des circuits plus complexes en multipliant le nombre de circuits mais le jeu n'en vaut pas la chandelle. Avec le système que nous avons choisi, il n'est pas possible d'avoir un retard aussi important que celui créé par une chambre d'écho à boucle magnétique, un retard d'une demi-seconde avec une bande passante honnête exigerait une bande passante trop réduite pour être intéressante, en outre, il faudrait disposer d'un système de filtrage destiné à éliminer les résidus situés dans la bande de fréquence audible.

Lorsque le retard est important, on est obligé d'avoir une

horloge interne qui fonctionne sur une fréquence audible et qui risquera de produire des interférences avec le signal incident.

Pour augmenter les possibilités de l'appareil, nous avons pris le retard sur chaque élément, ce qui nous donne quatre échos successifs. L'horloge interne est réglable, ce qui nous donne une possibilité d'intervention sur le temps de retard.

La fonction écho se complète d'une fonction réverbération. Le signal issu des lignes à retard est réinjecté à l'entrée du système, avec un gain donné, les échos deviennent multiples et il y a une atténuation relativement lente du son, à chaque passage du son dans la ligne à retard, il y a un affaiblissement. La durée du retard est variable par l'intermédiaire du réglage de retard des lignes utilisées.

A la sortie de l'appareil, nous avons un potentiomètre qui mélange le signal d'entrée et celui de sortie. Ce mélange est important, il permet de réaliser d'autres effets. Si on ne prend que le signal de sortie, des lignes à retard, on aura un ou plusieurs échos ou encore le signal réverbéré. Lorsque le potentiomètre sera complètement tourné dans l'autre sens, ce sera le signal direct qui sera transmis. Les positions intermédiaires sont là pour doser le mélange entre le son direct et le son réfléchi.

Ce mélange permet de donner des effets de Flanging. Le flanging est une sorte de phasing, on réalise avec la ligne à retard un filtre dont la réponse en fréquence est une succession de creux et de bosses très rapprochés (filtrage en peigne). La réponse en phase est liée au relief de cette courbe. Le flanging consiste à moduler en fréquence l'horloge interne de la ligne à retard. Nous avons un oscillateur, il n'y a qu'à le moduler en fréquence. Pour ce faire, nous avons ajouté au montage un oscillateur TBF à fréquence variable et dont le niveau de sortie est lui aussi variable, le réglage du niveau de sortie permet de faire varier le taux de modulation de fréquence de l'oscillateur. Avec le potentiomètre de sortie, on ajuste la qualité de l'effet.

Cet oscillateur peut aussi être employé pour créer un vibrato électronique, et non un trémolo. Le retard du signal peut être modulé par l'oscillateur TBF. Nous reproduisons ici l'effet, un effet du genre Doppler, il y a un changement de fréquence instantané donnant un véritable vibrato...

Nous aurons donc, avec un seul appareil plusieurs possibilités toutes aussi intéressantes les unes que les autres, mais comme on réalise ces fonctions sans optimiser le système, pour chacune, nous n'aurons pas les meilleures performances possibles à chaque fois. Certaines fonctions exigent une fréquence d'horloge élevée, d'autres une fréquence plus faible, les filtres destinés à l'élimination des fréquences indésirables sont fixes alors qu'il aurait fallu, pour bénéficier de la possibilité d'extension de la bande passante pour les faibles temps de retard, modifier leur fréquence de coupure, cela nous aurait entraîné trop loin. Nous avons un peu sacrifié les performances à la simplicité. Pour aller plus loin dans la recherche sonore, on pourra modifier la base de temps (l'horloge) augmenter la bande passante des filtres passe-bas, et aussi augmenter le nombre de cellules de retard ce qui complique le montage.

Nous avons limité également le nombre de potentiomètres de réglage pour faciliter l'utilisation de l'appareil, il va de soi que les réglages fixes que nous avons choisis peuvent être ajustés manuellement. Si vous avez envie d'avoir une vingtaine de potentiomètres, ce sera impressionnant mais il vous faudra pas mal de temps pour retrouver un son donné.

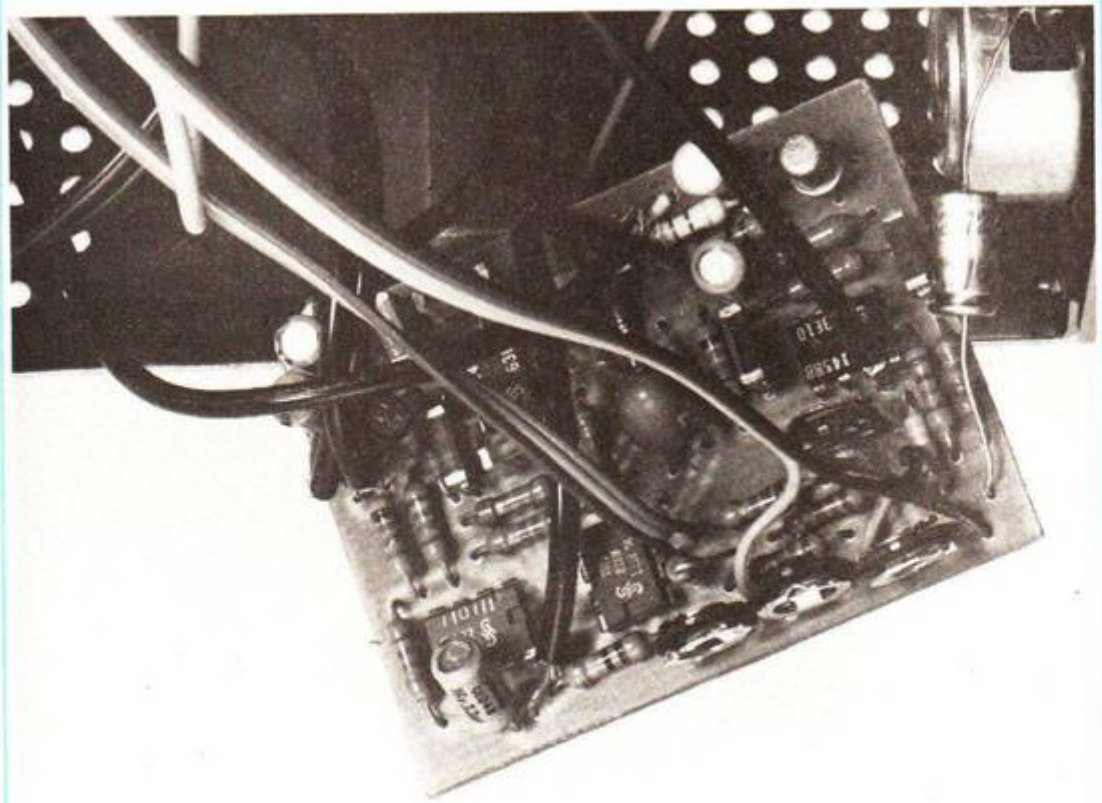


Photo 1. – Le module de mélange et de filtrage relié au montage.

L'ÉCHO

La figure 1 donne la constitution de la chambre d'écho.

Le signal arrive sur une borne d'entrée, il accède à une série de lignes à retard analogiques. Les divers retards sont mélangés et la sortie est constituée d'une série de signaux qui sont retardés les uns par rapport aux autres. Le réglage de l'effet est confié au potentiomètre de retard, chaque sortie de la ligne à retard peut être connectée ou déconnectée, on pourra avoir un, deux, trois ou quatre échos. Les retards des lignes sont de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes, le retard maximal que l'on peut obtenir à la sortie de la chaîne est de 150 ms avec les valeurs que nous avons déterminées.

LA RÉVERBÉRATION

La figure 2 donne la constitution du système de réverbération.

La réverbération est obtenue à partir d'une chambre

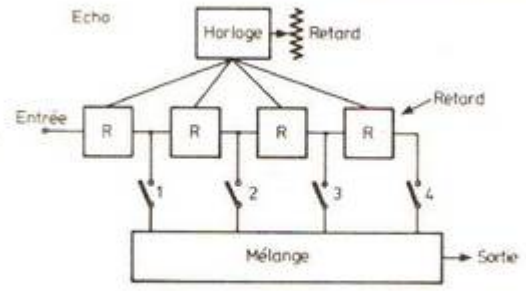


Fig. 1. – Configuration de la chambre d'écho.

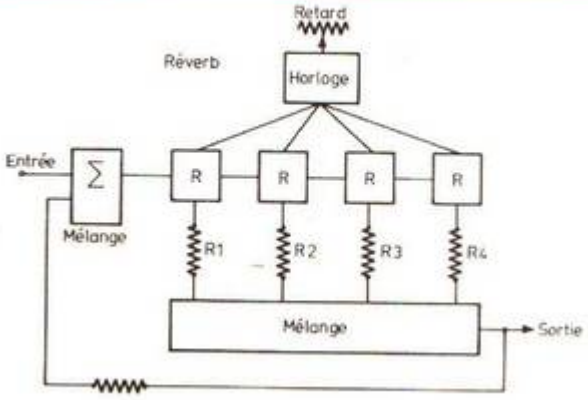


Fig. 2. – Configuration de la chambre de réverbération.

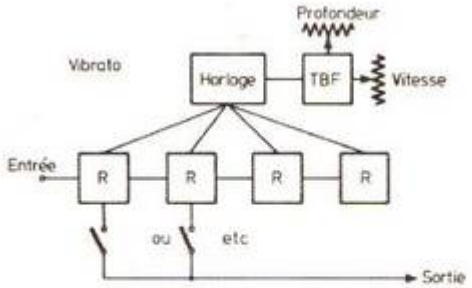


Fig. 3. – Configuration du vibrato.

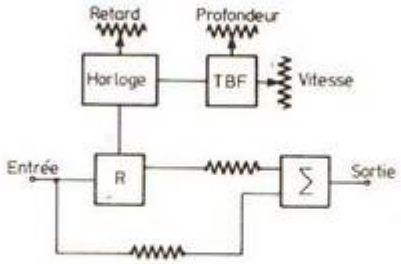


Fig. 4. – Configuration du flanger.

d'écho que l'on reboucle sur elle-même. Le signal d'entrée arrive sur un étage mélangeur qui reçoit sur son autre entrée le signal final. La tension audio qui sort du mélangeur attaque la suite de lignes à retard. Toutes les sorties de la ligne à retard sont mélangées avec un rapport que l'on pourra choisir en fonction de la coloration désirée pour la réverbération, le signal mélangé est dirigé vers la sortie et est réinjecté sur l'entrée.

LE VIBRATO

Le synoptique est donné sur la figure 3.

Le signal arrive sur la ligne à retard, on choisit en sortie l'un des signaux retardés par le truchement d'un potentiomètre (on peut d'ailleurs utiliser plusieurs retards pour corser l'effet). L'horloge interne est modulée en fréquence, il y a donc en sortie des lignes à retard une tension audio dont le retard varie en permanence, certaines périodes du signal d'entrée seront tassées (lorsque l'on réduit le retard) d'autres seront écartées (si on augmente le retard). Le résultat de cette compression et de cette extension successive du signal est la production d'une modulation de fréquence, le resserrement des périodes se traduit par une augmentation de la fréquence, l'augmentation de l'espacement par une réduction de fréquence.

La commande manuelle, ou si on veut par l'intermédiaire d'une pédale de la fréquence, permet d'obtenir un effet de vibrato manuel qui peut être synchronisé avec le jeu de l'instrument.

LE FLANGER

Pour le flanger, se reporter à la figure 4. Nous avons une configuration analogue à celle du vibrato, il y a simplement une différence, entrée et sortie sont réunies par l'intermédiaire d'un mélangeur, on s'arrange, dans ce cas à ce que les niveaux direct et retardé soient les mêmes.

L'effet esr réglable en fréquence par le potentiomètre de vitesse et en intensité par le potentiomètre de profondeur, ce potentiomètre est celui de profondeur de modulation en fréquence.

SYNOPTIQUE COMPLET

La figure 5 donne le synoptique complet. Nous disposions avec l'unique chambre d'écho de suffisamment de dispositifs pour réaliser toutes les fonctions que nous avons évoquées, il aurait été un peu bête de ne pas profiter de toutes ces possibilités. Ce synoptique est un synoptique simplifié qui ne tient compte que des fonctions de chaque module. Nous avons à l'entrée du circuit un mélangeur qui sera utilisé pour la fonction réverbération. Il est suivi de quatre éléments de retard dont le temps de retard est commandé par une unique horloge. Cette horloge peut fonctionner à plusieurs vitesses par l'intermédiaire du potentiomètre de retard, un oscillateur TBF incorporé à fréquence variable envoie sur l'horloge un signal d'amplitude réglable. Le niveau de la tension TBF correspond au taux de modulation de l'oscillateur.

Quatre sorties de ligne à retard sont dirigées vers des potentiomètres et des résistances. Les résistances sont commutables pour choisir le type d'écho et les potentiomètres sont branchés en permanence et préréglés. Un double inverseur sélectionne la réverbération ou l'écho en choisissant les sorties d'écho et en faisant la réinjection du signal de sortie sur l'entrée.

Un étage mélangeur mélange les échos et un potentiomètre double monté en balance assure le mélange entre le signal direct et le signal retardé. Nous avons donc, avec ce schéma toutes les configurations des figures

1 à 4. Il suffira d'éliminer telle ou telle fonction pour réaliser tel ou tel effet.

L'ALIMENTATION

La tension d'alimentation nécessaire au fonctionnement du montage est de 12 V. Cette tension est obtenue à partir d'un transformateur dont la tension primaire doit être adaptée à la tension secteur. Le secondaire débite sur un pont de diodes qui peut être constitué soit de quatre diodes genre 1 N 4001 ou plus simplement d'un pont de diodes surmoulé, la puissance est faible, on pourrait même à la limite utiliser des diodes genre 1N 914 ou 1N 4148, il y aurait un risque dû au courant de charge du condensateur de 1 000 μF. La tension filtrée non stabilisée est transmise à un circuit intégré régulateur de tension du type 7812, 12 comme 12 volts. Ce régulateur possède simplement trois broches de sortie et se présente comme un transistor de puissance en boîtier plastique (il existe aussi sous d'autres présentations). La tension non régulée arrive sur une broche, ressort sur une autre et il y a un point à la masse. La sortie de ce circuit doit se faire sur un condensateur qui évitera les oscillations. Ce type d'alimentation est entièrement protégé, il n'assure toutefois pas la protection du montage qu'il alimente !

Nous ne proposerons pas de schéma de câblage pour cette alimentation, le circuit intégré sera monté directement sur le châssis, sans rondelle isolante et les éléments périphériques pourront être supportés par des barrettes ou par des bornes isolantes. Le pont de diodes est directement monté sur le transformateur d'alimentation (les fils de sortie du bobinage sont tirés des cosses, et la tension continue sort directement des cosses du transformateur, cosses sur lesquelles a été fixé le condensateur de filtrage de 1 000 μF). Rien de plus simple. Il va de soi que toute autre alimentation suffisamment filtrée fera parfaitement l'affaire.

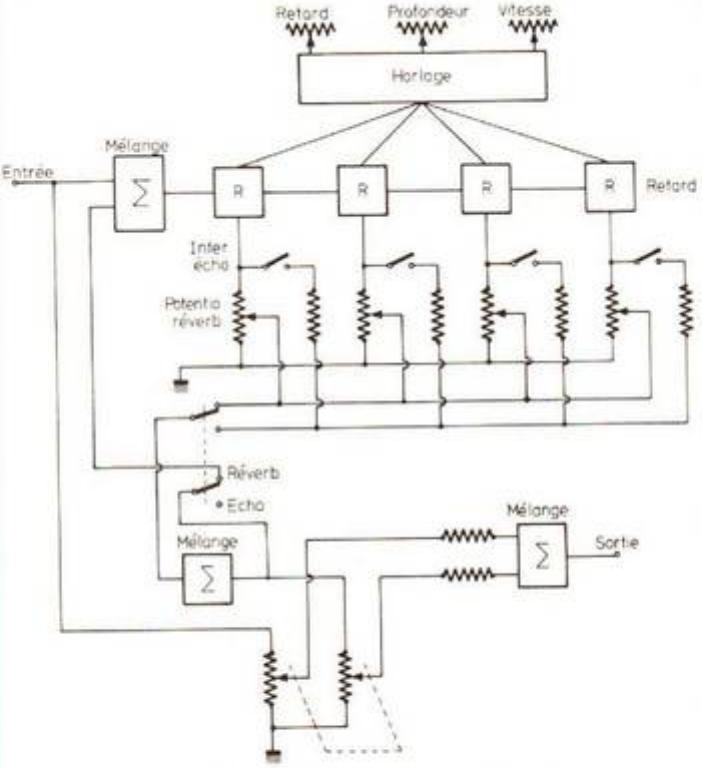


Fig. 5. – Synoptique simplifié de la chambre d'écho, de réverbération, etc.

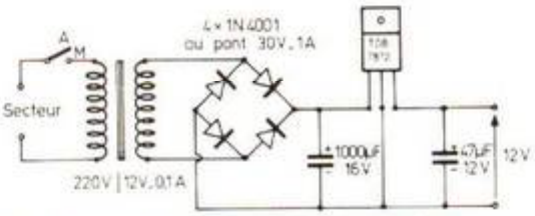


Fig. 6. – Schéma de principe de l'horloge et de son modulateur.

MODULE D'HORLOGE

L'appareil a été réalisé sur plusieurs modules. Cette division facilite la réalisation, nous avons utilisé la méthode de l'usinage mécanique des circuits imprimés, il est difficile d'usiner de grandes surfaces, il y a multiplication des risques et si on commet une erreur, il est plus facile de recommencer un petit circuit imprimé qu'un gros. Par contre, la complexité du câblage sera plus importante et demandera davantage de soins, à moins que, comme nous, vous laissiez les fils en vrac dans l'appareil. Nous avons donc plusieurs modules, un pour l'horloge, un pour la ligne à retard, un pour les circuits de mélange de filtrage et d'amplification.

L'horloge se compose d'un oscillateur TBF suivi d'un étage à sortie sur émetteur (sortie sous faible impédance), d'une horloge travaillant à une fréquence relativement haute, d'un déphaseur qui permet d'obtenir des impulsions en opposition de phase et de deux étages de sortie.

Cette horloge est unique, nous avons en effet utilisé une seule horloge pour les quatre lignes à retard. L'emploi de plusieurs horloges permet d'avoir une réponse meilleure, plus réaliste pour la chambre de réverbération mais les risques d'interférence entre les fréquences des deux horloges sont plus importants ces interférences se traduisent par des sons audibles situés dans la bande passante des filtres du système. Les chambres d'écho commercialisées utilisent pour la plupart d'entre elles des retards répartis régulièrement, c'est ce que nous avons ici.

Le transistor T_1 est monté en oscillateur à double T dont un élément est variable. La variation de cet élément permet de modifier la fréquence de l'oscillateur TBF. Il est possible de modifier en fonction de ses goûts personnels la fréquence de cet oscillateur en augmentant la valeur des condensateurs pour réduire la fréquence de fonctionnement de l'appareil ou en les diminuant pour augmenter la fréquence.

La tension de sortie, qui est pratiquement sinusoïdale est disponible sur le collecteur de T_1. Pour éviter de charger l'oscillateur, un étage à collecteur commun est intercalé entre l'oscillateur et le modulateur.

La polarisation du transistor T_2 se fait par une liaison continue entre le collecteur de T_1 et la base de T_2. La tension alternative est transmise par le condensateur C_4 à un potentiomètre qui permet de doser le niveau TBF dont de régler l'indice de modulation.

L'horloge proprement dite est constituée par un unique circuit intégré du type 555 qui fonctionne de la façon suivante. Le condensateur C_6 se charge par l'intermédiaire des résistances P_3, R_8 et R_9 lorsque la tension de charge atteint une valeur fixée par un pont de résistances internes au circuit intégré, un système décharge le condensateur en mettant la borne 7 à la masse.

La constante de temps de décharge est donc liée à C_6 et R_9. On voit tout de suite que le rapport cyclique de cet oscillateur ne peut être égal à 1.

Lorsque la tension atteint une seconde valeur toujours fixée par un pont interne, la décharge du condensateur est stoppée et la charge recommence. La tension de sortie tout ou rien est synchrone avec le régime de charge et de décharge du condensateur, elle varie entre deux valeurs proches du zéro et de la tension d'alimentation. La tension de sortie est disponible sur la borne 3. L'entrée 5 du circuit est une entrée de modulation. Cette modulation se fait en injectant sur le pont de résistances interne une tension alternative. Comme on change la tension de référence, le condensateur mettra plus ou moins longtemps à atteindre la tension de commutation et nous aurons une modulation de fréquence du train d'impulsions de sortie.

La tension de sortie de l'oscillateur est envoyée sur l'entrée d'horloge d'une bascule intégrée du type TTL à haut niveau, un circuit intégré qui peut être alimenté sous une tension de 12 V. La bascule délivre deux tensions de sortie inverses qui donnent des signaux convenant parfaitement au transfert des charges d'un élément au suivant de la ligne à retard analogique.

Le circuit intégré diviseur donne un signal de rapport cyclique égal à 1. Les deux sorties du circuit sont chargées par les lignes à retard. Ces lignes se présentent comme une capacité de 110 pF. Comme chaque circuit doit être commandé, c'est une charge de 440 pF que verra chaque sortie, il a donc fallu, pour conserver un temps de montée suffisamment faible, placer des étages d'adaptation d'impédance.

Ces étages sont des émetteurs communs doubles, à structure complémentaire. On notera qu'il n'y a pas de polarisation des bases, il n'y a pas ici de problème de distorsion

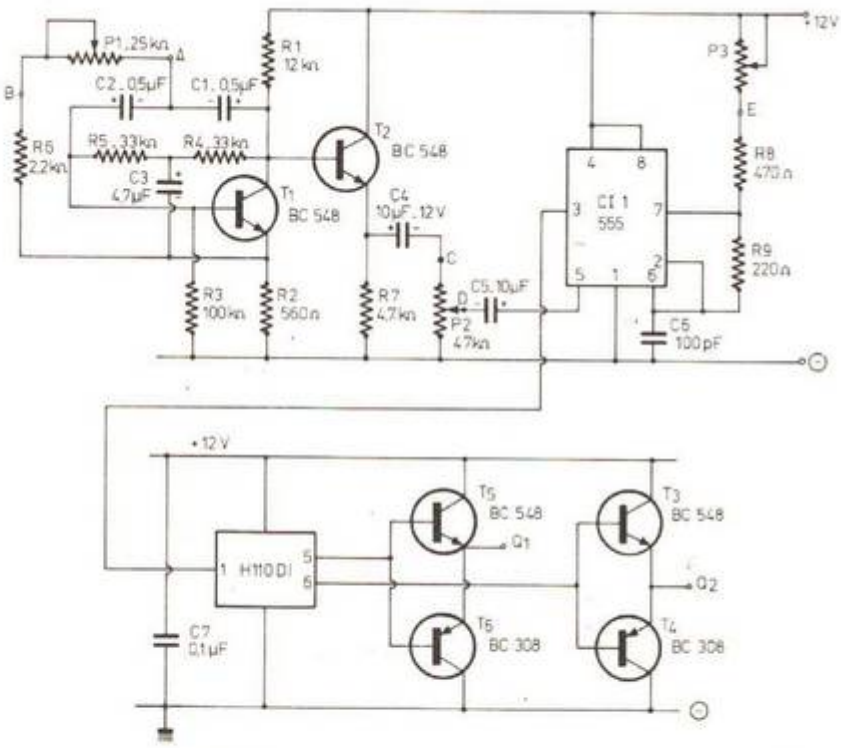


Fig. 7

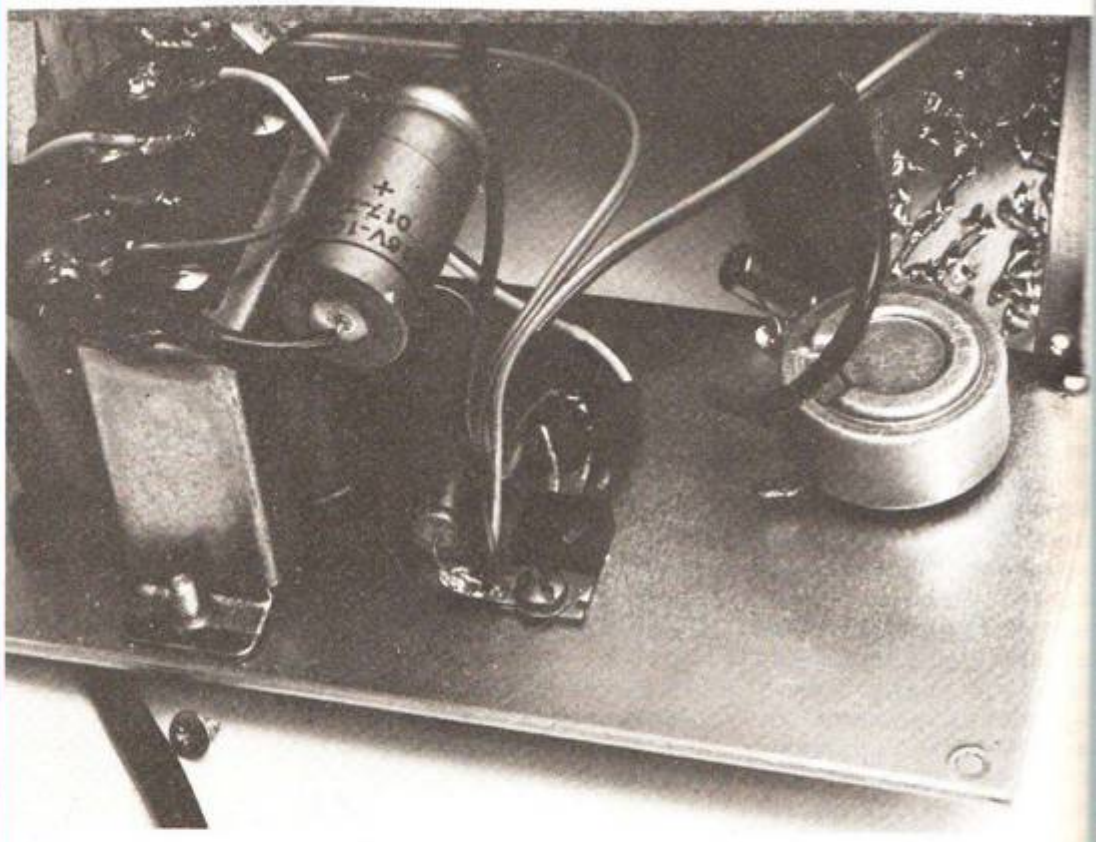


Photo 2. – L'alimentation de la chambre d'écho, très simple. Le potentiomètre qui est installé sur la face arrière du coffret servait au cours de l'expérimentation à modifier le gain de la boucle de réinjection de réverb.

de croisement, la tension passe très rapidement du moins au plus et inversement. Nous avons utilisé pour des étages de sortie des transistors très classiques du type BC 108 (NPN) et son transistor complémentaire, BC 308 ou autre. Les deux étages sont identiques. L'inconvénient du montage à collecteur commun classique est son asymétrie, il est très bon pour la phase de conduction du transistor (montée de la tension pour le NPN, descente pour le PNP) alors que lorsque sa base est bloquée, c'est la résistance de charge qui détermine la constante de temps. En utilisant deux transistors (un transistor est à peine plus cher qu'une résistance ou presque !) nous avons un temps de montée aussi bon que le temps de descente.

LIGNE À RETARD

C'est une ligne de quatre circuits que nous avons réalisée ici. Ces circuits sont des doubles lignes à retard du type analogique de Reticon, référence SAD 1024. Chaque cellule élémentaire possède 512 éléments. Le schéma du module de retard est représenté figure 8.

Tous les éléments sont raccordés entre eux, la sortie de l'un reliée à l'entrée du suivant. Le signal audio arrive sur la borne 2 du premier circuit par un condensateur de liaison. Le circuit est polarisé, par la résistance R_1. Les quatre résistances de polarisation sont alimentées par un circuit auxiliaire constitué d'un pont de polarisation découplé. Le réglage de la tension de polarisation permet de tirer le maximum de tension du circuit sans écrêtage trop important et avec un taux de distorsion acceptable. La conception de ces circuits intégrés rend leur utilisation très simple. Sur les entrées 3 et 8 nous envoyons les impulsions

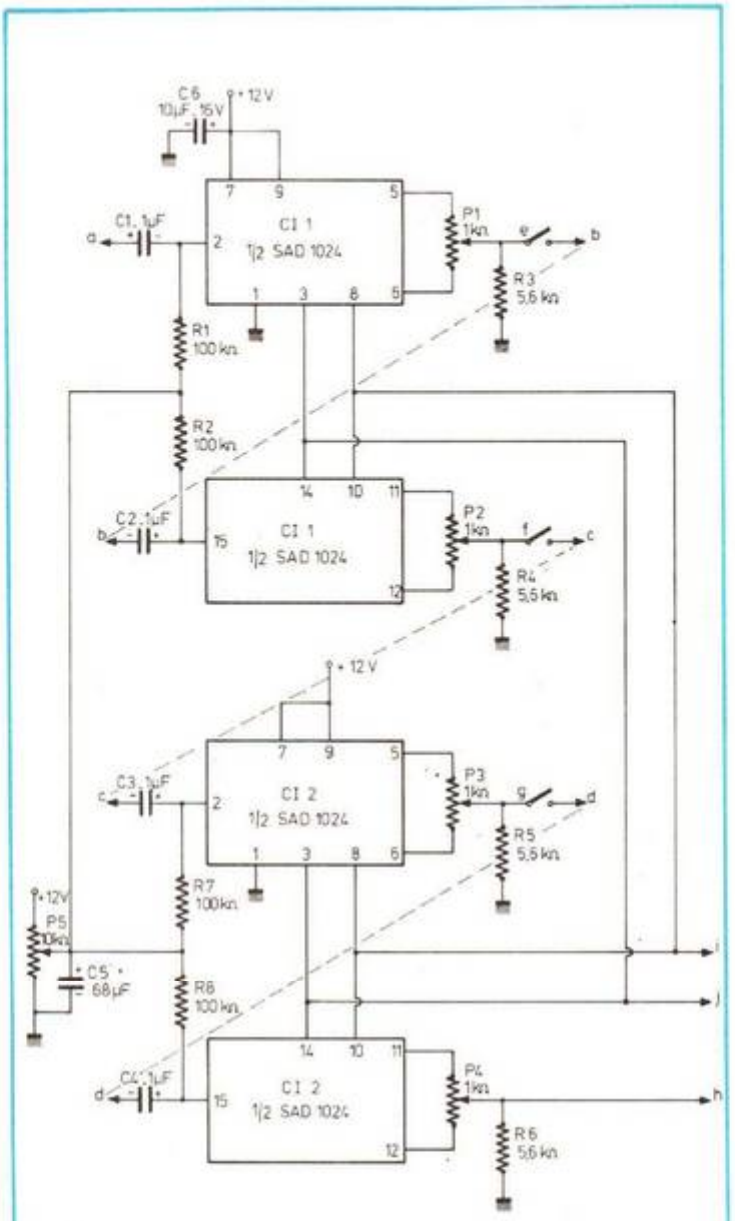


Fig. 8. – Schéma de principe du module de retard.

d'horloge déphasées. La sortie est un peu particulière. Il y a pour chaque cellule deux sorties qui sont décalées d'une demi-période d'échantillonnage. On recueille ainsi deux échantillons par période (pour une seule des sorties on recueille une tension rectangulaire dont le sommet est modulé en amplitude par le signal d'entrée. La multiplication par deux du nombre d'impulsions permet de combler des trous entre les impulsions, ce qui réduit fortement l'amplitude du résidus parasite à la fréquence d'échantillonnage, ce que nous apprécierons pour les temps de réverbération importants (pour ces durées élevées, la fréquence d'échantillonnage s'abaisse pour devenir audible, elle devient difficile à filtrer).

Les deux sorties (3 et 8 par exemple) ne délivrent pas de tensions ayant rigoureusement la même amplitude. Le rôle du potentiomètre P_1 est de régler le gain relatif des deux sorties de façon à ce que le signal de sortie soit le plus propre possible. La valeur de la résistance R_3 a été choisie pour que le gain du circuit soit pratiquement unité. Sinon, il y aurait un affaiblissement à chaque étage et en sortie, nous retrouverions plus de bruit que de signal utile, ou presque, nous aurions en tout cas une dégradation certaine du bruit de fond.

Les sorties de chaque circuit sont reliées à l'entrée suivante. Les quatre sections sont absolument identiques, les horloges seront branchées en parallèle en respectant la phase relative de chaque circuit.

CIRCUITS DE FILTRAGE, D'AMPLIFICATION ETC.

Cette section est imposée par les caractéristiques propres aux systèmes d'échantillonnage, dans ces systèmes, on prend des échantillons de tension périodiquement, on traite les échantillons puis on reconstitue le signal. Les échantillons ont une durée déterminée et une amplitude constante tout au long de cette durée. Pour reconstituer une onde, on juxtapose toute une série d'échantillons, au lieu d'avoir une tension régulière, on aura une tension constituée d'une série de marches d'escalier (un escalier sinusoïdal). Ce signal sera en fait constitué de la superposition d'une sinusoïde (ou une autre forme d'onde) et d'une dent de scie à la fréquence d'échantillonnage. Il est donc indispensable, pour récupérer l'onde régulière qui nous intéresse, d'éliminer cette dent de scie, ce qui expliquera la présence d'un filtre en sortie de la chambre d'écho.

Il y aura également un filtre à l'entrée de cette chambre. Ce filtre s'impose pour une autre raison. La bande passante du signal est limitée par la fréquence d'échantillonnage si on a fixé un délai, un temps de retard. Il faut éviter d'envoyer dans la chambre des tensions dont la fréquence est supérieure à la fréquence

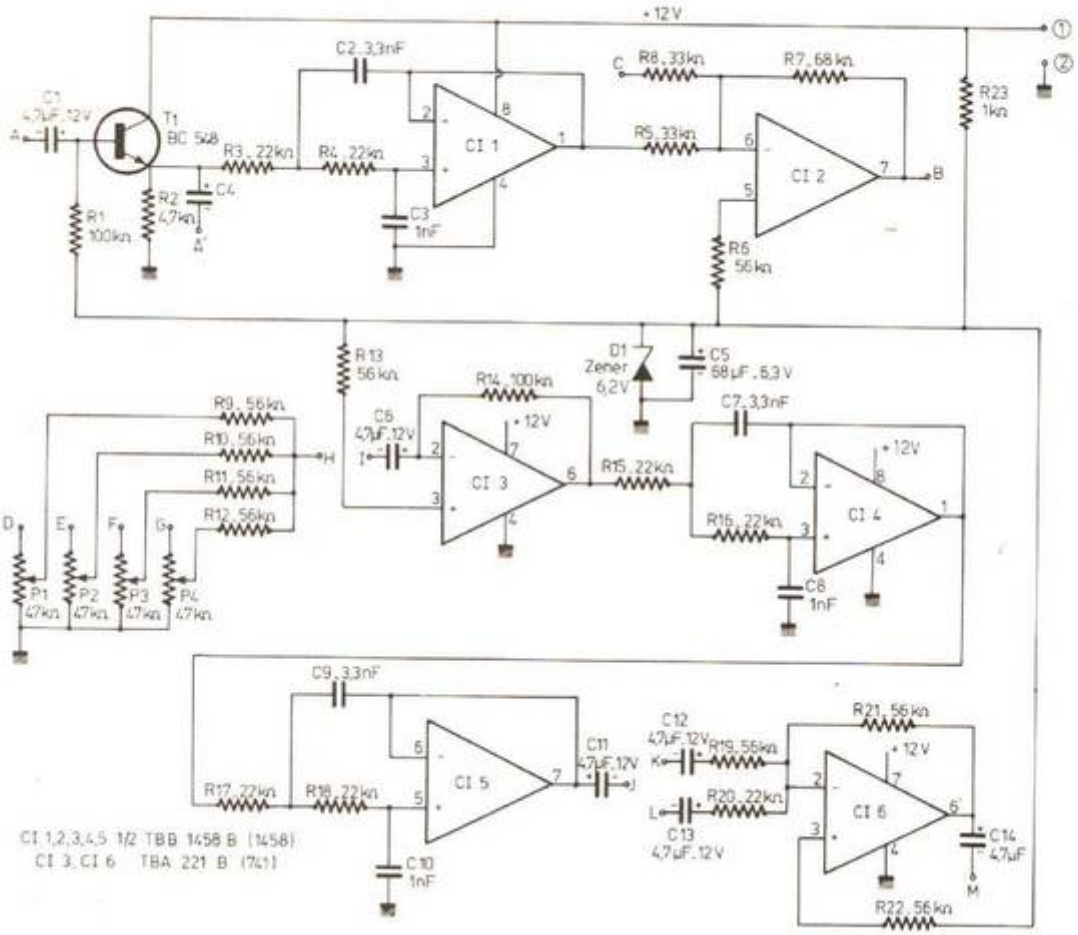


Fig. 9. – Schéma de principe du module de mélange d'amplification et de filtrage.

maximale que l'on doit traiter. Si le contenu de la tension d'entrée est surchargé d'harmonique, nous aurons en sortie une sorte de gazouillis imputable au mélange de la tension d'entrée et de la tension d'échantillonnage. Il est donc impératif de limiter dès l'entrée la bande passante. Le résultat d'un mauvais filtrage se fait entendre sous forme de bruit de fond cohérent manquant totalement d'harmonie.

Le module de mélange, d'amplification et de filtrage possède tous les circuits amplificateurs, tous les circuits de traitement analogique du signal, exception faite de la ligne à retard.

La tension audio arrive sur la base du transistor T_1 qui est simplement un adaptateur d'impédance. La liaison est faite par condensateur et la polarisation est confiée à un circuit à part. Nous n'avons pas utilisé ici d'alimentation à point milieu, ce qui aurait sans doute permis d'éliminer des problèmes de liaison entre étages et aussi de polarisation, mais aurait compliqué l'alimentation et aurait été inutile pour la ligne à retard qui ne demande qu'une seule tension pour fonctionner parfaitement.

Le circuit de polarisation est constitué d'une diode zener polarisée par une résistance. Un condensateur de 68 μF filtre le bruit de fond de la diode Zener. Toutes les polarisations sont assurées par des résistances de valeur relativement forte. Le premier circuit intégré est une moitié de 1458. Ces circuits intégrés sont composés de deux amplificateurs opérationnels compensés intérieurement, ils ne demandent pas, pour les applications courantes de réglage d'offset, ou de circuit RC de compensation. Utilisés à faible gain ils offrent une bande passante satisfaisante avec un gros avantage sur le plan implantation, il n'y a que quatre pattes par amplificateur, deux pour les entrées, une pour la sortie et une pour l'alimentation, ce qui nous fait 8 pattes pour deux amplis op. Nous avons toutefois conservé ici dans une autre partie du montage des bons vieux TBA 221 qui sont des 741 à l'appellation européenne.

Le premier circuit intégré est monté en filtre à source contrôlée. La polarisation se fait directement en prenant la tension d'émetteur de T_1. La sortie de l'ampli est reliée directement à l'entrée inverseuse pour constituer un amplificateur de gain unité. La fréquence de coupure de ce filtre passe-bas et la forme de la courbe de réponse sont donnés par les valeurs des résistances R_3, R_4 et des condensateurs C_2 et C_3. On voit qu'il n'y a ici aucun élément ne servant pas directement au filtrage.

Le second circuit intégré est un mélangeur, lorsque l'appareil est utilisé en chambre d'écho, il se contente d'apporter un gain de 2 environ ; en réverbération, il sert au mélange. Ce type de mélangeur n'apporte aucune interférence d'une source à l'autre, le point 6 du circuit intégré est en effet à la masse du point de vue alternatif. L'amplificateur opérationnel a un gain élevé, si l'écart entre les tensions des bornes 5 et 6 est grand, il y aura forcément une tension de sortie, c'est incompatible avec le rôle de la résistance R_7 qui sert de contre-réaction et qui retransmet à l'entrée toutes les variations de la sortie.

Les potentiomètres P_1 à P_4 servent à constituer le mélange pour la réverbéra-

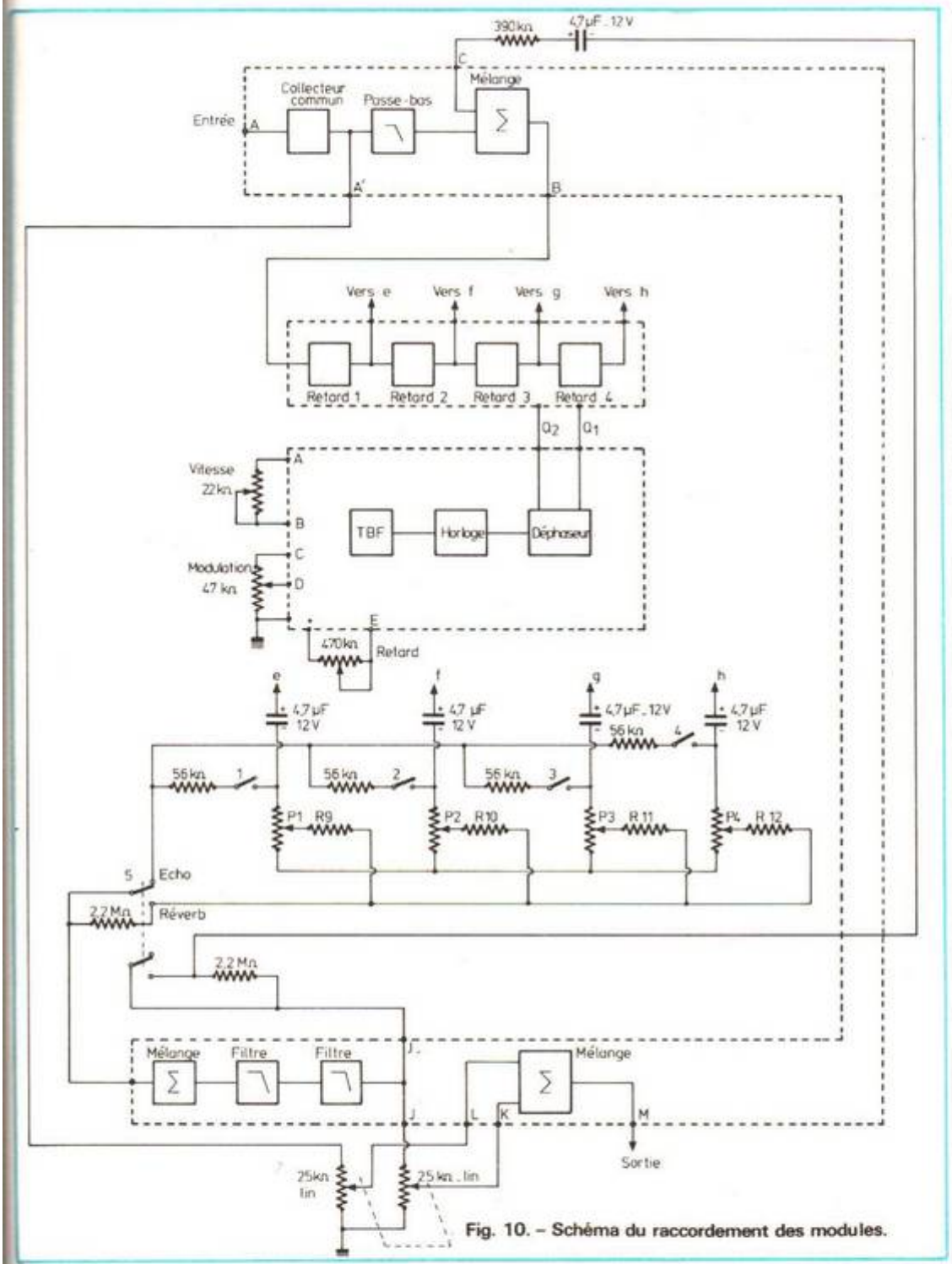


Fig. 10. – Schéma du raccordement des modules.

tion, un mélange différent de celui qui sera constitué pour l'écho. Nous avons choisi cette formule pour obtenir une durée de réverbération élevée sans avoir toutefois d'entrée en oscillation du montage. La tension de sortie de la ligne à retard est renvoyée à l'entrée, si la tension renvoyée est d'une amplitude trop importante il y a accrochage sur une fréquence déterminée par le retard. Un retard peut se traduire par une variation de phase pouvant atteindre plusieurs fois 180°, certaines fréquences se retrouvent en phase avec le signal d'entrée, d'autres en opposition de phase.

Le circuit intégré C_{13} est un TBA 221, il est monté en mélangeur et reçoit les tensions de sortie des lignes à retard. Il est suivi de deux filtres actifs à source contrôlée aux composants identiques, ils sont bâtis autour d'un 1458.

Le dernier circuit intégré est un TBA 221 en boîtier plastique à 8 pattes. C'est un mélangeur qui reçoit d'une part le signal direct, d'autre part le signal retardé et filtré. Sa sortie se fait sur un condensateur qui élimine la composante continue. Nous retrouvons également pour ce circuit intégré une polarisation faite par la source auxiliaire interne.

ASSEMBLAGE DES MODULES

Les modules sont réunis entre eux pour reconstituer le schéma de la figure 10. Les encadrés représentent les modules et nous n'avons fait figurer que les blocs fonctionnels. Plusieurs composants sont utilisés pour réaliser le mélange pour l'écho avec commutation des résistances par des interrupteurs. Les condensateurs de liaison ont été installés en série avec les interrupteurs, on aurait d'ailleurs pu les loger directement sur le module de retard, mais ce module avait été prévu pour d'autres utilisations qui ne nécessitaient pas forcément de condensateurs de liaison. Les résistances de 2,2 MΩ qui sont installées sur le commutateur écho/réverb. sert à maintenir la charge du condensateur d'entrée du mélangeur et du condensateur de liaison pour la réinjection du signal de réverbération. Ces résistances permettent d'obtenir un silence total, une absence de bruits de commutation, le confort que l'on trouve sur les amplificateurs HiFi japonais.

Les deux potentiomètres de mélange sont en fait un seul potentiomètre double, ils sont montés de façon à ce que lorsque l'un est au maximum, l'autre soit au minimum.

La résistance de 390 000 Ω qui est installée dans la ligne de retour de la réverbération peut être changée si on désire modifier la durée de réverbération.

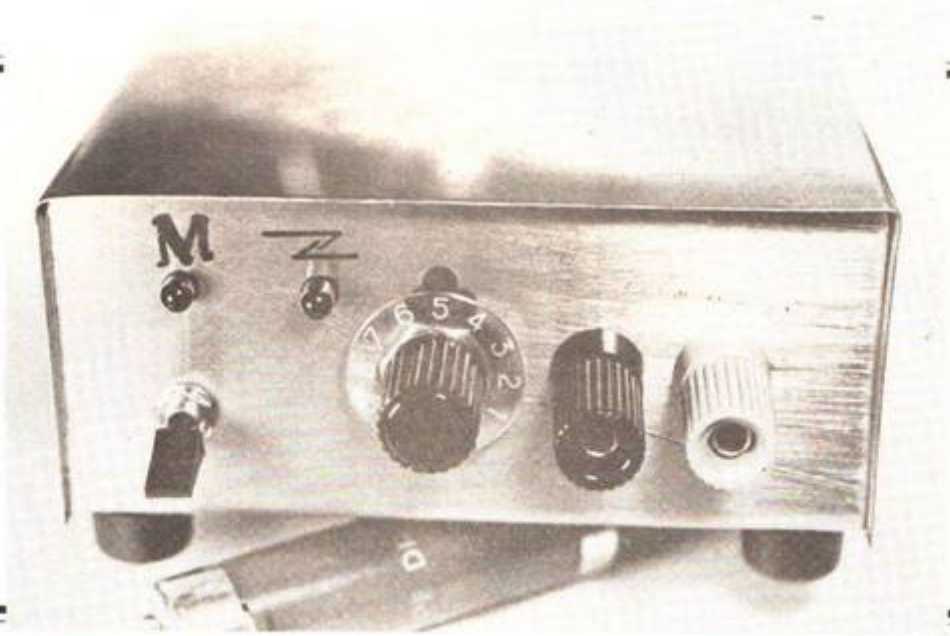
Autre détail pratique, la liaison entre le module de retard et les interrupteurs d'écho se fait par un câble à quatre conducteurs, il n'y a pas cette liaison unique que nous avons adoptée pour le schéma.

Ce schéma sera utilisé pour la réalisation pratique.

(à suivre)

E. LEMERY

UN DISJONCTEUR



automatique universel

CE disjoncteur est universel. Quelle que soit votre alimentation stabilisée, vous pourrez lui adapter ce type de disjoncteur, automatique, parce qu'il supporte les courts-circuits permanents et remet les choses comme avant dès qu'on retrouve les charges normales. Certaines alimentations présentent un défaut très gênant qui les rendent inutilisables pour les dépanneurs radio-télévision ou les laboratoires d'essais : au moindre court-circuit le transistor final que vous montre la photo 1 trépasse, parce qu'aucune protection aux fausses manipulations n'est prévue, à part un fusible qui fond après la destruction de tous les semiconducteurs, comme d'habitude.

PRINCIPE

Le cahier des charges est relativement simple : on doit maintenir les courants et tensions dans la plage affichée par le galvanomètre, mais tenir bon en cas de court-circuit permanent. Pour toute alimentation à stabilisation série, en cas de court-circuit en sortie, toute la tension non régulée, issue du redresseur et filtre, se retrouve aux bornes du transistor ballast.

Photo 1

Le radiateur de la **photo 1** est sous dimensionné. Il supporte à peine 10 W. Pour cette alimentation le fonctionnement sans fumée à très basse tension est assuré par une diminution de la tension non régulée qui, dans le cas de notre alimentation, se fait en deux pas, de 0 à 12 et de 12 à 24 V. Vu la taille du radiateur, le disjoncteur universel que nous avons mis au point dissipera quand même les 10 W au repos. Ceci vous permet de mieux le situer par rapport à vos besoins : si vous tentez de l'utiliser pour une alimentation 12 V/0,5 A, par exemple, fournissant 6 W max., il n'est pas intéressant. D'ailleurs il est prévu pour un boîtier TO3,

correspondant à des transistors ballast de puissance supérieure à 6 W.

Un simple disjoncteur par limitation de courant ne mérite pas le nom de disjoncteur que certains auteurs lui accordent. La totalité de la tension non régulée, multipliée par le courant de limitation – qui sera forcément supérieur ou égal au courant maxi de l'alimentation, font pour l'alimentation donnée en exemple : 28 x 1,5 = 42 W.

Le transistor ballast grillerait dans les 30 secondes et c'est le cas dans beaucoup d'alimentations. Un vrai disjoncteur devrait déceler le dépassement des limites maximales de fonctionnement et engager une procédure d'urgence, plutôt logique et non linéaire.

La figure 1 montre ces deux philosophies de la disjonction. En figure 1 a, vous trouverez la limitation de courant pure et simple. La figure 1 b est caractéristique des limitations à repli. Si, en fonctionnement, la tension de sortie chute à zéro, le courant de sortie diminuant, la puissance à dissiper par le transistor ballast diminue ou reste constante.

La plus importante de ces courbes est la courbe de la figure 2 : ce qui fait sauter l'étage final n'est pas le courant de sortie et la tension de sortie mais le même courant et la tension aux bornes du régulateur, totalement ignorée sur les courbes de la figure 1. Donc la puissance dissipée par le transistor final est à déduire pour une tension non régulée donnée à chaque valeur de la tension de sortie. Il en résulte une courbe limite comme celle de la figure 2. Pour 28 V de tension non régulée et 10 W de puissance limite à dissiper l'équation donnant cette courbe est :

$$U_{sortie} = 28\ V - 10\ W/I_{sortie}$$

En pratique le repli ne se fait pas sur cet arc d'hyperbole mais sur des droites comme celles figurées, passant par les

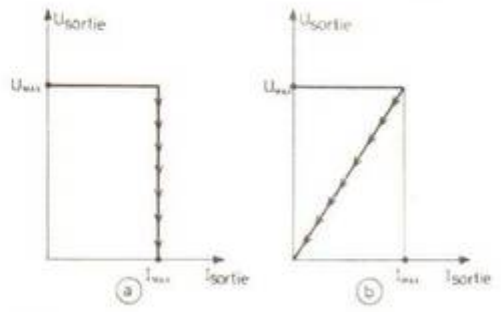


Fig. 1

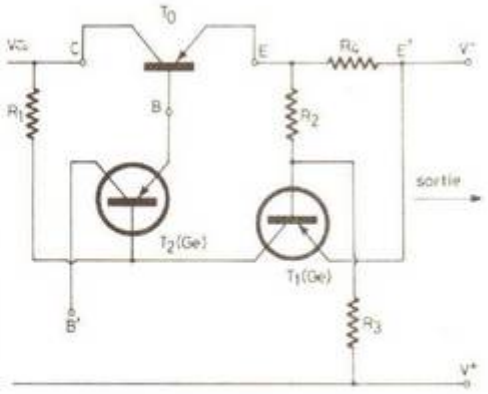


Fig. 3 a

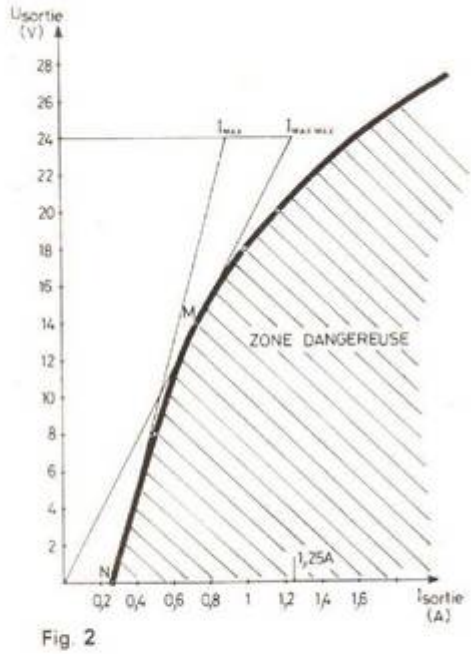
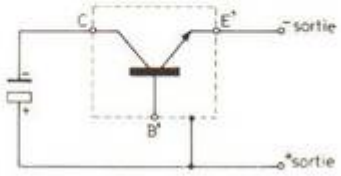


Fig. 2



3 b

points M et N. La droite passant par l'origine et tangente à l'hyperbole du point M est un cas idéal, difficile à réaliser. En pratique il y a toujours un courant non nul qui traverse le ballast, comme pour la droite passant par N. Il y a un courant de fuite dans les courts-circuits maxi, à ne pas dépasser – il est de 0,3 A dans notre exemple. Ce type de limitation mérite le nom de disjonction et elle est à 100 % efficace.

Avec ces considérations théoriques nous avons réalisé le système de disjonction dont la figure 3a vous donne le schéma général.

En plus de la caractéristique de repli qui se situe statistiquement, sur 250 exemplaires réalisés, dans la fourchette donnée par les deux courbes, passant par M et N, de la figure 2, ce circuit a aussi la qualité de déconnecter efficacement la base B', la nouvelle base, du reste de l'alimentation.

Nous avons prévu cette déconnexion pour les raisons que la figure 4 explique mieux qu'une longue tirade : elle représente le schéma de principe de cette alimentation et des tas d'autres.

Un potentiomètre P parcourt une tension stabilisée E_z. Le curseur est, par un Darlington, à peu près au potentiel de sortie. Il n'y a pas stabilisation proprement dite mais on force la tension de sortie à suivre le potentiel V_p, du curseur, parce qu'en bon fonctionnement les transistors du Darlington ne peuvent pas avoir une tension base-émetteur supérieure à 0,4 ou 0,6 V.

Or, du fait de manque de contre-réaction, l'impédance de sortie, vers la charge qui est, pour les utilisateurs, l'impédance interne de la source d'alimentation est très grande. S'il y a demande brusque de courant, la tension de sortie s'écroule et dans le potentiomètre P circule un

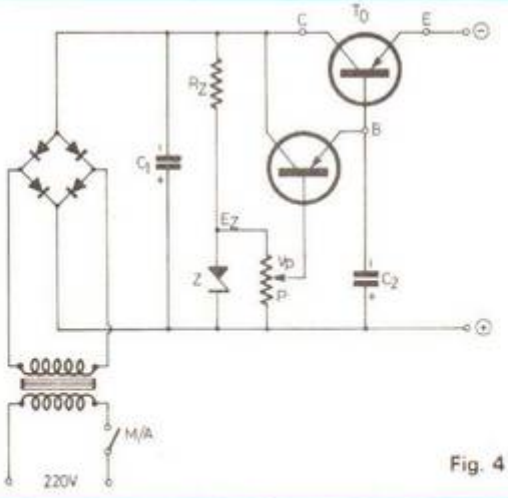


Fig. 4

Fig. 5a

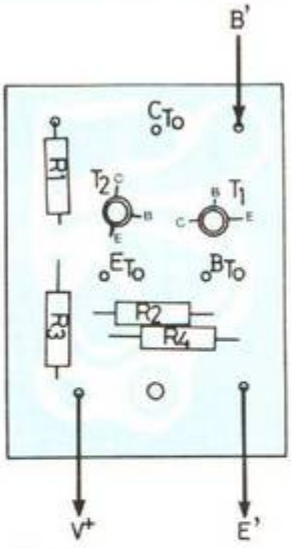


Fig. 5b

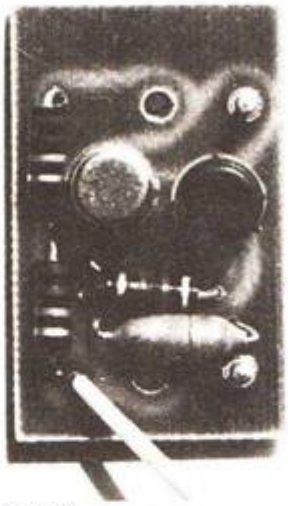


Photo 3

courant non négligeable venant du curseur. Par exemple, la musique d'un poste de radio serait écrêtée en volume.

Pour parer à cela il est nécessaire de faire supporter les variations de charge par un condensateur C_2, d'une valeur importante supérieure à 100 μF. C'est justement à cause de C_2 que nous devons, en cas de court-circuit déconnecter la base B. Sinon C_2 se déchargerait dans la diode base-émetteur et, pour toute tension de sortie, avant le court-circuit, supérieure à 0,5 ou 0,7 V, la décharge du 100 μF dans cette diode lui serait fatale. Pour le reste, le circuit de limitation avec repli est relativement classique : si le courant traversant R_4 produit une chute de tension supérieure à 0,2 V, le transistor T_1 saturé aurait tendance à bloquer le ballast, en supposant que son collecteur est branché directement sur la base de T_o.

L'existence d'une tension de sortie à travers les résistances R_2, R_3 mène, au contraire, T_1 vers le blocage. Si un court-circuit se produit entre les bornes de sortie V^- et V^+, R_3 se trouve en parallèle avec R_2 sans produire aucun effet de blocage.

Seule R_4 reste en course et a pour effet de limiter le courant à la valeur $I_{fuite} \simeq 0{,}2\ V/R_4$ (le point N sur la courbe de la figure 2).

Si, au lieu de court-circuit, il y avait tout simplement une demande importante de courant à une tension de sortie non nulle, grâce à R_3, T_1 « ferme les yeux » et il n'y a pas limitation de courant.

Le transistor T_2 dans ce schéma est un commutateur tout ou rien. La résistance R_1 en absence de disjonction le mène à saturation.

Le collecteur est pratiquement relié à l'émetteur et tout se passe comme si T_1 attaquait directement la base de T_o. Si T_1 conduit, T_2 se bloque et T_o aussi. Le blocage de T_2 fait que dans la plage de tensions admissibles V_{CE} de ce dernier, le point B' se trouve coupé de B. Dans ce cas le collecteur de T_1, à une tension V_{BE} près (0,4 V) joue son rôle de limiteur du courant de T_o. Le tout se comporte comme un transistor, à une électrode supplémentaire près.

Si l'on connecte cette borne supplémentaire à une tension positive par rapport à l'émetteur équivalent E', sur un traceur de courbes on récupère pour le transistor C, B', E', à peu de choses près, les caractéristiques de T_o. La seule différence est le tassement des courbes caractéristiques I_C (V_{CE}) à partir du courant I_C pour lequel est prévue la disjonction, avant repli.

On peut faire varier l'allure des caractéristiques de ce transistor équivalent sur l'écran du traceur de courbes, en variant la tension positive appliquée sur la quatrième électrode. La figure 3b montre comment utiliser le nouveau transistor : comme un transistor PNP ordinaire, sans oublier la liaison au plus de l'alimentation.

RÉALISATION

Le circuit imprimé a été réalisé de manière à faire corps commun avec un transistor

TO_3, de puissance, à protéger. Si au lieu de deux transistors PNP on utilisait deux NPN, le même circuit pourrait protéger un transistor de puissance NPN. Le choix des transistors au germanium dans les deux cas s'impose pour permettre une résistance R_4 deux fois plus petite que si l'on utilisait T_1 en silicium.

La photo 2 montre le circuit imprimé utilisé. Le câblage des composants dont l'implantation des composants est celle de la figure 5, se trouve sur la photo 3. La photo 4 montre le côté cuivre de la réalisation, qui a son importance grâce aux deux clips qui reçoivent les électrodes de base et d'émetteur du transistor de puissance.

On remarque d'ailleurs sur la figure 5 qu'on a utilisé une image en miroir du TO_3 (la base à la place de l'émetteur) pour tenir compte de l'insertion par le côté cuivre dans le transistor de puissance.

C'est justement ce que montre la photo 5, où l'on voit que les deux vis de fixation du collecteur du transistor de puissance traversent le circuit imprimé et servent à son immobilisation, alors que la base et l'émetteur sont maintenues en souplesse par les clips soudés sur le circuit.

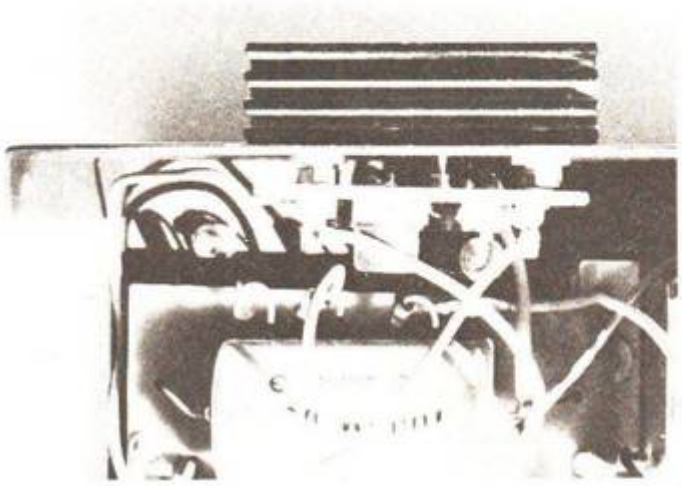


Photo 5

MISE AU POINT ET INSTALLATION

On suppose que le dispositif est à installer sur un transistor de puissance NPN ou PNP (attention alors à la polarité des T_1 et T_2) muni de radiateur. On commence par dévisser les écrous de fixation du collecteur. Il y en a deux, mais un seul des deux suffit pour assurer le contact avec notre plaquette.

On enlève la cosse collecteur. On dessoude l'émetteur, on le ressoude sur la borne E' de la plaquette. On procède pareillement pour la base. Ensuite on redresse éventuellement les broches du TO_3 et on introduit la plaquette en la faisant coulisser sur les deux vis de collecteur. Attention à ce que les écrous de fixation mécaniques de TO_3 soient toujours à leur place et bien serrés.

On ramène la cosse collecteur sur l'une des vis et on serre avec un écrou. La cosse se trouvera du côté pièces, sur l'époxy, sinon il y aura court-circuit et fumée...

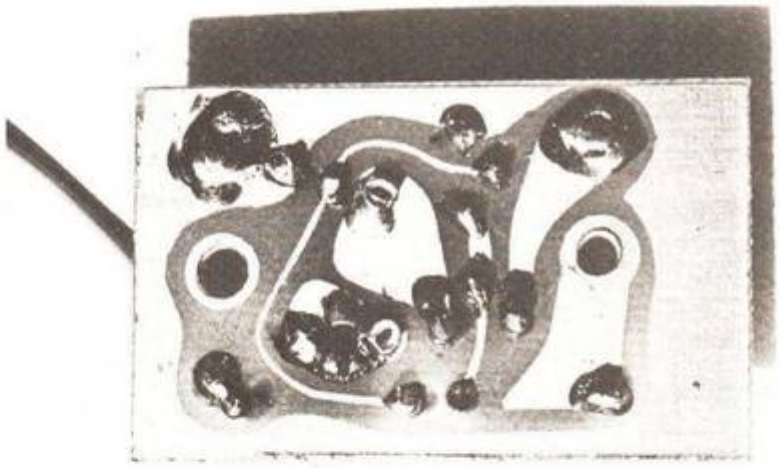


Photo 4

On cherche avec la quatrième « broche » le V^+ de l'alimentation, ou le fil allant du condensateur de filtrage-capa en tête directement à la sortie.

La mise au point est faite à l'aide d'un fil et d'une résistance de puissance. On commence par alimenter à pleine charge la résistance. Par exemple, pour une alimentation 24 V/2 A il faudra charger sur une résistance de 12 Ω. On vérifie donc que les qualités en fonctionnement normal de l'alimentation ne sont pas altérées.

Ensuite on fait un court-circuit franc. Le courant qui sur 12 Ω montait à 2 A doit chuter à 0,3 A.

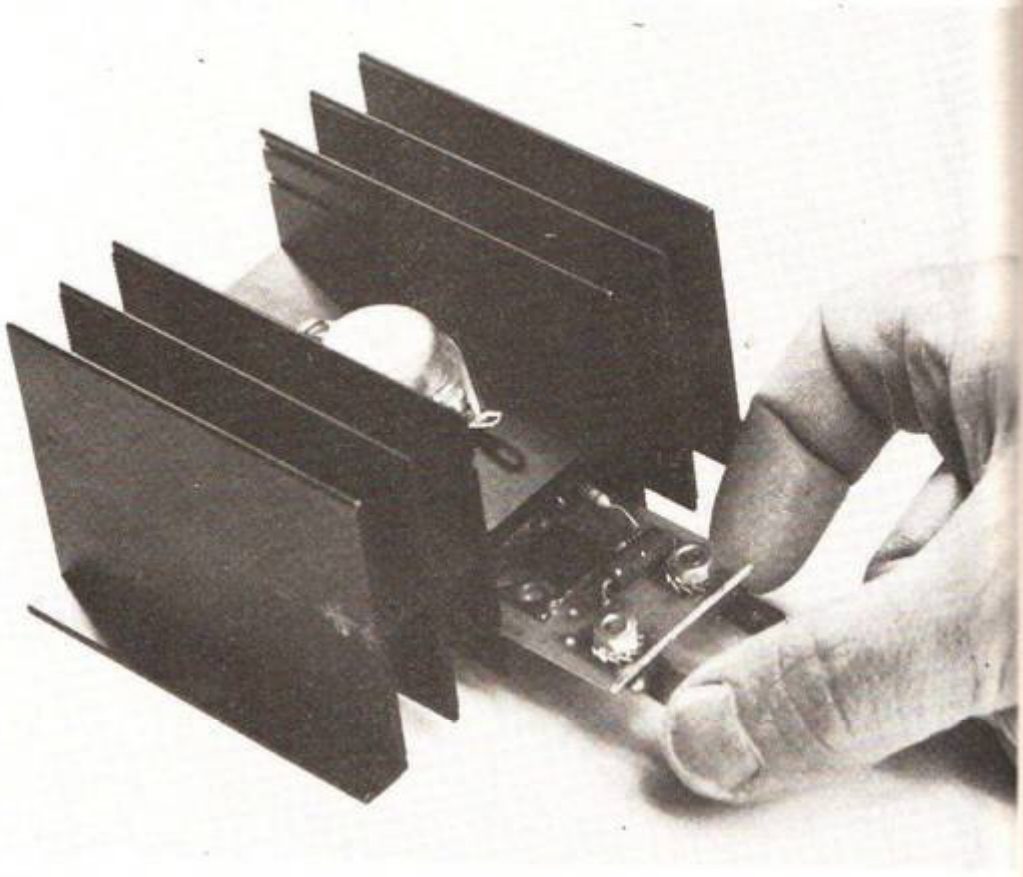
En maintenant le court-circuit il faut s'assurer que le transistor ballast ne chauffe pas outre mesure (Qu'il puisse être touché au doigt sans problèmes). Dans ces conditions, le circuit de disjonction restera discret et il ne se manifestera qu'en cas de besoin.

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : 22 kΩ, 0,5 W
R_2 : 820 Ω 0,5 W
R_3 : 16 kΩ 0,5 W
R_4 : 0,5 Ω, 2 W
T_1 : 2N 525, OC 75, etc.
T_2 : 2N 2905

André DORIS

UN ALLUMAGE ELECTRONIQUE



A TRANSISTORS pour moteur à essence

L'ALLUMAGE par énergie selfique actuellement utilisé sur presque tous les véhicules dans sa version mécanique est aujourd'hui à peu près satisfaisant, mais il présente un certain nombre d'imperfections auxquelles l'insertion d'un montage électronique permet de pallier. Ces imperfections sont dues principalement à la nécessité d'interrompre des courants importants sur charge selfique, à une cadence élevée avec un rupteur mécanique. Le problème a été partiellement résolu par un choix judicieux de la matière des contacts et par l'utilisation d'un condensateur en parallèle sur le rupteur.

Cette protection du rupteur n'est cependant pas parfaite et un petit arc électrique se produit au moment de la séparation des vis platinées. Cet arc élève la température du métal et amène la fusion et la volatilisation d'une parcelle de métal qui se transporte de la partie positive vers la partie négative. Le point de réglage de l'allumage dérive et il est nécessaire de procéder périodiquement à un nouveau réglage ou à l'échange des vis platinées. Ce phénomène est accentué par une usure mécanique de l'ensemble et par suite les performances du véhicule diminuent. L'utilisation d'un rupteur mécanique est aussi un inconvénient au moment du démarrage du moteur. Compte tenu de l'ionisation qui apparaît entre les contacts, l'ouverture complète n'est pas instantanée, elle s'accompagne d'une variation de résistance. L'évolution de cette résistance est directement liée au régime de rotation du moteur. A très bas régime (démarrage et ralenti) la qualité de l'allumage se dégrade et provoque des instabilités, une baisse de rendement ainsi qu'une augmentation des polluants à l'échappe-

ment. L'utilisation d'un dispositif électronique permet de supprimer tous ces inconvénients par suite d'une indépendance des paramètres du transistor avec la vitesse de rotation du moteur. L'exposé qui suit permet, d'une part, de bien comprendre les précautions nécessaires à l'utilisation d'un transistor à la place des vis platinées, et d'autre part de réaliser un allumage transistorisé très simple et économique. Ce montage peut être placé sur un véhicule automobile sans aucune modification de l'équipement existant.

Les principaux éléments d'un allumage par batterie sont représentés sur la figure 1. La batterie (E) fournit l'énergie au dispositif et le rupteur (R) entraîné par l'arbre à cames permet alternativement le passage et l'interruption du courant dans le primaire de la bobine (B). A chaque interruption du courant il apparaît au secondaire de la bobine une tension élevée, répartie à l'aide du distributeur (D) sur la bougie correspondant au cylindre en compression. Une étincelle éclate entre les électrodes de la bougie et provoque un point chaud dans le cylindre. L'inflammation se propage ensuite dans la chambre de combustion. Le condensateur (C) protège le rupteur contre les étincelles dues à l'extra courant de rupture.

Le rupteur et le distributeur, couplés par l'arbre à cames, font partie d'une même pièce, l'allumeur. Cet allumeur comporte, de plus, un système centrifuge de modification de l'avance du point d'allumage en fonction du régime du moteur, ainsi qu'un dispositif d'avance en fonction de la dépression d'admission, c'est-à-dire, suivant la charge du véhicule. En effet, cette avance du point d'allumage par rapport au passage du piston à son point mort haut, est nécessaire, compte tenu de la faible vitesse de propagation du front de flamme dans le cylindre.

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT DE L'ALLUMAGE MÉCANIQUE (fig. 2 et 3)

Pour l'explication détaillée du fonctionnement, nous utiliserons le schéma de la figure 2.

Les différents chronogrammes sont représentés sur la figure 3.

Lorsque le rupteur (R) se ferme, le courant I_{LP} s'établit dans le primaire de la bobine avec une constante de temps $\tau = L/R$, suivant la loi :

$$I_{LP}(t) = \frac{E}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

L et R sont respectivement l'inductance et la résistance de la bobine. Supposons, qu'avant l'ouverture du rupteur, le courant dans la bobine soit arrivé à sa valeur maximale, cette hypothèse revient à admettre que le temps de fermeture du rupteur est au moins égal à trois constantes de temps, ce qui est vérifié aux faibles régimes du moteur. A cet instant, l'énergie emmagasinée dans la bobine est maximale et a pour valeur :

$$\varepsilon = \frac{1}{2} L \left(\frac{E}{R}\right)^2 = \frac{1}{2} L\, I^2_{max.} \quad (2)$$

L'ouverture du rupteur provoque une surtension $U = -L\, di/dt$ freinée par la charge de la capacité (C). Une haute tension apparaît au secondaire et l'étincelle éclate entre les électrodes de la bougie. La tension tombe ensuite à la valeur déterminée par l'ionisation. L'énergie stockée dans le primaire de la bobine est alors consommée dans l'étincelle. A la disparition de l'étincelle, le reste de l'énergie est dissipé dans le primaire en régime oscillant.

Pour les bobines d'allumage habituelles, le rapport de transformation est d'environ 100. Pour un écart des pointes de la bougie de 0,5 mm, la tension au secondaire est de l'ordre de 20 kV pour une surtension aux bornes du rupteur de l'ordre de 200 à 300 V.

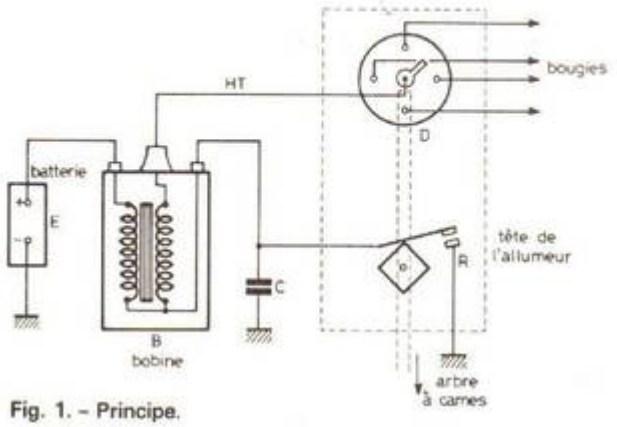


Fig. 1. – Principe.

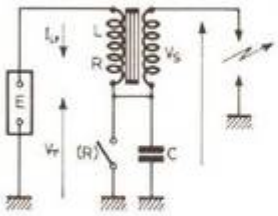


Fig. 2

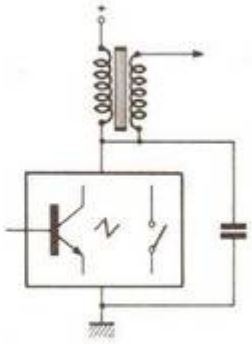


Fig. 4

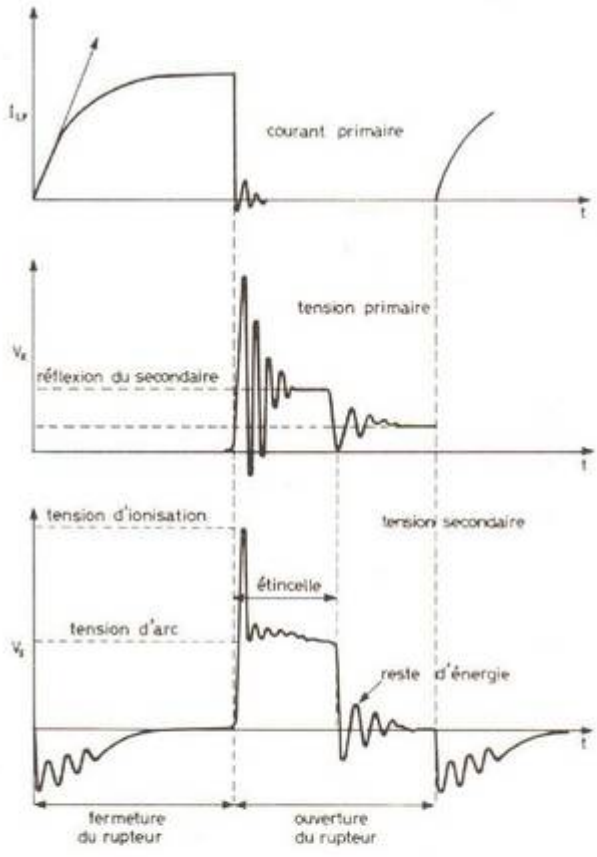


Fig. 3. – Oscillogrammes d'une bobine classique.

ALLUMAGE TRANSISTORISÉ

LE TRANSISTOR UTILISÉ COMME INTERRUPTEUR (fig. 4)

Pour résoudre les problèmes posés par la commutation des forts courants dans la bobine, à fréquence élevée, il suffit d'utiliser un transistor comme interrupteur. La bobine d'allumage est placée dans le collecteur du transistor et la commande du courant de la bobine se fait en agissant sur la base.

La commande peut s'effectuer à l'aide d'un capteur électronique ou du rupteur mécanique, mais, de toutes façons, il est nécessaire d'ajouter un transistor de commande, utilisé, soit comme amplificateur, soit comme étage de mise en forme. Avec le transistor, la commutation du courant est plus rapide et ne présente pas de phénomène de rebond. Il est ainsi possible d'envisager la réalisation d'un allumage fonctionnant avec des courants de bobine plus importants.

PROTECTION DU TRANSISTOR (fig. 5)

L'utilisation d'un interrupteur électronique améliore les performances de l'allumage, mais cet avantage ne doit pas faire oublier les limites de fonctionnement du transistor. Lorsque le rupteur s'ouvre, la tension oscillante qui apparaît aux bornes du primaire de la bobine présente des alternances négatives très importantes, de l'ordre de 100 V.

Ces tensions négatives ne sont pas admissibles par un transistor et il est nécessaire de placer une diode polarisée en inverse entre collecteur et émetteur. Cette diode est conductrice à chaque alternance négative.

Lorsque le transistor se bloque, la surtension aux bornes du primaire dépend de la résistance apparente du circuit, c'est-à-dire, de la valeur de la charge existant aux bornes du secondaire (résistance d'étincelle). Plus l'écartement entre les électrodes de la bougie est grand et plus la tension est importante. Si l'étincelle n'existe pas (fil de bougie déconnecté) la tension collecteur-émetteur peut atteindre des valeurs de l'ordre de 800 V. Il faut donc limiter la tension sur le collecteur du transistor à une valeur inférieure à la tension de claquage du transistor. Pour cela, on choisit une diode Zener (Dz), dont la tension de coude est inférieure à la tension de claquage du transistor. Cette diode étant connectée entre le collecteur et la base, dès que la tension collecteur atteint la tension de coude de la diode zener, elle conduit, injecte un courant dans la base du transistor qui devient à nouveau conducteur. La tension est ainsi limitée par la diode zener.

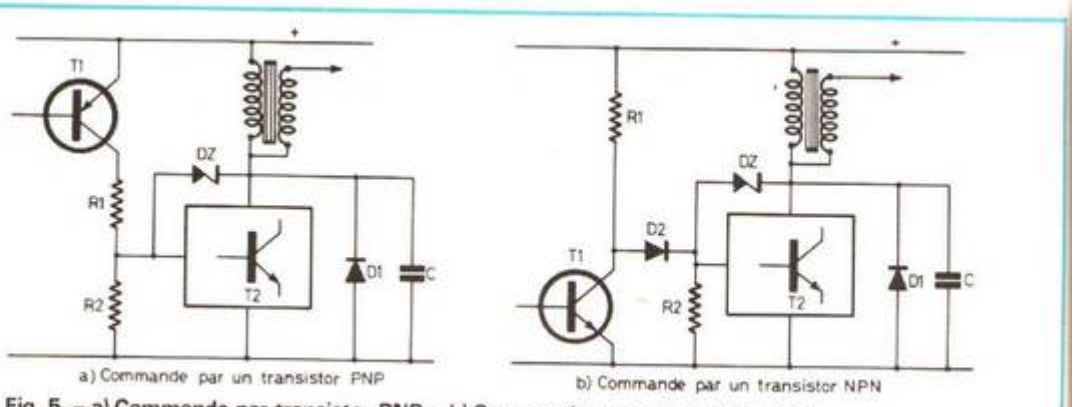


Fig. 5. – a) Commande par transistor PNP. - b) Commande par un transistor NPN.

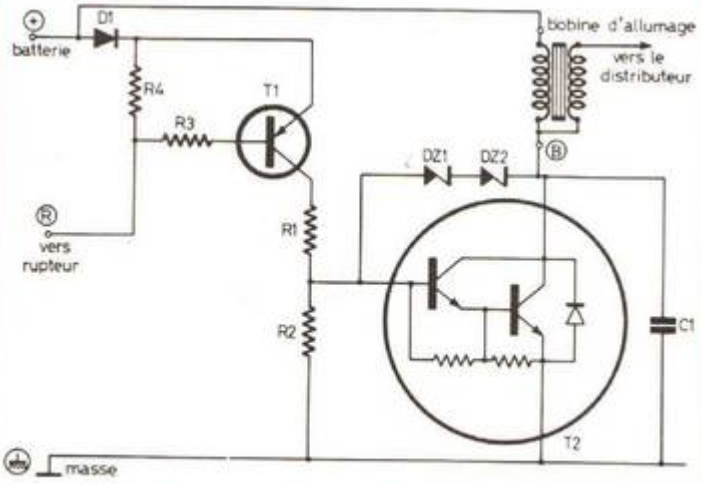
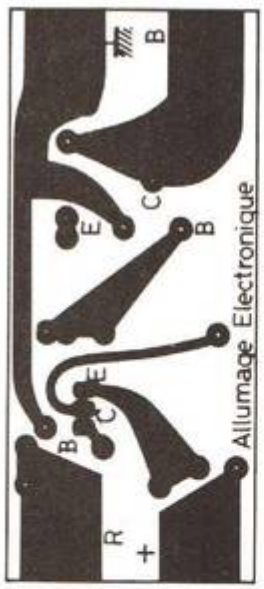


Fig. 6. – Allumage transistorisé simplifié.

APPLICATIONS

ALLUMAGE TRANSISTORISÉ

Bien que le circuit de la figure 6 corresponde au montage le plus simple qu'il soit



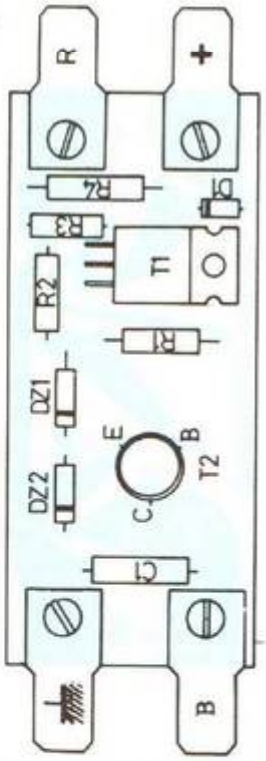


Fig. 7a. – Allumage transistorisé (circuit imprimé et implantation).

Fig. 7b.
C_1 : 22 µF 400 V Precis série P60
DZ_1 ; DZ_2 : 1S3180A
R_1 : 68 Ω 4 W
R_2 : 100 Ω
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 68 Ω 4 W
D_1 : 1N4003
T_1 : TIP32 Texas
T_2 : PS1410 Texas

possible d'intercaler entre les vis platinées et la bobine d'allumage, il améliore les performances du moteur. L'utilisation d'un transistor (T_2) à grand gain du type Darlington (PS 1410) permet de limiter la taille de la résistance R_1 ainsi que sa puissance dissipée. D'autre part, ce transistor dont la tension d'avalanche est supérieure à 400 V et dont le courant de collecteur peut atteindre 10 A, a été spécialement développé par la société Texas-Instruments pour la commande des bobines d'allumage. La diode intégrée dans le boîtier de ce transistor est capable de dissiper en conduction la même puissance que le transistor.

Il est donc possible d'inverser par erreur les fils d'alimentation aux bornes de l'ensemble bobine et transistor, sans dommage pour ce dernier. La protection du reste du montage contre l'inversion possible de tension est assurée par la diode D_1. Les vis platinées commandent directement le transistor T_1 utilisé comme étage inverseur. Grâce à la résistance R_4, il circule à travers le rupteur un courant d'une centaine de milliampères, ce qui empêche l'encrassement des contacts. L'ensemble est monté sur une plaquette de circuits imprimés dont les dimensions permettent de la glisser dans les rainures d'un radiateur, spécialement prévu pour ce type de montage (fig. 7,8 et 11).

L'ensemble réalisé est très compact et peut être facilement logé dans le compartiment moteur d'une voiture. Les modifications de câblage à effectuer sur le véhicule sont très simples et schématisées sur la figure 10. Les tracés en pointillés représentent les anciennes connexions et les tracés en traits gras les nouvelles connexions à établir. Il est préférable lorsque cela est possible de connecter la masse du montage directement au pôle négatif de la batterie. Cette modification rendue possible par l'électronique per-

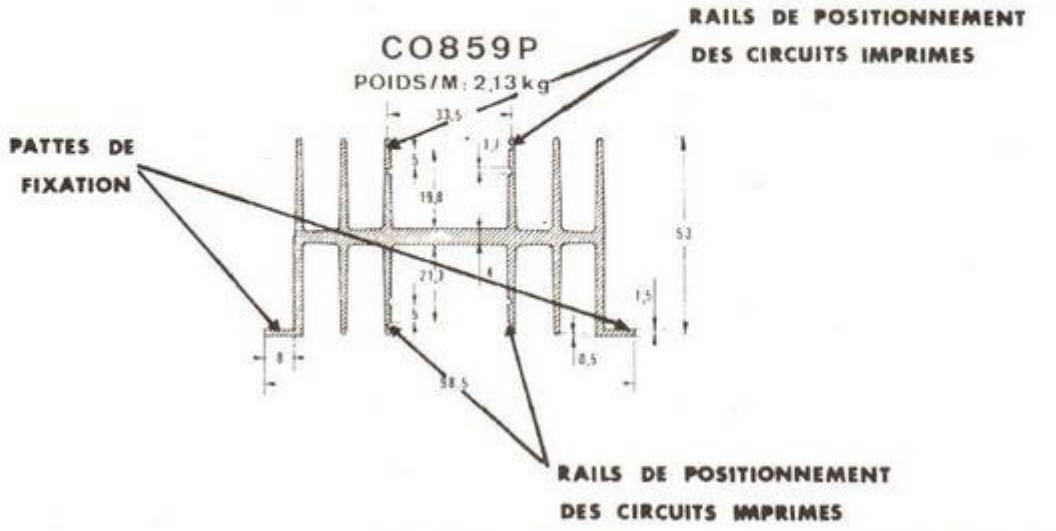


Fig. 8. – Radiateur utilisé SEEM référence (CO859P) en 75 mm de long.

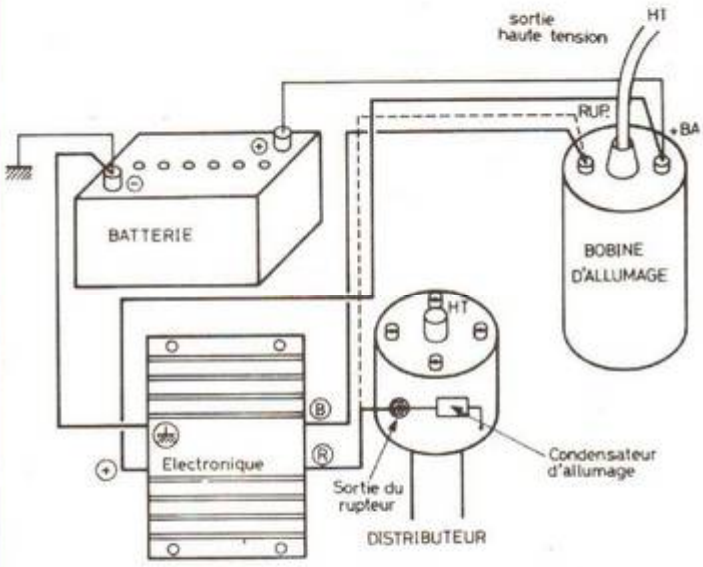


Fig. 9. et 10. – Positionnement de la plaquette sur le radiateur. - Installation du bloc électronique.

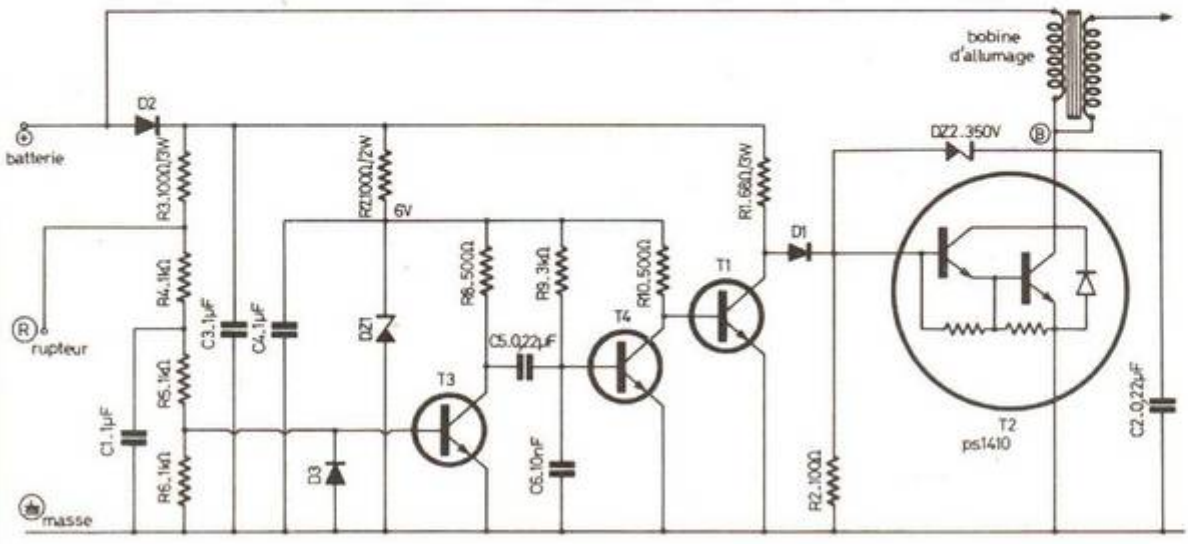


Fig. 11. – Allumage à durée constante.

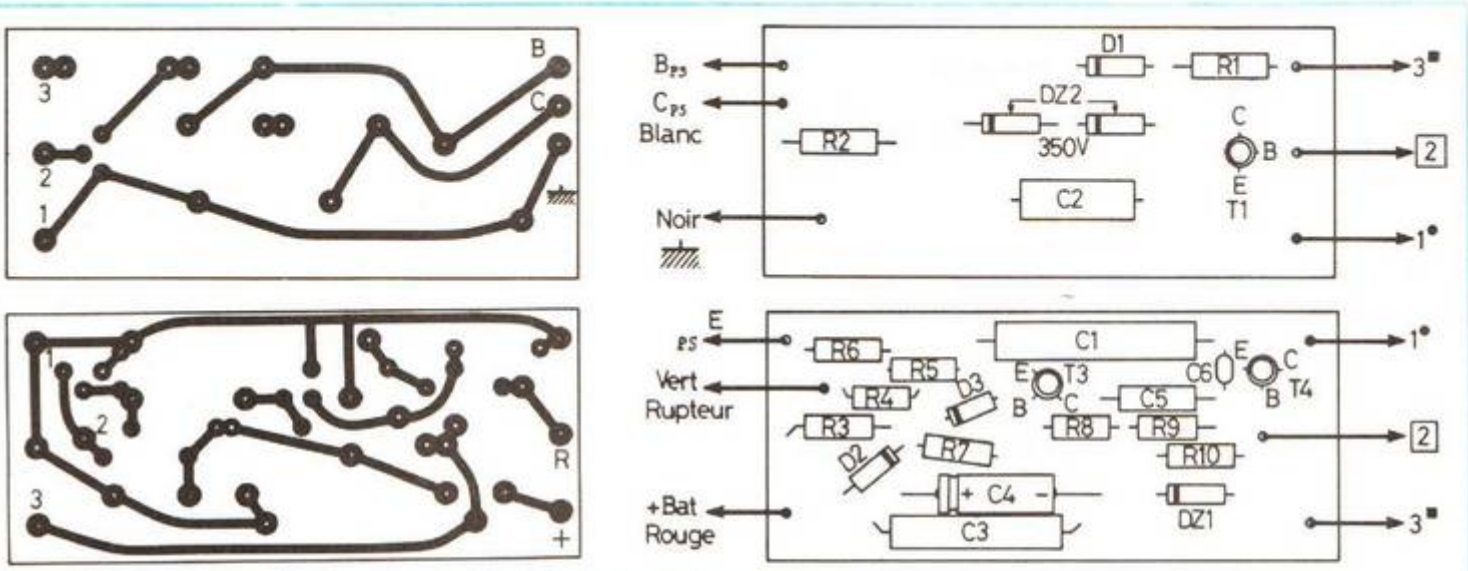


Fig. 12. – Allumage à durée constante. Circuit imprimé et implantation.

met d'éviter la chute de tension dans la tôle de la carrosserie, et par suite de compenser la tension de saturation du transistor. Le transistor est monté sur le radiateur, et doit être isolé de celui-ci à l'aide d'une plaquette isolante en mica. De plus, il est préférable d'isoler aussi le boîtier du transistor de façon à protéger un opérateur d'un contact malencontreux avec la haute tension. Compte tenu des variations importantes de température qui peuvent se produire dans le compartiment moteur, il est important d'utiliser des composants de bonne qualité, si possible choisis dans la gamme de température – 40 °C à 125 °C.

ALLUMAGE À DURÉE CONSTANTE

La figure 11 représente un montage un peu plus compliqué. Ce montage a l'avantage sur le précédent de fournir une étincelle plus énergétique pour des régimes de rotation élevés. Dans le cas de l'utilisation directe des vis platinées, la durée d'établissement du courant dans la bobine est d'environ la moitié de l'intervalle de temps qui sépare deux allumages. Pour un moteur fonctionnant à des régimes de rotation élevés, ce temps est insuffisant pour permettre au courant dans la bobine d'atteindre sa valeur maximale. En effet, le temps de fermeture des vis platinées est du même ordre de grandeur que le temps de montée du courant. Les transistors T_3 et T_4 du montage de la figure 11 constituent un monostable délivrant une impulsion de durée fixe, destinée au blocage du transistor de puissance T_2. La durée de l'impulsion est réglée à une valeur minimale de 500 μs correspondant à la durée maximale de l'étincelle. De cette façon le temps d'établissement du courant dans la bobine est largement augmenté et par suite l'énergie disponible à chaque allumage est plus élevée. D'autre part, les capacités de filtrage C_1, C_3, C_4 et l'alimentation par une tension de 6 V du monostable avec une diode zener rendent le montage insensible aux variations de la tension de la batterie et aux rebondissements qui se produisent au niveau des vis platinées.

Pour le montage mécanique, la même technique est utilisée, mais cette fois avec deux plaques de circuits imprimés. Pour une bonne protection de l'ensemble contre les vibrations mécaniques, il est possible de l'enrober dans une résine souple. Les sorties sont alors effectuées soit sur cosses, soit à l'aide de fils comme pour le montage précédent.

J.-C. PERRIN

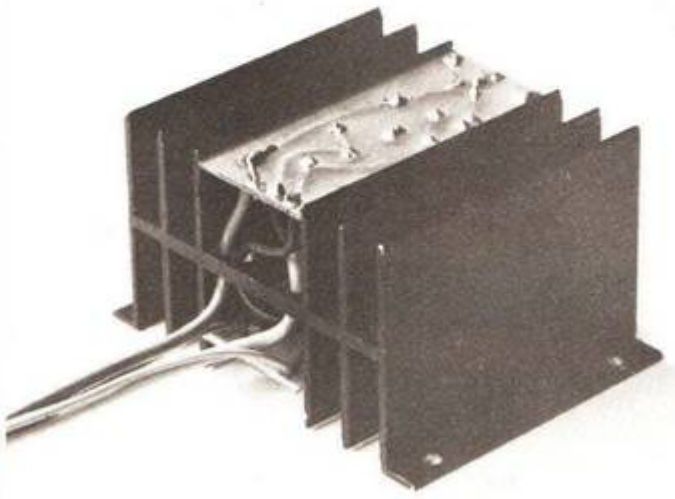


Fig. 13. – Allumage à durée constante.

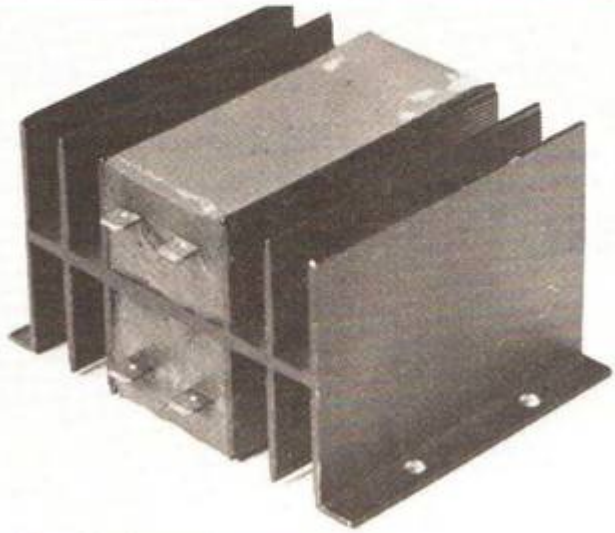


Fig. 14. – Circuit complet avec enrobage.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

(Suite voir N° 1583)

SYMBOLES ET NOTATIONS NORMALISÉS

On utilise souvent, pour indiquer les caractéristiques des composants électroniques des lettres grecques. Le tableau 5 rappelle les lettres les plus employées avec les correspondances en letrres romaines et l'appellation ou prononciation également correspondante.

On n'observe pas toujours suffisamment les prescriptions officielles pour la formation des multiples et sous-multiples. Le tableau 6 rappelle les multiples et sous.multiples du système métrique, ainsi que les préfixes à placer devant le nom de l'unité et le symbole à placer avant celui de l'unité.

On ne doit, d'ailleurs, utiliser, en fait, désormais, ni point ni une virgule pour séparer en tranches un nombre important comportant un grand nombre de chiffres. Cette séparation doit être indiquée par un espace de largeur égale à celle d'un chiffre courant. On sépare, par ce procédé, le nombre en tranches de trois chiffres à partir de la virgule, aussi bien pour la partie entière que pour la partie décimale.

L'emploi d'un point à la place d'une virgule pour séparer la partie entière d'un nombre de la partie décimale est spécialement défendu. Cette prescription est particulièrement utile, lorsqu'on étudie les documents américains, dans lesquels les nombres indiqués comportent des points au lieu des virgules employées en France.

Les symboles normalisés des unités sont toujours invariables, rappelons-le encore, et il faut employer obligatoirement les majuscules ou les minuscules ou inversement, les lettres latines ou grecques suivant les prescriptions normalisées, et sans effectuer aucun changement, qui peut conduire à des erreurs très graves (tableau 7).

Les symboles des unités ne doivent pas comporter de point final et jamais de marque de pluriel avec la lettre s ; les abréviations, les symboles normalisés, doivent être également choisis une fois pour toutes : on écrit seconde ou s et non sec.

Lorsqu'une grandeur est le quotient de deux autres, le symbole de l'unité est constitué par le quotient des unités correspondantes avec un signe de division, ou un exposant négatif.

Lorsqu'il s'agit du produit de plusieurs grandeurs, le symbole de l'unité de cette grandeur est représenté par le produit des unités composantes avec un point, mais on supprime généralement ce signe, en accolant simplement les symboles successifs tels que Ah ou kWh.

Lorsqu'une grandeur est le produit de plusieurs autres, le nom de l'unité de cette grandeur est formé en réunissant par un trait d'union les noms des unités correspondantes et non en employant une barre oblique, signe de division. Pour les unités les plus courantes, on peut même supprimer le trait d'union, et écrire, par exemple kilowattheures.

N'employons jamais des majuscules pour écrire les noms des unités, même lorsque cette unité possède le nom d'une personne déterminée, mais contrairement aux symboles, les noms des unités prennent la marque du pluriel ; on écrit par exemple, des volts.

Les symboles des unités, par contre, comportent une majuscule s'ils rappellent le nom d'une personne, le symbole de l'ampère est ainsi A.

Il faut bien se garder de mutiler le nom de l'unité composée, ce qui, bien entendu, modifie complètement la signification ; un ampèreheure est bien différent d'un ampère. Evitons de représenter les unités par leurs symboles, sauf s'ils sont précédés de chiffres ; on écrit ainsi 30 volts, ou 30 V, mais non trente V.

Le symbole mixte comportant un signe ou une lettre doit comporter ce dernier à la droite du nombre complet ; on écrit ainsi 15,3° et non 15°,3 C.

Tableau 5

Lettre grecque	Prononciation	Lettre romaine correspondante	Symbole
α	alpha	a	Angles - coefficients constantes
β	bêta	b	
γ	gamma	g	
γ	gamma	g	Conductibilité
ε	epsilonn	e	Constante diélectrique
λ	lambda	l	Longueur d'onde
μ	mu	m	Perméabilité magnétique – millionième partie
ρ	ro	r	Résistivité – Résistance interne
φ	phi	ph ou f	Déphasage (angle de)
Φ	phi	F (majuscule)	Flux magnétique
ω	oméga	o	Pulsation

DES SIGLES UTILES RÉCENTS

On trouve constamment dans les spécifications et prescriptions concernant les composants électroniques des sigles indiquant, par exemple, les organismes chargés des essais et des normalisations, et il est parfois difficile de comprendre leurs sens. En voici quelques-uns :

AFNOR : Association Française de Normalisation.

CNET : Centre National d'Etudes des Télécommunications.

CCT : Comité de Coordination des Télécommunications.

CCTU : Ancienne dénomination du précédent.

CEE : Commission Internationale de l'Equipement Electrique.

CECE : Comité Européen des Composants Electroniques.

CEF : Comité Electrotechnique Français.

CEI : Commission Electrotechnique Internationale.

CENELEC : Comité Européen de Normalisation Electronique.

CTF : Commission Technique Fédérale.

Tableau 6

Facteurs de multiplication de l'unité	Préfixes utilisés	Symboles à placer avant l'unité
10^{1}	déca	da
10^{2}	hecto	h
10^{3}	kilo	K
10^{6}	méga	M
10^{9}	giga	G
10^{12}	téra	T
10^{-1}	déci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	milli	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p

Tableau 7

Symboles	Unités
A	ampère
mA	milliampère (0,001 A)
μA	microampère (0,000 001 A)
mA/V	milliampère par volt
Ω	ohm
MΩ	mégohm (1 million d'ohms)
$\mu\Omega$	microohm (0,000 001 Ω)
kΩ	kiloohm (1000 Ω)
F	farad
μF	microfarad (0,000 001 F)
$\mu\mu$F	micromicrofarad (millionième de microfarad)
pF	picofarad (1 $\mu\mu$F)
V	volt
mV	millivolt
μV	microvolt
V/m	volt par mètre
W	watt
mW	milliwatt
μW	microwatt
kW	kilowatt
H	henry
mH	millihenry
μH	microhenry
C/s	cycle par seconde
Hz	hertz
kHz	kilohertz (1 000 Hz)
B	bel
dB	décibel (0,1 b)
Np	neper
Ä	angström (dix millionième de mm)

EDF : Electricité de France.
FNIE : Fédération Nationale des Industries Electroniques.
ISO : International Standard Organisation.
LCIE : Laboratoire Central des Industries Electriques.
SCART : Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio-récepteurs et Téléviseurs.
SERCE : Syndicat des Entrepreneurs de Réseaux et de Centrales Electriques.
SGCE : Syndicat Général de la Construction Electrique.
SIPARE : Syndicat des Industries de Pièces détachées et Accessoires Radio-électriques et Electroniques.
SITELESC : Syndicat des Industries des Tubes Electroniques et des Semiconducteurs.
SPER : Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Electronique et Radio-électrique.
UTE : Union Technique de l'Electricité.

CRÉATION ET PROGRÈS DE LA NORMALISATION CCIV DES COMPOSANTS

En 1945, le désordre le plus complet règnait dans le domaine des pièces détachées. Notre industrie électronique souffrait de cette situation, d'autant plus que d'autres pays, notamment l'Amérique, avaient déjà organisé chez eux la normalisation des pièces détachées et que leur industrie grâce à l'effort de guerre risquait de concurrencer dangereusement la nôtre, tant sur le plan national qu'Européen. Notre retard en matière de normalisation était, par conséquent, considérable. Tout étant à créer, le problème a été traité et résolu de la façon suivante.

On a considéré que l'industrie électronique avait deux sortes de clients : en premier lieu l'Etat, qui, pour le fonctionnement de ses administrations (PTT, armée, intérieur) a besoin de matériel pour lequel la qualité et la sécurité l'emportent sur le prix de revient.

En deuxième lieu, la masse des consommateurs, qui demande une qualité convenable alliée à des prix de revient aussi bas que possible, obtenus par une standardisation poussée.

A ces deux types de clients nettement différents, quant aux exigences économiques et techniques, ont correspondu deux organismes distincts :

Le comité de Coordination des Télécommunications (CCT) chargé d'élaborer les spécifications relatives au matériel destiné aux services de l'Etat (matériel professionnel) et d'en surveiller la stricte application par les industriels.

On trouve également le sigle CCTU, qui est l'ancienne dénomination conservée comme signalétique des spécifications et homologations. L'Union technique de l'Electricité (UTE) s'occupe de normaliser le matériel destiné au « grand public ».

Il était logique que l'Etat, client important de l'industrie électronique, ait son organisme propre pour définir les spécifications et les normes des matériels dont il est l'utilisateur. Le CCT est, par conséquent, un organisme d'Etat, dépendant directement de la présidence du conseil.

Les attributions de ce comité sont étendues ; parmi les principales, citons :

— L'approbation des programmes de recherches et développements.

— L'approbation des programmes de spécification à établir.

— L'approbation des projets de spécifications.

— La publication des documents relatifs à ces activités.

Il se réunit en principe deux fois par an. Trois grandes commissions dépendent de ce comité et le seconde dans sa tâche.

— La commission nº 1 - Recherches et développements.

Son rôle consiste essentiellement à coordonner les efforts des différentes administrations, à établir un programme général annuel de fabrication et à en suivre l'exécution. Elle suit également de près les évolutions de la technique, qu'elle cherche à adapter aux besoins exprimés par les administrations.

La commission nº 2 a pour mission d'établir des spécifications de composants électroniques de qualité susceptibles d'être produits dès à présent par l'industrie, pour répondre aux besoins communs des administrations et de l'industrie professionnelle.

L'homologation est accordée aux fabricants qui ont présenté un matériel conforme aux spécifications édictées par la commission et publiées par le comité de normalisation. Le matériel subit trois catégories d'essais :

Catégorie A : Essais de résistance aux agents extérieurs. Ces essais ont pour but de mettre en évidence l'aptitude du matériel à résister à l'action destructrice de certaines ambiances (climat tropical, arctique, altitude, milieu marin, etc.).

Catégorie B : Essais de robustesse destinés à évaluer l'aptitude des matériels à conserver leurs qualités fondamentales malgré des traitements mécaniques destructifs (vibrations, secousses, chocs, transports, soudure, etc.) sous des conditions de fonctionnements anormales (stockage prolongé service de longue durée.

Catégorie C : Essais de qualification le plus souvent électriques, sont destinés à caractériser le matériel en fonctionnement normal sous climat tempéré.

Les essais de la catégorie A et B s'appliquent, en principe à tous les matériels et sont les mêmes, quel que soit le type de matériel.

Les essais de la catégorie C sont esentiellement liés aux propriétés des appareils essayés et à l'exception d'un petit nombre d'essais généraux (isolement, rigidité électrique), ils doivent être définis spécialement dans chaque cas particulier.

Ces essais sont effectués par le Centre national d'Etudes des Télécommunications (CNET) directement rattaché au CCT, dont il est l'organe technique et s'ils sont satisfaisants, le matériel présenté est homologué comme étant conforme aux spécifications CCTU.

Le fabricant peut se prévaloir de cette homologation pour sa publicité, mais il doit s'engager :

A ne fournir à tous acheteurs qui se réfèrent à la spécification correspondante que des pièces de ce modèle, conforme aux composants homologués, c'est-à-dire des pièces qui répondent aux clauses techniques des spécifications pour l'homologation.
— A permettre l'exécution des opérations de contrôle.
— A informer la Commission d'homologation de toute modification qu'il se proposerait d'apporter à la pièce homologuée si cette modification est susceptible d'affecter la conformité aux composants homologués.

Le contrôle des pièces homologuées peut s'effectuer de deux façons :

Ou bien la Commission fait effectuer des vérifications inopinées chez le fabricant afin de s'assurer que les composants sont toujours bien conformes aux spécifications. Ou bien le fabricant, se soumet aux contrôle centralisé de qualité, qui offre à l'acheteur beaucoup plus de garanties que la première méthode.

En effet, la vérification inopinée ne peut se faire que sur un nombre restreint de pièces, et ne porte que sur quelques caractéristiques essentielles

immédiatement mesurables. C'est pourquoi, ces contrôles sont loin d'être probants, et ne donnent qu'une faible garantie de conformité aux spécifications.

Dans le contrôle centralisé de qualité, c'est le fabricant lui-même qui effectue les essais des catégories A et B sur des lots de qualités homogène. Quant aux essais de la catégorie C, ils sont effectués par le Laboratoire Central des Industries Electriques (LCIE).

Les spécifications CCTU sont éditées et mises en vente par le service de documentation interministérielle du CNET 38-40, rue du Général-Leclerc, Issy-les-Moulineaux (Seine) tandis que le Recueil des pièces détachées homologuées est édité par le Bureau d'homologation Fort d'Issy-les-Moulineaux (Seine). Ce dernier recueil fait connaître les composants électroniques répondant aux spécifications CCTU ainsi que les noms et adresses des industriels français constructeurs des composants électroniques homologués.

LES ORGANISMES DE NORMALISATION FRANÇAIS

Des travaux de normalisation des composants électroniques en France sont ainsi réalisés d'abord par la Fédération nationale des Industries électroniques ou FNIE qui groupe tous les syndicats professionnels et a organisé des commissions de travail formées de spécialistes industriels.

Elle étudie la qualification des composants électroniques « grand public » en dressant la liste des composants de différentes fabrications, qui satisfont aux spécifications syndicales. Comme nous l'avons noté plus haut le Laboratoire Central des Industries Electroniques (LCIE) est chargé des mesures et des essais.

L'Union technique de l'Electricité, ou UTE, est une association privée, qui groupe l'Electricité de France, le Syndicat Général de la Construction Electrique, la Fédération Nationale des Industries Electroniques, et l'ensemble des industries électriques et électroniques. Cette association a repris et développé les activités de l'Union des syndicats de l'électricité USE, dont les initiales subsistent encore dans l'appellation de certaines marques.

L'UTE prépare les projets de normes, et spécialement les pièces détachées destinées au grand public. Elle les transmet à l'Association française de normalisation, qui les transforme en normes françaises homologuées.

Ces spécifications sont de véritables cahiers de charges définissant les caractéristiques que doivent posséder les composants entrant dans la fabrication des matériels. Elles doivent tenir compte des impératifs difficiles à concilier, qualité et sécurité d'emplois et bas prix de revient.

Les essais de matériels sont toujours effectués par le Laboratoire central des Industries Electriques et, si les essais réglementaires sont subis avec succès, le composant reçoit une qualification qui donne à l'utilisateur une première garantie.

Les contrôles permettent de vérifier que le fabricant du composant admis à la qualification se conforme aux obligations acceptées.

Lorsque les matériels qualifiés ont fait leurs preuves à la suite d'un usage prolongé, ils peuvent faire l'objet d'une homologation par l'UTE, accordé par la Commission Technique Fédérale divisée en groupe de travail (fig. 1). Le constructeur qui a reçu l'homologation de l'UTE doit poser sur le matériel homologué une marque distinctive indiquée sur la figure 2.

Figure 2

Les normes élaborées par UTE peuvent être transmises à l'Association française de normalisation, ou AFNOR, pour devenir des normes françaises, à la suite d'une procédure administrative assez complète.

Le fabricant, dont le matériel a été homologué par une norme française, peut apposer sur celui-ci une marque distinctive. Il y a ainsi une sorte de hiérarchie des normes et spécifications pour le matériel « grand public » ; les normes françaises offrent ainsi aux utilisateurs une garantie totale de qualité et de fiabilité.

L'UTE édite un catalogue annuel en trois parties : publications en vigueur, publications internationales, traductions de normes étrangères, ainsi qu'un bulletin trimestriel des publications parues au cours des trois mois précédents.

Enfin, le Comité de Coordination des Télécommunications ou CCT, est un organisme d'Etat, en liaison avec les organismes officiels de normalisation, les fabricants et les utilisateurs. Il définit la qualité, l'aptitude à l'emploi, et l'interchangeabilité des composants destinés à l'Etat. Il établit des spécifications unifiées en conformité avec les normes françaises pour les compléter, ou augmenter leur degré de sévérité (Spécifications CCTU).

Il existe évidemment un lien étroit entre le CCT et l'UTE. Leurs buts sont les mêmes et la normalisation repose d'abord sur une idée d'unification. Des membres de l'UTE siègent au CCT et vice-versa, les deux organismes se complètent.

La différence réside surtout dans le fait que les normes CCT s'adressant essentiellement aux matériels professionnels sont beaucoup plus sévères que les normes UTE, qui visent surtout à la standardisation des matériels grand public. Mais l'UTE peut choisir dans les normes CCT un matériel convenant au grand public. Tout en conservant une qualité dans une sécurité d'emploi satisfaisante, il atténue la rigueur des essais, et édicte des spécifications moins sévères, en ce qui concerne la fabrication, de façon à permettre une commercialisation plus facile, grâce à un prix de revient plus faible.

Le rôle du Laboratoire Central des Industries Electriques ou LCIE est également essentiel. Cet organisme corporatif de caractère officiel exécute tous les essais de contrôle et de métrologie, en particulier, des composants. Il ne dépend d'aucune firme et d'aucun organisme et son personnel est tenu au secret professionnel.

Il effectue tous les essais privés et fournit un simple compte-rendu ou un certificat officiel ; il effectue également les essais d'homologation des contrôles.

(à suivre)

R.S.

DATATHÈQUE DU TRANSISTOR

Transistors de puissance

(Suite voir N° 1583)

C. - LA CONTRE-RÉACTION

Les 18 V crête de sortie que fournit l'amplificateur, soit $18/\sqrt{2} = 12{,}7\ V_{eff}$, on veut donc les obtenir avec 1 V_{eff} à l'entrée. Le gain avec contre-réaction doit donc être

$$GV_{Fo} = \frac{V_s}{e_1}$$

Exemple :

$$GV_{Fo} = \frac{12{,}7}{1} = 12{,}7$$

Résistance de contre-réaction (R_F) ? Il faut d'abord déterminer un **gain moyen intrinsèque** (sans contre-réaction), et ce en prenant la moyenne géométrique entre les valeurs minimale et maximale du gain (fig. 31-6) :

$$GV_o = \sqrt{GV_{max.}\ GV_{min}}$$

Exemple :

$$GV_o = \sqrt{1100 \times 3750} = 2030$$

Puis, comme il s'agit d'une contre-réaction série de tension, on applique la relation :

$$R_F = \frac{R_{E1}\ \frac{1}{GV_{Fo}} - \frac{1}{GV_o}}{1 + \frac{1}{GV_o} - \frac{1}{GV_{Fo}}}$$

Exemple :

$$R_F = \frac{2700\ \frac{1}{12{,}7} - \frac{1}{2030}}{1 + \frac{1}{2030} - \frac{1}{12{,}7}}$$

$$= 232\ \Omega$$

(prendre 220 Ω, pour disposer d'un léger excédent de gain)

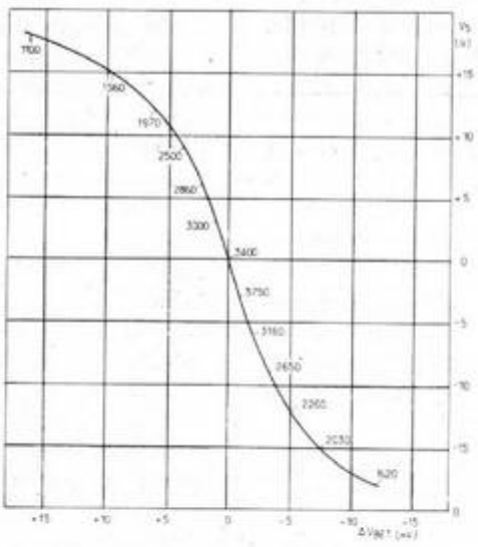


Fig. 31-6. – Courbe de transfert, liant les tensions instantanées d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Sans contre-réaction, cette relation est encore loin de la linéarité idéale.

Tableau de transfert avec contre-réaction ? Du fait de la contre-réaction, le gain instantané (en fonction de la tension d'entrée) varie beaucoup moins que précédemment. Pour s'en rendre compte, il suffit de calculer, point par point, les nouvelles valeurs du gain, compte tenu de la contre-réaction. Pour cela, il est com-

mode de définir un **coefficient de contre-réaction :**

$$m = \frac{R}{R_F + R_{E1}}$$

Exemple :

$$m = \frac{220}{220 + 2700}$$

$$= 0{,}75 \text{ ou } 7{,}5\ \%$$

On peut alors calculer le gain (point par point) par :

$$GV_F = \frac{GV}{1 + m\ GV}$$

Pendant qu'on y est, on peut calculer les diverses valeurs de GV_F non seulement pour le cas de l'exemple d'application, m = 7,5 %, mais aussi pour un exemple m = 0,7 %, c'est-à-dire pour des conditions de fonctionnement donnant une puissance de sortie de 10 W pour une tension d'entrée de 100 mV_{eff}. Les valeurs des deux exemples ont été rassemblées dans le tableau 31-3.

Regardez la colonne GV_F pour m = 7,5 % ! Les variations de ce gain restent inférieures à 1 % alors que, sans contre-réaction, ce gain passait largement du simple au triple ! Vive M. Feedback, inventeur (présumé) de la contre-réaction !

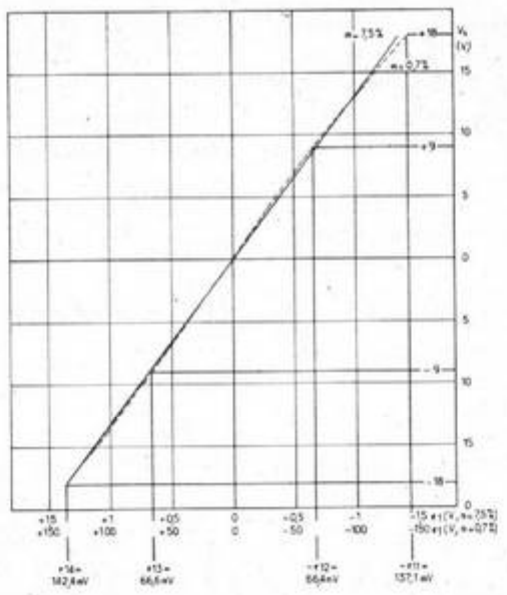


Fig. 31-7. – Courbes de transfert « redressées » par la contre-réaction, et méthode pour déterminer le taux de distorsion.

Courbe de transfert avec contre-réaction (fig. 31-7) ? Pour m = 7,5 %, c'est pratiquement une droite. Et pour m = 0,7 %, la courbe que vous voyez est beaucoup plus fonction de l'épaisseur de la plume du dessinateur, que de la distorsion de l'amplificateur. Pour déterminer le taux de distorsion, une méthode purement graphique n'est donc guère utilisable.

Taux de distorsion ? La méthode classique est utilisable si, tout en raisonnant sur la courbe de transfert, on utilise les chiffres du tableau. Ladite méthode consiste d'abord à subdiviser la plage utile de l'une des deux échelles (e_1 ou v_s) en quatre parties strictement égales. On utilisera l'échelle v_s puisqu'on possède, pour les valeurs correspondant aux subdivisions obtenues (0, ± 9 et ± 18 V), des valeurs de e_1 calculées avec grande précision dans le tableau 31-3. On dispose ainsi, pour m = 0,7 % des quatre valeurs :

$-e_{11}$ = 137,1 mV ;
$-e_{12}$ = 66,4 mV ;
e_{13} = 66,6 mV ;
e_{14} = 142,4 mV ;

qui permettront le calcul de l'amplitude du fondamental, ainsi que celui des harmoniques 2 et 3. On commence par le fondamental :

$$A_1 = \frac{e_{13} - e_{11} + e_{14} - e_{12}}{3}$$

Exemple pour m = 0,7 %

$$A_1 = \frac{66{,}6 + 137{,}1 + 142{,}4 + 66{,}4}{3}$$

$$= 137{,}5$$

(signe positif partout, car les quantités négatives ont déjà le signe moins). Puis, on calcule l'amplitude de l'harmonique 2 en divisant par 4 la différence entre les valeurs (absolues) extrêmes :

$$A_2 = \frac{e_{11} + e_{14}}{4}$$

Exemple pour m = 0,7 %

$$A_2 = \frac{-137{,}1 + 142{,}4}{4} = 1{,}325$$

Finalement, l'amplitude de l'harmonique 3 sera calculée en retranchant le sixième de la somme des valeurs (absolues) extrêmes du tiers de la somme des valeurs (absolues) intermédiaires :

$$A_3 = \frac{e_{13} - e_{12}}{3} - \frac{e_{14} - e_{11}}{6}$$

Exemple pour m = 0,7 %

$$A_3 = \frac{66{,}6 + 66{,}4}{3} - \frac{137{,}1 + 142{,}4}{6}$$

$$= 2{,}25$$

TABLEAU 31-3. – Transfert avec contre-réaction

V_S (V)	GV	m = 7,5 % GV_F	m = 7,5 % e_1 (V)	m = 0,7 % GV_F	m = 0,7 % e_1 (mV)
+ 18	1100	13,174	1,3663	126,4	142,4
+ 15	1560	13,220	1,1346	130,87	114,6
+ 12	1970	13,243	0,9061	133,2	90,1
+ 9	2500	13,263	0,6786	135,14	66,6
+ 6	2860	13,271	0,4521	136,06	44,1
+ 3	3000	13,274	0,226	136,36	22
0	3400	13,281	0	137	0
− 3	3750	13,286	0,2258	137,61	− 21,8
− 6	3160	13,277	0,4519	136,68	− 43,9
− 9	2650	13,266	0,6784	135,55	− 66,4
− 12	2260	13,255	0,9053	134,36	− 89,3
− 15	2030	13,246	1,1324	133,46	− 112,4
− 18	1620	13,224	1,3612	131,28	− 137,1

Les amplitudes ainsi calculées sont, en fait, des millivolts d'entrée. On a donc déterminé (pour des raisons de facilité) la distorsion que doit avoir le signal d'entrée, quand on veut obtenir une sinusoïde parfaite à la sortie. Evidemment, c'est réciproque, si bien que le taux global de distorsion sera déterminé par :

$$d\ (\%) = \frac{100}{A_1}\ \sqrt{A_2^2 + A_3^2}$$

Exemple pour m = 0,7 %

$$d = \frac{100}{137,5}\ \sqrt{1,33^2 + 2,25^2} = 1,9\ \%$$

Le calcul ne tient pas compte des harmoniques 4, 5, etc. dont l'amplitude est nettement inférieure à celle des harmoniques 2 et 3, mais pas totalement négligeable pour autant. De plus, ce calcul est basé sur une identité parfaite des transistors T_3, T_4. En réalité, il y aura des différences qui pourront se traduire par une teneur plus grande en harmonique 2. Finalement, il ne faut pas oublier qu'on raisonne sur des échantillons **moyens** de transistors. Il peut donc y avoir des cas individuels plus défavorables. Si on admet que toutes ces incertitudes peuvent, dans un cas exceptionnellement mauvais, se traduire par un coefficient de 2,5, on arrive à une distorsion globale de 2,5 x 1,9 < 5 % quand l'amplificateur travaille avec un gain moyen de 135, en tension (m = 0,7 %).

Distorsion avec m = 7,5 % ? Ne vous donnez pas la peine (sauf à titre d'exercice) de reprendre tous les calculs précédents en vous basant sur la colonne m = 7,5 % du tableau 31-3. En effet, la contre-réaction réduit le taux de distorsion dans la même proportion que le gain. Or, en passant de m = 0,7 % à m = 7,5 %, on constate que le gain en tension devient à peu près dix fois plus faible. Il en sera donc de même pour le taux de distorsion, et celui-ci restera donc inférieur à 0,5 %, dans le cas le plus défavorable.

Gain en tension un peu maigre ? Avec m = 7,5 %, on a l'air d'utiliser très mal les quatre transistors du montage, puisqu'on arrive à un gain en tension à peine supérieur à 13 ? Mais ce que vous voulez dans votre haut-parleur, c'est de la puissance. Et quand on aura calculé (ci-dessous) la résistance d'entrée r_1, vous pourrez vérifier, par GP = $(GV_F^2\ r_1)/R_L$, que le gain (interne) en puissance est proche de 1,5 million ! Or, si votre préamplificateur fournit 1 mW, vous n'avez besoin que d'un gain en puissance de 10 000, pour obtenir 10 W à la sortie.

Résistance d'entrée, avec contre-réaction (r_1) ? C'est, a priori, la résistance d'entrée de T_1 et qui, sans contre-réaction, est égale à h_{11e} de T_1. Au repos (tableaux 31-1 et 31-2), T_1 fonctionne avec une intensité de collecteur de I_C = 0,77 mA, ce qui correspond (annexe 8) à h_{11e} = 5 kΩ environ. Du fait de la contre-réaction, on trouve, pour T_1, une nouvelle résistance d'entrée :

$$r_F = h_{11e}\ (1 + m\ GV)$$

Exemple (pour m = 7,5 %, GV = 2080)

$$r_F = 5 \times (1 + 0,075 \times 2080) = 785\ k\Omega$$

La résistance d'entrée de l'amplificateur est différente de cette valeur, du fait du diviseur de base (R_1, R_2) :

$$r_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_1}}$$

$$r_1 = \frac{1}{\frac{1}{300}\ \frac{1}{300}\ \frac{1}{785}} = 126\ k\Omega$$

Résistance de sortie de l'amplificateur (R_i, R_{iF}) ? Pour une valeur moyenne de l'intensité dans R_L (I_{C3} = 0,6 A, par exemple), on peut la calculer, en absence de contre-réaction, après avoir déterminé, d'après les réseaux des figures 31-2 et 31-3, les paramètres intervenant dans l'expression :

$$R_i = \frac{R_{C2}}{h_{21e3}\ \left(1 - \frac{h_{21e3}\ R_L}{h_{11e3} + h_{21e3}\ (R_E + R_L)}\right) + R_{C2}\ g_{22e2}}$$

Exemple : avec h_{21e3} = 60, h_{11e3} = 12 Ω (d'après fig. 31-2, et pour I_{C3} = 0,6 A) et avec g_{22e2} = 0,33 mS (d'après fig. 21-3, courbe I_B = 0,8 mA, donnant ΔI_C = 10 mA pour ΔV_{CE} = 30 V) :

$$R_i = \frac{220}{60\ \left(1 - \frac{60 \times 15}{12 + 60 \times (15 + 0,82)}\right) - 220 \times 0,00033} = 27\ \Omega$$

Pour tenir compte de la contre-réaction, il suffit de calculer :

$$R_{iF} = \frac{R_i}{1 + m\ GV}$$

Exemple : avec m = 7,5 %, A = 2080 :

$$R_{iF} = \frac{27}{1 + 0,075 \times 2080} = 0,17\ \Omega$$

La faible résistance interne de sortie procurera un excellent amortissement de la bobine mobile du haut-parleur.

Condensateur d'entrée (C_1) ? Pour une fréquence inférieure de coupure de 30 Hz, on devrait prendre

$$C_1 = \frac{1}{2\ \pi\ f_c\ r_1}$$

Exemple :

$$C_1 = \frac{1}{6,28 \times 30 \times 126\,000} = 42\ nF :$$

Toutefois, on a avantage à exagérer nettement sur cette valeur, pour ne pas être obligé d'appliquer le procédé de la fréquence de coupure corrigée à C_S, composant volumineux et coûteux. On prendra donc C_1 = 0,47 ou 1 µF, ce qui permettra de conserver, pour C_S, la valeur précédemment calculée.

Condensateur dans le diviseur de contre-réaction (C_F) ? A la fréquence de coupure, sa réactance doit être égale à celle de R_F :

$$C_F = \frac{1}{2\ \pi\ f_c\ R_F}$$

Exemple pour m = 7,5 % :

$$C_F = \frac{1}{6,28 \times 30 \times 220} \simeq 25\ \mu F$$

Ici encore, il convient d'augmenter fortement la valeur calculée, pour pouvoir conserver C_S = 350 µF. Par contre, cette méthode ne sera guère rationnelle dans le cas m = 0,7 %, car on est alors conduit à C_F = 250 µF pour f_c = 30 Hz. Il est alors préférable d'appliquer le coefficient de correction de 0,64 (chapitre 1.1) correspondant à deux capacités de liaison, et de prendre C_F = 250/0,64 ≃ 400 µF, ainsi que C_S = 350/0,64 ≃ 500 µF.

Condensateur de découplage (C_D) ? Son but est double : empêcher les résidus de filtrage d'alimentation de parvenir sur l'entrée (filtrage anti-ronflement), empêcher que le signal de sortie puisse, du fait de la résistance interne de l'alimentation, retourner sur l'entrée de l'alimentation (filtrage anti-accrochage). Bien sûr, plus c'est gros, mieux cela vaut. Mais si on prend la valeur résultant de la fréquence de coupure du circuit R_D, C_D et si on la multiplie par le gain en tension du montage, on obtient une limite de sécurité très confortable. On calcule donc

$$C_D = \frac{GV_F}{2\ \pi\ f_c\ R_D}$$

Exemple :

$$C_D = \frac{13,2}{6,28 \times 30 \times 47\,000} = 1,5\ \mu F,$$

mais on peut augmenter sans inconvénient.

Bande passante (B) ? Elle dépendra essentiellement de T_2, puisque T_1 travaille en commande par tension, et T_3, T_4 en collecteur commun. Pour avoir une idée approximative de la bande passante, il suffira donc de déterminer la fréquence supérieure de coupure de la cellule RC que la résistance d'entrée de T_2 forme avec la capacité ficitive qui se trouve ramenée aux bornes de cette résistance du fait de la réaction interne (effet Miller).

Il faut donc d'abord avoir la résistance d'entrée de T_2, h_{11e2}. Or, pour l'intensité de repos de T_2, $I_{C2} = 88$ mA, le fabricant ne la donne pas. On peut toutefois remarquer que, dans la figure 31-2, et en voisinage de $I_C = 100$ mA, un $\Delta V_{BE} = 750 - 700 = 50$ mV correspond approximativement à un $\Delta I_C = 0{,}7$ mA, ce qui permet de déterminer $h_{11e2} = 50/0{,}7 = 71\ \Omega$, pour $I_C = 88$ mA. On arrondira à $h_{11e2} = 100\ \Omega$, pour envisager un cas défavorable.

Pour obtenir la capacité fictive d'entrée de T_2, il suffit de multiplier la capacité de réaction, C_{CB}, par le gain en tension de T_2. Or, n'ayant ni l'une ni l'autre, on devra encore avoir recours au système D : puisque C_{CB} n'est pas fournie par le fabricant, on va chez la concurrence, et on cherche un type semblable (ou à défaut, un peu plus puissant, c'est-à-dire constituant un cas limite, car C_{CB} augmente avec la surface de collecteur), pour lequel ladite capacité est indiquée. Ainsi, le 2N6179, pour lequel RCA indique une capacité de réaction de 40 pF (maximum), constituera un cas suffisamment dévaforable pour l'estimation envisagée.

Quant au gain en tension de T_2, on peut montrer que celui de T_1 est très voisin de l'unité, puisqu'on n'a pas connecté de résistance entre émetteur et base de T_1. Mais le gain en tension des étages de sortie qui travaillent en collecteur commun, est également voisin de l'unité. On peut ainsi dire que tout le gain en tension de l'amplificateur se trouve concentré dans T_2. Or, le tableau 31-3 montre qu'on est très large, si on estime le maximum de ce gain (sans contre-réaction) à 4000. En confondant la bande passante avec la fréquence supérieure de coupure, on peut donc enfin calculer :

$$B = \frac{1}{2\ \pi\ h_{11e2}\ C_{BC}\ GV_{max}}$$

Exemple :

$$B = \frac{1}{6{,}28 \times 100 \times 40 \times 10^{-12} \times 4000} = 10\ \text{kHz}$$

C'est là l'estimation pessimiste de la bande passante sans contre-réaction. Or, en présence de contre-réaction, la bande passante s'élargit, en principe, dans le même rapport que le gain diminue. Pour le cas $m = 0{,}07\ \%$ ($GV_{Fo} = 135$), on aura donc déjà une bande passante de l'ordre de 300 kHz, nettement suffisante pour une amplification de fréquences audibles. Mais ne cherchez pas à étendre le procédé à $m = 7{,}5\ \%$ (cela donnerait B = 3 MHz), car, si C_{CB} de T_2 est la capacité qui intervient à la fréquence la plus basse, les autres capacités du montage se manifesteront avant qu'on atteigne 1 MHz, et le gain diminue alors très rapidement avec la fréquence.

3.2. COMMANDE AUTOMATIQUE D'UN ÉCLAIRAGE DE SECOURS

Les transistors traités dans cet exemple d'application, BD 433 à BD 438, sont essentiellement destinés à l'amplification BF de puissance. Le calcul de tels amplificateurs ayant été traité dans le chapitre précédent de Datathèque, il n'est plus utile d'y revenir, autrement que par des exemples de réalisation (annexes 24, 25).

La commutation de puissance est une autre possibilité d'utilisation des transistors du même nom. Comme exemple d'application, on envisagera une commande automatique d'un éclairage de secours (24 V, 50 W), à partir d'une photorésistance, et par l'intermédiaire d'un trigger. On demande une consommation de repos inférieure à 100 μA. Comme la sensibilité de la photorésistance pourra être modifiée par obturation partielle, sa valeur critique (déclenchant l'allumage) pourra être comprise entre 2 et 50 kΩ.

Choix du montage ? – Un circuit complémentaire s'impose, puisqu'on demande une consommation faible au repos. On utilise celui de la figure 32-1, où la fonction « Trigger » peut être assurée par une seule résistance (R_F).

Choix du transistor de puissance (T_3) ? – Comme T_3 doit travailler par tout ou rien, sa caractéristique essentielle est l'intensité de collecteur qu'il est capable de supporter. En partant de la puissance de l'ampoule, $P_A = 50$ W, on calcule cette intensité :

$$I_{C3} = \frac{P_A}{V_{CC}}$$

Exemple :

$$I_{C3} = \frac{50}{24} = 2{,}01\ \text{A}$$

Quand, au moment de l'allumage, le filament de l'ampoule sera encore froid, l'intensité (instantanée) pourra être nettement plus élevée. On choisit donc le transistor BD 435, admettant une tension de 32 V et une intensité de crête de 7 A (annexe 23).

Faut-il un radiateur ? – Grâce à la fonction « Trigger », T_3 fonctionne par tout ou rien. En régime de conduction, sa tension collecteur-émetteur sera égale à la tension de saturation, indiquée, par le fabricant, comme

$V_{sat} < 0{,}5$ V à $I_C = 2$ A.

La puissance dissipée ne dépassera donc pas

$P_D = V_{sat}\ I_{C3}$,

soit $P_D = 0{,}5 \times 2{,}01\ \text{A} \simeq 1$ W.

Or, la température maximale de jonction du BD 435 est $T_j = 150$ °C (annexe 23), et la résistance thermique jonction-ambiance est

$$R_{thj\text{-}a} = 100\ ^\circ\text{C/W}.$$

Le fonctionnement sans radiateur est donc possible jusqu'à une température ambiante :

$$T_a = T_j - P_D\ R_{thj\text{-}a}$$

Exemple :

$T_a = 150 - 1 \times 100 = 50$ °C

Un radiateur ne serait donc nécessaire que si on doit s'attendre à des températures ambiantes de fonctionnement supérieures à 50 °C.

Résistance de base de T_3 (R_{B3}) ? – Elle sert à limiter l'intensité I_{C2} à une valeur non dangereuse pour T_2. La valeur « a priori » de cette intensité peut être déterminée en partant de I_{C3} et du gain statique en courant de T_3. Pour ce dernier, le fabricant indique une valeur minimale $B_3 = 50$ (annexe 23). On se base donc sur :

$$I_{C2m} = \frac{I_{C3}}{B_3}$$

Exemple :

$$I_{C2m} = \frac{2010}{50} = 40{,}2\ \text{mA}$$

Mais pour tenir compte de la résistance à froid de l'ampoule, on utilise, pour le calcul de R_{B3}, une valeur triple :

$$R_{B3} = \frac{V_{CC}}{3\ I_{C2m}}$$

Exemple :

$$R_{B3} = \frac{24}{3 \times 0{,}0402} = 199\ \Omega$$

(prendre 180 Ω, 0,5 W)

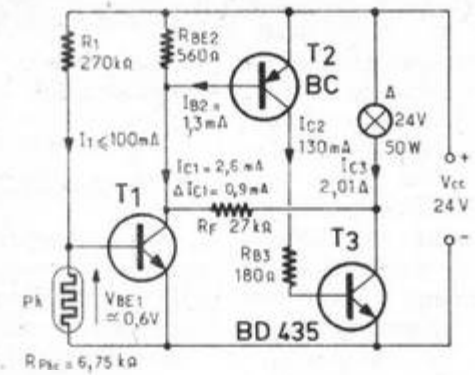


Fig. 32-1. – Destiné à la commande automatique d'un éclairage de secours, cet amplificateur à courant continu possède une fonction « trigger ». Ses éléments sont à calculer de façon que son courant de repos reste inférieure à 100 μA.

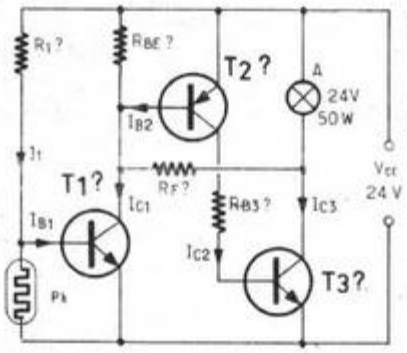


Fig. 32-2. – Schéma de la figure 32-1, complété par les valeurs des composants.

Choix de T_2 ? – Etant donné la valeur adoptée pour R_{B3}, la « vraie » valeur de I_{C2} est :

$$I_{C2} = \frac{V_{CC}}{R_{B3}}$$

Exemple :

$$I_{C2} = \frac{24}{180} = 130 \text{ mA}$$

Il faut donc utiliser, pour T_2, un transistor qui peut fournir cette intensité en permanence. On choisit le type BC 328 (annexe 9). Pour son gain en courant statique, on adopte la valeur $B_2 = 100$ que le fabricant indique, comme valeur minimale, pour $I_C = 100$ mA. Pour la commande de T_2, on aura donc besoin d'une intensité de base :

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{B_2}$$

Exemple :

$$I_{B2} = \frac{130}{100} = 1{,}3 \text{ mA}$$

Résistance émetteur-base de T_2 (R_{BE2}) ? – Elle sert à rendre inoffensif un éventuel courant de fuite de T_1 et qui, amplifié par T_2, T_3, pourrait donner lieu à une consommation de repos non désirable. Accessoirement, R_{BE2} possède une fonction dans le circuit « Trigger ». On la choisit de façon qu'elle soit parcourue par une intensité approximativement égale à la valeur nominale de I_{B2} :

$$R_{BE2} = \frac{V_{BE2}}{I_{B2}}$$

Exemple :

$$R_{BE2} = \frac{0{,}7 \text{ V}}{1{,}3 \text{ mA}} = 538\ \Omega$$

(prendre 560 Ω)

Résistance de réaction (R_F) ? – Doit être calculée de façon qu'il y ait, de façon certaine, extinction dès que T_1 se bloque ($I_{C1} = 0$). Cela sera le cas, quand V_{BE2} devient inférieure à 0,5 V. On peut donc calculer :

$$R_F \geqslant \frac{V_{CC}\ R_{BE2}}{0{,}5 \text{ V}}$$

Exemple :

$$R_F \geqslant \frac{24 \times 560}{0{,}5} = 26{,}9 \text{ k}\Omega$$

(prendre 27 kΩ)

Choix du transistor d'entrée (T_1) ? – Comme l'intensité dans R_{BE2} est approximativement égale à I_{B2}, on admettra que l'intensité de collecteur de T_1 est $I_{C1} = 2\ I_{B2}$, soit 2,6 mA, avec les valeurs d'exemple. Puisque R_1 est le seul élément parcouru par un courant de repos, et puisque ce courant de repos peut atteindre $I_{1M} = 100\ \mu$A, il suffirait d'utiliser, pour T_1, un transistor dont le gain en courant serait supérieur à

$$B_1 = \frac{I_{C1}}{I_{1M}}, \text{ soit } \frac{2{,}6}{0{,}1} = 26$$

En utilisant un BC 107 ou BC 107 A, on disposera donc d'un gain en courant très largement suffisant.

Résistance R_1 ? – Si on se base sur la consommation maximale de repos, $I_{1M} = 100\ \mu$A, on peut déterminer cette résistance par :

$$R_1 \geqslant \frac{V_{CC}}{I_{1M}}$$

Exemple :

$$R_1 \geqslant \frac{24 \text{ V}}{100\ \mu\text{A}} \geqslant 240 \text{ k}\Omega$$

(prendre 270 kΩ)

En admettant $V_{BE1} = 0{,}6$ V pour le seuil émetteur-base de T_1, la valeur critique de la photorésistance serait alors :

$$R_{Phc} = \frac{V_{BE1}\ R_1}{V_{CC}}$$

Exemple :

$$R_{Phc} = \frac{0{,}6 \times 270}{24} = 6{,}75 \text{ k}\Omega$$

Vu la réserve de gain en courant dont on dispose, avec T_1, une valeur plus forte de R_1 est possible, moyennant une obturation plus importante de la photorésistance.

Hystérésis du trigger ? – C'est la seule caractéristique dynamique qu'on peut calculer pour ce montage dont le schéma est donné, dans la figure 32-1, avec les valeurs qu'on vient de déterminer.

Quand l'ampoule A est éteinte, l'intensité dans R_F reste négligeable, alors qu'elle passe à V_{CC}/R_F quand l'ampoule est allumée. On peut donc dire que l'hystérésis du trigger se traduit par une variation :

$$\Delta I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R_F}$$

Exemple :

$$\Delta I_{C1} = \frac{24 \text{ V}}{27 \text{ k}\Omega} = 0{,}9 \text{ mA}$$

En se basant sur la valeur moyenne nominale $I_{C1} = 2{,}6$ mA, déterminée plus haut, on trouve donc que l'ampoule s'allume, lorsque l'intensité de collecteur de T_1 devient supérieure à 2,6 mA, alors qu'elle s'éteint seulement, quand cette intensité devient inférieure à $I_{C1} - \Delta I_{C1}$, soit 2,6 – 0,9 = 1,7 mA. D'après la courbe $I_C = f(V_{BE})$ de T_1, les intensités de collecteur envisagées (2,6 et 1,7 mA) correspondent, respectivement, à des valeurs de V_{BE1} de 570 mV et de 560 mV, soit une hystérésis de

$$\frac{(570 - 560)}{560} = 0{,}018 = 1{,}8\ \%$$

Ce pourcentage est également valable pour la valeur de photorésistance, puisque la tension V_{BE1} est sensiblement proportionnelle à cette valeur.

H. SCHREIBER

ANNEXE 23

NPN PNP

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE

Types BD 433, BD 435, BD 437 (NPN)
BD 434, BD 436, BD 438 (PNP)
Technologie Base Epitaxiale – Silicium

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

Tension émetteur-collecteur, à $I_B = 0$ ou à $V_{BE} = 0$, V_{CEO}, V_{CES},			
BD 433, BD 434		22	V max
BD 435, BD 436		32	V max
BD 437, BD 438		45	V max
Tension émetteur-base (inverse)	V_{EBO}	5	V max
Intensité de collecteur	I_C	4	A max
Intensité de collecteur de crête	I_{CM}	7	A max
Intensité de base	I_B	1	A max
Puissance dissipée (à 25 °C au boîtier)	P_{tot}	36	W max
Température de jonction	T_j	150	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	100	°C/W
Résistance thermique jonction-boîtier	R_{thj-b}	3,5	°C/W

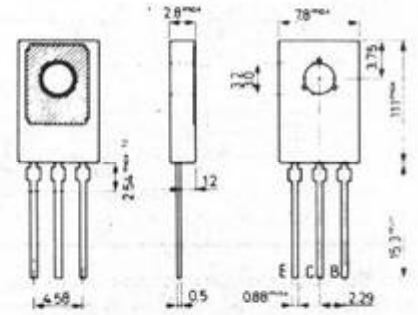


Fig. 433-1
(Identique à 135-1)

BD 433 à BD 438 : Disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 126 (résine). La surface métallique du boîtier est à mettre en contact avec le radiateur.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

		BD 433, BD 434, BD 435, BD 436	BD 437 BD 438		Conditions de mesure
Gain en courant statique	B, h_{21E}	> 40	> 30		I_C = 10 mA, V_{CE} = 5 V
Gain en courant statique	B, h_{21E}	> 85	> 85		I_C = 500 mA, V_{CE} = 1 V
Gain en courant statique	B, h_{21E}	> 50	> 40		I_C = 2 A, V_{CE} = 1 V
Tension base-émetteur	V_{BE}	> 1,1	< 1,2	V	I_C = 2 A, V_{CE} = 1 V
Tension de saturation de collecteur	$V_{CE\,sat}$	< 0,5	-	V	I_C = 2 A, I_B = 0,2 A
Tension de saturation de collecteur	$V_{CE\,sat}$	-	< 0,7	V	I_C = 3 A, I_B = 0,3 A
Fréquence de transition	f_T	> 3	> 3	MHz	I_C = 250 mA, V_{CE} = 1 V

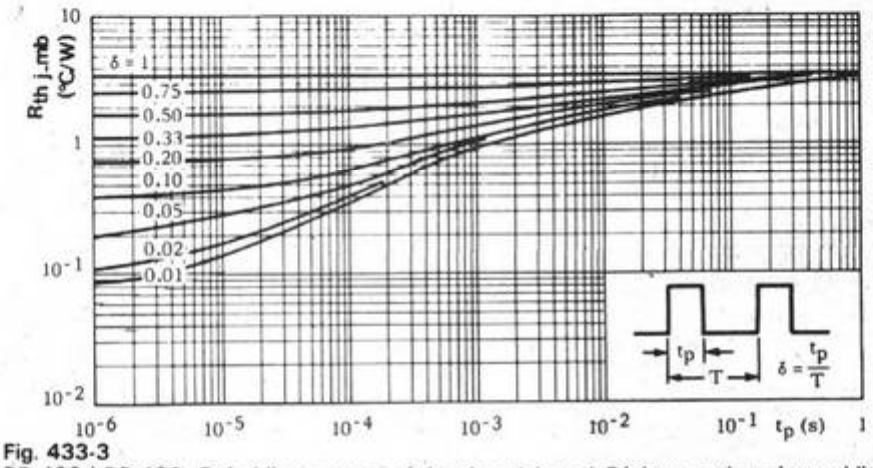
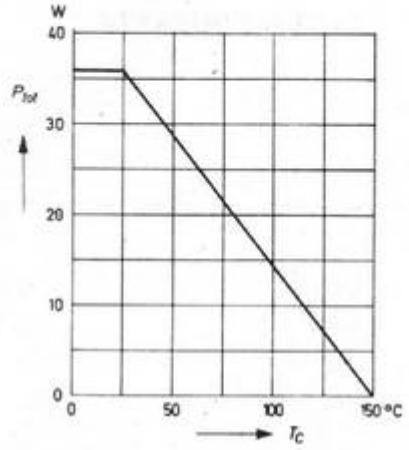
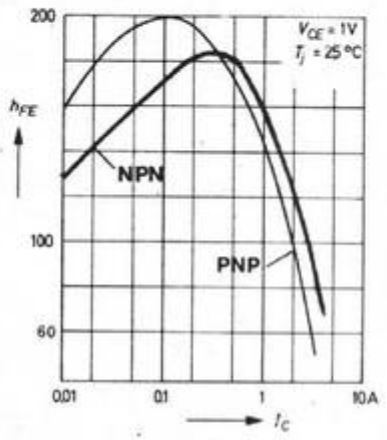
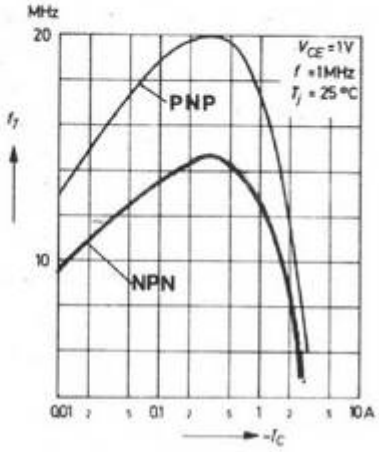


Fig. 433-3
BD 433 à BD 438 : Refroidissement en régime impulsionnel. Résistance thermique additionnelle (R_{thj-mb}) en fonction de la durée de la dissipation impulsionnelle (t_p). Le rapport cyclique (durée de la dissipation impulsionnelle sur durée de la période de récurrence, $\delta = t_p/T$) figure en paramètre.

ANNEXE 24

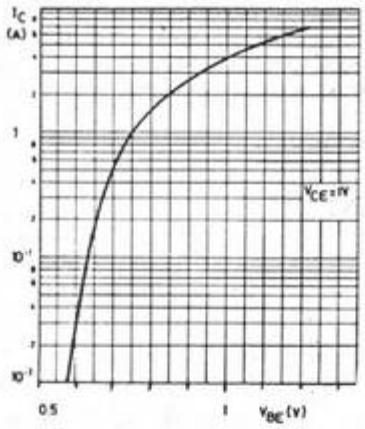


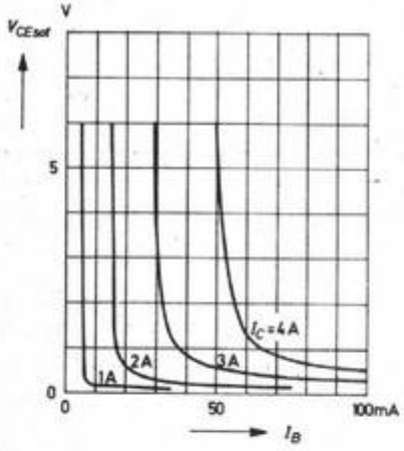


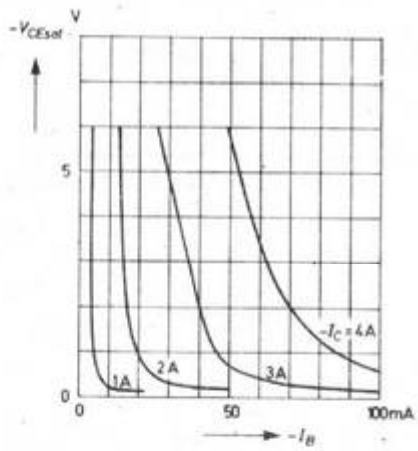


BD 433 à BD 438 : Puissance maximale de dissipation continue (P_{tot}) en fonction de la température du boîtier (T_C).

Fig. 433-4
BD 433, BD 435, BD 437 (NPN) et BD 434, BD 436, BD 438 (PNP) : Gain statique en courant (h_{FE}, à gauche) et fréquence de transition (f_T, à droite) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C).

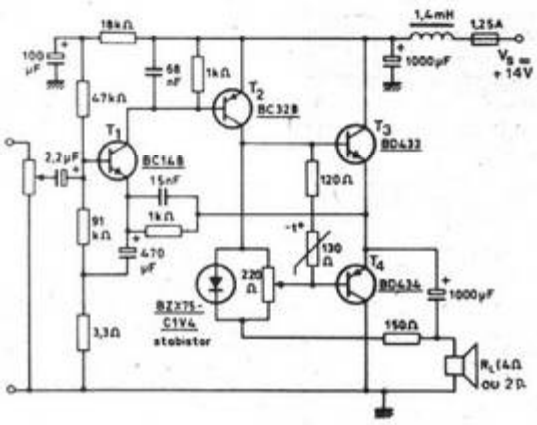






BD 434 à BD 438 : Intensité de collecteur (I_C) en fonction de la tension émetteur-base, (V_{BE}) pour V_{CE} = 1 V et T_j = 25 °C.

Fig. 433-5
BD 433, BD 435, BD 437 (NPN) et BD 434, BD 436, BD 438 (PNP) : Tension de saturation de collecteur (V_{CEsat}) en fonction de l'intensité de base (I_B), l'intensité de collecteur (I_C) figurant en paramètre.



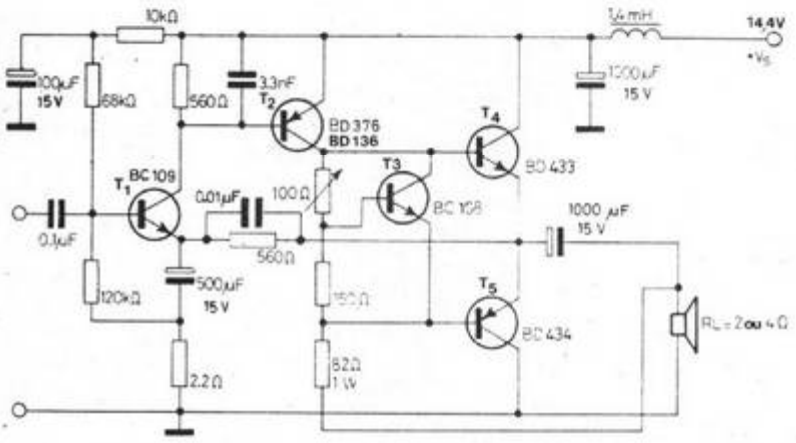
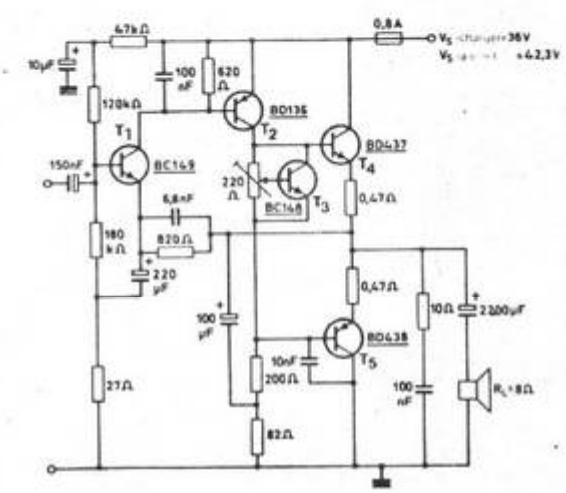


Fig. 433-6
Exemple d'application A : Amplificateur d'autoradio, puissance 6 à 8 W (RTC).

Exemple d'application B : Amplificateur d'autoradio, puissance 6,5 à 12 W (SGS-Ates).



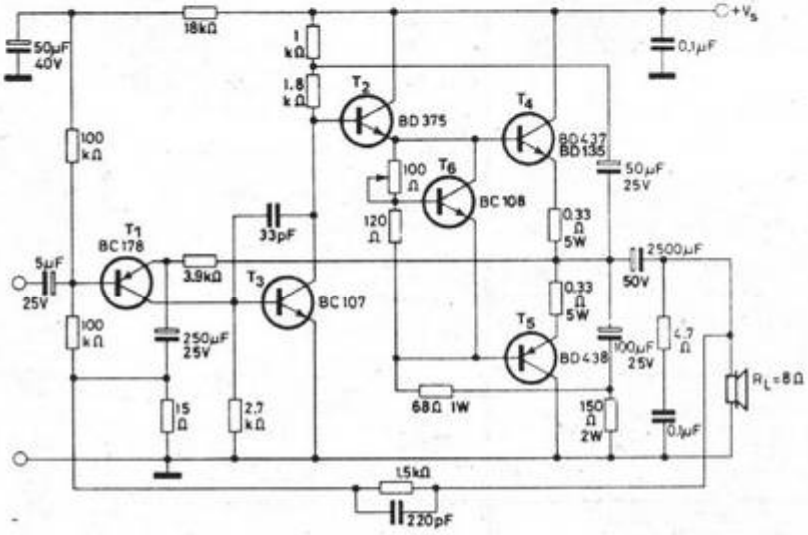


Fig. 433-7
Exemple d'application C : amplificateur de haute fidélité, puissance 15 W à 1 % de distorsion (RTC).

Exemple d'application D : Amplificateur de haute fidélité, puissance 15 W à 1 % de distorsion (SGS-Ates).

CARACTÉRISTIQUES DES EXEMPLES D'APPLICATION

		A	B	C	D	Unités
Tension nominale d'alimentation	V_S	14	14,4	36	36	V
Puissance de sortie						
$R_L = 4\,\Omega$, distorsion 10 %	P_o	> 6	> 6,5	-	-	W
$R_L = 2\,\Omega$, distorsion 10 %	P_o	> 8	> 12	-	-	W
$R_L = 8\,\Omega$, distorsion 10 %	P_o	-	-	-	> 20	W
$R_L = 8\,\Omega$, distorsion 1 %	P_o	-	-	> 15	> 15	W
Sensibilité d'entrée,						
$P_o = 5$ W, $R_L = 4\,\Omega$	V_i	20	24	-	-	mV
$P_o = 5$ W, $R_L = 2\,\Omega$	V_i	15	20	-	-	mV
$P_o = 10$ W, $R_L = 8\,\Omega$	V_i	-	-	360	125	mV
Impédance d'entrée	Z_i	20	20	100	100	kΩ
Intensité de repos des transistors de l'étage de sortie	I_{CQ}	10	10	10	10	mA
Intensité de collecteur de l'étage d'attaque (T_2)	I_{C2}	39	80	72	75	mA
Intensité d'aliment. à la puiss. maximale						
R_L 4 ou 8 Ω	I_S	580	660	710	850	mA
Fréquence inférieure de coupure (- 3 dB)	$f_{c\,inf}$	100	100	30	10	Hz
Fréquence supérieure de coupure (- 3 dB)	$f_{c\,sup}$	12	8	30	100	kHz
Résistance thermique totale pour chaque transistor de sortie	R_{thj-a}	22	16	18	6	°C/W
Résistance thermique totale pour T_2	R_{thj-a}	(*)	-	44	6	°C/W
Température maximale de fonctionnement	T_a	60	60	45	45	°C
Garantie contre surcharge et court-circuits de sortie		oui	oui	non	non	

(*) Surface de cuivre de 1 cm² environ, sur le circuit imprimé, autour de la connexion de collecteur.

le multimètre numérique

MULTI 1000 AOIP

LE multimètre, version moderne du contrôleur universel, reste l'outil indispensable du technicien, du dépanneur et de l'amateur.

Son emploi doit être simple et sûr, afin d'éviter les pertes de temps ou les erreurs d'appréciation.

Deux aspects viennent en général gâcher l'emploi d'un contrôleur : la variation de résistance interne selon le calibre choisi et la difficulté de la lecture à l'aplomb d'une aiguille.

Avec le multimètre **numérique,** l'affichage autonome présente la plus grande simplicité d'utilisation et le minimum de risque d'erreurs de lecture.

Du fait de son impédance d'entrée élevée et **constante,** quel que soit le calibre, son emploi ne pose pas de problème.

Par ailleurs, la précision reste bien meilleure qu'avec un appareil à aiguille, puisque la lecture peut se faire sur N digits, avec une incertitude de l'ordre de $1/10^N$, limitée au digit le moins significatif.

DESCRIPTION DU MULTIMÈTRE A.O.I.P.

Le multimètre type MULTI 1000 A.O.I.P. se destine à la mesure des tensions et des courants alternatifs et continus et des résistances.

L'indication de la mesure se fait sur 3 digits (affichage par diodes électroluminescentes de 8 mm de hauteur et à codage 7 segments). La polarité de la tension ou du courant continu est automatique mais n'apparaît que pour le signe « - » (inversion des polarités normalement affichées sur les bornes d'entrée) ; le signe « + » est implicite pour un branchement correct de la tension ou du courant.

Les commutateurs de gammes et de fonctions sont symbolisés avec clarté :

— **Fonctions :**

V = V∞, Ω, I =, I∞

— **Gammes :**

100 Ω (ohmmètre - bas de gamme)

1 000 Ω - μA - mV

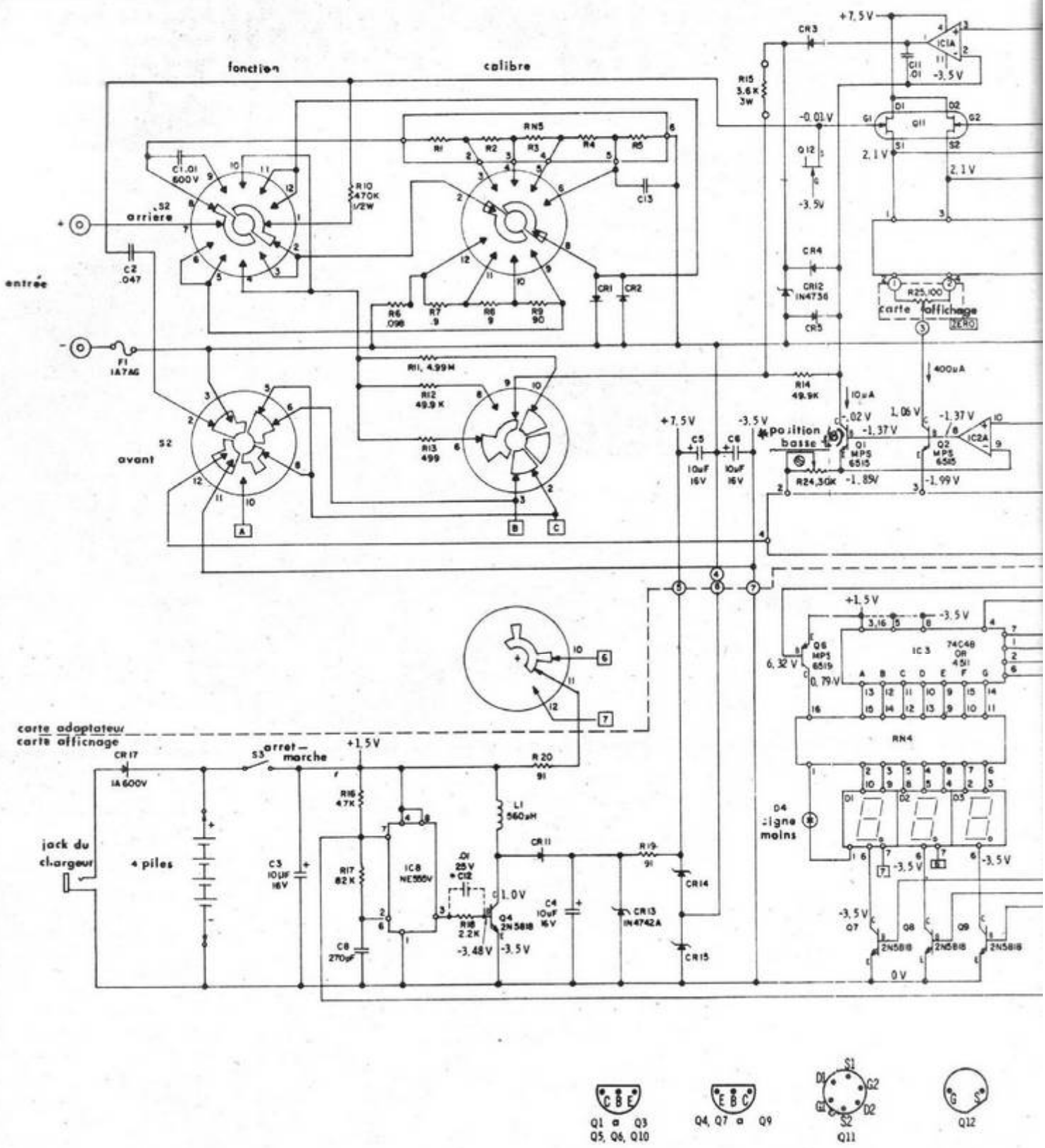
10, 100, 1 000 } V - mA - kΩ

10 MΩ (ohmmètre - haut de gamme)

En ohmmètre la mesure s'effectue en évaluant la tension soumise à l'échantillon, celui-ci étant traversé par un courant constant parfaitement stabilisé.

Il est choisi, ici, pour calibre « Ω », deux valeurs de tension, selon l'ordre de la gamme choisie : la première gamme – la plus basse – demande 100 mV ; la seconde : 1 V ; la suivante : 100 mV et ainsi de suite en alternant jusqu'à ce que l'on termine sur la gamme la plus haute (1 V sur 10 MΩ).

Ce procédé de mesure s'avère très original car il permet d'évaluer les résistances connectées dans un circuit, ce, en opérant au besoin, à **des**



Q1 a Q3
Q5, Q6, Q10

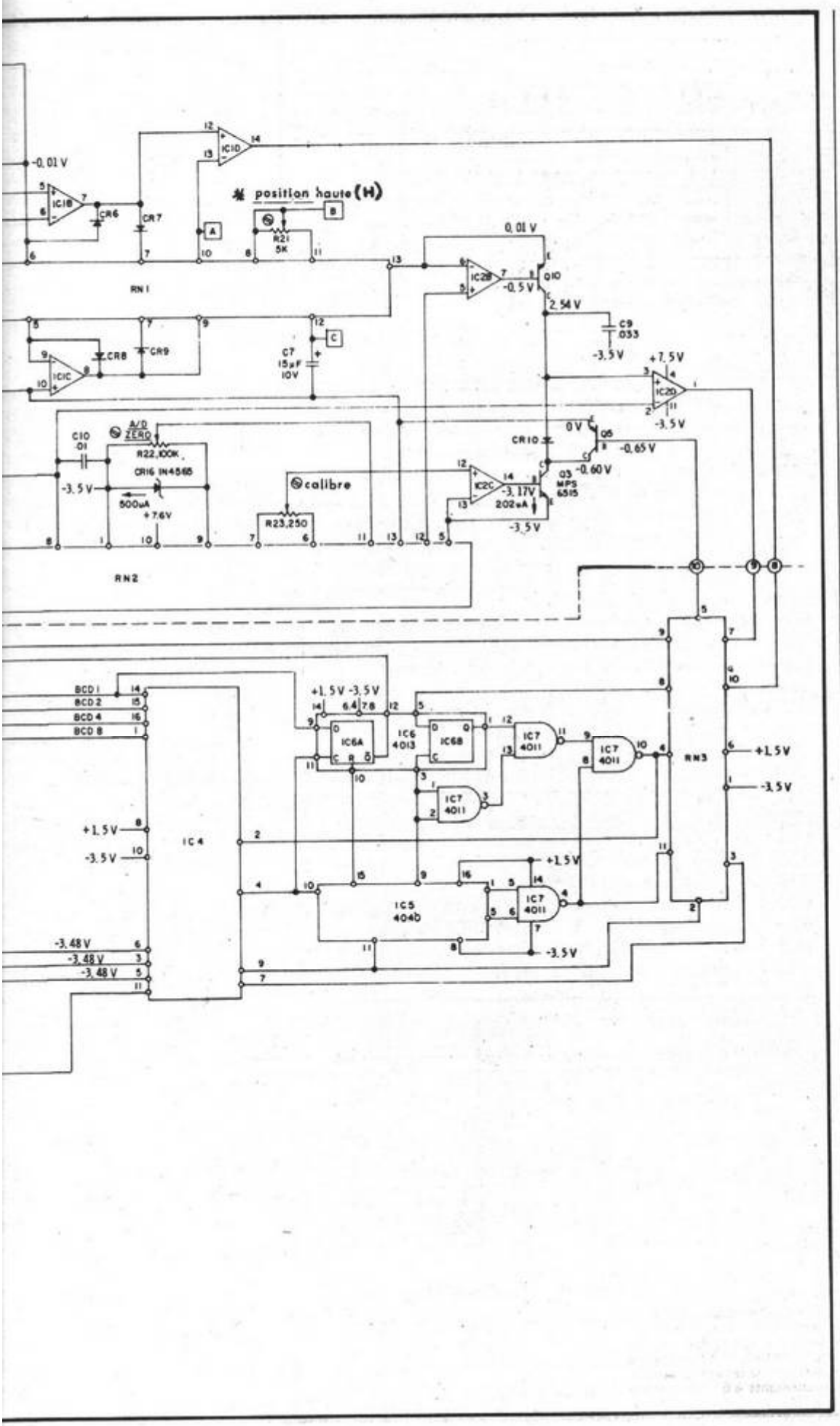
Q4, Q7 a Q9

Q11

Q12

NOTES :

1 Valeurs des résistances en Ohms.
2 Valeurs des capacités en Microfarad sauf indication.
3 Commutateur de calibre S1 sur la position 100 Ω.
4 Commutateur de calibre S2 sur la position V—.
5 Tensions mesurées avec un voltmètre référencé à la borne d'entrée — de l'appareil, la tension d'alimentation étant maintenue constante à 6 Volts continu.



niveaux de tension inférieurs au seuil de conduction des jonctions de semi-conducteurs.

Les mesures de tension se font à impédance d'entrée constante : 10 MΩ. Les chutes internes en mesure de courant ne dépassent pas, **à pleine échelle,** 0,1 V (0,3 V sur la gamme 1 A).

La bande de fréquence dans laquelle les mesures alternatives sont possibles est limitée à 50 – 400 Hz.

Le multimètre A.O.I.P. est entièrement autonome, son alimentation nécessite 4 piles R14 de 1,5 V (à zinc/charbon ou alcalines). Il est toutefois possible d'alimenter l'appareil au moyen d'une source extérieure comprise entre 5 et 7 V (accumulateurs cadmium-nickel branchés sur un jack latéral) ; il faut, alors, retirer les piles normales de 4 x 1,5 V.

Le multimètre comporte une protection contre les surcharges, réalisée au moyen de diodes et de fusibles, ces derniers n'agissant que dans le cas de surcharges très importantes.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Pour simplifier l'exposé, recourons au schéma synoptique de la figure 1.

La grandeur à mesurer est appliquée sur les bornes d'entrée « EM » ; sa nature est sélectionnée par le contacteur de fonctions et le signal correspondant se trouve dirigé soit vers l'atténuateur, soit vers des shunts, selon qu'il s'agisse d'une tension ou d'un courant.

Au sortir de cette sélection, l'étage adaptateur d'impédance d'entrée qui débute l'équipement, reçoit une tension nominale de 100 mV lorsque le signal d'entrée est égal au calibre.

Lorsque le multimètre fonctionne en ohmmètre, la tension soumise à l'extérieur **à pleine échelle,** est soit de

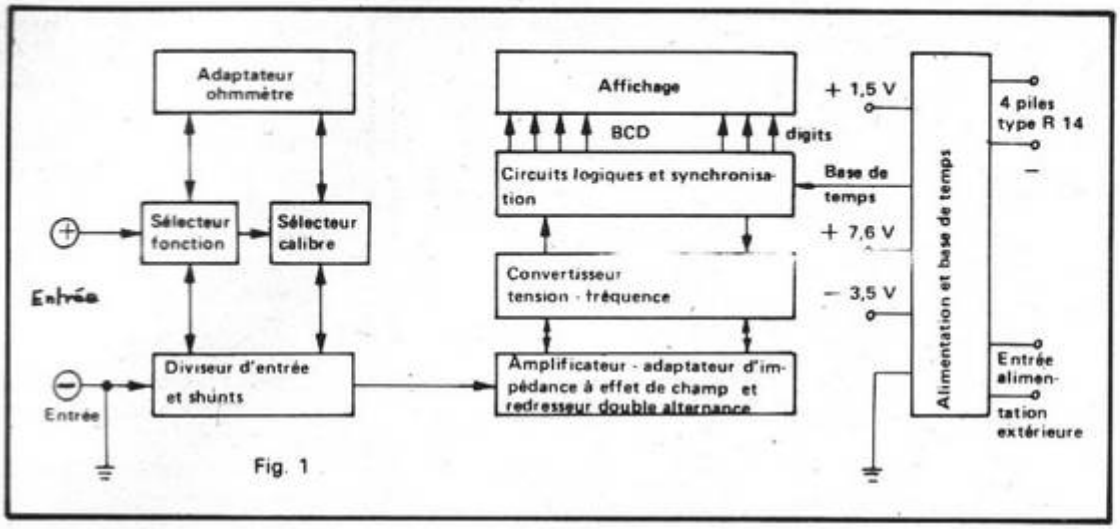


Fig. 1

0,1 V, soit de 1 V (voir plus haut) ; l'équipement qui débouche sur les sélecteurs (fig. 1) délivre donc pour un calibre donné un courant **constant** mais variable en valeur absolue d'un calibre à l'autre.

Ainsi, pour la gamme 1 000 Ω, la tension à pleine échelle s'élevant à 1 V, le courant constant est égal à 1 mA. Il est d'ailleurs identique sur la première gamme 100 Ω puisque la tension maximale atteint 0,1 V. Pour la gamme de 10 kΩ, le courant n'est que de 0,1 V/10 kΩ = 10 μA et ainsi de suite pour chaque calibre.

L'amplificateur adaptateur d'impédance est suivi d'un redresseur bi-alternance qui filtre aussi le signal et détecte les polarités. Il agit en continu et en alternatif. La tension continue n'est pas affectée par ce redressement qui ne sert, alors, qu'à repérer le sens des polarités.

En alternatif, la valeur moyenne est évaluée, filtrée puis accrue dans le rapport $\pi/\sqrt{2}$ afin d'obtenir la valeur efficace.

Quelle que soit la mesure, la tension continue dûment calibrée et filtrée est conduite à un convertisseur « tension/fréquence » du type à intégration classique ; il engendre un train d'impulsions **dont la fréquence de répétition est proportionnelle à la tension.** Un compteur en évalue la valeur et le code en BCD pour l'appliquer à un affichage 1 000 pts composé de 3 LED's de 8 mm de hauteur.

En cas de dépassement, l'affichage clignote et le chiffre 1 à gauche n'est pas affiché. La lecture reste néanmoins valable jusqu'à 1 020 pts.

Le compteur ci-dessus est remis à jour à chaque conversion. Le temps de réponse pour tous les calibres et toutes les fonctions avoisine la 1/2 seconde.

L'alimentation fait appel à un convertisseur « continu/continu » utilisant les impulsions de retour de l'oscillateur de base de temps utilisé comme synchronisation des circuits logiques.

Les tensions d'alimentation critiques servant aux circuits analogiques se trouvent stabilisées par un régulateur de type shunt, tandis que les d.d.p. destinées aux circuits numériques et à l'affichage sont prises directement aux bornes des piles.

DESCRIPTION RÉSUMÉE DU SCHÉMA

Le schéma complet du multimètre est représenté figure 2. On remarquera combien sa composition fait appel aux circuits intégrés de toutes sortes. Cela simplifie la réalisation, sinon l'explication, que l'on résumera comme suit :

La grandeur à mesurer débouche sur les galettes de sélection et de calibre, via un fusible « FI » placé dans le retour « - ».

En continu, comme en alternatif, le signal transite dans les circuits Q_{11} IC 1A, IC 1B, IC 1C qui en donne la valeur absolue et IC 1D qui assure le contrôle de la polarité.

Il est possible de constater, figure 2, que ces circuits sont raccordés à un réseau de résistances intégrées RN_1. Q_{11} constitue un étage séparateur à FET dont la résistance d'entrée est limitée à 10 MΩ par des composants réels. L'entrée G_1 est protégée par des diodes montées tête-bêche CR_1 et CR_2 et que l'on voit noyées dans le sélecteur de calibres (voir fig. 2).

Pour la partie ohmmètre, les réglages R_{21} et R_{24} assurent le dosage des gammes B (basses) et H (hautes) ; ceci équivaut à régler les limites à 0,1 ou 1 V. Il est difficile de donner plus de détails à ce niveau du montage, le schéma du réseau RN_1 n'étant pas connu.

La conversion « tension/fréquence » utilise le principe de l'intégration par un condensateur (C_9 revenant à - 3,5 V) d'une grandeur analogique, connue ou à connaître.

Le micro-circuit IC 2B crée donc une source de courant constant proportionnelle à la grandeur à convertir. IC 2C est, par contre, un circuit qui génère la source de courant retranchant, pendant une durée déterminée, la quantité de courant de référence. Le système répond au principe bien connu de la conversion à « double rampe ».

Le micro-circuit IC 2D constitue un comparateur maintenant la charge de C_9 à une valeur sensiblement constante et assure donc, par ce biais, le rebouchage nécessaire à la mesure. Q_5 et CR 10 servent de portes pour commuter le courant de référence (fourniture du courant à C_3, CR 10 isolant, dans ce cas, C_9 ou bien, provoque sa décharge).

On s'aidera pour la compréhension du chronogramme de la figure 3.

Le signal de conversion est représenté en 4 (IC 7 - 4011) ; sa fréquence de récurrence résulte de l'analyse double-rampe vue en 2. Les autres signaux participent au traite-

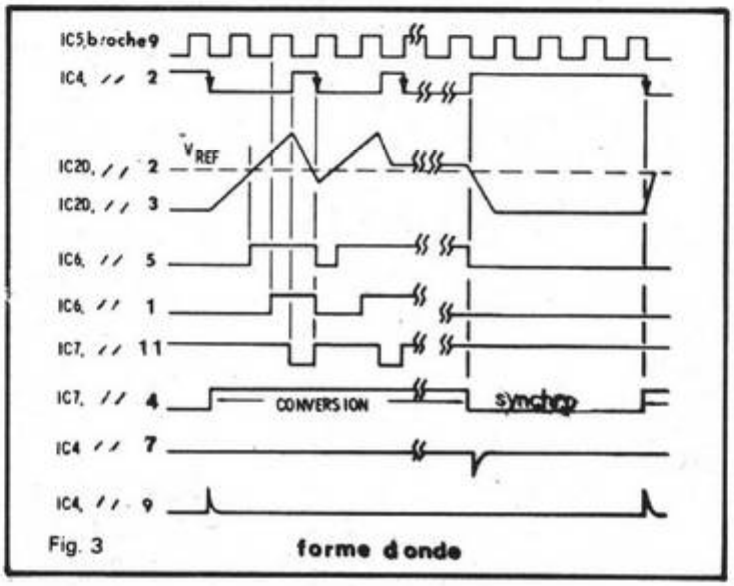


Fig. 3 forme d'onde

ment de l'information. On remarquera la présence d'un réseau « R.C. » regroupé en RN 3, suivant IC 20.

La partie logique débute par les circuits C_{MOS} IC 3, IC 4, IC 5 et IC 6 associés aux réseaux RN 3 et 4.

IC 4 constitue un compteur 3 digits multiplexés en C_{MOS} sortant les informations sur 4 fils BCD et 3 fils d'adresse.

La remise à zéro est effectuée sur la broche 9. Celle N° 7 sert au transfert de conversion dans les « latches » de sortie.

IC 5 (4040) fonctionne en séquenceur de la mesure (définition des différentes étapes de la mesure).

IC 6 comporte 2 bascules D ; l'une, située en A, sert à la détection de la surcharge et provoque le clignotement quand la résolution dépasse 1 000 pts. L'autre, désignée en B, crée les durées de la décharge de C 9 (voir fig. 3).

L'affichage fait appel à un décodeur driver de puissance (74C48 ou 4511) qui attaque les LED par l'intermédiaire de résistances ballast contenues dans RN 4. Trois transistors Q_7 à Q_9 assurent le multiplexage des afficheurs 7 segments montés en cathode commune. Ces transistors sont commandés sur les bases par les signaux d'adressage issus des broches 3, 5, 6 du micro-circuit IC 4.

Le signe « – » est constitué d'un voyant LED également alimenté par RN 4 et Q_6.

La figure 2 montre également le schéma d'alimentation. Cette partie comporte un onduleur NE 555, qui produit un signal carré débouchant sur un système à récupération constitué de Q_4 et de L_1. Cet étage fournit des pointes d'amplitudes nettement plus grandes que la valeur de la source. Par CR_{11} on redresse les signaux pour charger la capacité $C_4 = 10\ \mu F$ jusqu'à la tension définie par la diode Zener CR 13 (1N 4742 A – 12 V). Les sources + 7,5 V et – 3,5 V sont définies et stabilisées par les diodes CR 14 et 15. Le point milieu est le zéro de l'alimentation. L'alimentation en continu s'effectue au moyen de 4 piles R 14 de 1,5 V. Le point « bas » de ces piles est situé à – 3,5 V de la ligne zéro mais le point « haut » n'est qu'à + 1,5 V.

En reliant la borne « + » de l'entrée du contrôleur à ce point + 1,5 V, on réalise facilement le test d'usure des piles. Une liaison extérieure est nécessaire entre l'entrée + et le point test situé sur le côté droit du coffret.

Un jack permet le branchement éventuel d'une source extérieure. Cette entrée sert également d'entrée « chargeur » lorsqu'on dispose d'accumulateurs au cadmium-nickel (SAFT 4 x 1,2 V au lieu de piles).

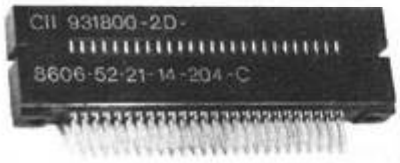
Une diode CR 17 redresse et protège cette charge si l'on fait précéder les accumulateurs d'un transformateur abaisseur au secondaire résistant.

EMPLOI

D'un emploi très facile, tenu en main avec fermeté, les dimensions étant réduites : 160 x 110 x 50 mm (0,9 kg), le multimètre 1 000 A.O.I.P. remplace avantageusement les contrôleurs à aiguille. Il permet par ailleurs une précision de lecture nettement plus grande et **indépendante de la position de l'appareil,** ce qui n'est pas le cas avec les systèmes à cadres mobiles. La lecture s'effectuant avec une résolution de 1 000 pts, le domaine d'imprécision sur cette lecture approche du 1/1 000e, limité à ± 1 digit. Néanmoins, la précision réelle, équipement complet, est évaluée à ± 1 % (2 % dans certains calibres).

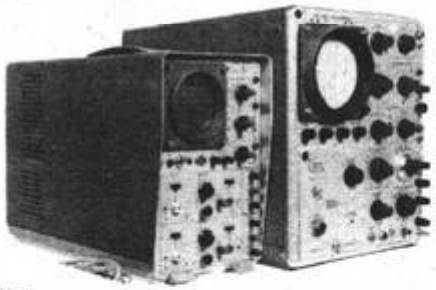
Une seule réserve doit être formulée quant à l'emploi de ce multimètre : en alternatif, sa bande passante se trouve limitée à 50/400 Hz.

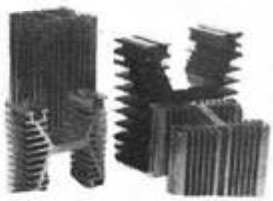
Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.



Connecteur souriau neuf 52 broches pas de 3.81 type 8606 prix : **10 F.**

BANDES MAGNETIQUES
TRES NOMBREUX FORMATS
Bandes pour magnéto de **3** à **10 F.**
Bobines vides de **0,80** à **3 F.**
Bande ordinateur 10 et **20 F.**
avec boîtes plastic.


Très beau lot d'Oscillos Tektronix, Philips, CRC, Ribet, etc. État impeccable. En simple et double traces, de 3 à 90 MHZ.
Prix ..... De 500 à 4.000 F.


Radiateurs de forte puissance en alu au prix incroyable de **10 F** le kg.
Petits modèles, prix suivant dimension.

Haut-parleurs divers nus ou en coffrets ronds, ovales neufs de **10** à **30 F.**

Transfo 110/220
10/25/35 V
Matériel exceptionnel. **50 F.**

Portes fusibles neufs
6 A. : **3 F** – 10 A. : **5 F.**

Des milliers de diodes
1 N 746 (CT 122)
1 N 4154 etc. etc.
Emball. d'Origine
Pièce : **0, 50 F.**
(Prix spéciaux par grosse quantité).

Circuits imprimés avec composants divers miniaturisés de très haute technicité et rigoureuses tolérances, comprenant : Diodes, Transistors, Résistances, Condos, Selfs, circuits intégrés, Potentiomètres, Relais Mercure, etc.
Chaque lot de 1 kg comprend environ 7 à 800 éléments.
Circuits simples : le kg **10 F.**
Circuits spéciaux : prix suivant composition.

Circuits intégrés
7429 TLL
7423 ETC. ETC.
de **1** à **7 F.** (neuf)
Supports C.I. **4** et **5 F.**
Condos et résistances nombreux modèles
Epoxy simple et 2 faces **60 F** le kg.
Bakelite 63/43 – **25 F.**

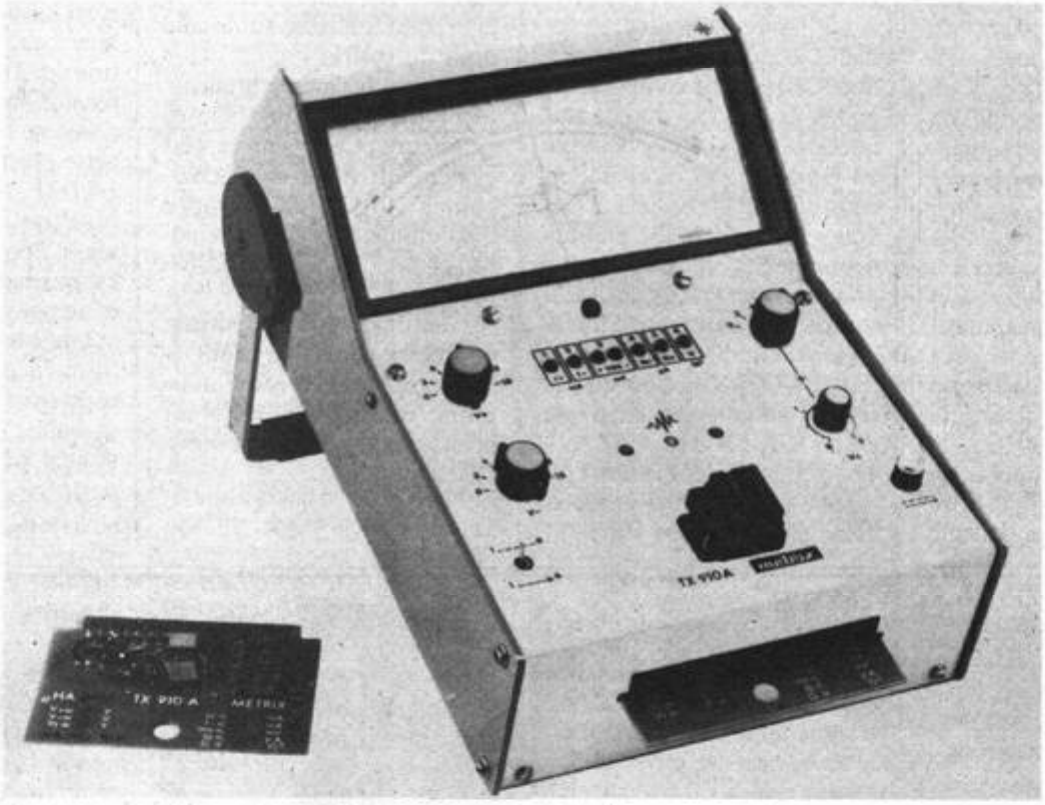
Des milliers de fiches de connexion pour tableaux ou appareils de mesure Ø 4
Prix incroyable de **70 F** le kg.

ET TOUJOURS EN STOCK,
GENERATEURS, STROBOS,
RELAIS, TRANSISTORS
GAINES DIVERSES, etc.

Tous nos prix sont H.T. (taux réduit de 10 % en plus)

ETS. DELZONGLE 20, rue de Belfort - **94300 VINCENNES** - 374.64.01 - 328.77.25
Magasins ouvert de 8 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 18 h - FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI
Pour la Province, magasin de Gros et Détail au Domaine de l'Angleterre **14140 LIVAROT**
Pas de catalogue, pas d'expédition, tout notre matériel est à vendre sur place

le testeur - mesureur de circuits intégrés



METRIX TX 910 A

SAVEZ-VOUS qu'un 741 a un gain statique de 20 %, plus grand s'il est alimenté avec une tension négative supérieure à la tension positive ? A + 9, - 15 V_{CC} nous mesurons 22 000. A ± 15 V on trouve 18 500 et ça diminue à 17 000 pour + 15, - 9 V. Eh bien, nous non plus ne le savions pas. Pour le savoir on aurait dû monter une « manipe » d'une heure au moins, nous procurer les alimentations, faire le montage et surtout procéder à la mesure de gain statique en question. Avec le TX 910 A nous avons mis 49 secondes et demi.

Saviez-vous qu'un excellent amplificateur d'instrumentation à faible dérive et sans « peaks » dus à un quelconque échantillonnage interne, s'obtient avec deux amplis ordinaires rigoureusement appariés en tension naturelle de décalage en entrée ? Sur un lot de 741, valant environ 3 F pièce et achetés le même jour, d'une même couvée on trouve une douzaine d'amplis appariés sur 100 essais. Les 6 F et dix minutes de test en automatique du TX 910 A valent de loin moins cher que les quelques centaines de francs que coûte un ampli à hâcheur et modulation-démodulation pour le blocage de la dérive.

Il y a une bonne quinzaine de circuits linéaires « populaires » et la liste est loin d'être close, avec l'avènement des circuits bipolaires - effet de champ monolytiques, ou C-MOS.

Il ne serait pas raisonnable, mais pas impossible non plus, de fabriquer et garder dans un coin un montage-test pour chaque C.I.L. qu'on est amené à utiliser.

Il faudrait y joindre à chaque fois une notice spécifiant les tensions ou courants qui devraient circuler en cas de bon fonctionnement. C'est fastidieux. Si, malgré tout, nous voulions faire la manipulation à chaque fois, il nous aurait fallu disposer d'une part des sources d'alimentation

appropriées, d'autre part pouvoir intercaler, par des commutateurs inextricables, un instrument de mesure en divers endroits pour la mesure de l'une ou l'autre des fonctions du circuit, sans oublier des testes bon-mauvais, relativement simples pour nous dire si le circuit est grosso-modo bon ou pas, réalisables sur des montages relativement simples.

On peut imaginer un tel circuit de mesure. Les difficultés à surmonter tiennent de la méthode et la patience, pour tout câbler sans rien oublier parmi les valeurs nominales se trouvant dans la fiche technique du constructeur.

Une telle « check-list », complexe, a été prise en compte par Metrix avec son TX 910 A.

L'impression que fait l'appareil est celle d'un grand contrôleur. Détrompons-nous, c'est une montagne d'électronique analogique. Avec ses schémas internes on peut parfaitement cerner un cours complet de circuits analogiques appliqués.

Asservissements, amplificateurs logarithmiques compensés en température, multiples alimentations stabilisées, rien ne manquerait à ce cours.

La réalisation ne compte pas moins de 20 circuits intégrés, régulateurs de tension et amplificateurs opérationnels.

Le tout se trouve assemblé judicieusement comme le montre la vue interne de l'appareil.

Avant de passer en revue les plages de mesures, un bref rappel des notions se référant aux amplificateurs opérationnels ne semble pas inutile :

— Les courants d'alimentation I_+ et I_- sont les courants demandés aux deux alimentations du C.I.L. Si l'amplificateur n'a pas de point d'alimentation à mettre à la masse, compte tenu du courant négligeable d'entrée et si l'on maintient la tension de sortie à zéro par rapport à la masse, I_+ sera à quelques millièmes près, égal à I_-.

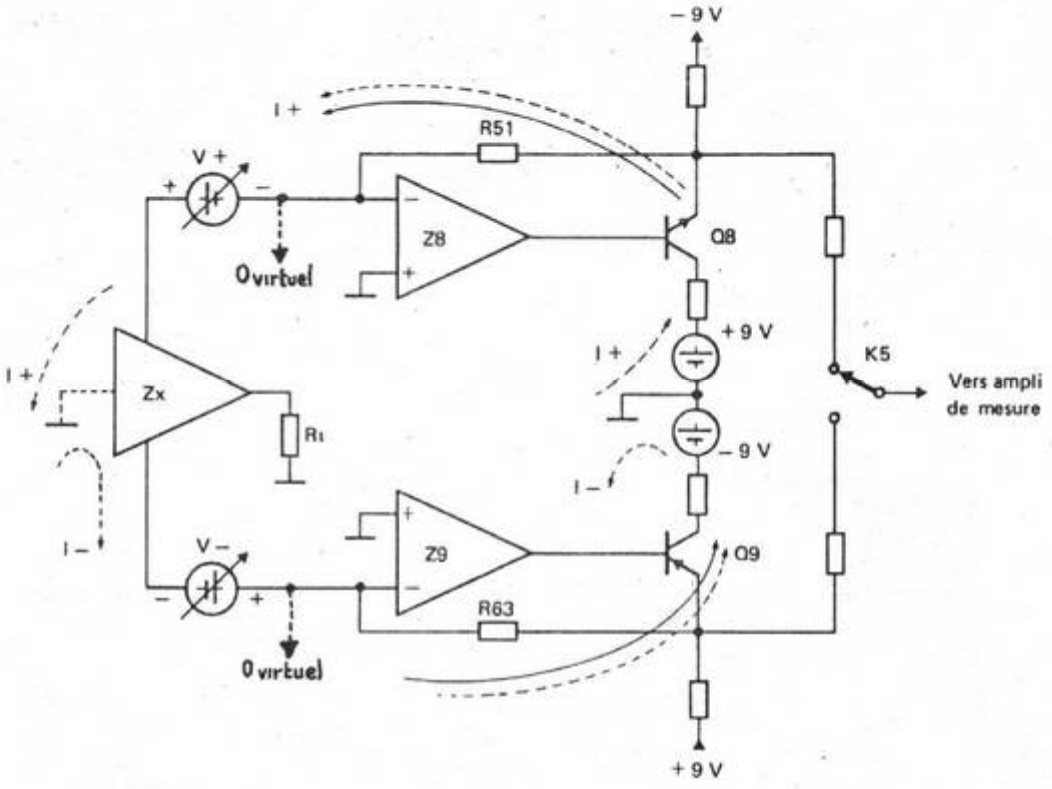


Fig. 1. – Mesure des courants d'alimentation. En pointillés, circulation des courants dans les circuits alimentés en trois points, positif, négatif et à la masse. Exemple : 710. - En trait plein, courants dans les circuits sans point de masse d'alimentation. Exemple : 741, 709, etc.

— Courants de polarisation d'entrée I_{B+} et I_{B-} : sont les courants base ou grille, pour les montages à FET d'entrée, nécessaires à la bonne polarisation des transistors d'entrée.

— Courant de décalage à l'entrée, I_{DI} : c'est la différence de courants d'entrée qu'on devrait forcer pour obtenir que la tension de sortie soit nulle.

— Tension de décalage à l'entrée, V_{DI}, ou tension d'offset : c'est la différence de tension d'entrée qu'on doit imposer pour obtenir une tension nulle à la sortie.

— Taux de réjection en mode commun, CMR : C'est le rapport du gain différentiel, tension de sortie rapportée à la tension différentielle d'entrée, et le gain en mode commun, tension de sortie rapportée à la tension appliquée en commun aux deux entrées.

— Gain en tension, A_V : c'est le rapport de la tension de sortie et de la tension différentielle d'entrée ($V_{B+} - V_{B-}$, différence des deux potentiels d'entrée).

— Gain en tension du mode commun, A_{VC} : rapport de la tension de sortie et de la tension appliquée aux deux entrées reliées entre elles.

Le TX 910 A exécute les fonctions suivantes :

— Mesure des courants d'alimentation, I_- et I_+, de 20 μA à 20 mA sur échelle unique.

— Mesure de la tension de décalage, V_{DI}, de 0,2 mV à 200 mV sur échelle unique et avec l'indication de sa polarité par voyant LED.

— Mesure du gain statique en boucle ouverte, A_U, de 200 à 200 000 sur échelle, logarithmique, unique.

— Possibilité de mesure du taux de réjection de mode commun et des variations des tensions d'alimentations.

— Test bon/mauvais et voyant indiquant les oscillations parasites pouvant fausser les mesures.

MESURE DES COURANTS D'ALIMENTATION I+ et I–

Les entrées inverseuses (–) des amplificateurs opérationnels Z_8 et Z_9 de la figure 1, à la tension d'offset près, sont à la masse et le circuit de mesure Z_x se trouve alimenté entre ces masses virtuelles et V_+ et V_-.

L'équilibrage des entrées se fait au prix d'un courant I_+ et I_- par les résistances R_{51}, R_{63}. Ceci produit une tension de sortie égale à R_{51} I_+, par exemple. Sa mesure indique le courant si le voltmètre est collé à pleine échelle pour un courant maxi, déterminé par R_{51}.

Les transistors Q_8 et Q_9 figurant sur ce schéma ne sont qu'amplificateurs de courant supplémentaires, car Z_8 et Z_9 du type 709 ou 741 ne peuvent supporter seuls les courants I_+ et I_- à mesurer.

Remarque importante : le courant aux alimentations positive et négative dépend de la charge de Z_x. Pour la mesure des « vrais » courants d'alimentation on contre-réactionne Z_x de façon à disposer d'une tension V_s en sortie nulle.

MESURE DE LA TENSION DE DÉCALAGE

Elle est faite par le schéma de la figure 2. La tension d'offset se manifeste comme une tension non nulle à la sortie quand les deux entrées de Z_x sont à la masse.

Or, on ne peut pas mesurer directement la tension de sortie ; elle n'est pas stable et se bloquera à V_+ ou V_- s'il n'y a pas de contre-réaction.

En contre-réactionnant directement Z_x, la tension de sortie ne serait plus une mesure exacte de l'offset, dépendant de la valeur des résistances de contre-réaction autant que de leur rapport. Le schéma utilisé annule par asservissement la tension V_s et lit la tension V, décalage qu'on doit introduire en entrée pour annuler la tension de sortie. Connaissant la valeur du rapport R_{43}/R_{39} et compte tenu qu'aucun amplificateur, destiné à un très faible décalage de tensions d'entrée, n'aura une résistance d'entrée de l'ordre de 100 Ω (R_{39}) mais d'au moins mille fois supérieure, on peut considérer le forçage, par V, d'un décalage ε de tension d'entrée correct.

Quant à C_{16}, il joue un double rôle : remède contre l'oscillation du système bouclé et mémoire temporaire après la coupure de la boucle. Comme tout asservissement, celui-ci aura tendance à osciller. Le danger est d'autant plus grand que la nature, le type de l'amplificateur à tester Z_x sont inconnues.

Une trop grande valeur de ce condensateur maintiendrait le circuit stable mais nous obligerait de faire antichambre, pendant quelques secondes avant de connaître la valeur mesurée. Alors le constructeur coupe la poire en deux : valeur moyenne pour C_{16} (1 µF), amplificateurs Z_7 et Z_{11} judicieusement compensés, d'une part, et des circuits de compensation en fréquence plus contraignants pour Z_x sur un support qui lui sera alloué.

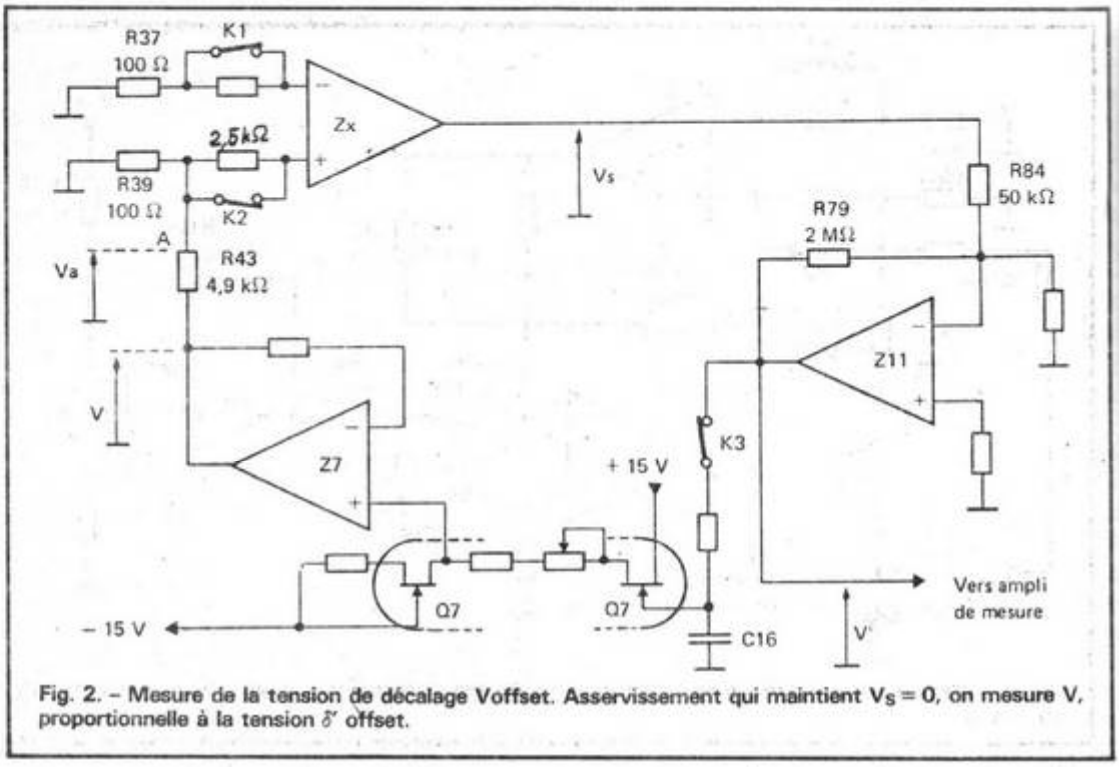


Fig. 2. – Mesure de la tension de décalage Voffset. Asservissement qui maintient $V_S = 0$, on mesure V, proportionnelle à la tension δ offset.

MESURE DES COURANTS D'ENTRÉE I_{b+} et I_{b-}

Le circuit utilisé est celui de la figure 3. Cette mesure est possible grâce à la propriété de mémoire du condensateur C_{16}. En réalité, mis à part les

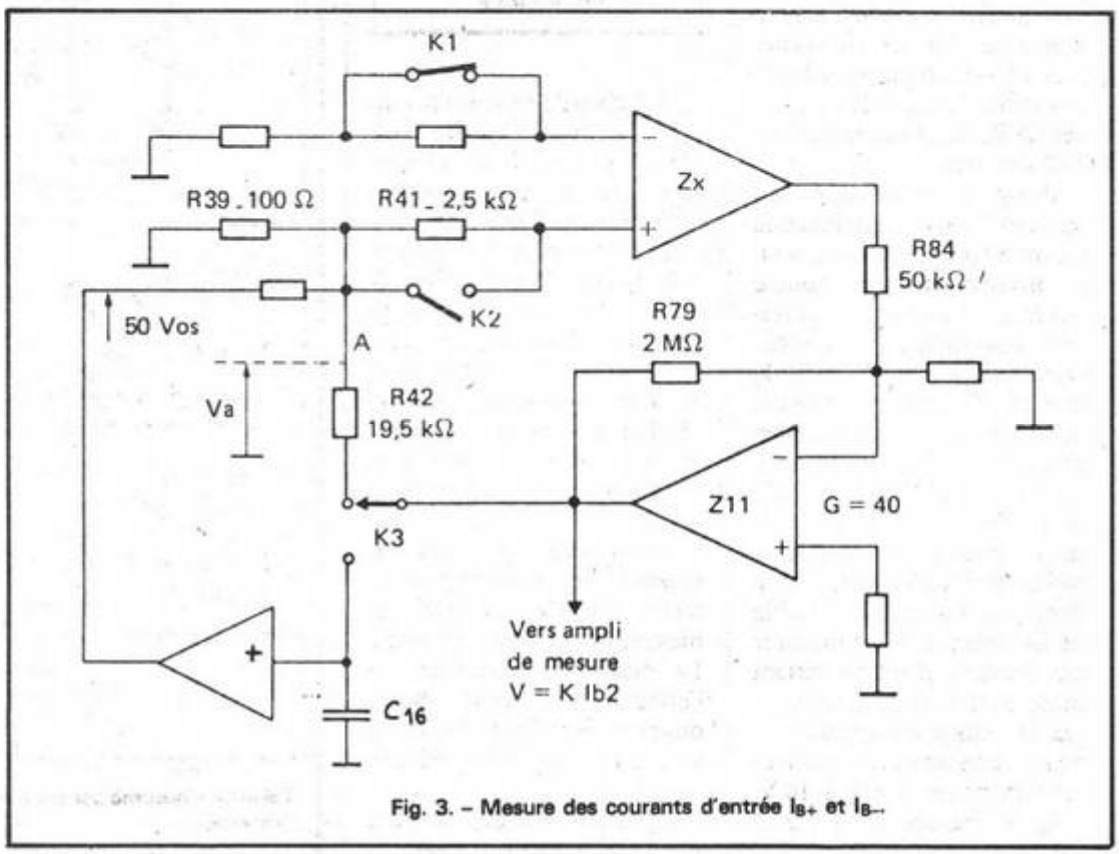


Fig. 3. – Mesure des courants d'entrée I_{B+} et I_{B-}.

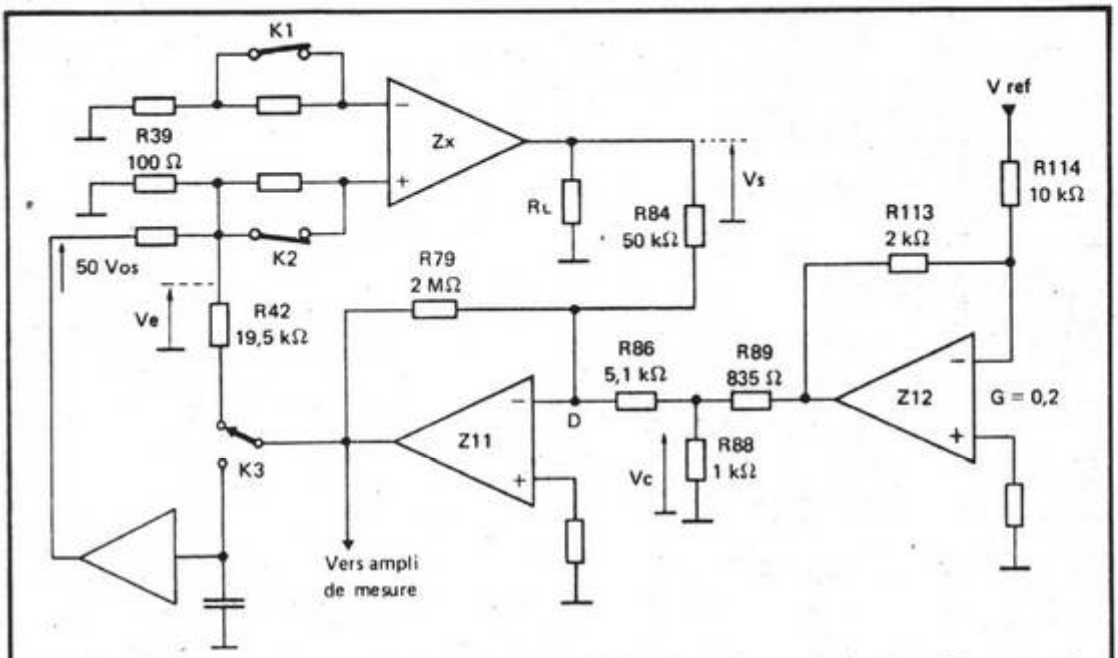


Fig. 4. – Mesure du gain statique en boucle ouverte. Au lieu d'asservir une tension V_S nulle on asservit $V_S \simeq V_{ref}$.

commutateurs K_1 et K_2 qui ne court-circuitent plus, tour à tour les résistances de mesure du courant d'entrée (R_{41}, par exemple), le montage est le même, condensateur C_{16} en moins. On boucle Z_x par Z_{11} et sans Z_7 cette fois-ci, pour maintenir la tension de sortie de Z_x nulle. Or, si C_{16}, qui garde un certain temps la tension qui était sienne pendant la mesure de l'offset, s'il n'était plus utilisé, on aurait mesuré la somme ($V_{offset} + R_{41} I_{B+}$) au lieu de $R_{41} I_{B+}$, mesure du courant d'entrée.

Pour y remédier, en ouvrant k_1 ou k_2 on débranche C_{16} de la boucle par k_3, mais on le **maintient,** par boucle ouverte, en tant que polarisation temporaire de l'entrée entraînant l'annulation de la tension d'offset. La tension qu'on mesure sera donc bien proportionnelle à I_{B+}. Pendant combien de temps ? Nous avons fait l'essai, et sur quelques minutes on constate moins de 5 % d'erreur, il n'y a donc pax fluctuation notable de I_{B+} mesuré. Pour mesurer des courants d'entrée variant entre 20 mA et 20 μA, par le jeu de résistances choisies on obtient une tension V à mesurer variant de 10 mV à 10 V.

I_{B-} se mesure de la même façon, en ouvrant k_1 et fermant k_2. Passez par une nouvelle mesure de l'offset en tension pour une mesure plus juste.

MESURE DU GAIN EN BOUCLE OUVERTE

Si, au lieu de mesurer la tension d'entrée nécessaire pour obtenir une tension nulle en sortie, on mesurait la même tension pour atteindre une valeur-référence, le résultat nous fournirait, par le rapport (tension de sortie standard)/(tension d'entrée), le gain recherché. Or, cette tension d'entrée est minuscule et le résultat se trouverait grandement faussé par la toute aussi minuscule tension de décalage d'entrée.

Le montage qui, figure 4, réalise cette mesure est de même principe que celui qui mesure les courants d'entrée. La même compensation de l'offset par C_{16}, en boucle ouverte, les mêmes risques de voir la mesure dériver dans le temps.

Cette fois-ci le gain ne varie pas linéairement avec la mesure de la tension d'entrée en V, mais d'une façon inversement proportionnelle. L'échelle sera donc hyperbolique.

CIRCUITS DE SERVICE

Les alimentations stabilisées sont construites avec des régulateurs intégrés à sortie variable. Les versions futures tireront, probablement profit en prix et place gagnée sur le circuit imprimé, en utilisant des régulateurs trois broches - préréglés.

La tension V est mise à l'échelle par amplificateurs linéaires de mise à l'échelle et logarithmiques, sur lesquels nous n'insistons pas, plus de détails étant fournis par le schéma du circuit de mesure de la figure 5. Les commutations se font à l'aide de relais reed, de sorte qu'une programmation électrique des diverses mesures a été rendue possible.

L'appareil profite pleinement de cet avantage et peut exécuter une rafale de mesu-

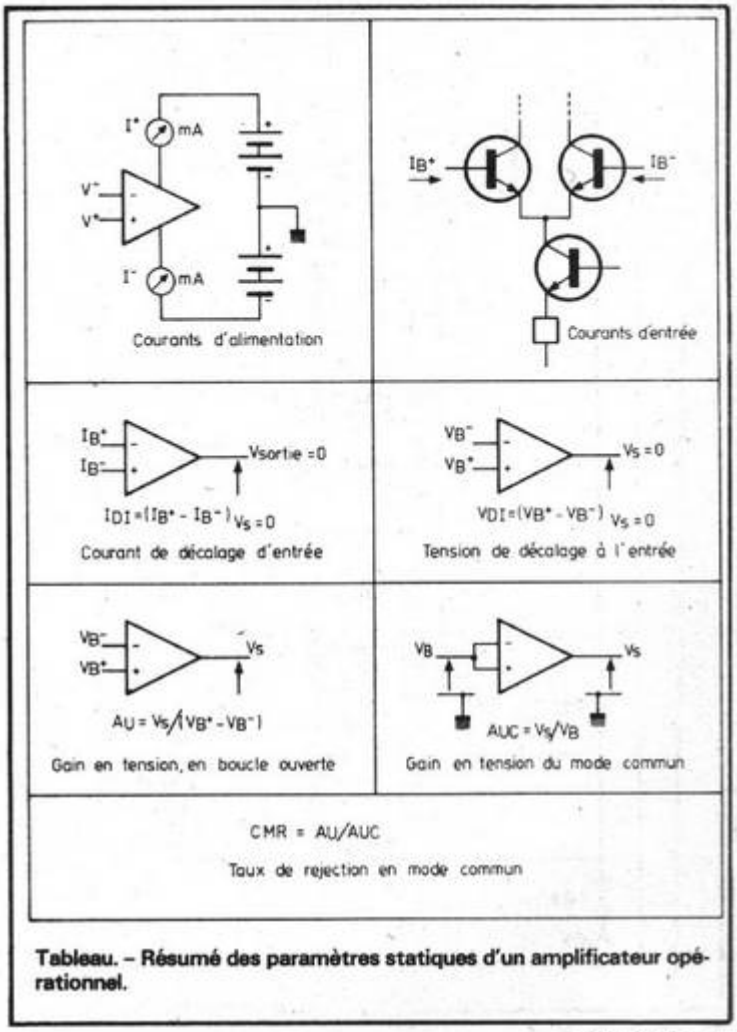
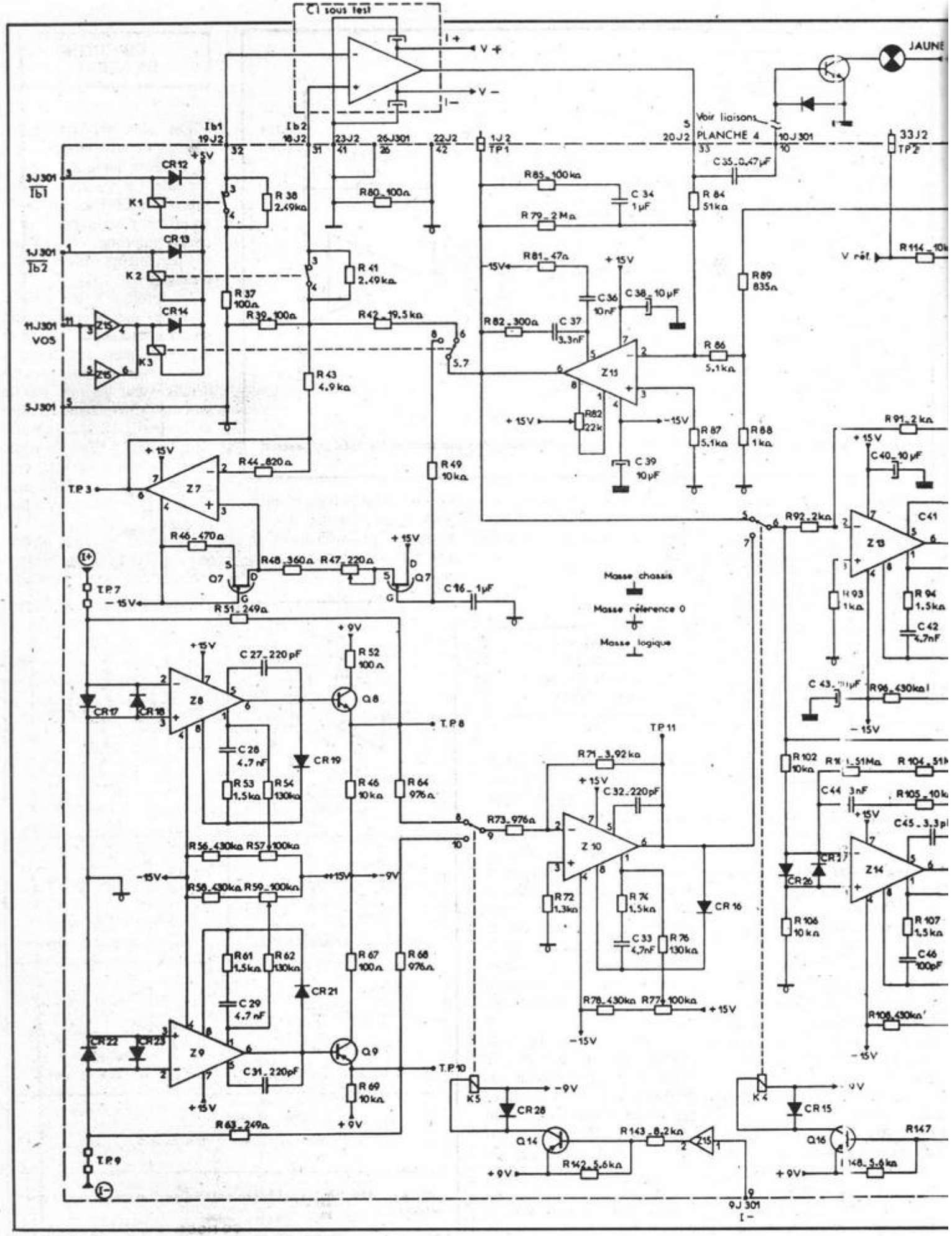
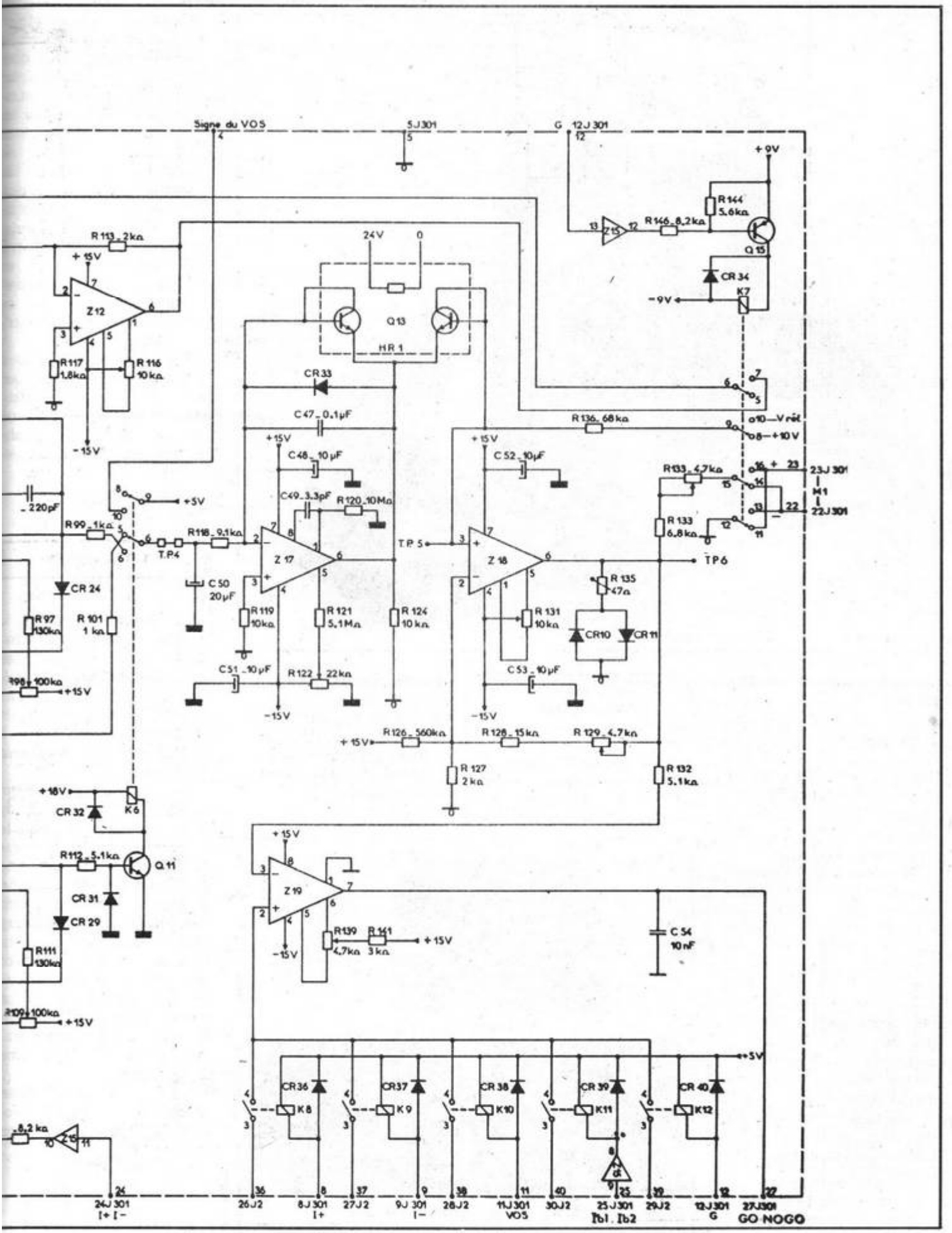
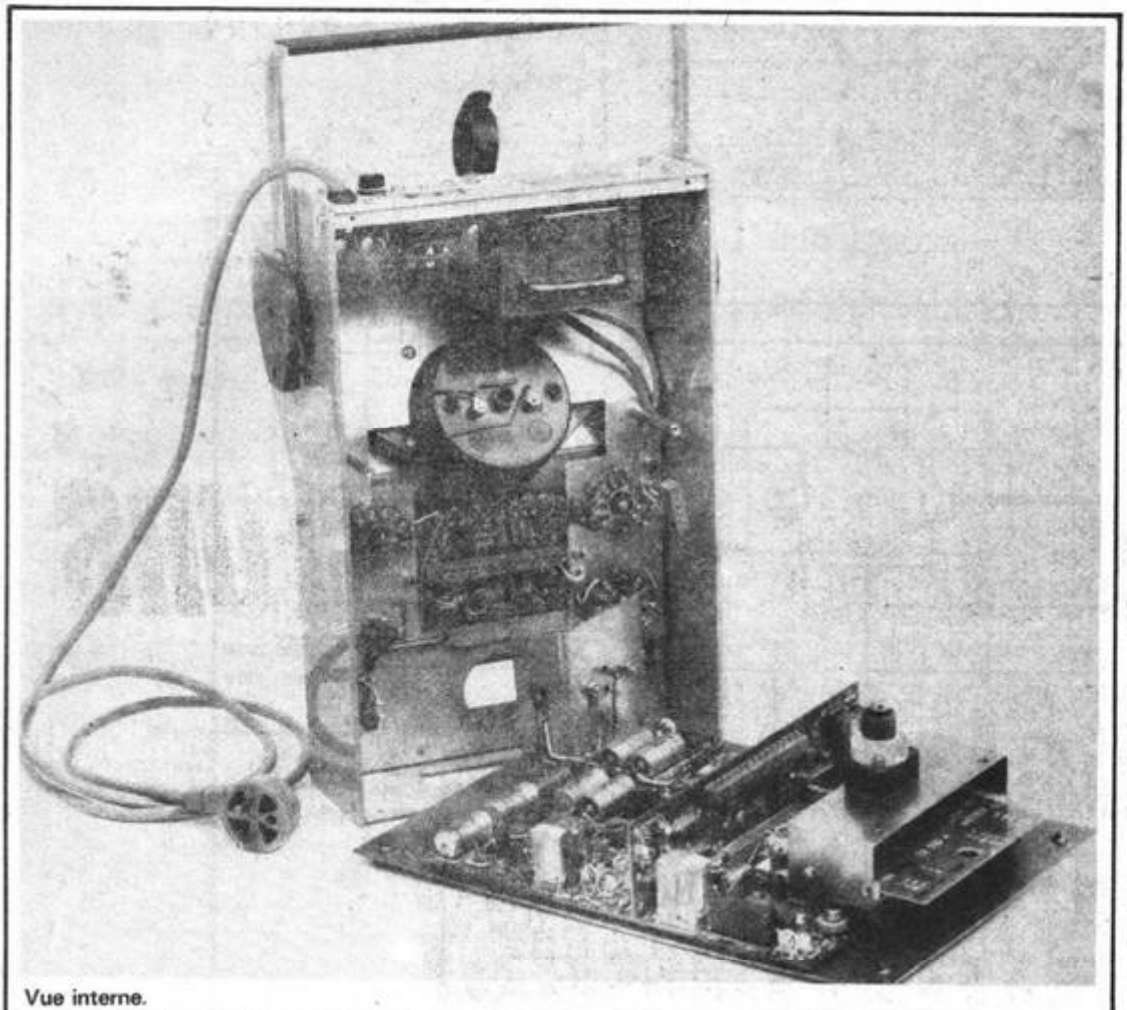


Tableau. – Résumé des paramètres statiques d'un amplificateur opérationnel.


CI sous test
I+
V+
V−
I−
JAUNE
Voir liaisons
PLANCHE 4
Ib1
Ib2
3J301
1J301
11J301
VOS
5J301
CR12
CR13
CR14
K1
K2
K3
R38 2,49kΩ
R41 2,49kΩ
R37 100Ω
R39 100Ω
R42 19,5kΩ
R43 4,9kΩ
R80 100Ω
R85 100kΩ
C34 1µF
R79 2MΩ
R84 51kΩ
C35 0,47µF
33J2
TP2
R81 47Ω
C36 10nF
C38 10µF
R82 300Ω
C37 3,3nF
R89 835Ω
R86 5,1kΩ
R82 22k
R87 5,1kΩ
R88 1kΩ
C39 10µF
R91 2kΩ
C40 10µF
R92 2kΩ
C41
R93 1kΩ
R94 1,5kΩ
C42 4,7nF
C43 1µF
R96 430kΩ
R49 10kΩ
R44 820Ω
R46 470Ω
R48 360Ω
R47 220Ω
C16 1µF
R51 249Ω
Masse chassis
Masse référence 0
Masse logique
C27 220pF
R52 100Ω
CR17
CR18
CR19
C28 4,7nF
R53 1,5kΩ
R54 130kΩ
R46 10kΩ
R64 976Ω
T.P8
TP11
R71 3,92kΩ
C32 220pF
R73 976Ω
R72 1,3kΩ
R74 1,5kΩ
C33 4,7nF
R76 130kΩ
CR16
R56 430kΩ
R57 100kΩ
R58 430kΩ
R59 100kΩ
R61 1,5kΩ
R62 130kΩ
C29 4,7nF
CR21
R67 100Ω
R68 976Ω
CR22
CR23
C31 220pF
Q9
T.P10
R69 10kΩ
R63 249Ω
T.P9
R78 430kΩ
R77 100kΩ
K5
K4
CR28
CR15
Q14
Q16
R143 8,2kΩ
R142 5,6kΩ
R148 5,6kΩ
R147
9J301
I−
R102 10kΩ
R104 51kΩ
C44 3nF
R105 10kΩ
C45 3,3pF
CR25
CR26
R106 10kΩ
R107 1,5kΩ
C46 100pF
R108 430kΩ


Signe du VOS
5J301
G 12J301
+9V
R144 5.6kΩ
R146 8.2kΩ
Z15
Q15
CR34
K7
-9V
R113 2kΩ
+15V
Z12
R117 1.8kΩ
R116 10kΩ
-15V
24V
0
Q13
HR1
CR33
C47 0.1µF
R136 68kΩ
-Vréf
+10V
C48 10µF
C52 10µF
R133 4.7kΩ
23J301
M1
22J301
R133 6.8kΩ
C49 3.3pF
R120 10MΩ
+5V
220pF
R99 1kΩ
R118 9.1kΩ
T.P4
Z17
T.P5
Z18
T.P6
CR24
C50 20µF
R97 130kΩ
R101 1kΩ
R119 10kΩ
R121 5.1MΩ
R124 10kΩ
R135 47Ω
CR10
CR11
R131 10kΩ
C51 10µF
R122 22kΩ
C53 10µF
R98 100kΩ
R126 560kΩ
R128 15kΩ
R129 4.7kΩ
R127 2kΩ
R132 5.1kΩ
+18V
CR32
K6
R112 5.1kΩ
Q11
CR31
CR29
Z19
R139 4.7kΩ
R141 3kΩ
C54 10nF
R111 130kΩ
R109 100kΩ
CR36
CR37
CR38
CR39
CR40
K8
K9
K10
K11
K12
8,2 kΩ
24J301 I+ I-
26J2
8J301 I+
27J2
9J301 I-
28J2
11J301 VOS
30J2
25J301 Ib1 Ib2
29J2
12J301 G
27J301 GO NOGO



Vue interne.

res en automatique sans problème !

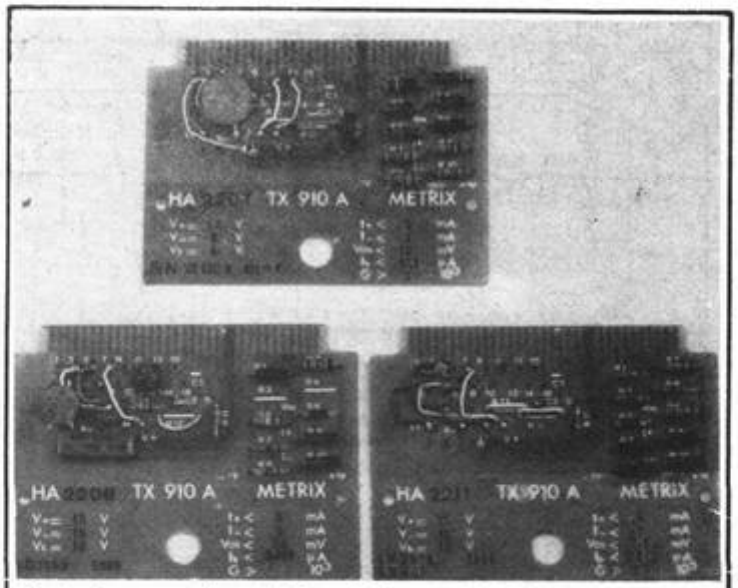
L'ordre des opérations est le suivant : on mesure I_+, I_-, V_{os}, I_{B+}, I_{B-}, G. Toutes ces mesures, par l'intermédiaire de résistances de tarage sur la plaquette « mère » de chaque circuit, sont amenées à une comparaison avec une tension de référence unique V_{REF}, correspondant à la pleine échelle ou aux valeurs qu'on aura choisies pour ces paramètres par un choix judicieux des résistances de programmation. S'il y a dépassement de V_{REF}, un paramètre se trouve hors tolérances. En automatique des voyants s'allument, correspondant à chacun de ces paramètres et s'il y a défaut le cycle s'arrête sur la mesure et le voyant correspondant. Un deuxième voyant, le « NO GO » s'allumant en même temps.

CARTES PROGRAMME

Elles contiennent les composants d'accompagnement des divers circuits hormis les les potentiomètres d'ajustage de la tension de décalage, qui doit, justement, être mesurée. On y trouve principalement les circuits de compensation en fréquence et les résistances qui fixent le « GO - NOGO » en automatique.

Toute nouveauté en matière de circuit intégré linéaire, comme par exemple les montages en CMOS dans lesquels on ne peut plus parler de courants d'entrée mesurables par ces moyens, ou les montages à diode d'entrée (amplificateurs Norton), ou même les amplificateurs de puissance nécessitant des courants et tensions d'alimentations dépassant les normes habituelles, tous ces circuits à venir doivent être pris en compte par les cartes programme. L'imagination de l'utilisateur doit pleinement fonctionner.

Une remarque doit être faite à ce point sur le fait que seuls les amplificateurs statiques classiques, simples ou doubles, ont fait l'objet de plaquettes étudiées par le constructeur.



Cartes-types pour les « 702 », « 725 » et « 301-307 ».

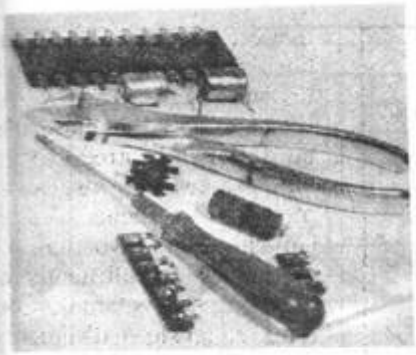
CONCLUSION

On pourrait regretter le manque de mesures dynamiques ne serait-ce qu'une prise pour des mesures de fréquence par générateur externe. La bande passante et la tenue en fréquence à signaux forts (slow rate) nous échapperont.

Le circuit est entièrement statique. Même la mesure du gain statique en boucle ouverte aurait pu se faire par un montage utilisant une modulation-démodulation synchrone, utile également aux études du comportement en fréquence. Mais les fabricants de circuits intégrés font ces mesures à l'aide d'armoires d'électronique qu'on ne pourrait pas loger sur un coin de table de laboratoire d'études ou de dépannage comme le TX 910 A.

Nous l'avons essayé. Passé le cap de la plaquette-programme (photo 3), il est d'une rare rapidité.

A.D.



ABC de L'ELECTRONIQUE

TONALISEURS - EGALISEURS GRAPHIQUES ET SYNTHETISEURS

LES amateurs et les professionnels de la basse fréquence et de la haute fidélité, ont toujours été fortement intéressés par les divers dispositifs électroniques de réglage de tonalité, tendant à modifier la courbe de réponse d'un amplificateur ou d'un préamplificateur.

Les principaux arguments en faveur des dispositifs de tonalité sont les suivants :

1) La courbe de réponse de l'amplificateur dont on dispose est défectueuse. Il convient par conséquent de la rendre meilleure.

2) La courbe de réponse est correcte mais le goût de l'utilisateur ne coïncide pas avec celui du « concepteur » de l'appareil. Il est donc normal que l'utilisateur adapte l'audition comme il le désire.

3) L'amplificateur est bon mais la source de signaux BF fournit des signaux présentant certains défauts, par exemple : souffle, ronflement, pas assez de basses, pas assez d'aiguës, etc.

Dans ce cas, il doit être possible à l'utilisateur, d'améliorer, à l'aide des réglages de tonalité, le gain dans les zones où il y a un gain insuffisant, ou au contraire, de diminuer le gain vers 50 ou 100 Hz en cas de ronflement, ou vers les fréquences élevées, s'il y a souffle, sifflement ou autres sons aigus indésirables.

Dans la plupart des montages BF, on trouve des dispositifs de tonalité bien au point et très efficaces. Il en existe moins, dans les radiorécepteurs et les téléviseurs. Nombre d'excellents appareils récepteurs de ce genre, ne possèdent aucun réglage de tonalité, même rudimentaire, ce qui est regrettable, car la plupart des amplificateurs BF de ces appareils sont excellents.

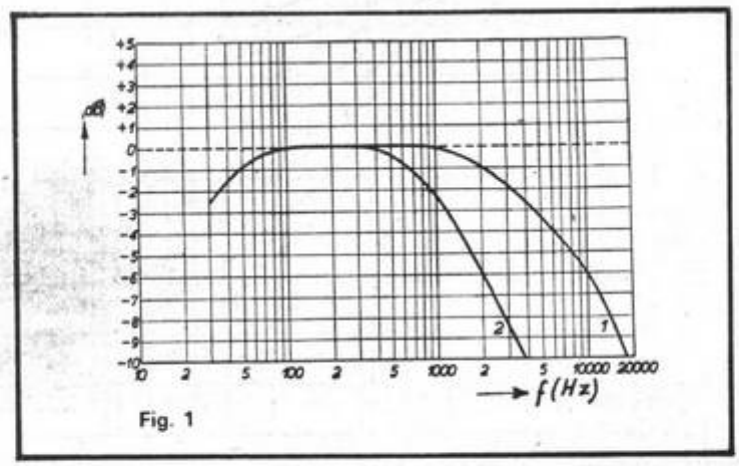


Fig. 1

Les dispositifs de réglage de tonalité que l'on peut considérer actuellement comme classiques sont les suivants :

1) Les « tone - contrôle » simples : un condensateur en série avec une résistance variable, le tout en shunt sur le réglage de gain ou sur une entrée ou sortie d'étage BF (voir courbe fig. 1).

Ce dispositif agit surtout sur la diminution du gain aux fréquences élevées, comme le montrent les courbes 1 et 2, qui correspondent à deux positions de réglage.

2) Les commandes individuelles et indépendantes du gain aux basses et aux aiguës.

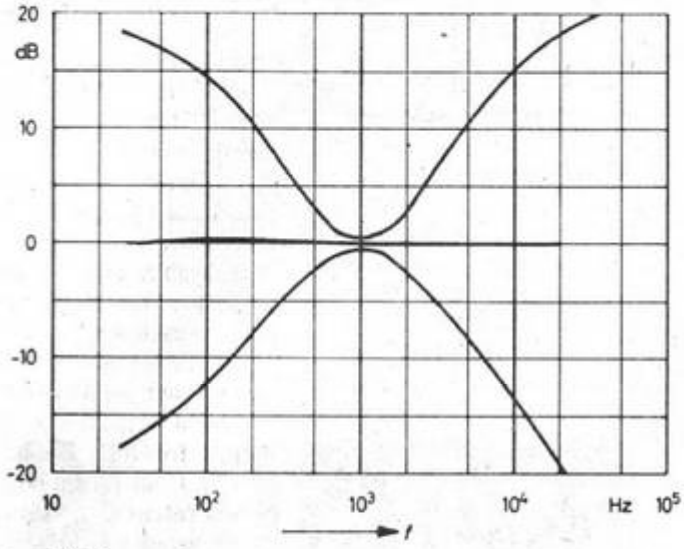


Fig. 2

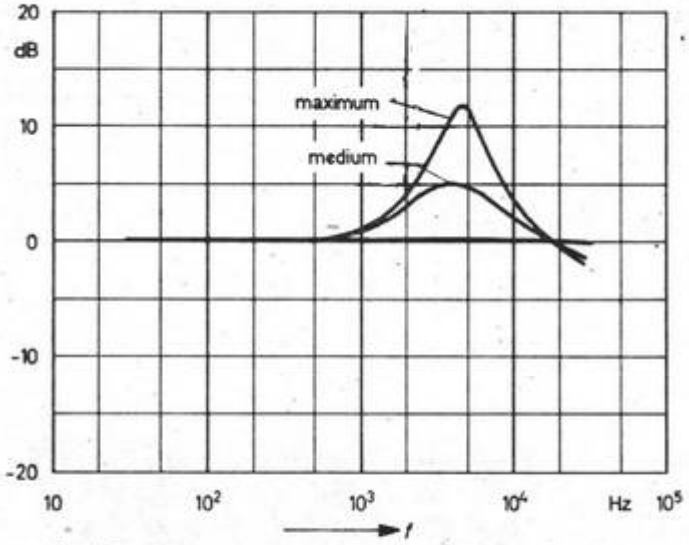


Fig. 3

Avec ces deux commandes on peut modeler la courbe de réponse globale en relevant ou en abaissant le gain aux basses ou aux aiguës ou aux deux. A la figure 2 on montre les formes extrêmes des courbes de réponse.

3) Les réglages du gain du médium, c'est-à-dire du gain dans la zone des fréquences de part et d'autre de 1000 Hz.

Ces réglages permettant de disposer d'un troisième moyen d'action sur la courbe de réponse. Il peut être utile pour améliorer l'intelligibilité de la parole dans le cas de réceptions difficiles, parasitées ou brouillées. A la figure 3 on montre l'effet de ce très intéressant circuit.

4) Le réglage de gain physiologique, qui doit corriger la courbe de réponse en fonction de la puissance de l'audition. En réalité, cette correction est très approximative, mais elle peut souvent rendre plus agréable une audition musicale. Voici à la figure 4 les formes des courbes de réponse lorsque le VC physiologique agit.

5) Les filtres d'aiguës et de basses. Ceux-ci agissent sur le gain aux fréquences correspondantes, d'une manière brusque et non progressive, comme c'est le cas des réglages mentionnés plus haut (voir fig. 5).

Il y a une chute importante du gain à partir d'une certaine fréquence. Utilisés avec compétence, ces filtres se montrent très efficaces pour réduire ou même éliminer les sifflements et les ronflements.

6) Les correcteurs spéciaux. Il s'agit des préamplificateurs correcteurs pour pick-up magnétique et de ceux pour enregistrement et reproduction de magnétophones.

Ces correcteurs sont à caractéristiques fixes et destinés à compenser des courbes « inverses » des sources ou de la matière enregistrée selon une certaine loi.

ACTION À TOUTES LES FRÉQUENCES

En BF, les sons que les humains peuvent entendre, se situent dans une gamme de fréquences dont la plus basse est de l'ordre de 20 Hz et la plus élevée, entre 10 000 et 20 000 Hz, selon l'âge des individus et des possibilités de leur sens auditif.

On peut admettre que des réglages de tonalité agissant dans la gamme 20 à 16 000 Hz seront suffisants.

Ceux mentionnés plus haut n'agissent que dans les parties de la gamme totale. Il est possible de faire mieux, en faisant appel aux véritables « modeleurs » de courbes de réponse,

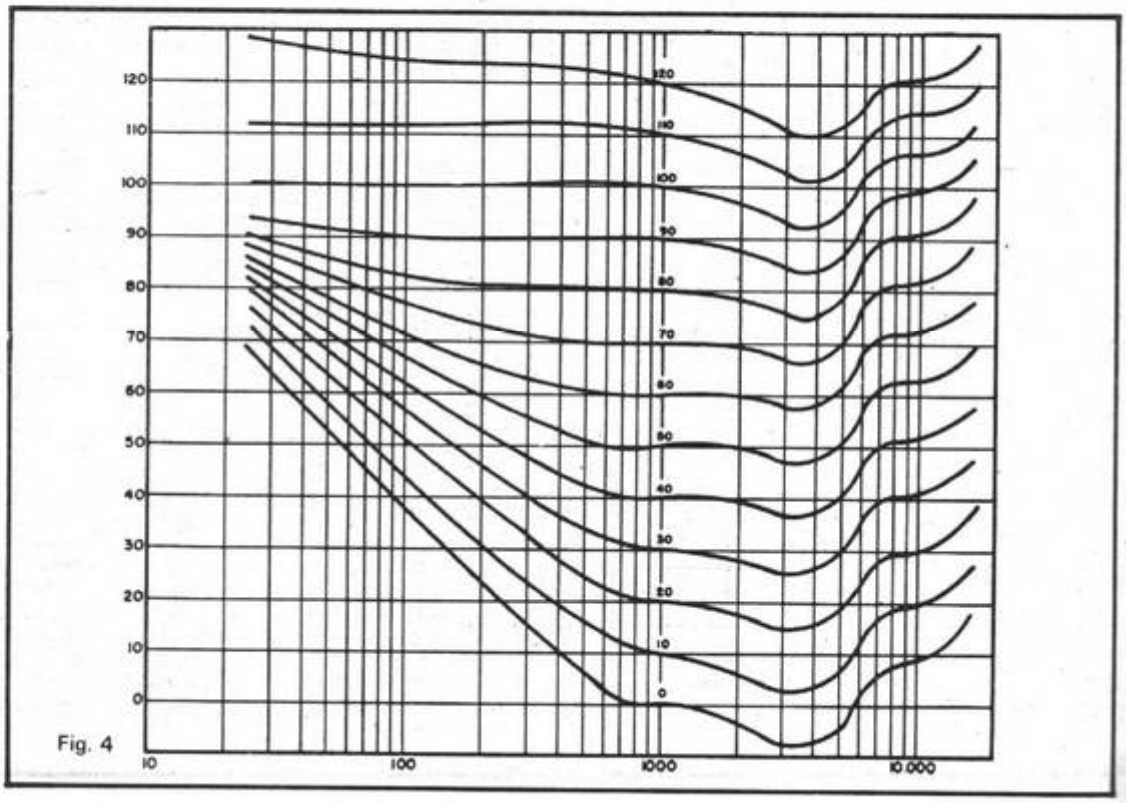


Fig. 4

agissant en autant de points de la courbe que l'on désire, pour augmenter ou diminuer le gain. On pourra alors donner à la courbe, toutes les formes désirées, en créant ou en supprimant des bosses ou des creux. Avec ces appareils on pourra évidemment, obtenir les courbes particulières, fournies par les dispositifs classiques cités précédemment.

PRINCIPE DES TONALISEURS

Ces appareils dits aussi égaliseurs graphiques, « synthétiseurs » et « modeleurs » se basent sur le principe suivant. Il s'agit de partager la gamme totale, par exemple, celle de 20 à 16 000 Hz, en un nombre assez grand de gammes étroites, par exemple 9, 12, 15 et plus. Plus le nombre des gammes partielles est grand, plus l'utilisateur disposera de points d'action sur la forme de la courbe de réponse.

Deux méthodes peuvent être adoptées : action directe sur le gain et action indirecte sur le gain en agissant sur les caractéristiques d'une boucle de contre-réaction. Dans les deux cas, on introduit dans le montage des filtres accordés sur la fréquence médiane de chaque bande partielle.

Voici un exemple de tonaliseur à 15 canaux agissant entre 25 Hz et 16 000 Hz par action directe.

TONALISEUR 15 CANAUX

Le principe du montage qui sera analysé ci-après, est le suivant (voir fig. 6) :

A l'entrée, on branche la source S de signaux. La sortie du tonaliseur est connectée à l'entrée de l'amplificateur dont on veut modifier la courbe de réponse. Le tonaliseur comprend un étage préamplificateur général d'entrée A_e qui sert d'intermédiaire entre la source et la suite du tonaliseur. Le préamplificateur d'entrée doit être, en principe, à réponse linéaire, de 20 Hz à 20 000 Hz, ce qui ne présente d'ailleurs, aucune difficulté. Sa sortie est reliée au BUS 1 d'entrée des filtres.

A ce BUS se trouvent connectés les 15 filtres individuels, dont on a choisi les fréquences d'accord, selon une progression géométrique de raison 1,6 environ.

Par exemple : si $f_1 = 23$ Hz, $f_2 = 1{,}6 \cdot 23 = 36{,}8$ Hz que l'on a arrondi à 37 Hz.

On obtient successivement les fréquences indiquées sur le cadran représenté à la figure 7. On atteint ainsi $f_{15} = 16\,480$ Hz, valeur limite au-delà de laquelle il n'y a pas grand intérêt à prévoir un filtre.

Toutes les sorties des filtres sont connectées à des potentiomètres P_1 à P_{15} qui sont alignés comme indiqué à la figure 7.

Les curseurs des potentiomètres sont reliés à un préamplificateur de sortie PR 1 à PR 15. Les sorties de ces quinze préamplificateurs sont connectées ensemble au BUS 2 de sortie qui permet d'appliquer les signaux mélangés à l'étage unique A_2 de sortie du signal corrigé grâce à son passage par les filtres.

A noter le fait important, spectaculaire et utile que **les positions des boutons des potentiomètres rectilignes, constituent une image de la courbe de réponse.**

Réciproquement, si une courbe de réponse est requise, il suffira en principe, de disposer les boutons des potentiomètres pour former cette courbe par les 15 points qui en font partie (voir courbe pointillée sur la figure 7).

Si certaines conditions de mise au point et de détermination sont remplies, on pourra aisément et en quelques secondes, réaliser un dispositif donnant la courbe RIAA directe ou inverse ou toute autre (voir fig. 8):

LES FILTRES

On aura besoin dans ce montage de 15 filtres sélectifs, mais ne donnant pas lieu à des coupures brusques. Pour cette raison on a choisi des filtres RC qui de plus, sont économiques, de faible encombrement et réalisables avec des composants que l'on trouve partout, ce qui n'est pas le cas des bobinages. Ce dernier cas sera toutefois traité par la suite.

Voici à la figure 9 le schéma d'un filtre RC. La branche série du filtre comporte un condensateur C_1 en série avec une résistance R_1. La branche shunt se compose de C_2 et R_2 en parallèle. La résistance R_2 est remplacée dans le montage pratique par un des potentiomètres P_1 à P_{15}.

Ce filtre agit comme un circuit accordé LC parallèle. La fréquence de résonance à laquelle il y a le maximum de transmission de l'entrée à la sortie est donnée par la formule familière à tous les techniciens :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (1)$$

avec f en hertz, R_1 et R_2 en ohms, C_1 et C_2 en farads ou encore, f en hertz, R_1 et R_2 en mégohms et C_1 et C_2 en microfarads.

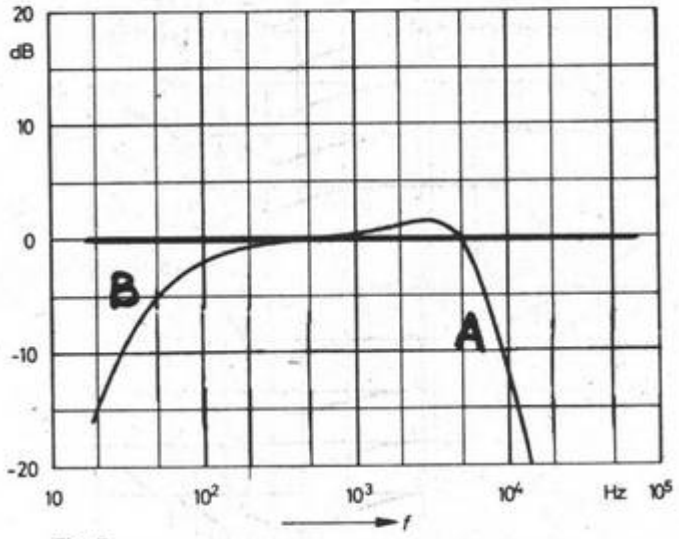


Fig. 5

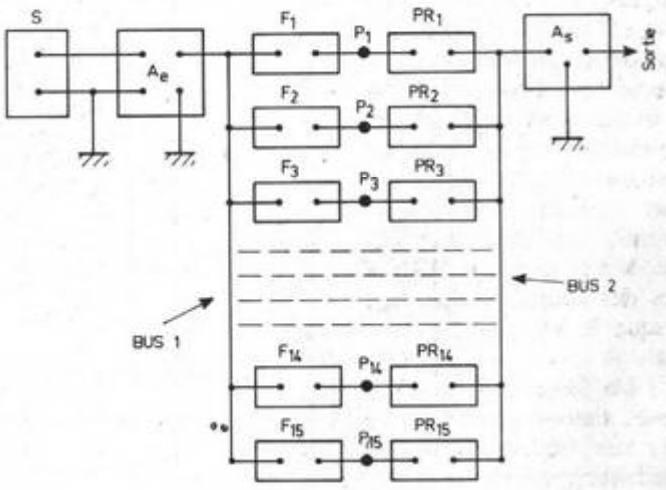


Fig. 6

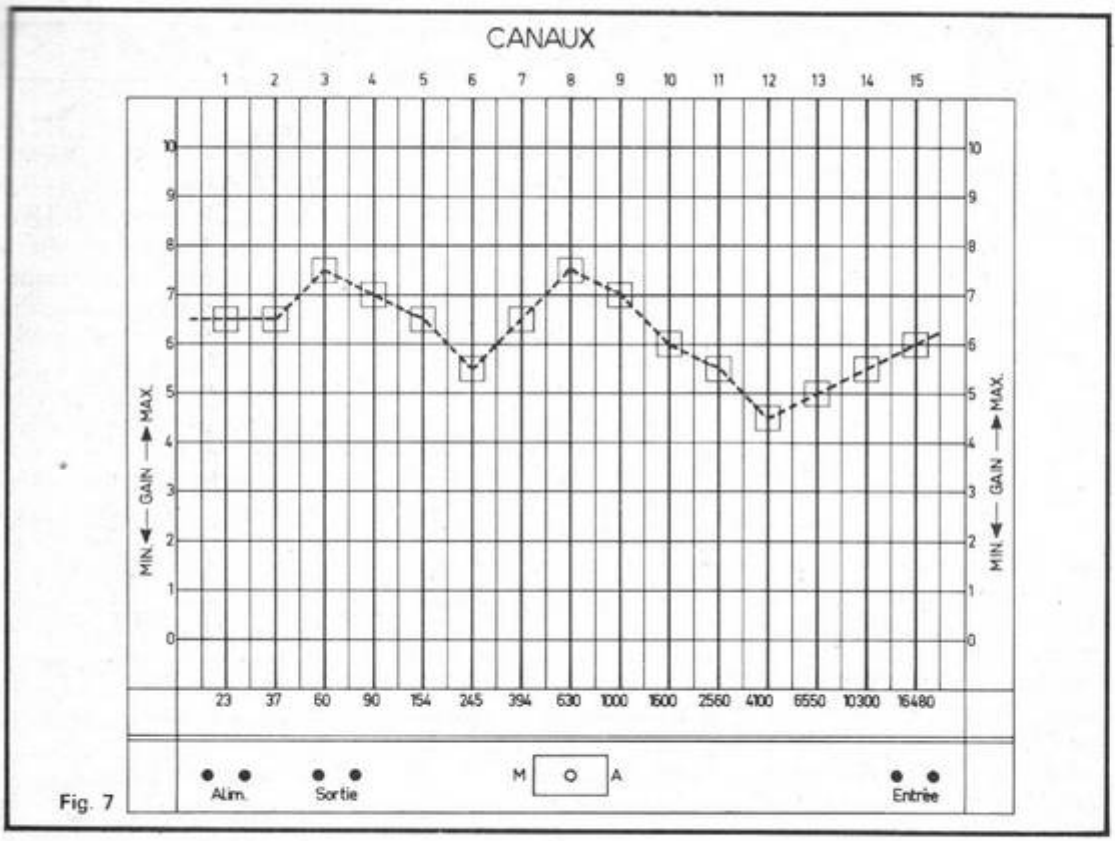


Fig. 7

Pour simplifier le montage, il est possible, dans certains cas, de prendre :

$C = C_1 = C_2$, $R = R_1 = R_2$

ce qui donne, pour f la valeur suivante :

$$F = \frac{1}{2 \pi RC}$$

On voit que f est inversement proportionnelle à R ou à C ou à leur produit.

Il va de soi que f étant variable (15 valeurs différentes) il sera commode de choisir pour $C = C_1 = C_2$ des valeurs fixes différentes, R_1 et R_2 restant les mêmes dans tous les filtres. On donne au tableau I, les valeurs des condensateurs C pour les 15 fréquences choisies lorsque $R = 50\,000\ \Omega$.

TABLEAU I ($R = R_1 = R_2 = 50\,000\ \Omega$)

Fréquence (Hz)	$C = C_1 = C_2$ (nF)	Fréquence (kHz)	$C = C_1 = C_2$ (nF)
23	150	1	3
37	90	1,6	2
60	50	2,56	1,25
96	35	4,1	0,8
154	20	6,55	0,5
245	12,5	10,3	0,3
394	8	16,48	0,2
630	5	–	–

Si l'on choisit d'autres valeurs, les fréquences seront modifiées. Dans la mesure du possible on conservera le rapport 1,6 entre deux valeurs consécutives.

Si l'on admet des tolérances trop grandes, par exemple plus grandes que 5 % pour les capacités et les résistances, les erreurs dans les valeurs des fréquences peuvent devenir importantes et nuire à l'efficacité de l'appareil. Le circuit accordé proposé est identique à celui utilisé dans les oscillateurs à pont de Wien. Sa courbe de réponse est donnée à la figure 10.

En ordonnées, on indique la tension relative, autrement dit, le rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée. Ainsi, si la tension d'entrée est de 4 volts, celle de sortie sera, à la fréquence de résonance, 0,325 e volt.

Soit e = 1 V par exemple. A la fréquence f d'accord : $f = 1/(2 \pi RC)$ la tension de sortie sera 0,3125 volt. Si l'on considère les deux fréquences octaves f/2 et 2 f, on voit que la tension de sortie sera 0,3 V, donc encore proche de celle maximum.

A f/8 et 8 f, la réduction est de 10 fois, ce qui donne 0,1 V à la sortie.

Etant donné la présence de résistances dans ce circuit, la tension de sortie est dans tous les cas inférieure à celle d'entrée car il y a perte d'énergie dans les résistances.

La droite montante indique l'angle de phase qui varie de $\pm 60°$.

Revenons au schéma du filtre de la figure 9.

La tension d'entrée étant e volts, celle de sortie sera au maximum, 0,3125 V lorsque le curseur s sera en a. Cette tension diminuera jusqu'à zéro avec le curseur s en m (masse) et la contribution du

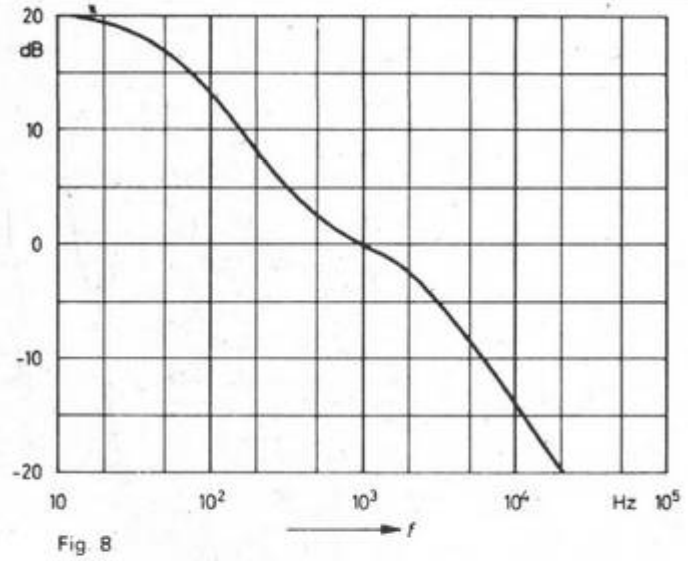


Fig. 8

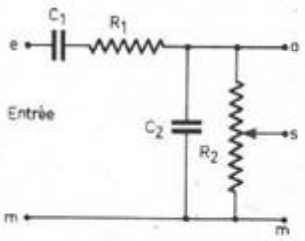


Fig. 9

filtre considéré sera nulle à toutes les fréquences.

Par contre, les autres filtres continueront à laisser passer les signaux correspondant au premier filtre et de ce fait, ces signaux subsisteront mais dans une moindre mesure. Finalement, on constatera que si la mise au point est correcte et les éléments précis, la courbe globale sera linéaire avec tous les curseurs au même niveau.

Pour le calcul des capacités $C = C_1 = C_2$, remarquons que si R est multipliée ou divisée par n, C sera divisée ou multipliée par n.

Par exemple, si R = 50 kΩ, on a trouvé C = 0,15 μF par le canal 23 Hz.

Si R = 100 kΩ, N = 2 et C sera alors divisé par deux, ce qui donne 0,075 μF ou 75 nF.

En fait, toutes les valeurs de C du tableau devront être divisées par 2, avec R = 100 kΩ.

COMBINAISON DES COURBES DE RÉPONSE DES CANAUX

L'ensemble des 15 courbes correspondant à chaque canal donne une courbe résultante qui est sensiblement droite dans la gamme totale, 20 à 16 000 Hz.

D'une manière générale, plus le nombre des canaux est grand, plus la courbe résultante est proche d'une droite. En choisissant une progression de 1,6 fois on a obtenu 15 canaux. Si l'on augmentait le rapport, par exemple de 2 au lieu de 1,6 on obtiendrait les fréquences suivantes, en partant de 25 Hz : 25, 50, 100, 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400, 12 800 soit 10 fréquences et par conséquent 10 canaux.

Dans des tonaliseurs ou égaliseurs graphiques professionnels, le nombre des canaux pourrait dépasser 15. Remarquons que chaque canal nécessite : 2 condensateurs, une résistance et un potentiomètre à mouvement rectiligne, un transistor et quelques composants R et C pour le faire fonctionner. Cela vaut actuellement 20 à 30 F par canal.

Aux expérimentateurs, il est conseillé de préparer l'emplacement du nombre maximum prévu par les canaux mais de ne commencer qu'avec 4 ou 5 par exemple : le premier, le cinquième, etc.

Voici à la figure 11, l'ensemble des courbes de résonance des 15 circuits RC accordés.

En haut, les graduations des abscisses, indiquant les fréquences en hertz, de 10 Hz à 10 000 Hz.

En bas, les fréquences de résonance correspondant aux 15 courbes. Remarquons que certaines courbes sont représentées en partie.

En ordonnées à gauche on donne le niveau d'atténuation, en décibels.

La résultante est à peu de choses près la droite de niveau zéro décibel. A noter que la courbe de la figure 10 est à ordonnées à graduation linéaire et celle de la figure 12 à graduation logarithmique.

L'ENTRÉE DU TONALISEUR

On peut prévoir une seule entrée comme indiqué à la figure 6 ou plusieurs.

Le montage à plusieurs entrées, représenté à la figure 12 est celui d'un mélangeur. On a supposé qu'il y a 3 entrées E_1, E_2 et E_3. Les résistances R_{101}, R_{102} et R_{103} sont des séparatrices, P_1, P_2 et P_3 sont les potentiomètres de réglage de la tension appliquée au tonaliseur. Ils remplissent la fonction d'empêcher la surcharge du circuit préamplificateur A_E (voir figure 6).

Ces potentiomètres devront être réglés avant l'opération réalisée sur le tonaliseur avec ses 15 potentiomètres.

Lorsqu'on travaille avec une source connectée à une entrée, les potentiomètres des autres entrées devront être à zéro, à moins qu'il ne s'agisse d'une opération sur un signal mélangé provenant de deux ou plusieurs entrées.

Le nombre des entrées peut être supérieur à trois. On prendra pour R_{101}, R_{102}, etc., des valeurs telles que la résistance totale soit très supérieure à celle de la source. Par exemple, si la source est un PU magnétique, la résistance qui convient à un PU de ce genre est de 50 kΩ à 80 kΩ, donc R_{101} par exemple sera de 50 kΩ et P_1 de 50 kΩ également.

Dans ce cas, lorsque le curseur de P_1 sera proche de la masse, le PU sera shunté par R_{101}. Si le curseur est au maximum, le PU sera shunté par P_1 (50 kΩ), en parallèle sur les 50 kΩ des autres potentiomètres, plus les 50 kΩ de R_{101}, donc globalement, un peu plus que 50 kΩ et beaucoup moins que 100 kΩ.

Le problème se simplifie si l'on intercale, entre chaque source et les entrées E_1... E_n, des préamplificateurs tampon.

Remarquons que dans le cas de sources comme le PU magnétique, la correction doit être celle indiquée à la figure 8.

Normalement elle s'effectue avec un préamplificateur correcteur spécialement établi pour donner cette courbe. Etant donné l'emploi du tonaliseur, le préamplificateur correcteur sera inutile, car ce sera le tonaliseur qui permettra de moduler la courbe désirée.

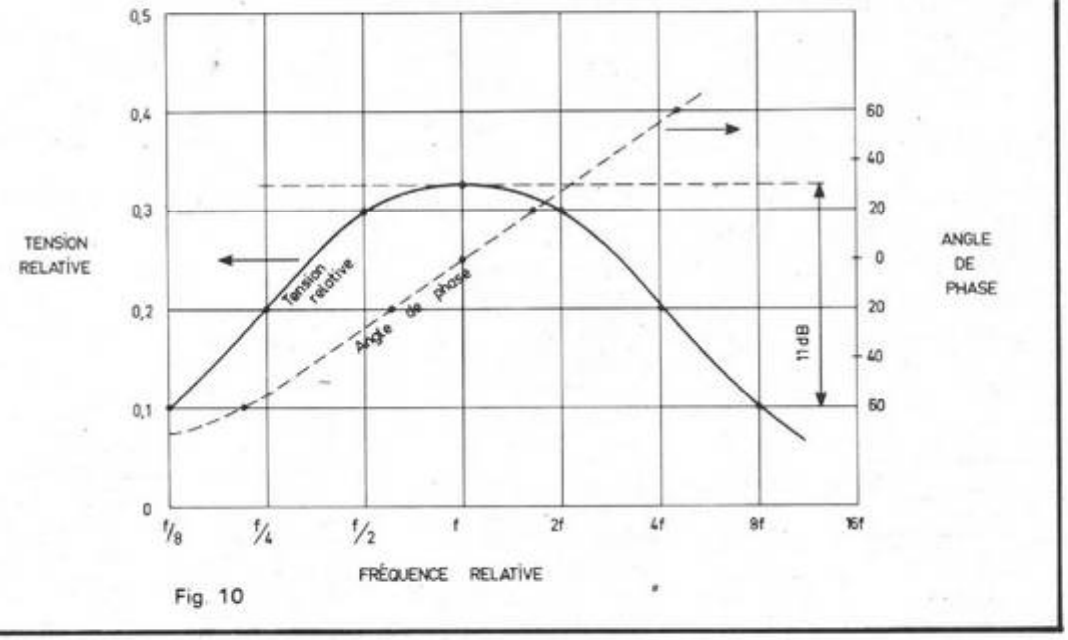


Fig. 10

AUTRES CIRCUITS DE FILTRES À RÉSONANCE

L'emploi des bobines d'accord en BF ne donne lieu à aucune difficulté d'ordre

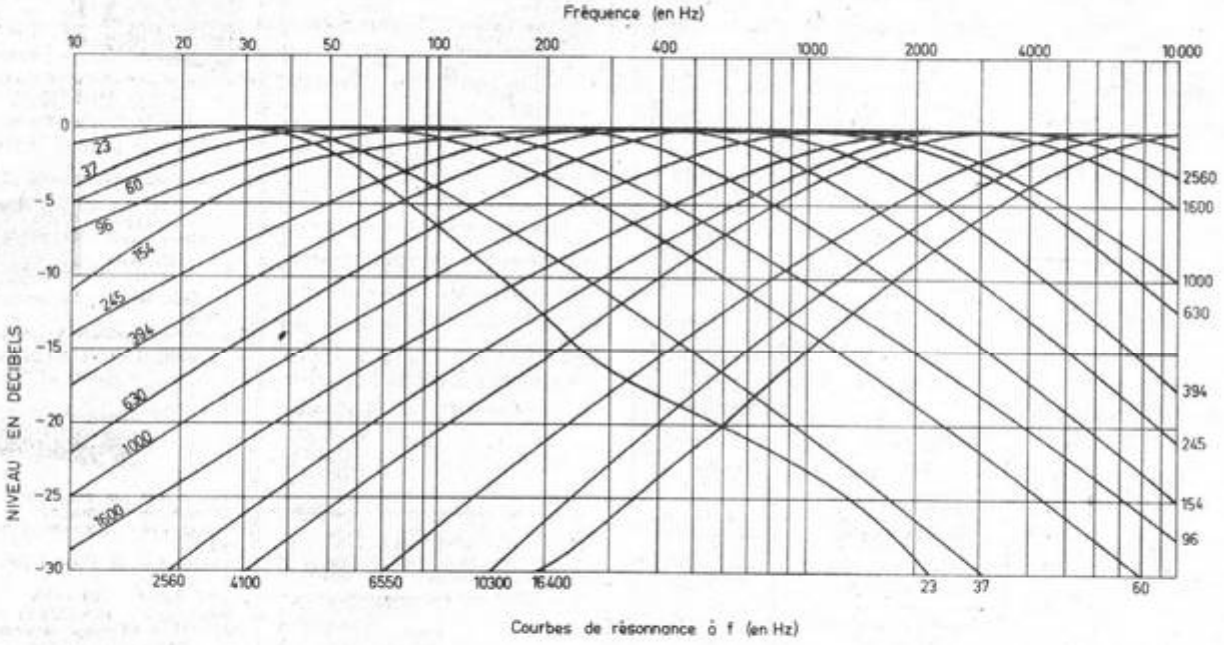


Fig. 11

technique, mais il est difficile de trouver, dans le commerce, des bobines de l'ordre du henry, ayant des valeurs précises.

Il est toutefois possible à un amateur, de les réaliser soi-même s'il possède un selfmètre. Dans ce cas, il pourra utiliser des bobines de filtrage ou des anciens transformateurs de haut-parleur (utiliser le primaire et enlever le secondaire en gros fil).

Il mesurera d'abord leur valeur L et en enlevant des spires, il sera possible de réduire L jusqu'à la valeur requise.

La réduction de L est également possible en enlevant une partie des tôles. Voici, à la figure 13, un exemple de circuits de tonaliseur du type LC parallèle.

Partons du montage général de la figure 6. Il reste valable dans le cas des circuits LC parallèle. Les filtres F_1 à F_{15} ont la même forme. Toutes les résistances R auront la même valeur, étant destinées à séparer entre eux les circuits LC (par exemple R = 1 kΩ).

Les condensateurs C'_1 à C'_{15} auront des valeurs inversement proportionnelles aux fréquences correspondant à chaque filtre.

Les potentiomètres R_1 à R_{15} doivent avoir une valeur suffisamment grande pour ne pas amortir les circuits LC parallèle, par exemple 500 kΩ.

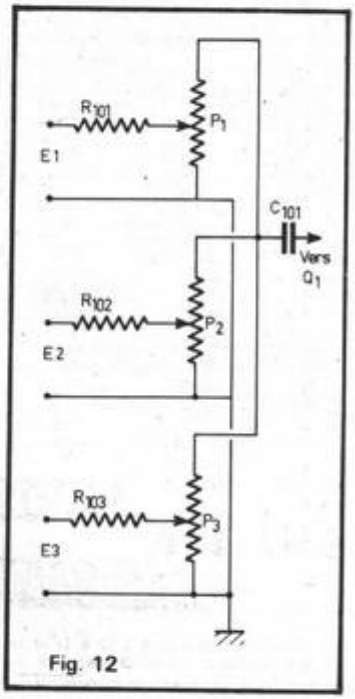


Fig. 12

Reste à voir comment établir ces circuits résonnants. On utilisera, évidemment, la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ hertz}$$

Pour calculer les valeurs des bobines L, en fonction de f et C, données, on se servira de la forme suivante de cette formule :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \text{ henrys}$$

avec $4\pi^2 = 40$ environ (39,4784 plus exactement) ; f en hertz et C en farads, ou encore :

$$L = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2 C} \text{ henrys}$$

avec L en henrys, f en Hz et C en microfarads.

Dans ce cas, en simplifiant, on obtient avec la valeur exacte de $4\pi^2$:

$$L = \frac{25\,330}{f^2 C} \text{ henrys}$$

Prendre par exemple, les valeurs suivantes de C_1 à C_{15} et L_1 à L_{15}.

f = 50 Hz
f = 100 Hz
f = 200 Hz
f = 400 Hz
f = 800 Hz
f = 1 600 Hz
f = 3 200 Hz
f = 6 400 Hz
f = 12 800 Hz
C = 3,3 μF
C = 1,5 μF
C = 0,75 μF
C = 0,39 μF
C = 0,22 μF
C = 0,1 μF
C = 0,047 μF
C = 0,027 μF
C = 0,012 μF
L = 3,07 H
L = 1,68 H
L = 0,84 H
L = 0,4 H
L = 0,179 H = 179 mH
L = 0,098 H = 98 mH
L = 0,052 H = 52 mH
L = 0,0229 H = 22,9 mH
L = 0,0128 H = 12,8 mH

Les valeurs de C sont normalisées, sauf deux que l'on obtiendra en ajoutant à des capacités normalisées, des valeurs plus petites d'appoint. On n'a prévu que 9 filtres. Cette étude sera poursuivie dans un prochain article.

F. JUSTER

UN MULTIMETRE NUMERIQUE

original et économique

(Suite voir N° 1583)

NOUS avons vu, le mois dernier, comment réaliser toutes les fonctions nécessaires à l'aide d'un amplificateur opérationnel très performant ; malheureusement le prix de ces derniers est très élevé, si l'on veut des caractéristiques correctes : nous avons donc essayé de nous en passer et nous y sommes parvenus avec le schéma que nous allons étudier maintenant.

RÉALISATION D'UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL PERFORMANT

Compte tenu de ce que nous avons vu le mois dernier cet amplificateur doit avoir les propriétés suivantes :

— très grande impédance d'entrée,

— très faible courant d'entrée,

— dérives quasi inexistantes,

— bande passante suffisante pour la fonction alternative.

Nous avons réalisé un montage satisfaisant à ces critères (et même à d'autres sans intérêt ici) ; en effet nous avons :

— impédance d'entrée supérieure à $10^{12}\ \Omega$ (1 million de MΩ),

— courant d'entrée inférieur à 100 pA (on peut descendre à 10 pA avec un peu de soin et de patience),

— produit gain x bande passante de 1 MHz en petits signaux,

— dérives, indépendantes du temps de fonctionnement et de la température dans de larges limites (10 °C à 40 °C au moins), se manifestant par une instabilité maximum de l'affichage de $\pm$ 1 digit.

Tout d'abord, ne nous occupons pas des dérives et voyons comment l'on peut réaliser un ampli opérationnel stable et à grande impédance d'entrée.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL À TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP (fig. 11)

Nous voyons un amplificateur opérationnel traditionnel Ao (741) précédé de deux transistors à effet de champ F_1 et F_2 montés en drain commun. Leur charge de source est constituée par les transistors T_3 et T_4 montés en générateur à courant constant (on reconnaît un schéma du type de la figure 9 ; mais ici la stabilité du courant n'étant pas primordiale, la tension de base est fixée, non pas par une zener, mais par le pont diviseur R_1, R_2, R_3). Nous aurions pu nous arrêter là ; mais ce schéma présente des dérives importantes en fonction de la température et un taux de réjection de mode commun assez faible ; pour y remédier, les transistors F_1 et F_2 sont alimentés au travers de D_2, par T_1 monté également en générateur à courant constant. Les valeurs des éléments sont telles que $I_1 = I_2 = 200\ \mu A$ constant ; $I_3 = 600\ \mu A$; une simple soustraction nous montre que $I_4 = 600 - 200 - 200 = 200\ \mu A$. La résistance R_4 est donc le siège d'une chute de tension $U = R_4 I_4$; $U = 0{,}54$ V ; la diode D_2 compensant le VBE de T_2 en température ; la différence de potentiel entre drain et source de F_1 (et donc de F_2) est maintenue rigoureusement constante et égale à 0,54 V environ. Le point de fonctionnement des F.E.T. est donc rigoureusement stabilisé ce qui accroît la stabilité du montage.

L'impédance d'entrée de l'ensemble est l'impédance d'un F.E.T. en drain commun soit environ $10^{12}\ \Omega$, et le courant d'entrée est le courant de fuite de gate d'un F.E.T. soit, si on le choisit bien, (nous verrons comment procéder) une dizaine de pA.

La vue de ce schéma amène tout de suite une question : puisque nous voulons des dérives très faibles pourquoi ne pas avoir pris un F.E.T. double et un transistor double pour T_3 et T_4 ? tout simplement parce que nous avons trouvé un procédé permettant d'annuler les dérives de cet ampli ; ce procédé est plus efficace que l'emploi de transistors doubles et revient beaucoup moins cher.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL OFFSET DÉRIVES

La principale cause de dérive dans un amplificateur opérationnel est la présence d'une tension parasite, appelée tension d'offset, dont la stabilité en fonction de la température est médiocre (par exemple : pour un ampli tel que le 741 elle est de $10\ \mu V/°C$ mais précédée par deux transmissions à effet de champ non rigoureusement identique et dans le même boîtier elle passe à plus de $500\ \mu V/°C$). Cette tension peut être représentée par une pile en série avec une entrée, comme le montre la figure 12. Pour annuler cette tension, on peut évidemment brancher en série une pile montée en opposition (figure 13) malheureusement V offset varie ; la solution est donc de réaliser une pile toujours égale à la valeur de V offset ; cela peut être réalisé comme le montrent les figures 14 et 15 en remplaçant la pile par un condensateur chargé sous la tension d'offset.

Il faut, bien sûr, que le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel soit très faible sous peine de voir se décharger la capacité très rapidement ; même dans ces conditions il est bien évident qu'il faut réajuster régulièrement la charge du condensateur ne serait-ce que pour suivre les variations de V offset ; le schéma de la figure 16 montre comment faire. En position 1 l'ampli a la configuration de la figure 14. En position 2, il a la configuration de la figure 15. Bien entendu, pendant la phase de charge de la capacité (position 2) l'ampli ne peut être utilisé en tant que tel, cela pose deux problèmes : quand et comment commander les interrupteurs I_1 à I_3 ; la solution est très simple, tout d'abord, précisons que les commutateurs I_1 à I_3 sont constitués en fait par un quadruple interrupteur réalisé sous forme d'un circuit intégré C/MOS très peu coûteux (5 à 10 F selon le revendeur). D'autre part, nous avons vu au paragraphe B, que le convertisseur A/D travaillait en deux temps : une phase mesure, pendant laquelle il utilise ce qui est présent à son entrée ; une phase compensation du zéro pendant laquelle il est totalement insensible à ce

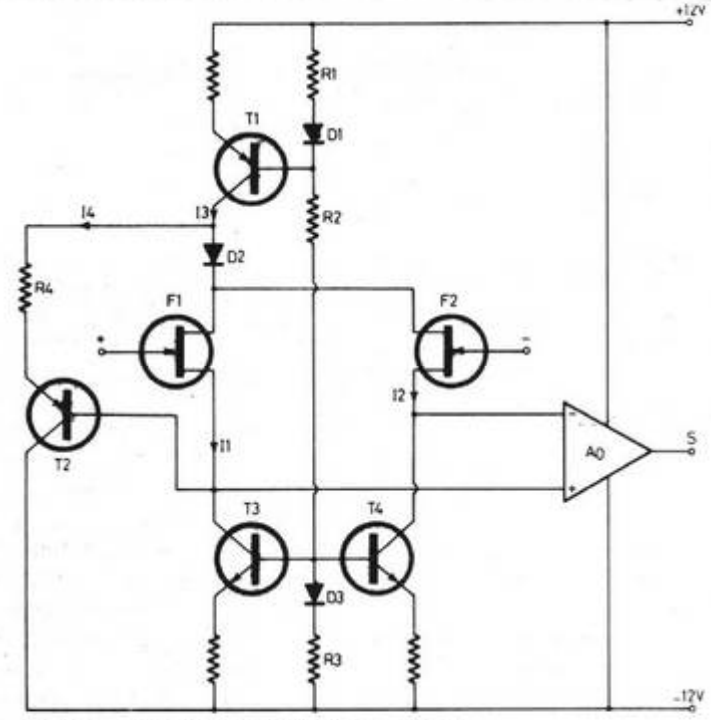


Fig. 11. – Amplificateur opérationnel à FET.

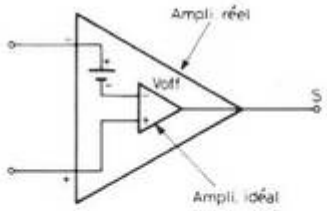


Fig. 12. – Représentation de la tension d'offset.

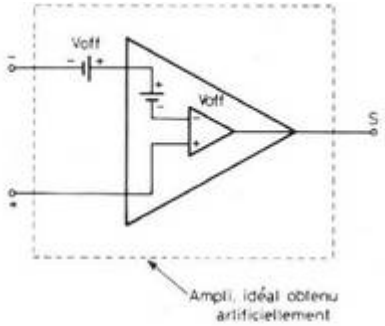


Fig. 13. – Annulation de la tension d'offset avec une pile.

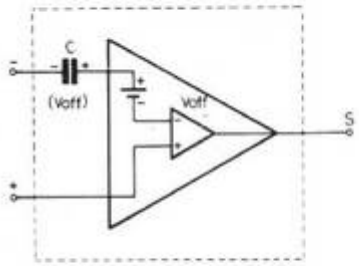


Fig. 14. – Annulation de la tension d'offset avec un condensateur.

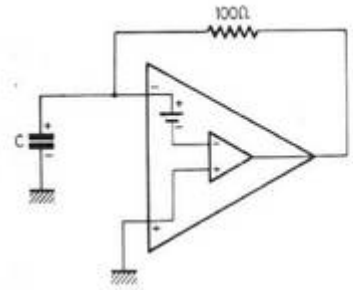


Fig. 15. – Système de charge de C.

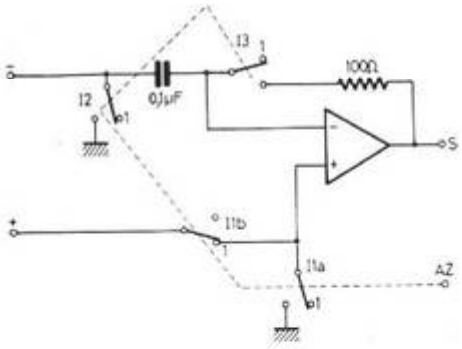
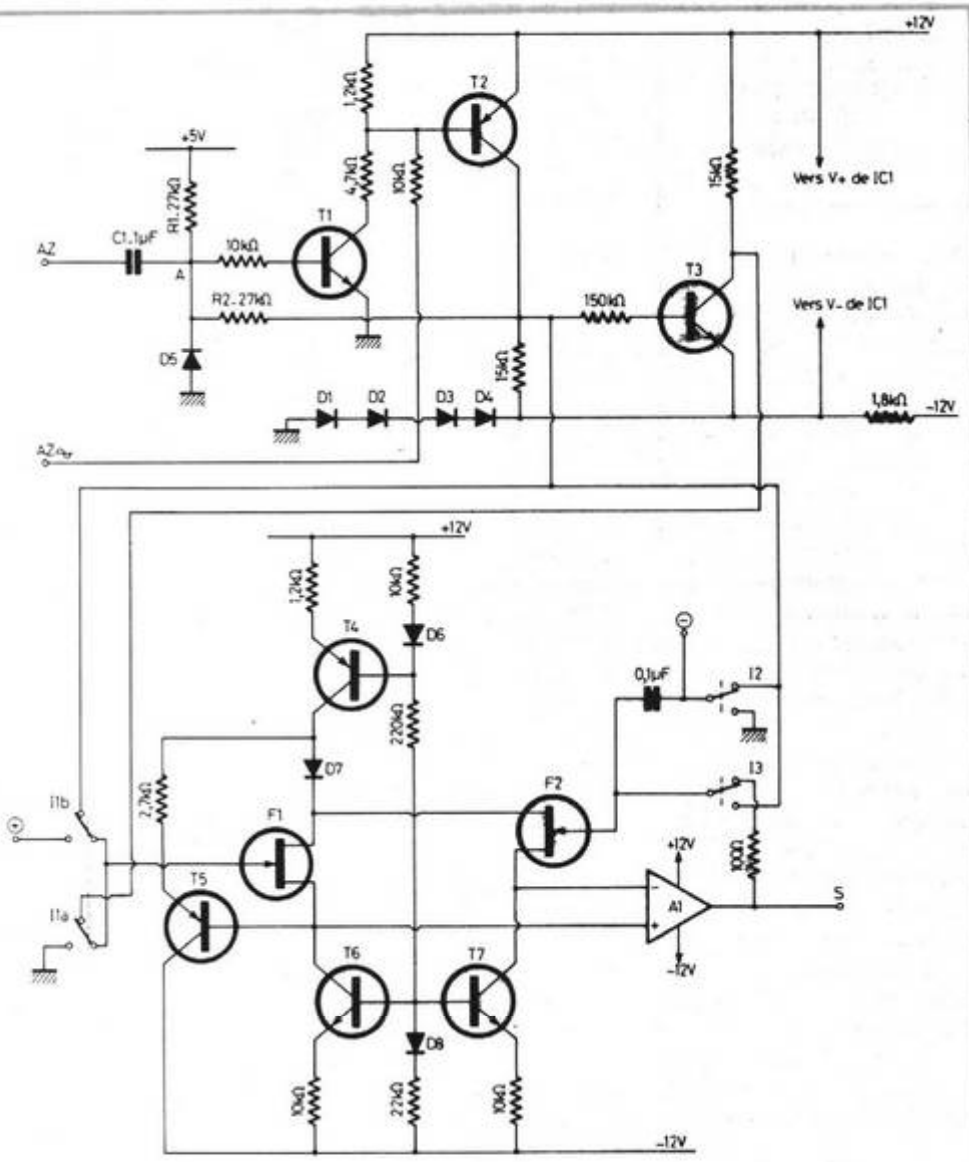


Fig. 16. – Amplificateur à annulation de la tension d'offset.



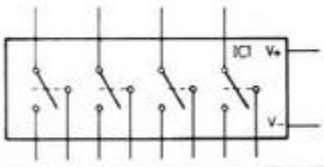


Fig. 17. – Amplificateur d'entrée complet.

qui est présent en entrée ; c'est bien sûr pendant cette phase que nous allons faire fonctionner nos trois interrupteurs I_1 à I_3, ce qui est aisé puisque l'information ordonnant la compensation du zéro du convertisseur est disponible sur la broche 10 du LD 110 (connexion M/Z des figures 2 et 3).

De plus pour être sûr de ne pas perturber la mesure nous nous « débrouillerons » pour que la manœuvre de I_1 à I_3 dure beaucoup moins longtemps que la phase complète de compensation du zéro du LD 111. Nous aboutissons ainsi au schéma de la figure 17.

AMPLIFICATEUR D'ENTRÉE COMPLET

Nous reconnaissons dans la partie basse du schéma l'amplificateur étudié précédemment (fig. 11). Il est entouré des 3 interrupteurs I_1 à I_3 réunis dans le circuit intégré IC_1. Ces derniers doivent laisser passer des tensions positives ou négatives par rapport à la masse ; pour cette raison, on doit alimenter IC_1 sous une tension positive d'une part, négative d'autre part, par rapport à la masse ; de plus V+ – V- ne doit pas dépasser 15 V. Nous avons choisi V+ = 12 V et V– = – 2,8 V obtenu par stabilisation rudimentaire, grâce aux 4 diodes D_1 à D_4, du – 12 V.

Les trois interrupteurs sont commandés, à partir du LD 110 par une logique de contrôle constituée de T_1 à T_3. La capacité C_1, la résistance R_1 et la résistance de réaction R_2 sont destinées, par différentiation du signal de sortie M/Z du LD 110, à réduire le temps de fonctionnement des interrupteurs I_1 à I_3 pour la raison vue précédemment. Le diagramme présenté en figure 18 permet de comprendre ce qui se passe sans aucun commentaire. T_2 et T_3 constituant un bistable ; certains interrupteurs devant être fournis pendant que d'autres

sont ouverts et réciproquement.

On remarque, dans la logique de contrôle, une sortie AZ ∞ permettant de supprimer le fonctionnement du système en alternatif ; en effet, dans ce cas, l'offset n'est pas gênant car le redresseur parfait est absolument insensible aux tensions continues.

Malgré sa complexité apparente, ce montage revient beaucoup moins cher qu'un amplificateur opérationnel spécial (aux performances équivalentes) du commerce.

ETAGE REDRESSEUR « PARFAIT »

La figure 19 rappelle le principe d'un redresseur dit « parfait » à ampli opérationnel D_1, D_2, C_1, C_2 forment un doubleur de tension, tandis que la résistance R permet de réaliser une contre-réaction sur l'amplificateur ; cela annule le seuil des diodes ; en effet plus la tension de sortie de A devient faible, moins la diode intéressée conduit (à cause du seuil, de 0,6 V pour le silicium) plus la tension aux bornes de R est faible et plus le taux de contre-réaction est faible donc plus le gain de A est grand. Malheureusement ce circuit n'a pas de point de sortie à la masse, ce qui le rendrait inutilisable si nous n'avions la possibilité de réaliser un amplificateur différentiel comme cela est fait en figure 20. A_1 est monté en amplificateur différentiel et en même temps en filtre actif passe-bas, grâce aux condensateurs C_1 et C_2, pour ne transmettre que la composante continue du signal redressé par A. Le gain de l'ensemble entre l'entrée et la sortie est donné par :

$$\frac{S}{E} = \frac{R_2 + R_{V1}}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

dans le cas général d'une lecture de la tension alternative en valeur efficace. RV_1 permet donc d'ajuster exactement le gain à la valeur désirée.

SCHÉMA COMPLET DU REDRESSEUR PARFAIT (fig. 21)

Il ne diffère de celui de la figure 20 que par le fait que A est réalisé en composants discrets, cela pour une raison d'économie (eh oui ! encore) ; en effet nous avons fixé (arbitrairement) une bande passante du multimètre en alternatif d'au moins 100 kHz, pour cela il faut employer pour A un amplificateur opérationnel ayant une bande passante en grands signaux de 100 kHz ; en technologie intégrée c'est cher, alors qu'il est si simple de réaliser la même chose avec du matériel très courant.

Les transistors T_1 et T_2 constituent un amplificateur différentiel (l'entrée – étant la base de T_2, l'entrée + la base de T_1) ; le potentiomètre P_1 assure l'équilibrage grossier en continu ; tandis que T_3 et T_4 constituent un translateur de niveau. Nous reconnaissons ensuite le pont redresseur, la résistance de contre-réaction R_1 ; la résistance de réglage de gain RV_1 et l'amplificateur différentiel équipé de A_1 muni d'une compensation d'offset, sans cela nous introduirions une erreur de quelques mV sur toutes les gammes.

Nous remarquons d'autre part que les 4 résistances qui fixent le gain de A_1 sont à 1 % ; en effet si cela n'était pas réalisé, l'amplificateur ne serait plus un vrai différentiel ce qui introduirait de graves erreurs ; par contre leur valeur est sans importance ; la seule condition à réaliser étant $R_2 = R_3 = R_4 = R_5$. D'autre part la valeur de $C_1 = C_2$ est donnée par la relation $R_2 C_1 = 50\,000$ avec R_2 en ohms et C_1 en µF (cette relation devrait être vérifiée à 50 % près environ, c'est-à-dire que pratiquement $R_2 C_1$ peut aller de 25 000 à 75 000 sans problème). D'autre part une remarque s'impose au sujet du réglage de l'offset de A_1 ; la méthode classique est celle donnée en figure 22 ; pour des raisons d'économie nous employons le schéma de la figure 23 : P_2 est un ajustable

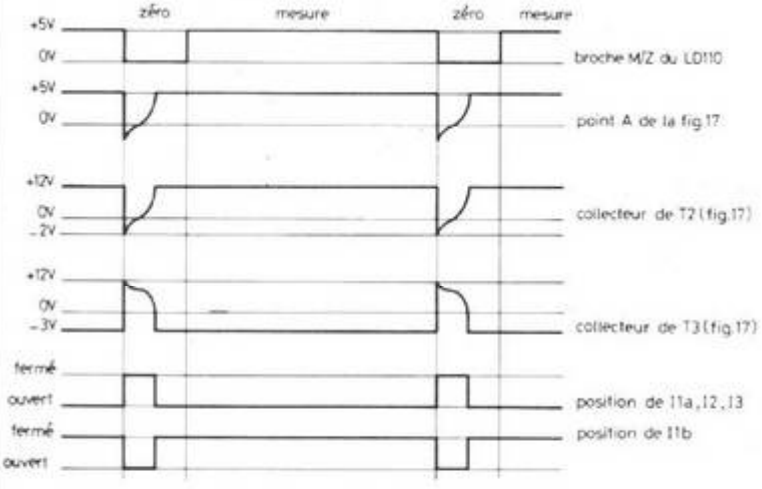


Fig. 18. – Diagramme des temps de l'amplificateur d'entrée.

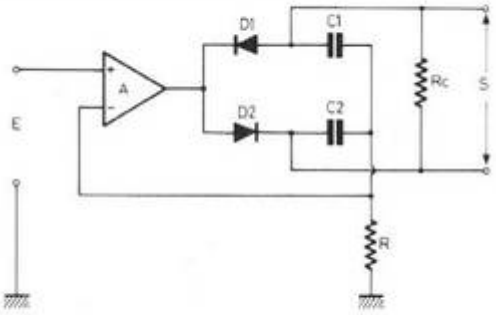


Fig. 19. – Schéma de principe d'un redresseur « parfait ».

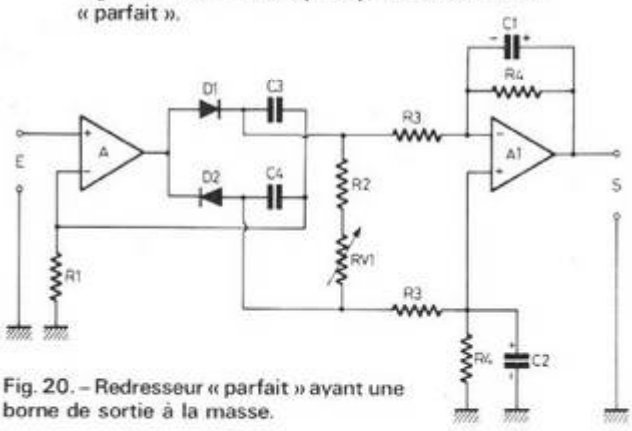


Fig. 20. – Redresseur « parfait » ayant une borne de sortie à la masse.

classique tandis que R_6 et R- sont à déterminer expérimentalement pour que le réglage soit possible avec P_2 ; nous y reviendrons dans la partie mise au point.

SCHÉMA COMPLET DU MULTIMÈTRE (fig. 24)

Afin de le rendre plus aisément compréhensible nous avons utilisé les conventions suivantes :

— les différentes sections des commutateurs sont repérées par : F pour le commutateur de fonctions ; G pour celui de gammes.

— Les positions extrêmes des commutateurs sont repérées par un 1 pour le début et par un 5 ou un 6 pour la dernière position avec la relation suivante :

— commutateur de fonction : 1 = V continus ; 2 = V alternatif ; 3 = I continues ; 4 = I alternatives ; 5 = ohmmètre ;

— commutateur de gammes : 1 = 0,2 V et mA - 20 MΩ ; 2 = 2 V et mA - 2 MΩ ; 3 = 20 V et mA - 200 kΩ ; 4 = 200 V et mA - 20 kΩ ; 5 = 2000 V et mA - 2 kΩ ; 6 = 200 Ω ;

— les différentes « boîtes » comportent leur dénomination et le numéro de la figure où se trouve leur schéma complet ;

— les composants dont la valeur ne figure pas sur le schéma sont précisés par la suite à la rubrique nomenclature des composants ;

— pour simplifier le tracé, les fils d'alimentation (+ 12 V, - 12 V, + 5 V) n'ont pas été représentés.

Examinons ce schéma pas à pas. Dans la partie inférieure droite nous avons le circuit de commutation automatique des virgules ; chacun pourra vérifier son câblage simplement en se remémorant à quoi correspondent les diverses positions des commutateurs. La virgule est une diode électroluminescente incorporée à l'afficheur 7 segments comme on peut le voir en figure 4.

Au-dessus du circuit de virgule ; nous voyons le redresseur parfait, qui est traversé par le signal appliqué au convertisseur A/D pour les positions 2 et 4 du commutateur de fonction c'est-à-dire en volts alternatifs et en intensités alternatives.

Ensuite, en bas et à gauche se trouve l'amplificateur opérationnel et le générateur de courant constant utilisés en ohmmètre comme nous l'avons vu en figure 8, 9, et 10.

L'amplificateur d'entrée, au centre du schéma, prend grâce aux commutateurs de fonctions les différentes configurations étudiées sur les figures 6, 7 et 8. Son entrée AZ est reliée à la sortie AZ du convertisseur A/D (voir figure 5) tandis que la broche AZ_∞ est reliée ou non à la masse par le commutateur de fonctions afin de supprimer la compensation des dérives qui est sans intérêt en alternatif (l'ampli d'entrée n'ayant pas à passer en continu et le redresseur parfait y étant insensible).

En fonction alternatif ; nous remarquons un condensateur en série avec l'entrée du multimètre pour bloquer le continu.

L'ALIMENTATION

Un multimètre est essentiellement un appareil transportable ; il serait donc logique de prévoir une alimentation par batteries (les piles sont à exclure en raison de la consommation du dispositif d'affichage qui est de l'ordre de 150 à 200 mA sous 5 volts). Nous ne l'avons pas fait pour deux raisons :

— les batteries sont chères et relativement encombrantes ; de plus il faut réaliser un convertisseur continu - continu qui à partir du 4,8 V des batteries produirait + et - 12 V ; sans parler du chargeur ;

— un multimètre numérique est un appareil très précis, et donc doit être considéré comme un instrument de laboratoire ; or on a toujours une source de courant secteur à côté de son poste de travail (ne serait-ce que pour le fer à souder). D'autre part, tout amateur digne de ce nom possède un contrôleur à aiguille classique, qu'il peut promener partout.

L'alimentation réalisée est donc une alimentation secteur. Son schéma se trouve en figure 25. Sa simplicité, au point de vue stabilisation, ne doit pas surprendre ; en effet, le 5 V ne sert qu'à commander des fonctions logiques et de ce fait peut varier de ± 10 % ; le + et le - 12 V alimentent le convertisseur d'une part, les amplificateurs opérationnels d'autre part, le principe du montage complet est tel, que les variations des alimentations + et - 12 V n'influent pas sur le fonctionnement des

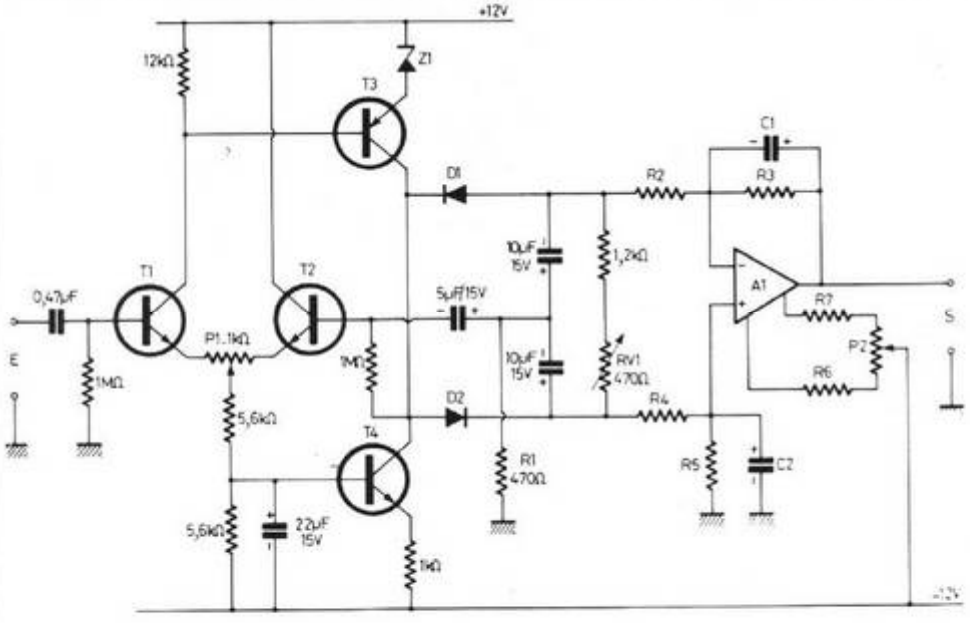


Fig. 21. – Etage redresseur « parfait » complet.

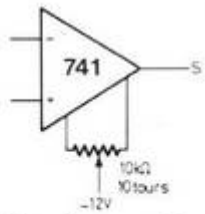


Fig. 22. – Compensation d'offset traditionnelle d'un 741.

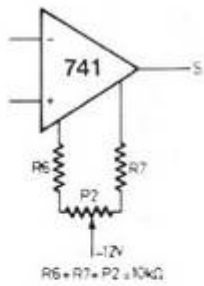


Fig. 23. – Compensation d'offset économique.

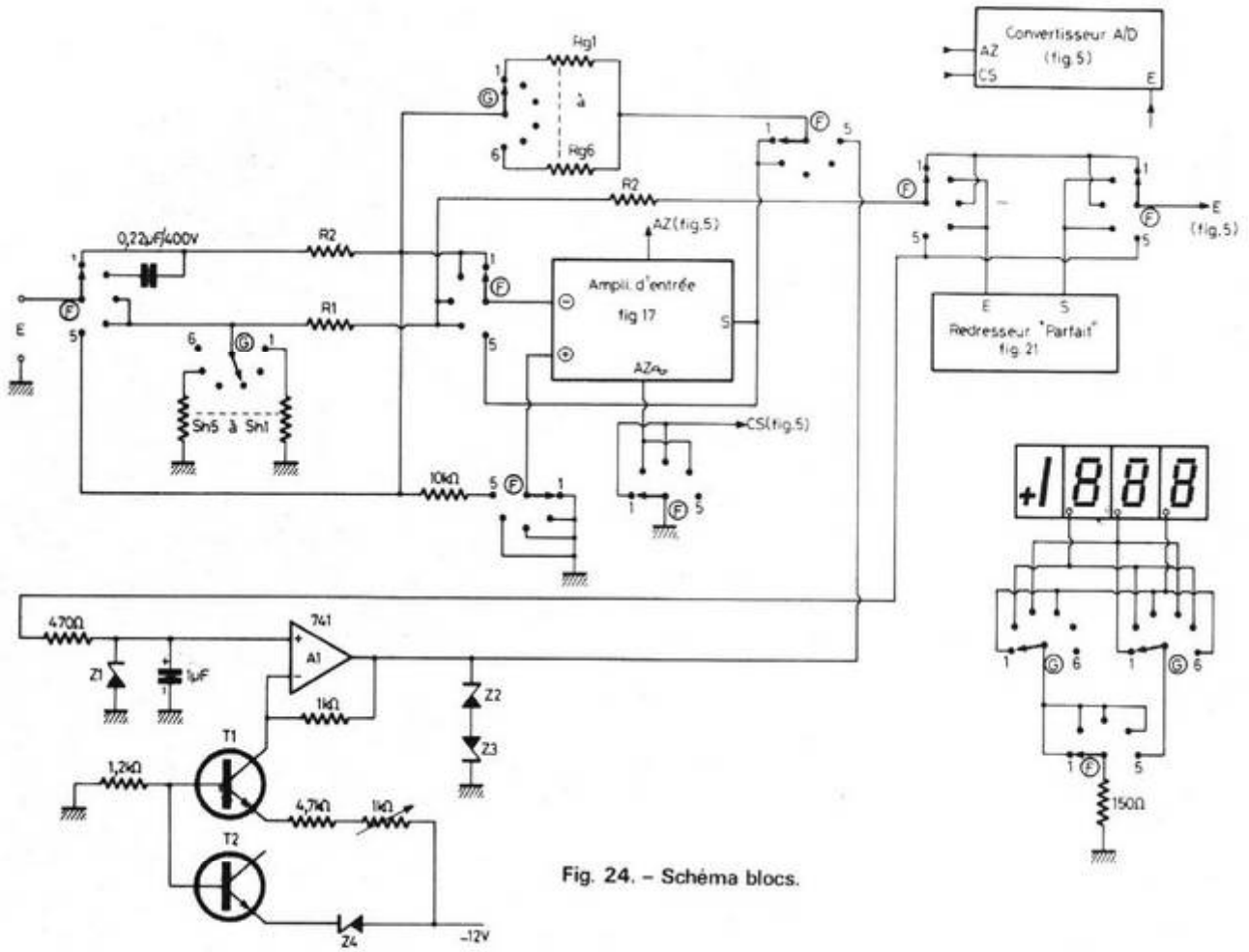


Fig. 24. – Schéma blocs.

ampli-opérationnels et le fabricant du LD 111 garantit son fonctionnement même pour une précision du + et – 12 V aussi faible que ± 10 %. Le schéma a donc été réduit à sa plus simple expression. Le transformateur utilisé étant difficile à trouver nous l'avons réalisé nous-mêmes selon un procédé maintes fois décrit dans la revue et que nous rappellerons lors de la réalisation pratique.

RÉALISATION PRATIQUE

A) Remarques fondamentales :

Elles vont concerner les composants utilisés ; en effet nous avons essayé de réaliser un montage aussi économique que possible ; comme nous allons le voir dans la nomenclature des composants un grand nombre d'équivalents sont possibles sans affecter les résultats obtenus ; par contre ceux qui auront une caractéristique exacte de précisée, ne devront en aucun cas être remplacés par un soi-disant équivalent. Nous ne sommes pas des « coupeurs de références en quatre » et de ce fait nous n'avons indiqué des caractéristiques exactes que lorsque cela était absolument nécessaire. Pour ce qui est des semi-conducteurs, nous ne pouvons donner une liste complète d'équivalents ; nous nous sommes donc limités aux références les plus aisément disponibles. Cependant nous vous recommandons de respecter cette liste sauf si vous avez de bonnes connaissances en électronique. Les fabricants ont été indiqués seulement lorsqu'il s'agissait de semi-conducteurs sortant un peu de l'ordinaire (un BC 107 de chez « Truc » étant bien entendu la même chose qu'un BC 107 de chez « Machin »). Enfin, pour donner confiance aux débutants ou pour ceux qui sont allergiques aux équivalents (j'en connais) nous avons précisé le type exact utilisé sur la maquette.

Note : Les circuits LD 110 CJ et LD 111 CJ de la firme Siliconix étant relativement nouveaux il se peut que vous ne les trouviez pas chez votre revendeur habituel ; aussi donnons-nous en fin d'article la liste des dépositaires officiels de cette marque chez qui vous pourrez vous procurer ces circuits.

AUTRES COMPOSANTS

Leur liste complète sera donnée le mois prochain ainsi que bon nombre de « trucs » permettant de se passer (provisoirement ou définitivement) de quelques composants coûteux (potentiomètres multitours, résistances de précision, etc.). Nous étudierons également la réalisation du boîtier, des circuits imprimés (échelle 1) et du câblage (avec force photographies). Nous parlerons aussi de l'utilisation

de fonds de tiroirs aux endroits où cela n'affecte pas les performances de l'appareil. En attendant nous vous conseillons de relire cette description afin de la comprendre le mieux possible et de faciliter ainsi votre travail.

(à suivre)

C. TAVERNIER

Liste des revendeurs officiels Siliconix

(d'après tarif officiel Siliconix)

ALMEX, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony.

SCAIB S.A., 15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

ELIC 38, avenue du Grand-Sablon, 38000 LA TRONCHE (Grenoble).

AQUITAINE COMPOSANTS, 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence.

AQUITAINE COMPOSANTS, 119, rue des Fontaines, 31000 Toulouse.

LE MOULIN APPARENT, route de Paris, 86000 Poitiers.

OUEST COMPOSANTS, 5, rue Lesage, 35000 Rennes.

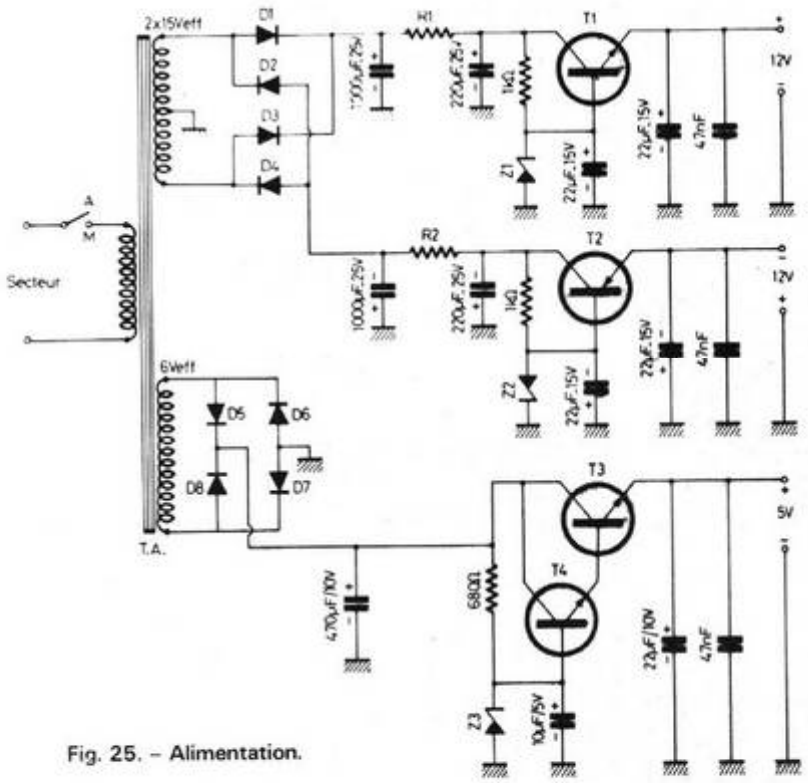


Fig. 25. – Alimentation.

Tableau 2

N° figure	Repère	Types possibles	Maquette	Fabricants
5	IC_1	LD 110 CJ	LD 110 CJ	Siliconix
5	IC_2	LD 111 CJ	LD 111 CJ	Siliconix
5	IC_3	SN 7447 AN – MC 1447 P – DM 7447 AN – SFC 447 E...	DM 7447 AN	Tous
5	AF_1 à AF_3	Afficheur 7 segments, à diodes électroluminescentes, virgule à gauche, hauteur 0,3 pouce, intensité admissible par segment 10 mA, anodes communes, XAN 72, MAN 71, DL 707	XAN 72	Xution – Litronix – Monsanto – etc.
5	AF_4	Afficheur ± 1, mêmes caractéristiques que ci-dessus avec anode signes séparée de l'anode du 1. DL 701 – MAN 73	MAN 73	Litronix – Monsanto – etc.

N° figure	Repère	Types possibles	Maquette	Fabricants
5 25	Z_1 Z_2 Z_3	Toute zener 3,3 V, 400 mW ou plus, 1N 746 A - BZX 55C3V3 BZX 83 C3V3 - BZY 88 C3V3...	1N 746 A	Tous
5 24	Z_4 Z_1	Toute zener 9,1 V, 400 mW ou plus, 1N 757, BZX 55 C9V1 BZX 83 C9V1 - BZY 88 C9V1...	BZX 83- C9V1	Tous
5	F_1	2N 3819 en boîtier plastique ou métal	2N 3819	Tous
5 17 21 25	Tous les NPN T_4 T_4	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 147 - BC 148 - BC 149 - BC 182 - BC 183 - BC 184 - BC 207 - BC 208 - BC 209 - BC 237 - BC 238 - BC 239 - 2N 2222 - 2N 2222 A - 2N 2219 - 2N 2219 A	BC 109 et BC 237	Tous
5 17 21	Tous les PNP T_3	BC 157 - BC 158 - BC 159 - BC 177 - BC 178 - BC 179 - BC 212 - BC 213 - BC 214 - BCY 70 - BCY 71 - BCY 72 2N 2905 - 2N 2905 A - 2N 2907 - 2N 2907 A	BCY 70 et 2N 2905 A	Tous
17	IC_1	MC 14016 P - CD 4016 AE - SFF 24016 AEV - MM 5616 AN	SFF 24016	Motorola - RCA - Sesco. National Semiconductor
17 21 24	A_1 A_1 A_1	SN 72741 P - SFC 2741 DC - MC 1741 CP - μA 741 LM 741 AN - ML 741 CS, etc.	ML 741 CS	Tous
17	F_1 F_2	2N 3819	2N 3819	Tous
17	D_1 à D_8	1N 914 - 1N 4148 - 1N 4448	1N 914	Tous
21	T_1 T_2	BC 109 - BC 149 - BC 184 - 2N 2484	BC 109	Tous
21 24	Z_1 Z_4	Toute zener 5,6 V 0,4 W - (mêmes références que Z_1 figure 5 en remplaçant le C3V3 par un C5V6)	BZX 83 C5V6	Tous
21	D_1 D_2	OA 79 - OA 85 - OA 95 - AA 119	OA 95	Sesco - R.T.C.
24	T_1 T_2	Version économique : BC 147 - BC 148 - BC 149 - BC 182 - BC 183 - BC 184 Version améliorée : 1 BCY 87 ou 1 2N 2920 ou 1 2N 2543	BC 148 BCY 87	Tous R.T.C. (BCY) - Motorola
24	Z_2 Z_3	Toute zener 10 V - 0,4 W (mêmes références que Z_1 figure 5 en remplaçant C3V3 par C10V)	BZX 83 C10 V	Tous
25	T_1	2N 2219 A - 2N 3053	2N 2219 A	Tous
25	T_2	2N 2905 A	2N 2905 A	Tous
25	T_3	2N 3054 - BD 165 - BD 167 - BD 233 - BD 235 - BD 135 - BD 137	BD 135	Tous
25	Z_1 Z_2	Toute zener 12 V - 0,4 W	BZY 88 C12V	Tous
25	D_1 à D_8	Toute diode de redressement 50 V 0,5 A ou plus 1N 4001 - 1N 4002 - 1N 4003 - BY 126...	1N 4003	Tous

MEMOIRES pour GENERATEURS de CARACTERES

LE transistor MOS (Metal Oxyde Semiconductor) est un dispositif dont la commande s'effectue par le champ électrique appliqué en surface par l'intermédiaire d'une électrode appelée grille. Ce transistor présente une impédance d'entrée très élevée, quelque soit le sens et l'amplitude de la tension de commande. Le transistor MOS est, par construction, beaucoup plus petit que le transistor bi-polaire ; l'intégration du premier type est, en outre, facilitée par le fait qu'il ne nécessite pas de caisson d'isolement. Pour toutes ces raisons, il se prête particulièrement bien à l'intégration à forte densité. De plus, son impédance d'entrée très élevée le rend très intéressant au point de vue de la puissance consommée.

MÉMOIRES

D'une façon très simplifiée, il existe deux types de mémoires, comportant eux-mêmes plusieurs divisions : les mémoires mortes et les mémoires vives.

Les mémoires mortes ou ROM (Read Only Memory) sont des mémoires à lecture seule. Nous ne les citons ici que pour rendre l'énumération complète. Il s'agit de dispositifs relevant de la technique des circuits combinatoires, dans lesquels des informations logiques 1 et 0 sont emmagasinées, une fois pour toutes, dans la structure du semiconducteur, lors de l'élaboration de ce dernier, selon un code communiqué par l'utilisateur au réalisateur avant le processus de fabrication. Avec ce type de mémoire, l'information stockée est accessible au moyen d'un adressage, c'est-à-dire qu'il est nécessaire de donner un code d'entrée (l'adresse) pour que la mémoire morte délivre en sortie l'information emmagasinée correspondante. Dans de telles mémoires, on ne peut pas effacer l'information contenue ; celle-ci se maintient, même si l'on cesse d'alimenter le circuit, puisque cette information est physiquement gravée dans le circuit lui-même.

Contrairement aux précédentes, les mémoires vives, dont le type RAM (Random Access Memory) est très utilisé, permettent l'écriture et la lecture d'informations logiques 1 et 0. Les RAM, ou mémoires à accès aléatoire, sont ainsi nommées parce qu'il est possible, à n'importe quel instant, soit de noter une information, soit au contraire d'en effectuer la lecture, en n'importe quel point mémoire choisi à l'avance. En d'autres termes, le fabricant s'est contenté de limiter le nombre total d'informations que l'on peut y emmagasiner (capacité de la mémoire ou nombre de bits). Il ne s'est pas préoccupé de déterminer, pendant la phase de masquage, les informations que l'on doit y trouver en des points déterminés, contrairement aux mémoires mortes ROM dont nous venons de parler.

ORGANISATION DE LA MÉMOIRE

Il est bien connu que les basculeurs peuvent prendre deux états possibles : 0 et 1, et qu'il

est facile de les faire passer de l'un à l'autre. On peut en déduire que ces circuits conviennent particulièrement bien pour constituer l'élément unitaire de stockage de l'information binaire à emmagasiner. Si l'on envisageait, comme c'est apparemment le cas le plus simple, de conserver une commande par bascule élémentaire, cette disposition conduirait à l'emploi d'un nombre prohibitif de sorties quand il s'agit de stocker un très grand nombre de données.

ADRESSAGE

Lorsque la capacité de la mémoire, c'est-à-dire le nombre de bits maximal qu'elle peut emmagasiner, devient importante, on est contraint, en général, d'employer une structure matricielle. Cette organisation consiste en un rangement de l'ensemble des bascules élémentaires en lignes et en colonnes. L'écriture ou la lecture d'une information doit donc être précédée de son adresse, code qui permet de savoir dans quelle ligne et dans quelle colonne on va inscrire ou bien lire la donnée correspondante.

Une telle méthode d'adressage est très avantageuse en ce qui concerne le nombre de connexions puisque l'on peut, par exemple avec 10 entrées (5 lignes et 5 colonnes) adresser 1024 bits différents. En effet, si la mémoire comporte, à l'intérieur du circuit intégré, un décodeur binaire à cinq entrées pour la commande des colonnes, et un autre décodeur, identique au premier, pour la commande des lignes, il est alors possible d'adresser 2^{10} (1024) points mémoires, tout en n'ayant seulement que 10 entrées. Ce type d'adressage en code binaire est aussi valable pour les mémoires vives que pour les mémoires mortes. Il est même plus particulièrement intéressant pour les dernières citées car généralement ce sont elles qui emmagasinent le plus grand nombre d'informations.

PRINCIPE D'UNE MÉMOIRE VIVE MOS

La technologie MOS permet de réaliser facilement l'écriture et la lecture par les mêmes fils. La figure 1 montre une configuration possible, parmi celles existant, d'un point mémoire élémentaire. Ce dernier est constitué par le basculeur à deux MOS T_1 et T_2, avec des couplages croisés depuis chaque drain d'un transistor vers la grille de l'autre. Signalons au passage que les résistances de charge des drains, R_1 et R_2, sont, en réalité, constituées par deux autres transistors MOS dont les grilles sont reliées au $+V_a$ (MOS à canal N) ; ces transistors se comportent alors comme des résistances de charge.

Il s'agit, ensuite, de positionner la bascule T_1 et T_2 dans tel ou tel état. Cela pourra se faire après avoir préalablement excité la colonne m et la ligne n par une tension positive. L'application de ces tensions sur les grilles des transistors MOS T_3 à T_6 rend ces derniers conducteurs. Si à ce moment on applique un 1 logique sur la connexion A, donc un 0 logique sur la ligne B du fait de l'inverseur Inv., la bascule se trouve positionnée avec un 1 sur le drain de T_1 et un 0 sur le drain de T_2. Dans le cas où c'est un 0 logique qui est envoyé sur la ligne A, le basculeur prend des états opposés.

La lecture s'effectuera en sélectionnant le point mémoire considéré par l'intermédiaire de la colonne m et de la ligne n, et en rendant l'inverseur Inv. inactif. Les transistors MOS T_3 à T_6 étant à nouveau rendus conducteurs, on se contente alors de lire la tension sur la ligne A. La tension relevée à cet endroit est précisément celle que l'on avait précédemment inscrite. Les lignes A et B sont communes à toutes les bascules composant la mémoire. De cette façon, on a réalisé la lecture et l'écriture par un même et unique fil, le fil A.

D'autres configurations sont naturellement possibles. Par exemple, pour des raisons de commodité, on utilise souvent deux fils au lieu d'un seul, l'un étant commun à toutes les bascules et servant à l'écriture, l'autre, également commun à toutes les bascules et étant réservé à la lecture. Dans ce cas, on trouve assez souvent une commande de lecture/écriture (R/W, Read/Write) dont l'état logique 1 ou 0 permet d'effectuer l'une ou l'autre opération.

On conçoit donc que, dans une mémoire vive, il soit possible d'effacer ou/et de modi-

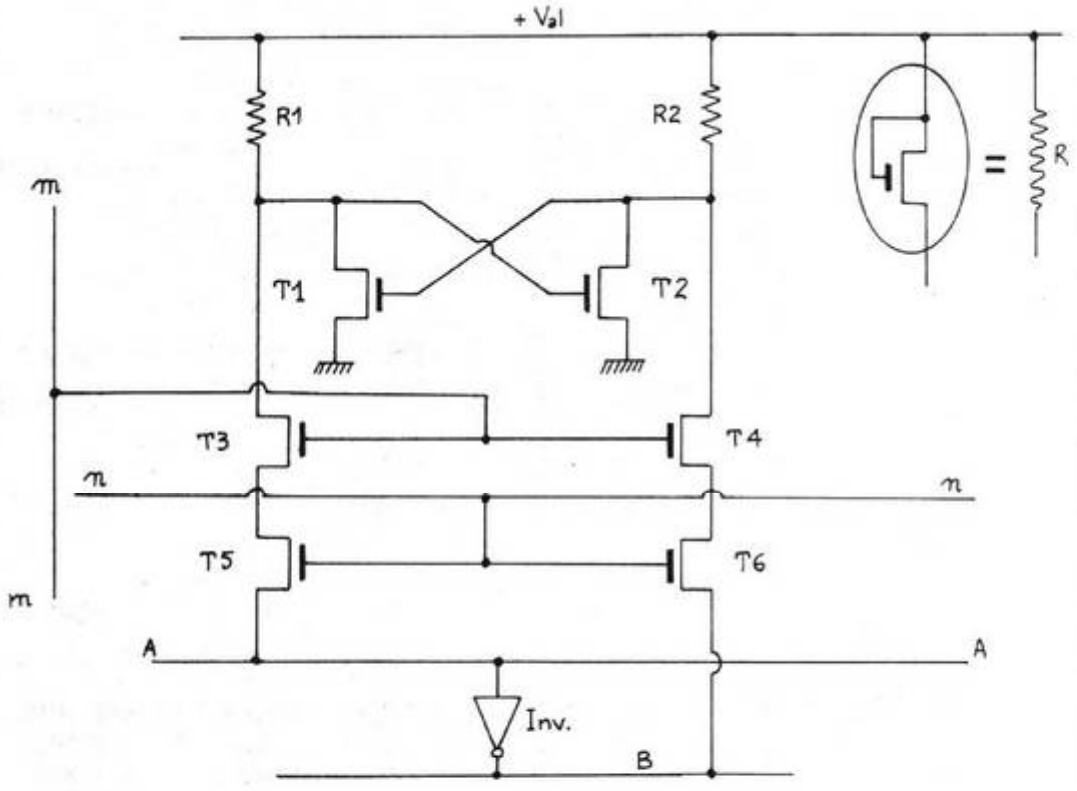


Fig. 1. – Schéma de principe d'un point mémoire élémentaire à MOS. Les résistances de charge R_1 et R_2 sont en fait réalisées par un transistor MOS comme indiqué en haut et à droite de la figure 1.

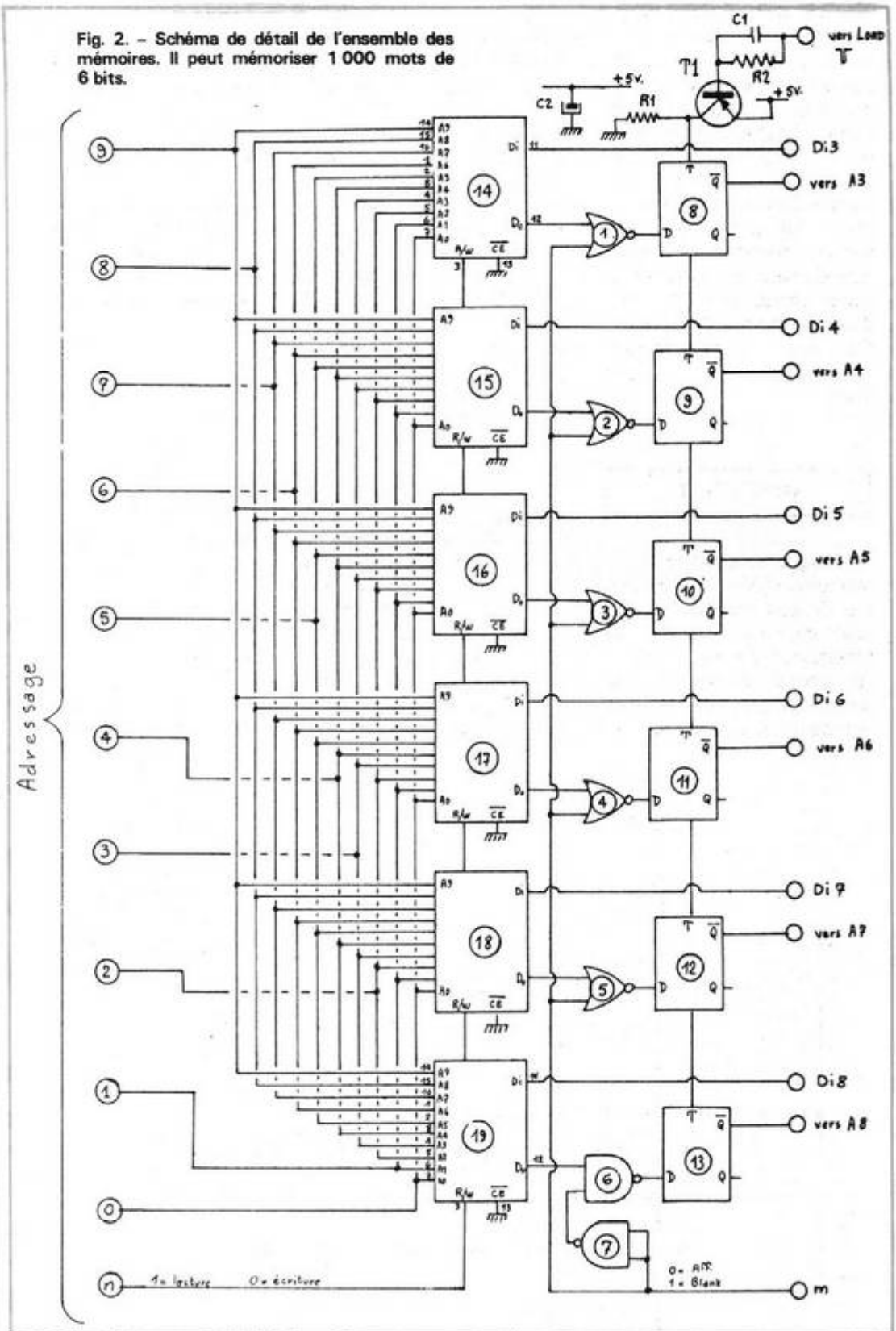
fier les informations à volonté. Toutefois, contrairement à ce qui se passe avec les mémoires mortes, toute interruption de la tension d'alimentation efface le contenu de la mémoire vive. Lorsque la tension d'alimentation est réappliquée, les bascules se positionnent dans des états logiques 1 ou 0 imprévisibles. Si l'on désire garder à coup sûr la mémoire des données inscrites, il est important de se prémunir contre les coupures éventuelles de la tension d'alimentation, mêmes relativement brèves. Enfin, lorsqu'on aura fini de travailler, l'arrêt de l'appareil comportant des mémoires vives efface les informations précédemment stockées. Il faudra les réintroduire dans la mémoire lors de la prochaine utilisation.

ENSEMBLE DES MÉMOIRES

Il est destiné à garder en mémoire les données qui doivent commander le générateur de caractères. Ce dernier nécessite, pour sélectionner un caractère donné, un adressage à six bits. La partie mémoire devra donc emmagasiner des mots binaires de six bits. Comme le format choisi est de 25 lignes de 40 caractères, il faut donc pouvoir mémoriser un nombre total de 1 000 caractères. Ceci est possible en associant six mémoires vives dont les capacités unitaires sont 1 024 mots de bit. Une page de texte sera donc mémorisée dans un groupement de mémoires RAM de 1024 mots de six bits, et visualisée sous la forme de 25 lignes de 40 caractères. L'ensemble des mémoires se compose donc de six mémoires vives RAM, en technologie MOS, du type SFF 80102 de Sescosem, auxquelles sont associées six mémoires tampon et quelques portes logiques.

Le schéma de détail de l'ensemble des mémoires est

Fig. 2. – Schéma de détail de l'ensemble des mémoires. Il peut mémoriser 1 000 mots de 6 bits.



NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 2

R_1 = 27 Ω, 10 %, 1/2 watt
R_2 = 2 700 Ω, 10 %, 1/2 watt
C_1 = 33 pF, 63 V
C_2 = 100 µF, 10 V

Circuits 1, 2 et 3 = SFC 402 E
Circuits 4 et 5 = SFC 402 E
Circuits 6 et 7 = SFC 400 E
Circuits 8, 9 et 10 = SFC 475 E
Circuits 11, 12 et 13 = SFC 475 E

Circuits 14 = SFF 80102 E
Circuits 15 = SFF 80102 E
Circuits 16 = SFF 80102 E
Circuits 17 = SFF 80102 E
Circuits 18 = SFF 80102 E
Circuits 19 = SFF 80102 E
T_1 = BCW 93 B

représenté sur le schéma de la figure 2. L'adressage de 1 000 mots de six bits requiert dix entrées (cinq lignes et cinq colonnes). Les entrées d'adressage des six mémoires 14 à 19 sont branchées en parallèles et disponibles sur les bornes 0 à 9. Chaque circuit SFF 80102 garde donc la mémoire d'un bit parmi les six que comporte l'adresse de chaque caractère. En outre, les mémoires 14 à 19 comportent une ligne de commande lecture/écriture (R/W) qui est commune à ces six circuits. Un 1 logique appliqué sur cette ligne (borne n) permet la lecture ; inversement, un 0 logique autorise l'entrée d'une information dans les mémoires. L'endroit exact de celle-ci dans la mémoire est déterminé par l'adressage existant au moment de l'inscription. L'entrée des informations s'effectue sur les bornes D_{13} à D_{18}. La lecture des informations contenues dans les mémoires 14 à 19 se fait sur la broche N° 12 (D_0) du boîtier de chaque circuit.

Cependant, on n'utilise pas directement les sorties D_0 des mémoires ; celles-ci passent par l'intermédiaire des portes logiques 1 à 7, et par les mémoires tampon 8 à 13. Les circuits 1 à 7 ont pour but, selon la commande qui est appliquée sur la borne m, soit de transmettre l'information qui sort des mémoires 14 à 19, soit d'imposer un code de sortie correspondant au signal de blanking du générateur de caractères ($A_8 = 0$, $A_7 = 1$, $A_6 = 1$, $A_5 = 1$, $A_4 = 1$ et $A_3 = 1$) quelque soit à ce moment l'état des sorties des mémoires 14 à 19 (pour signal de blanking, voir « Générateur de caractères ».

Les mémoires tampon 8 à 13 sont commandées par le signal de « load » provenant de la partie générateur de caractères ; le transistor T_1 inverse ce signal de commande et l'applique à basse impédance sur les entrées T de ces circuits, qui sont des SFC 475 E de Sescosem. Ils présentent la propriété de reproduire sur leur sortie Q le signal logique présent sur l'entrée D, dès que l'on a envoyé une impulsion positive de prise en charge sur l'entrée T. A partir de cet instant, le signal d'entrée peut être sup-

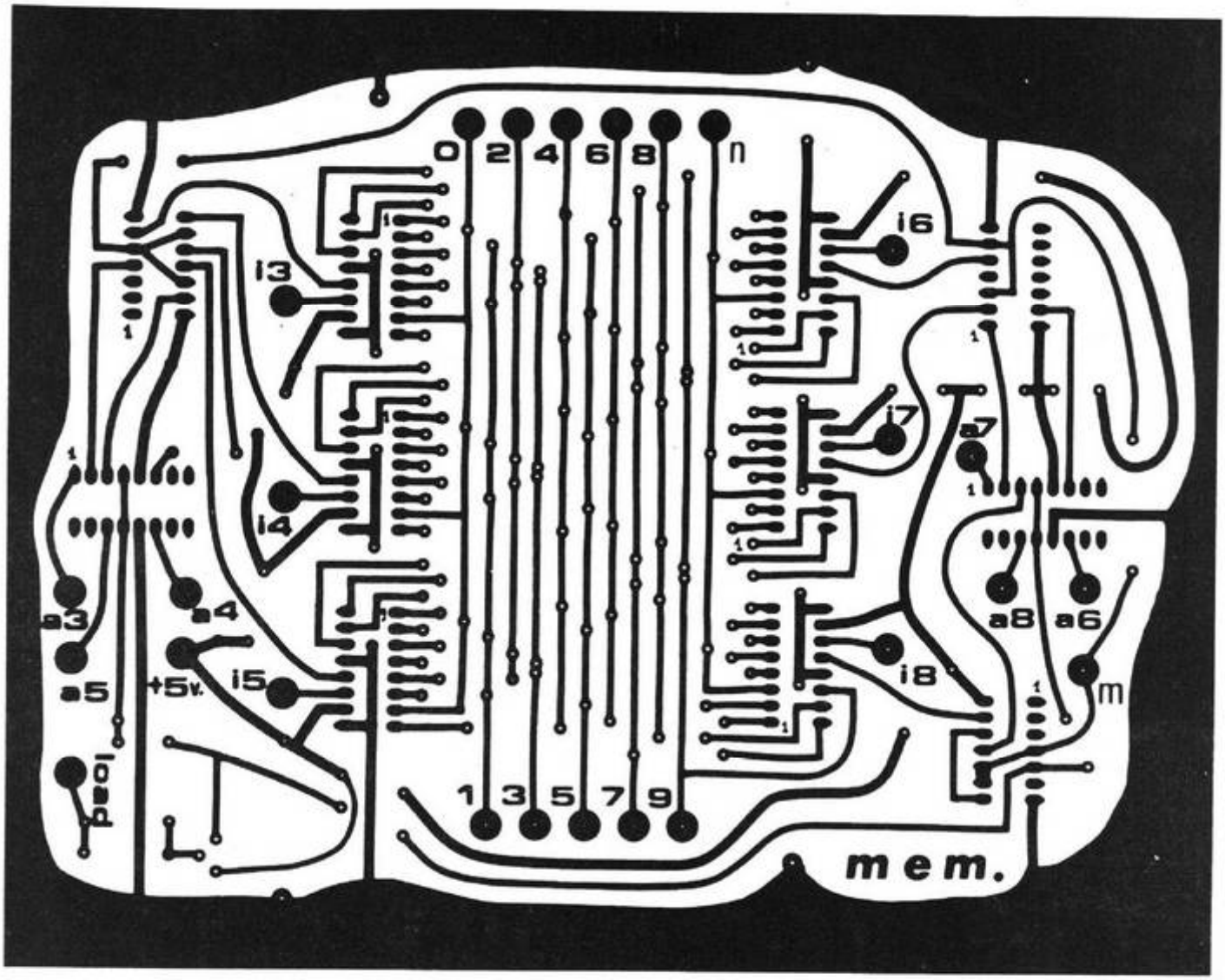


Fig. 3. – Représentation, à l'échelle 1/1, du circuit imprimé permettant de réaliser le montage de l'ensemble des mémoires de la figure 2. Il est vu du côté cuivre, les parties sombres indiquent les endroits où le cuivre doit subsister après attaque chimique.

primé, la sortie garde l'état pris lors de la commande. La sortie $\overline{Q}$ présente naturellement l'état logique complémentaire de celui de la sortie Q. L'emploi de ces circuits a été rendu nécessaire pour maintenir l'information permanente en sortie, tandis que l'adressage (0 à 9) est en train de changer.

C'est la connexion $\overline{Q}$ des circuits 8 à 13 qui sert de sortie, parce que le signal issu des mémoires 14 à 19 est inversé par les portes 1 à 6. Le branchement en $\overline{Q}$ inverse à nouveau le signal, si bien que celui qui est disponible sur les sorties $\overline{Q}$ est absolument identique à celui qui est présent sur les sorties D_0 des circuits 14 à 19.

RÉALISATION

L'ensemble des mémoires de la figure 2 a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin, à l'échelle 1/1, est indiqué sur la figure 3. Les parties noires représentent les zones cuivrées qui doivent subsister après gravure chimique. La figure 4 montre la disposition des composants sur le circuit imprimé de la figure 3. Ce dernier est vu de dessous, côté cuivre, et les éléments sont vus au travers du circuit, celui-ci étant supposé transparent.

MISE AU POINT

Les différents éléments seront mis en place conformément au plan de câblage de la figure 4. Le sens d'insertion des circuits intégrés peut être facilement déterminé grâce au repère 1, indiqué sur le circuit imprimé lui-même, qui signale l'emplacement de la broche N° 1. Une fois le câblage terminé et soigneusement vérifié, on relie les masses des deux circuits, ainsi que les deux entrées + 5 volts. On prépare ensuite un groupe d'inverseurs, comme indiqué sur la figure 5, qui servira à imposer des niveaux logiques 0 ou 1 sur les adresses (bornes 0 à 9), ainsi que sur l'entrée lecture/écriture (borne n) et sur la borne m (affichage/blanking). Un autre groupe

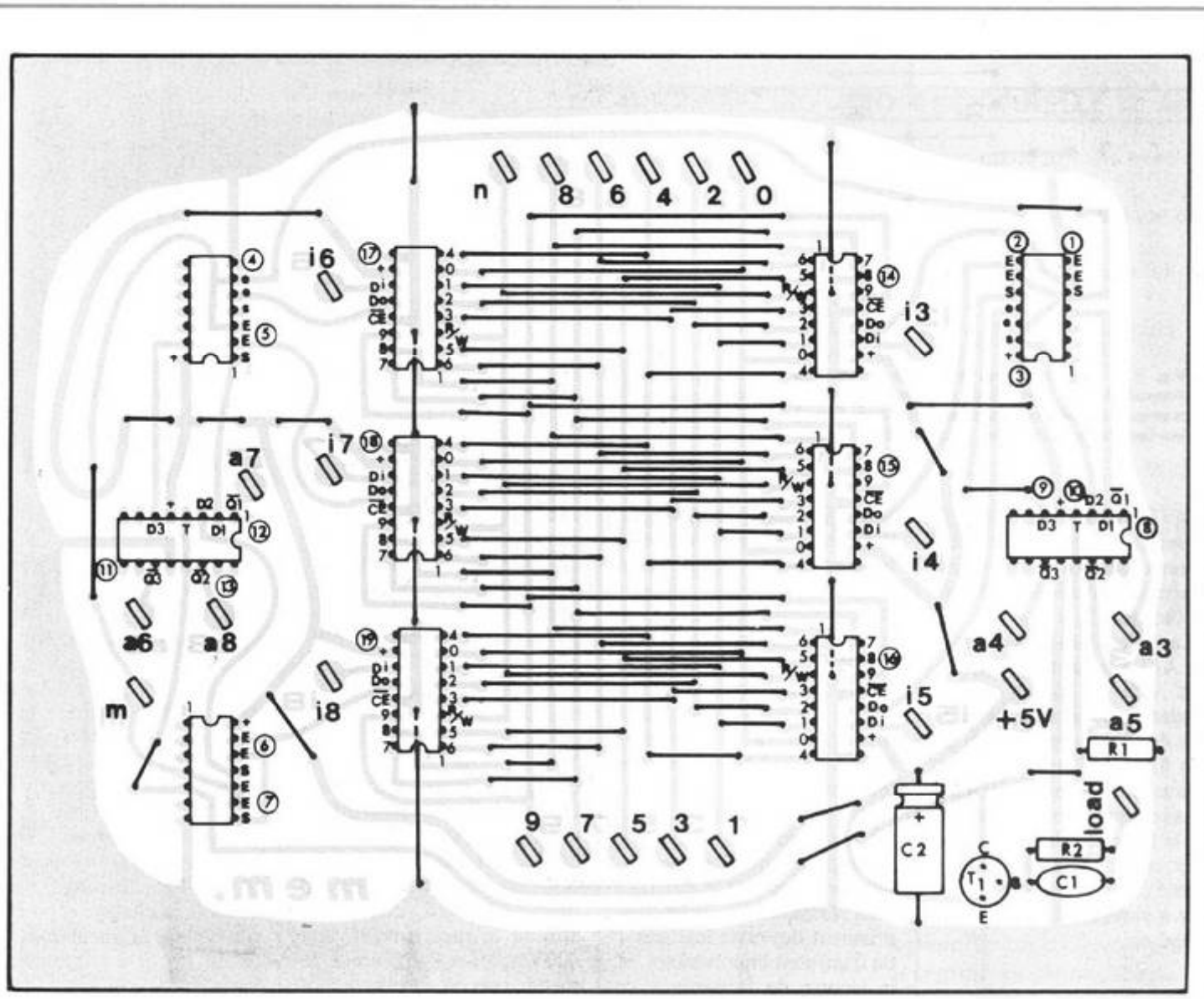


Fig. 4. – Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 3.

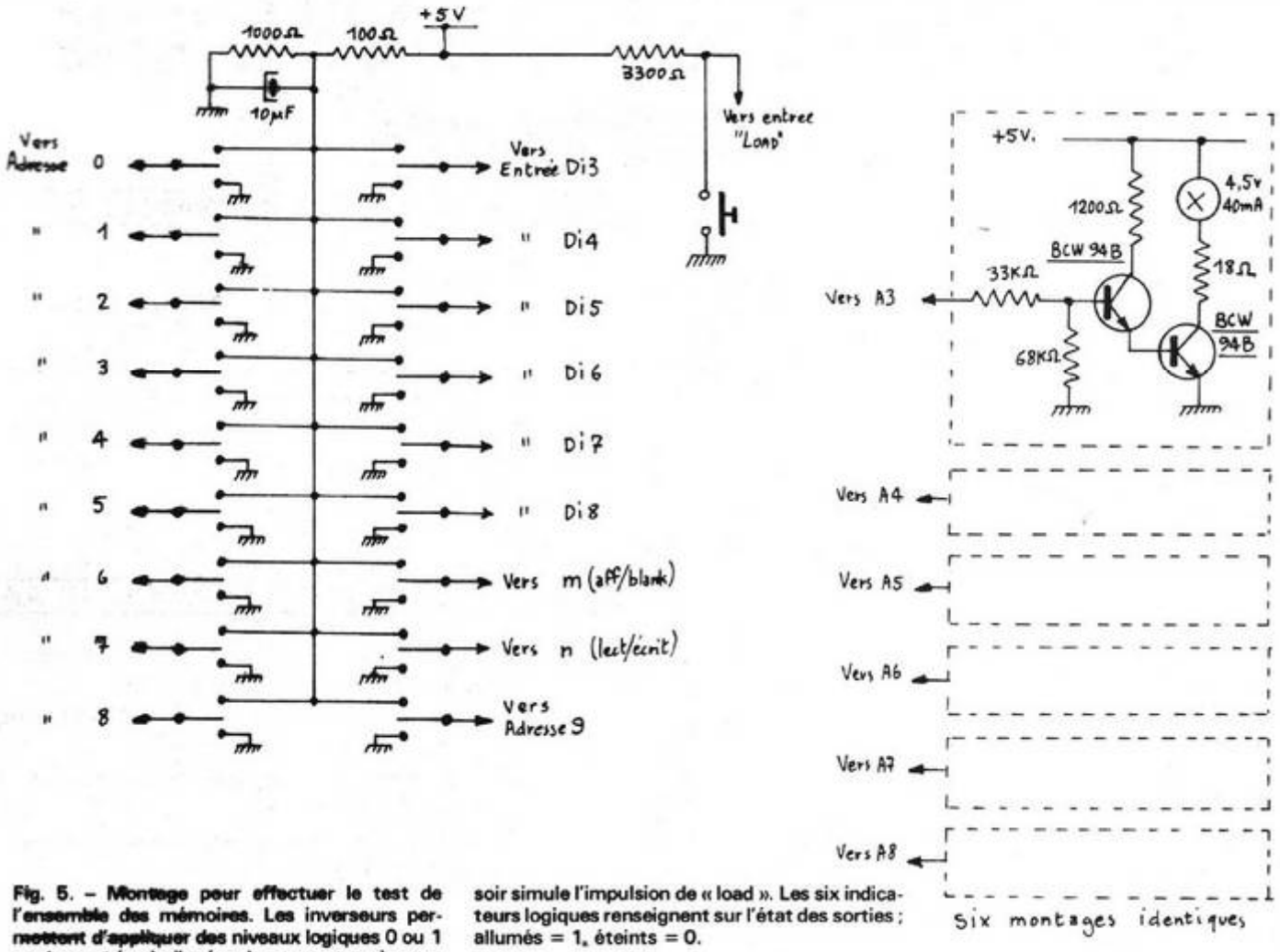


Fig. 5. – Montage pour effectuer le test de l'ensemble des mémoires. Les inverseurs permettent d'appliquer des niveaux logiques 0 ou 1 sur les entrées indiquées. Le contacteur à poussoir simule l'impulsion de « load ». Les six indicateurs logiques renseignent sur l'état des sorties ; allumés = 1, éteints = 0.

d'inverseurs permettra d'appliquer également des niveaux logiques 0 ou 1 sur les entrées d'écriture des mémoires (bornes D_{i3} à D_{i8}).

La lecture des sorties (bornes A_3 à A_8) qui normalement vont vers les bornes correspondantes de la carte Générateur de Caractères (3, 4, 5, 6, 7 et 8) sera effectuée par six indicateurs de niveaux logiques tels que ceux représentés sur la figure 5. Un contacteur à poussoir sera également monté comme indiqué ; il servira à simuler l'impulsion de « load ».

Une fois que le circuit de l'ensemble des mémoires est alimenté, on envoie sur chaque entrée d'adresse (0 à 9) un 0 logique (inverseurs côté masse). On applique un 1 logique (inverseurs côté +) sur l'entrée n pour mettre le système en position lecture et un 0 logique sur l'entrée m pour obtenir l'affichage de ce qui est en mémoire. On presse une fois le poussoir « load » pour faire entrer dans les circuits 8 à 13 le contenu de la mémoire à l'adresse 0000000000. Les lampes des témoins logiques indiquent alors l'état des sorties ; éteintes pour un 0 logique, allumées pour un 1 logique. En fait, lorsqu'on met le montage sous tension, les mémoires prennent des états logiques 1 ou 0 qui sont imprévisibles, et la lecture de la sortie à ce moment ne sera pas significative.

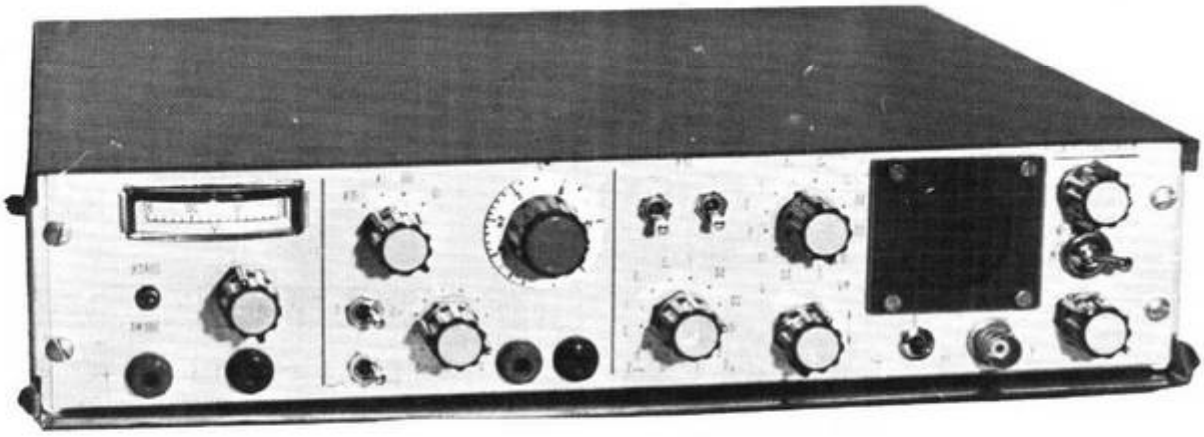
On positionne ensuite les inverseurs correspondant aux entrées D_{i3} à D_{i8} sur des niveaux logiques 0 ou 1 que l'on choisira au gré de son inspiration, puis on portera momentanément au 0 logique l'entrée lecture/écriture (borne n) en actionnant temporairement l'inverseur sur 0, puis en le laissant ensuite sur 1. Après cette nouvelle impulsion de « load » donnée par le poussoir, les témoins logiques doivent indiquer la même combinaison, le même mot, que celui que l'on avait codé à l'aide des inverseurs D_{i3} à D_{i8} ; cela signifie que cette information a bien été prise en mémoire. On adressera ensuite le mot suivant, soit 0000000001 et l'on procède de même, puis on adresse le mot suivant et ainsi de suite. Quand plusieurs mots auront été mémorisés, on reviendra, en lecture seulement, sur les premiers mots inscrits pour constater que la mémoire de ces informations est bien sauvegardée.

L'essai de la commande affichage/blanking se fera comme suit. Pour chaque caractère sélectionné par les adresses 0 à 9, on portera le niveau logique de l'entrée m du 0 (affichage) au 1 (blanking). Tant que m est au 0, les indicateurs donnent l'état des sorties correspondant au signal mémorisé. Dès que m passe à 1, les lampes doivent indiquer le signal de blanking (0 sur A_8 et 1 de A_7 à A_3) quelque soit l'adressage et quelque soit le signal mémorisé. Le retour de m à 0 permet de visualiser à nouveau l'information mise en mémoire.

Pour terminer, signalons que la consommation de l'ensemble des mémoires est de l'ordre de 300 mA sous 5 volts.

R. DESMAY

Pour résoudre le problème de manque de place...
Pour être prêt à travailler tout de suite...
Pour emporter votre laboratoire complet...
DANS LA PLUS PETITE VALISE, REALISEZ



UN MINI-LABORATOIRE INTEGRE

D - L'OSCILLOSCOPE

C'EST, évidemment, le « gros » morceau de notre appareil, sinon par la taille, du moins par le nombre et la complexité des circuits mis en œuvre. N'oublions pas, en effet, que l'amplificateur passe du continu à 2,5 MHz, et que la base de temps est du type déclenché.

Nous étudierons, successivement : les circuits d'alimentation, le préamplificateur vertical, les circuits de balayage, et enfin les amplificateurs de sorties et l'attaque des plaques de déviation verticale et de déviation horizontale. Le synoptique général, qui pourra servir de guide, est indiqué à la figure 17.

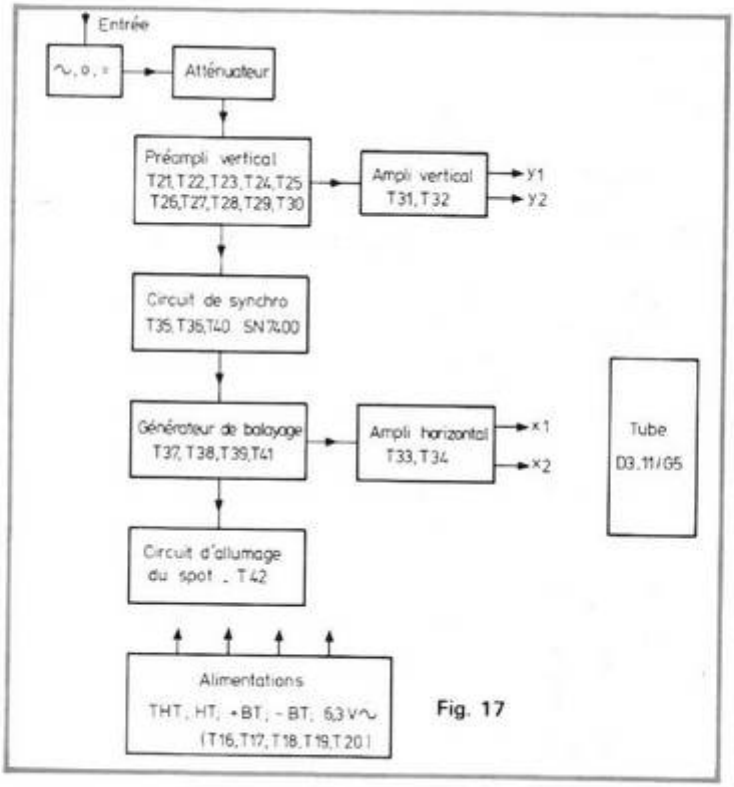


Fig. 17

I - ETUDE THÉORIQUE DES CIRCUITS D'ALIMENTATION

Le fonctionnement de l'oscilloscope requiert au total des tensions différentes, pour l'alimentation des différents circuits :

— une basse tension de + 12 volts, stabilisée ;
— une basse tension de - 12 volts, également stabilisée ;
— une haute tension de + 150 volts, très soigneusement filtrée ;
— une T.H.T. de - 600 volts, pour le canon du tube cathodique ;
— enfin, une tension alternative de 6,3 volts, pour le chauffage du filament de ce même tube.

La figure 18 regroupe le schéma complet des deux alimentations de ± 12 volts, ainsi que celui de l'alimentation de + 150 volts. On voit que deux transformateurs standard, d'un modèle très courant, sont utilisés.

Le premier, TR_2, comporte deux enroulements primaires de 110 volts, qui peuvent être groupés en série ou en parallèle, selon la tension secteur dont on dispose. Sa puissance est de 10 VA. Les deux enroulements secondaires, de 12 volts chacun, sont reliés de façon à donner un point milieu qui constituera la masse du montage.

Dans ces conditions, les diodes D_6 et D_8 permettent de disposer d'une tension positive, tandis que D_7 et D_9 donnent une tension négative, la référence étant naturellement toujours prise au point milieu du transformateur.

Dans la branche positive, le filtrage est assuré par le condensateur électrochimique C_{21}, de 470 μF. Une tension de référence de 6,2 volts est alors disponible sur la cathode de la diode zéner DZ_6, alimentée à travers la résistance R_{49} de 2,7 kΩ.

Cette tension de référence est appliquée à la base du transistor BC 317 T_{16}, qui travaille en comparateur. En effet, l'émetteur de ce même transistor reçoit une fraction de la tension de sortie, prélevée sur le point milieu du diviseur constitué par les résistances R_{50} et R_{51} de 120 Ω, associées à la résistance ajustable AJ_5 de 1 kΩ, qui permet de régler la tension de sortie. Le ballast, dont la base débite le courant de collecteur de T_{16}, est le transistor T_{17}, PNP de type 2N 2905. A la sortie, le filtrage est complété par le condensateur électrochimique C_{22} de 47 μF.

Aux polarités près, la branche négative ressemble de très près à celle que nous venons de décrire. Après filtrage par le condensateur C_{23} de 470 μF, on prélève une référence aux bornes de la diode zéner DZ_7, alimentée à travers

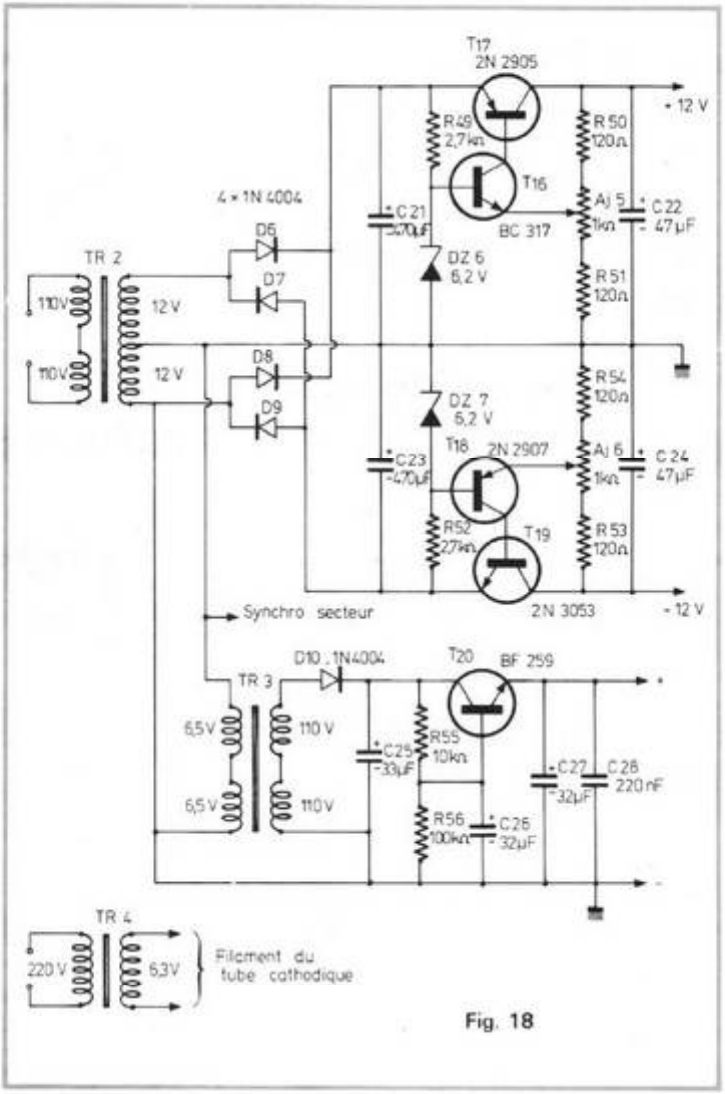


Fig. 18

R_{52}. Le transistor comparateur est ici de type 2N 3053. On retrouve, en R_{53}, R_{54} et AJ_6, les mêmes valeurs que précédemment. Le condensateur C_{27} de 47 μF filtre les dernières ondulations de la sortie.

Le transformateur TR_3 de l'alimentation haute tension, est utilisé en sens inverse de son usage normal. En effet, les deux enroulements de 110 volts, branchés en série, forment ici le secondaire. Le primaire est obtenu par la mise en série de deux enroulements de 6,5 volts (1), et attaqué par une des moitiés du secondaire de TR_2. On obtient ainsi un secondaire à 220 volts sans être obligé de faire bobiner un transformateur spécial.

Le redressement s'effectue à simple alternance par l'unique diode D_{10}, de type 1N 4004. Un premier filtrage est confié au condensateur électrochimique C_{25}, de 33 μF, qui devra supporter une tension de service de 450 volts.

(1) Ou éventuellement, la mise en parallèle de deux enroulements de 12 volts.

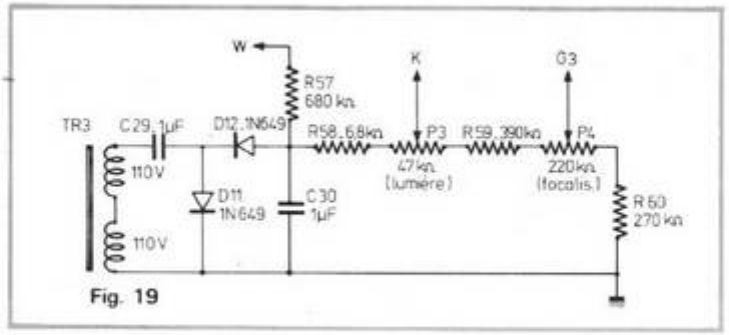


Fig. 19

Un deuxième filtrage électronique met en jeu le transistor T_{20}, NPN de type BF 259. En effet, grâce au diviseur formé par les résistances R_{55} et R_{56}, de 10 kΩ et 100 kΩ respectivement, la base ne reçoit que 90 % de la tension de collecteur. Mais grâce au condensateur C_{26} de 32 μF (tension de service 250 volts), cette tension est parfaitement filtrée. On la retrouve sur l'émetteur de T_{20}, où le filtrage est encore complété par un deuxième électrochimique de 32 μF, C_{27}, et par le condensateur à diélectrique plastique C_{28}, de 220 nF.

Il nous reste enfin l'alimentation THT, dont le schéma est indiqué dans la figure 19. Le transformateur, dont nous n'avons redessiné que la sortie, est en fait le même que précédemment, TR_3. Il est maintenant suivi d'un montage doubleur très classique, construit autour des deux diodes D_{11} et D_{12} de type 1N 649, et des deux condensateurs de 1 μF C_{29} et C_{30}. Ces derniers, à diélectrique plastique, doivent supporter des tensions de 600 volts.

La THT obtenue, d'environ - 600 volts, est appliquée au wehnelt du tube cathodique, à travers la résistance R_{57} de 680 kΩ. Ensuite, une chaîne de résistances et de potentiomètres permet de disposer des tensions nécessaires aux différentes électrodes du canon.

Grâce au potentiomètre P_3 de 47 kΩ, il est possible de commander la tension de la cathode, donc la luminosité du spot. D'autre part, le potentiomètre P_4 de 220 kΩ, qui agit sur le potentiel de la grille G_3, commande le réglage de focalisation.

Un autre réglage, celui de l'astigmatisme, n'est pas figuré ici. Il est lié en effet au potentiel de l'anode, positif, et prélevé sur la haute tension de + 150 volts. Nous y reviendrons lors de la description du câblage. Le chauffage du fila-

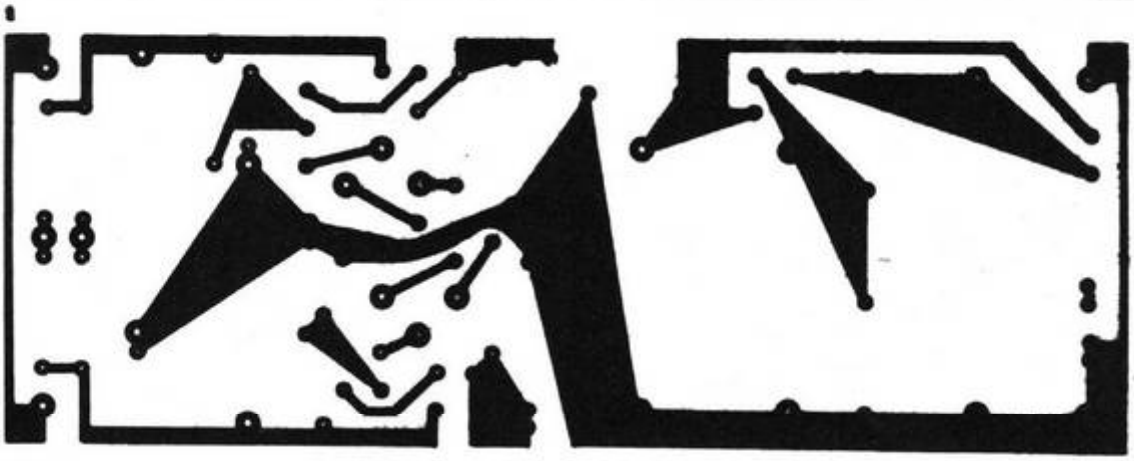


Fig. 20

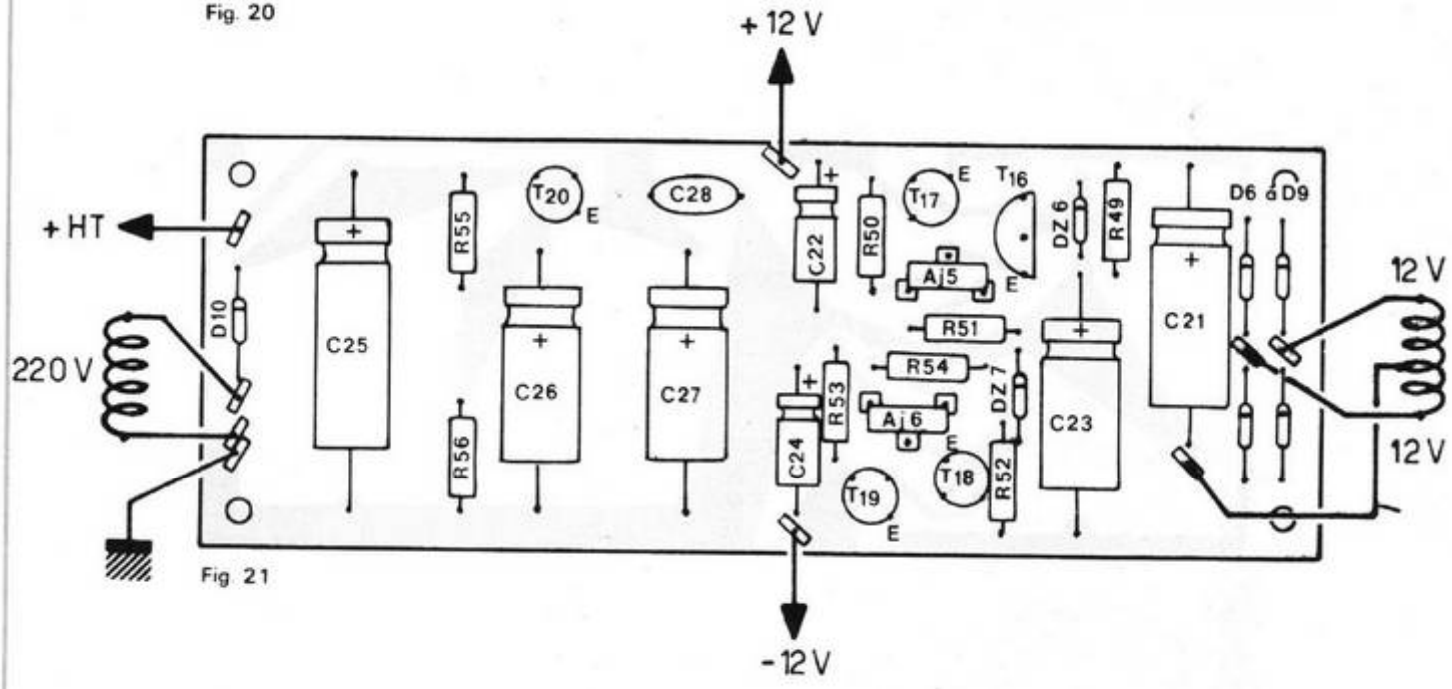


Fig. 21

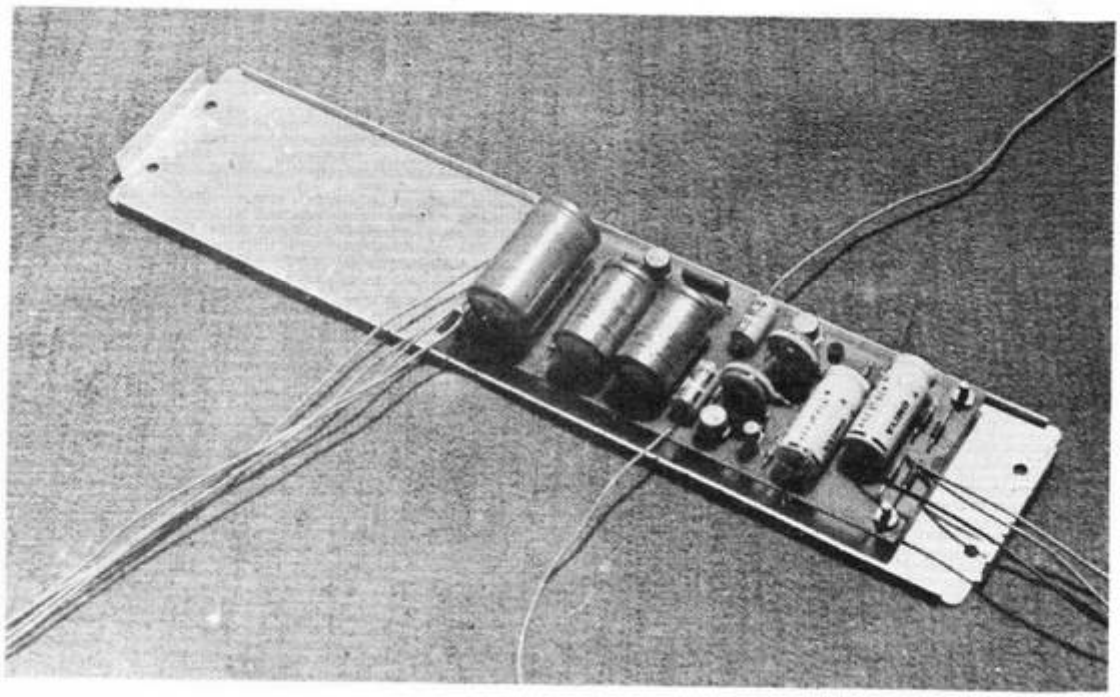


Fig. 22

ment est confié à un petit transformateur TR_4, de faible puissance (5 VA), que nous avons représenté sur la figure 18.

II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ DES ALIMENTATIONS BT ET HT

Ces trois alimentations (+ 12 volts, - 12 volts et + 150 volts), sont regroupées sur un circuit imprimé unique, dont la figure 20 donne le dessin à l'échelle 1, vu par la face cuivrée du stratifié. Le schéma de câblage est illustré par la figure 21, et par la photographie de la figure 22.

On veillera particulièrement à la polarité des différents condensateurs électrochimiques, une inversion pouvant avoir des conséquences très fâcheuses, allant jusqu'à l'explosion de ces composants.

III - LE CIRCUIT IMPRIMÉ DE LA THT

Compte tenu des tensions mises en jeu, ce petit circuit devra être réalisé avec beaucoup de soin. Des traces de cuivre résiduelles dans les zones normalement isolantes, risqueraient par exemple d'amorcer des claquages.

On trouvera le dessin du circuit (à l'échelle 1, et vu par la face cuivrée, comme d'habitude), à la figure 23. La figure 24 donne le schéma d'implantation des composants. Elle est complétée par la photographie de la figure 25.

IV - ESSAI ET RÉGLAGE DE L'ALIMENTATION

On ne pourra guère essayer la partie haute tension qu'en charge, c'est-à-dire en la faisant débiter dans les amplificateurs vertical et horizontal de l'oscilloscope. De même, la THT sera testée par observation directe du spot sur l'écran du tube cathodique.

Par contre, il est facile, et souhaitable, de régler dès maintenant les sorties + 12 volts et - 12 volts. On branchera donc provisoirement le transformateur TR_2, puis on règlera les résistances AJ_5 et AJ_6 pour obtenir les tensions + 12 volts, par rapport à la masse.

V - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DE L'ALIMENTATION

Transformateurs : TR_2 10 VA, 2 secondaires de 12 volts ; TR_4 6,3 V (5 VA) ; TR_3 10 VA, 2 secondaires de 6,5 volts ou de 6 volts.

Diodes : D_6, D_7, D_8, D_9, D_{10} : 1N 4004 - D_{11} et D_{12} : 1N 649.

Diodes zéner : DZ_6 et DZ_7 : 6,2 volts (400 mW).

Condensateurs chimiques 25 volts : C_{21} et C_{23} : 470 μF ; C_{22} et C_{24} : 47 μF.

Condensateurs chimiques 250 volts : C_{25}, C_{26}, C_{27} : 33 μF.

Résistances (5 % 0,5 watt) : R_{29} et R_{52} : 2,7 kΩ ; R_{50}, R_{51}, R_{53} et R_{54} : 120 Ω ; R_{55} : 10 kΩ ; R_{56} : 100 kΩ ; R_{57} : 680 kΩ ; R_{58} : 6,8 kΩ ; R_{59} : 390 kΩ ; R_{60} : 270 kΩ.

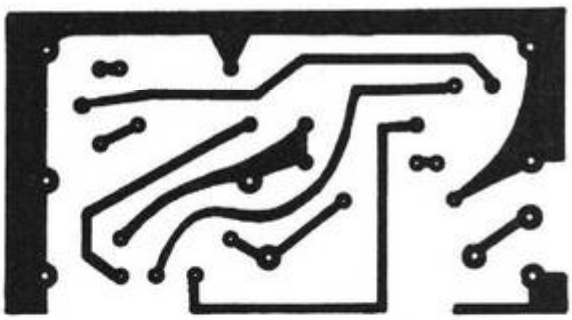


Fig. 23

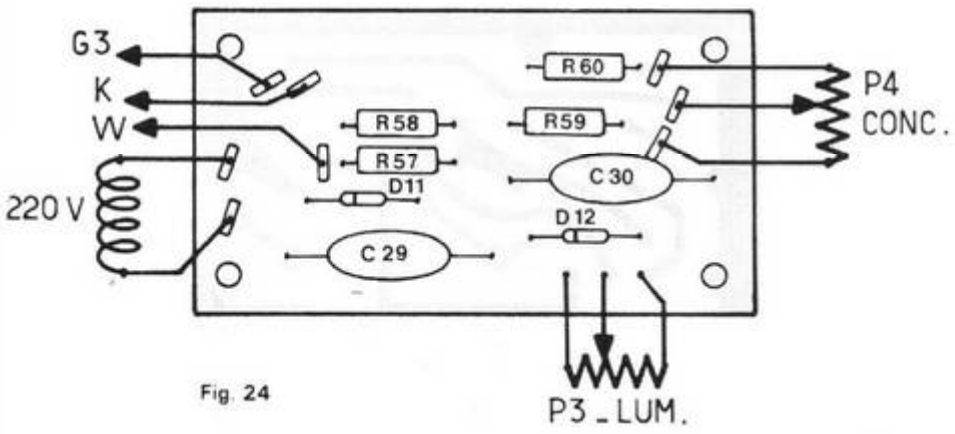


Fig. 24

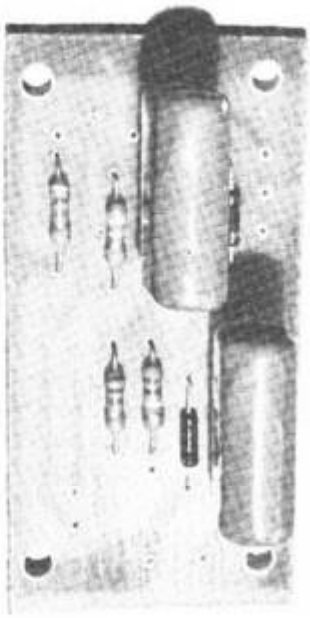


Fig. 25

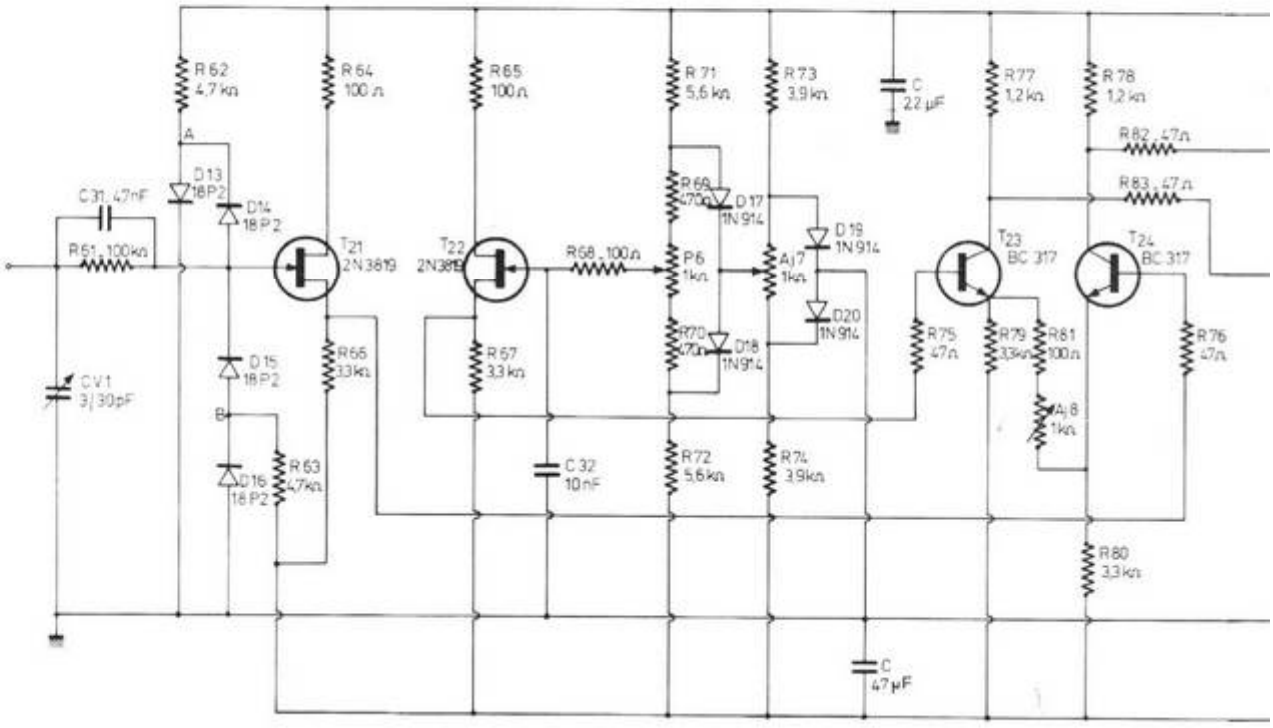


Fig. 26

Résistances ajustables : AJ_5 et AJ_6 : 1 kΩ.

Condensateurs à film plastique : C_{22} : 220 nF ; C_{29} et C_{30} : 1 µF (600 volts).

Potentiomètres : P_3 : 22 kΩ ; P_4 : 220 kΩ ; P_5 (astigmatisme) : 100 kΩ.

Transistors : T_{16} : BC 317 ; T_{17} : 2N 2905 ; T_{18} : 2N 2907 ; T_{19} : 2N 3053 ; T_{20} : BF 259.

VI – ETUDE THÉORIQUE DU PRÉAMPLIFICATEUR VERTICAL

Obtenir une bande passante de 2,5 MHz, avec une sensibilité de 5 mV par division, et en assurant la transmission du continu avec une dérive négligeable, supposait certaines précautions : elles justifient la complexité relative du préamplificateur, qui présente un gain de l'ordre de 2 000, et utilise dix transistors, dont deux F.E.T.

Le schéma complet en est indiqué à la figure 26. L'entrée s'effectue sur la porte d'un transistor à effet de champ T_{21} qui, comme T_{22}, est un 2N 3819. Ces deux éléments travaillent en drain commun, malgré la présence des résistances R_{64} et R_{65} de 100 Ω : elles ont pour seul but d'empêcher toute entrée en oscillations de l'étage. Les signaux sont donc prélevés sur les charges de sources R_{66} et R_{67}, d'une valeur commune de 3,3 kΩ.

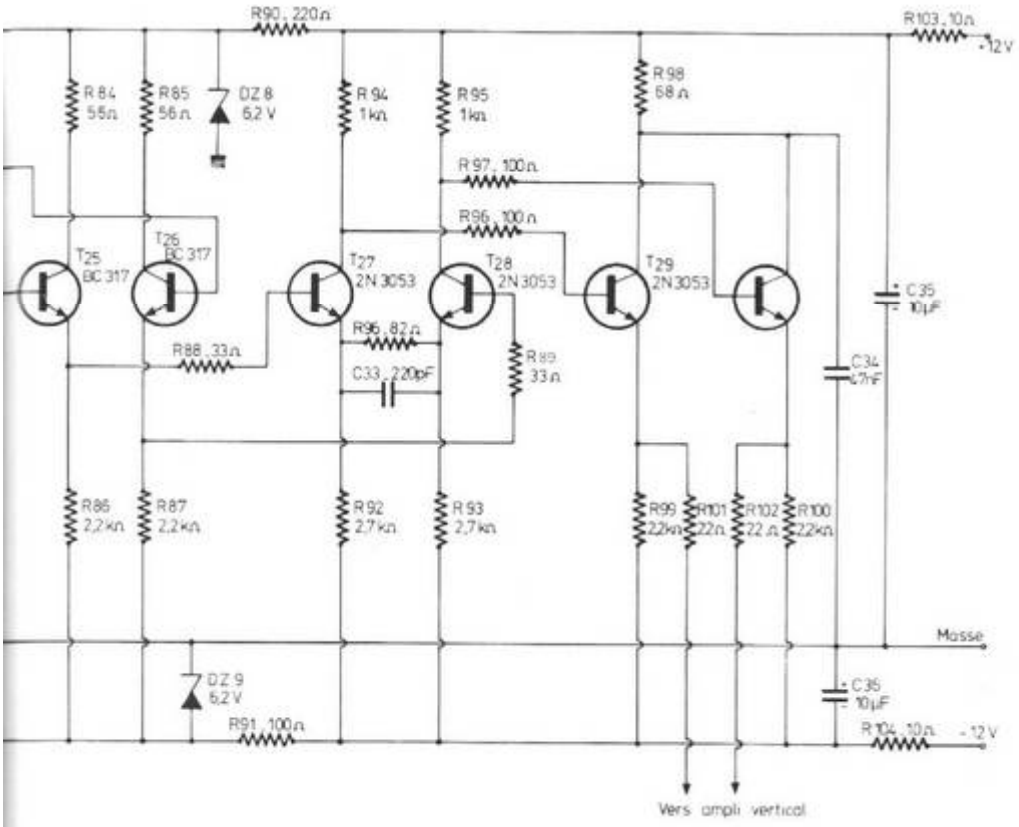
En fait, ces deux transistors jouent des rôles nettement différents. En effet, T_{21} reçoit, sur sa porte, le signal appliqué à la borne d'entrée verticale, à travers la résistance R_{61} de 100 kΩ, mise en parallèle sur le condensateur C_{31} de 4,7 nF (C_{31} assure la correction de la bande passante aux fréquences élevées). Une protection contre les surtensions, met en jeu les diodes D_{13} et D_{14} d'une part, D_{15} et D_{16} d'autre part.

En effet, l'anode de D_{13} est portée à + 0,6 volt environ par rapport à la masse, grâce au courant qui traverse cette diode, et la résistance R_{62} de 4,7 kΩ reliée au + 6,2 volts de l'alimentation. Supposons que la tension appliquée à l'entrée (donc avant la résistance R_{61}) dépasse 1,2 volt : D_{14} entre en conduction à son tour. Quelle que soit la tension d'entrée, le potentiel de la porte de T_{21} ne peut dépasser 1,3 à 1,4 volt, chute de tension aux bornes de l'ensemble D_{13}, D_{14}. Le même raisonnement, pour les polarités négatives, est applicable au couple D_{15}, D_{16}.

La porte de T_{21} est mise à la masse par une résistance de 1 MΩ non représentée sur la figure 26 : cette résistance fait en effet partie de l'atténuateur, qui sera décrit plus loin.

Le condensateur ajustable CV_1 sert à la correction de fréquence.

L'autre transistor à effet de champ, T_{22}, ne reçoit sur sa porte que des tensions continues, qui sont prélevées, à travers la résistance R_{68} de 100 Ω, sur le curseur du potentiomètre P_6 ; celui-ci assure donc le cadrage vertical. En fait, le circuit de cadrage est assez compliqué, car il comporte aussi un ensemble de préréglage, constituant la « balance ». Cet ensemble met en jeu les résistances R_{73} et R_{74} de 3,9 kΩ, servant à polariser les diodes 1N 914 D_{19} et D_{20}, dont le point commun est relié à la masse. Ainsi, les extrémités de la résistance ajustable AJ_7 (1 kΩ) sont respectivement portées à + 0,6 volt et – 0,6 volt. Le curseur de AJ_7 peut évoluer entre ces deux tensions, et fixe ainsi le potentiel du point commun aux diodes 1N 914 D_{17} et D_{18}.



NDLR : Attention deux résistances de valeur différentes portent la référence R_{96}.

Ce potentiel fixe la fourchette des tensions entre lesquelles peut varier le curseur de P_6, grâce aux résistances R_{71} et R_{72} de 5,6 kΩ qui polarisent les diodes D_{17} et D_{18}. P_6 est encadré par deux résistances talon, R_{69} et R_{70}, de 470 Ω.

Enfin, pour éviter la présence de toute tension alternantive sur la porte de T_{22}, celle-ci a été découplée par le condensateur C_{32} de 10 nF (nous reviendrons sur ce problème de découplage lors des opérations de mise au point).

AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

Pour passer de signaux dissymétriques à des signaux symétriques, il est nécessaire d'utiliser un étage travaillant en amplificateur différentiel. Ce rôle est tenu par les transistors BC 317 T_{23} et T_{24}, qui reçoivent respectivement sur leurs bases les tensions des sources de T_{22} et T_{21}, à travers les résistances R_{75} et R_{76} de 47 Ω.

Le fonctionnement en amplificateur différentiel est dû à l'ensemble R_{81} (100 Ω) et AJ_8 (1 kΩ), qui relie les résistances d'émetteurs R_{79} et R_{80} de 3,3 kΩ. On retrouve finalement des signaux en opposition de phases sur les collecteurs de T_{23} et T_{24}, respectivement chargés par les résistances R_{77} et R_{78} de 1,2 kΩ.

Afin de minimiser l'influence des capacités parasites, donc d'élargir la bande passante vers les fréquences élevées, on a fait suivre T_{23} et T_{24} des transistors BC 317 T_{25} et T_{26}, qui travaillent en collecteur commun (là aussi, R_{84} et R_{85}, de 56 Ω, ne servent qu'à juguler toute tendance à travers les résistances R_{82} et R_{83} de 47 Ω. Les sorties à basse impédance sont prélevées sur les émetteurs aux bornes des résistances R_{86} et R_{87} de 2,2 kΩ.

LES PROBLÈMES D'ALIMENTATION

L'ensemble du préamplificateur est alimenté par les deux tensions stabilisées de + 12 volts et – 12 volts, élaborées dans le module alimentation. Cependant, les étages d'entrée, de T_{21} à T_{26} fonctionnent sous + 6,2 volts et – 6,2 volts.

Ces deux dernières tensions sont obtenues grâce aux diodes zéner DZ_8 et DZ_9 de 6,2 V, polarisées respectivement à travers les résistances R_{90} de 220 Ω et R_{91} de 100 Ω. Les étages suivants, T_{27} à T_{30}, travaillent directement sous ± 12 volts.

ETAGES DE SORTIE DU PRÉAMPLIFICATEUR

Les signaux prélevés sur T_{25} et T_{26}, et transmis à travers les résistances R_{88} et R_{89} de 33 Ω, sont à nouveau amplifiés par les transistors 2N 3053 T_{27} et T_{28}. Ceux-ci travaillent en émetteur commun, mais avec un régime différentiel dû à la résistance de liaison R_{96} de 82 Ω. Le condensateur C_{33} de 220 pF, favorise l'amplification des fréquences élevées.

On recueille les signaux amplifiés sur les collecteurs, aux bornes des résistances R_{94} et R_{95} de 1 kΩ. Un nouvel étage en collecteur commun, utilisant les transistors T_{29} et T_{30} de type 2N 3053, permet de disposer d'une faible impédance de sortie. Les bases sont excitées à travers les résistances R_{96} et R_{97} de 100 Ω. Une faible résistance R_{98} de 68 Ω, découplée par le condensateur C_{34} de 47 nF, assure l'alimentation commune des deux collecteurs, tandis que les émetteurs sont chargés par les résistances R_{99} et R_{100} de 2,2 kΩ, et délivrent leurs signaux à travers R_{101} et R_{102} (22 Ω).

Les tensions de ± 12 volts sont appliquées au module par l'intermédiaire de R_{103} et R_{104} (10 Ω), découplées respectivement par les condensateurs électrochimiques C_{35} et C_{36} de 10 µF. On voit que le filtrage, assuré en plusieurs étapes, est extrêmement soigné, ce qui met le montage à l'abri de toutes les interactions entre étages successifs.

VII – LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET SON CÂBLAGE

Tout l'ensemble préamplificateur tient sur un circuit imprimé de 17,25 cm de longueur et 5,5 cm de largeur, dont la figure 27 donne le dessin à l'échelle 1, vu par la face cuivrée du stratifié. Le schéma d'implantation des composants est indiqué dans la figure 28, et complété par la photographie de la figure 29.

Compte tenu du gain très important, et du fait que la composante continue est transmise, le problème des

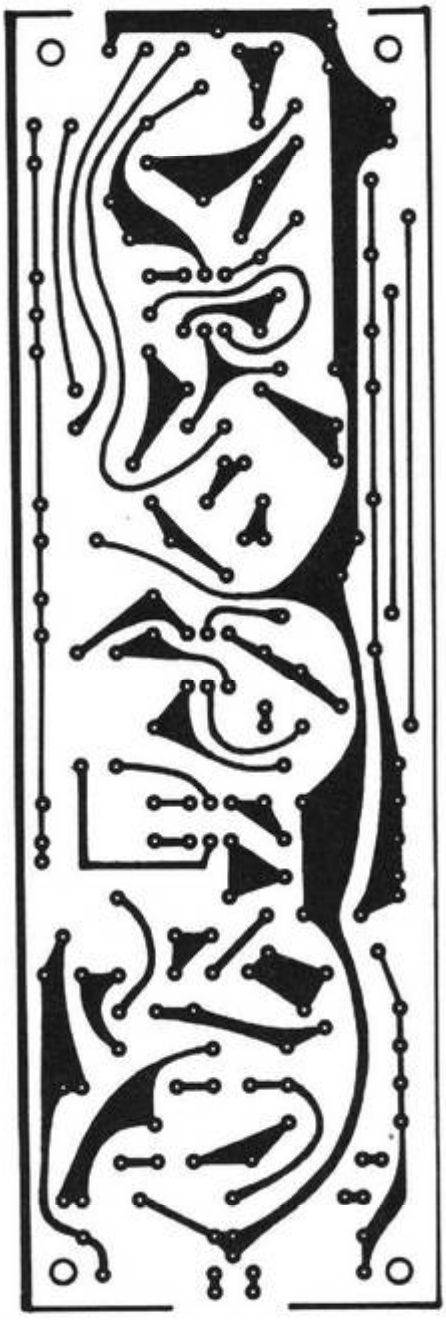


Fig. 27

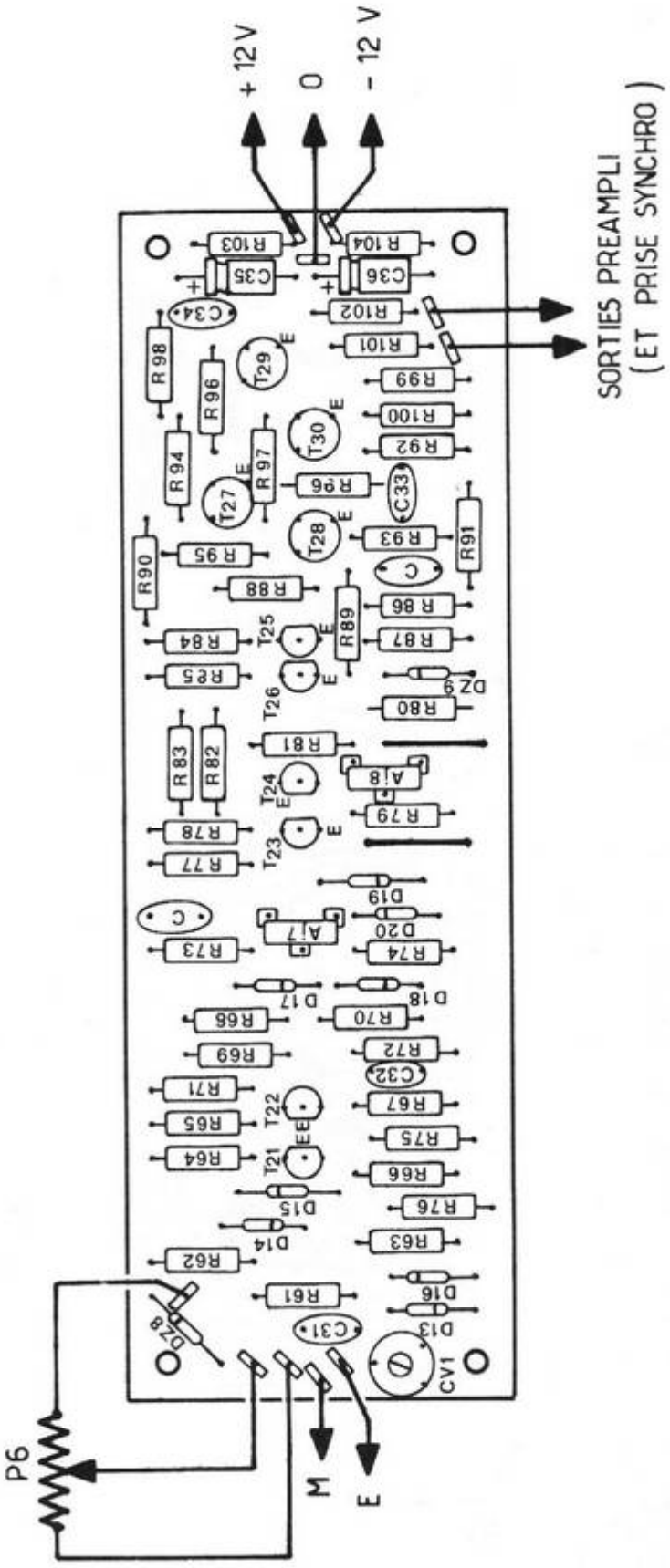


Fig. 28

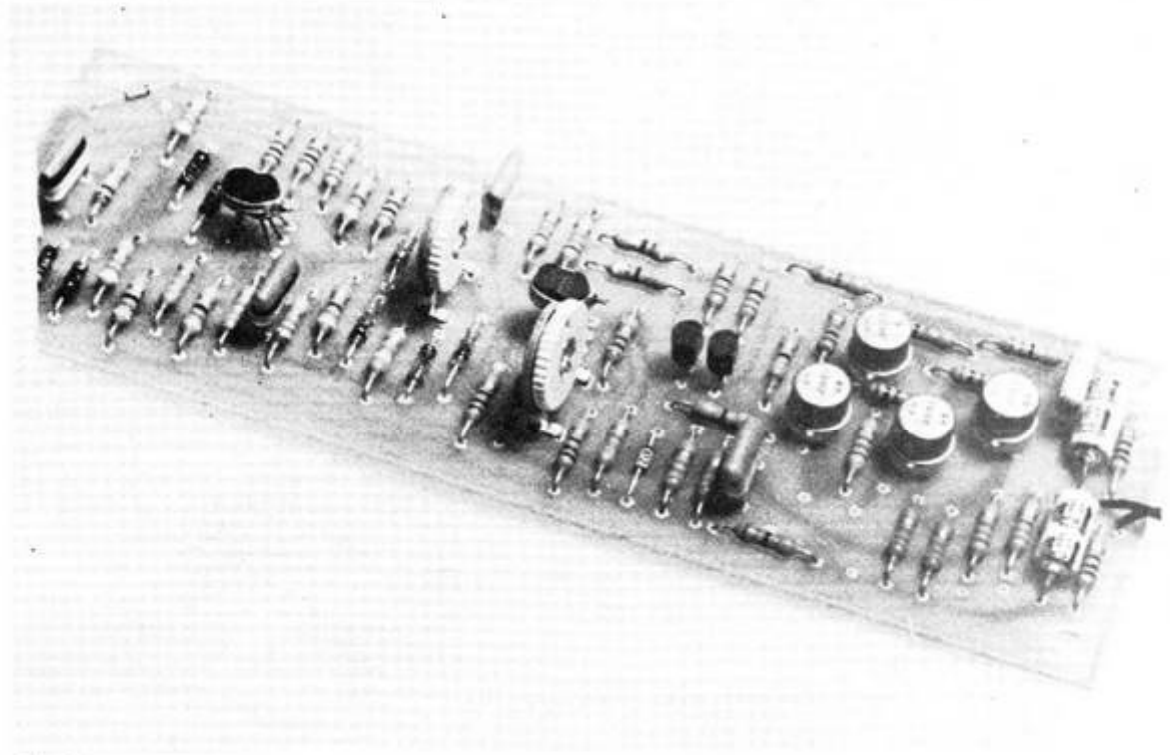


Fig 29

dérives thermiques doit être traité avec beaucoup de soin. L'influence de ces dérives se fait naturellement surtout sentir dans les étages d'entrée.

La première précaution à prendre, consiste à apparier les transistors à effet de champ T_{21} et T_{22}. On sait que ce type de composants est affligé d'une importante dispersion des caractéristiques, d'un échantillon à l'autre. Pour effectuer le tri, on utilisera le montage de la figure 30. Avec les différents échantillons essayés, les tensions de sources devront être de l'ordre de 2,5 volts (leur valeur exacte n'est pas critique), mais surtout aussi voisine que possible l'une de l'autre.

La deuxième précaution consiste à égaliser les températures de T_{21} et de T_{22}, ainsi que celles des transistors BC 317 T_{23} et T_{24}. On y parvient efficacement grâce au couplage thermique qu'illustre la photographie de la figure 31. Les transistors sont collés l'un à l'autre par leurs faces planes, à l'aide d'une très petite quantité d'Araldite. Ils sont ensuite ligaturés par quelques tours d'un fil de cuivre **dénudé**, qu'on serrera fortement, et dont on immobilisera l'épissure par un point de soudure (opérer rapidement, pour ne pas chauffer excessivement les transistors). Le résultat sera parfait si, de plus, on interpose entre les boîtiers des transistors et le fil de cuivre, un peu de graisse aux silicones.

La même précaution (collage par la face plane, cerclage de cuivre et, graisse aux silicones), sera prise pour le deuxième étage du préamplificateur, constitué par les transistors T_{23} et T_{24}.

VIII – NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU PRÉAMPLIFICATEUR

Résistances 0,5 watt 5 % : R_{61} : 100 kΩ ; R_{62} : 4,7 kΩ ; R_{63} : 4,7 kΩ ; R_{64} et R_{65} : 100 Ω ; R_{66} et R_{67} : 3,3 kΩ ; R_{68} : 100 Ω ; R_{69} et R_{70} : 470 Ω ; R_{71} et R_{72} : 5,6 kΩ ; R_{73} et R_{74} : 3,9 kΩ ; R_{75} et R_{76} : 47 Ω ; R_{77} et R_{78} : 1,2 kΩ ; R_{79} et R_{80} : 3,3 kΩ ; R_{81} : 100 Ω ; R_{82} et R_{83} : 47 Ω ; R_{84} et R_{85} : 56 Ω ; R_{86} et R_{87} : 2,2 kΩ ; R_{88} et R_{89} : 33 Ω ; R_{90} : 220 Ω ; R_{91} : 100 Ω ; R_{92} et R_{93} : 2,7 kΩ ; R_{94} et R_{95} : 1 kΩ ; R_{96} et R_{97} : 100 Ω ; R_{98} : 68 Ω ; R_{99} et R_{100} : 2,2 kΩ ; R_{101} et R_{102} : 22 Ω R_{103} et R_{104} : 10 Ω.

Résistances ajustables : AJ_7 et AJ_8 : 1 kΩ.

Condensateurs électrochimiques (25 volts) : C_{35} et C_{36} : 10 µF.

Condensateurs à film plastique : C_{31} : 4,7 nF ; C_{32} : 10 nF ; C_{33} : 220 pF ; C_{34} : 47 nF.

Condensateur ajustable : CV_1 : 3 à 30 pF.

Potentiomètre : P_6 : 1 kΩ (linéaire).

Diodes : D_{13}, D_{14}, D_{15}, D_{16} : 18 P2 ; D_{17}, D_{18}, D_{19}, D_{20} : 1N914.

Diodes zéner : D_{28} et D_{29} : 6,2 volts (400 mW).

Transistors : T_{21} et T_{22} : 2N 3819 (appariés) ; T_{23}, T_{24}, T_{25}, T_{26} : BC 317.
T_{27}, T_{28}, T_{29}, T_{30} : 2N 3053.

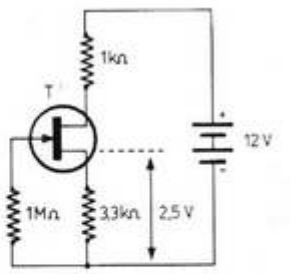


Fig 30

Fig 31

IX – SCHÉMA THÉORIQUE DES AMPLIFICATEURS DE SORTIE

Ayant regroupé, sur un même circuit imprimé, les amplificateurs de sortie hori-

zontal et vertical, nous décrirons ensemble ces deux parties, qui ont d'ailleurs beaucoup de points communs.

L'un comme l'autre doivent attaquer les plaques de déviation, horizontale et verticale, du tube cathodique D3 - 11 GJ. Or, compte tenu des tensions d'accélération adoptées, les sensibilités horizontale et verticale ont respectivement pour valeur 50 V/cm et 55 V/cm environ. Afin de balayer très confortablement l'écran de 3 cm de diamètre, sans aucun risque d'écrêtage, il faut donc disposer de tensions de l'ordre de 170 volts crête à crête, entre les plaques de chaque paire. La sortie étant symétrique sur les deux amplificateurs, l'excursion maximale sur le collecteur de chacun des transistors de sortie doit donc atteindre 85 volts environ.

Les schémas finalement retenus sont ceux de la figure 32. L'amplificateur vertical est construit autour des transistors T_{31} et T_{32}. Il s'agit de NPN ayant une fréquence de coupure élevée, et capables de supporter des hautes tensions : on choisira des BF 259, ou éventuellement des BF 258 (qui supportent respectivement 300 volts et 250 volts).

Les signaux prélevés à la sortie du préamplificateur, à travers les résistances R_{101} et R_{102} (voir figure 26), sont appliqués sur les bases de T_{31} et T_{32}, dont ils assurent aussi la polarisation continue. Deux résistances d'émetteurs de 3,3 kΩ, R_{111} et R_{112}, retournent vers le - 12 volts. D'autre part, entre les deux émetteurs, on a prévu une résistance ajustable AJ_9 de 1 kΩ qui sert à régler le gain de cet étage, et un ensemble AJ_{10} (1 kΩ), C_{37} (100 pF), qui assure la compensation en fréquence, ajustable. La charge de chaque collecteur a été répartie entre deux résistances de 15 kΩ, R_{107} et R_{108} pour T_{31}, R_{109} et R_{110} pour T_{32}. Il est plus facile en effet de se procurer des résistances de 0,5 watt qu'une résistance unique de 1 watt.

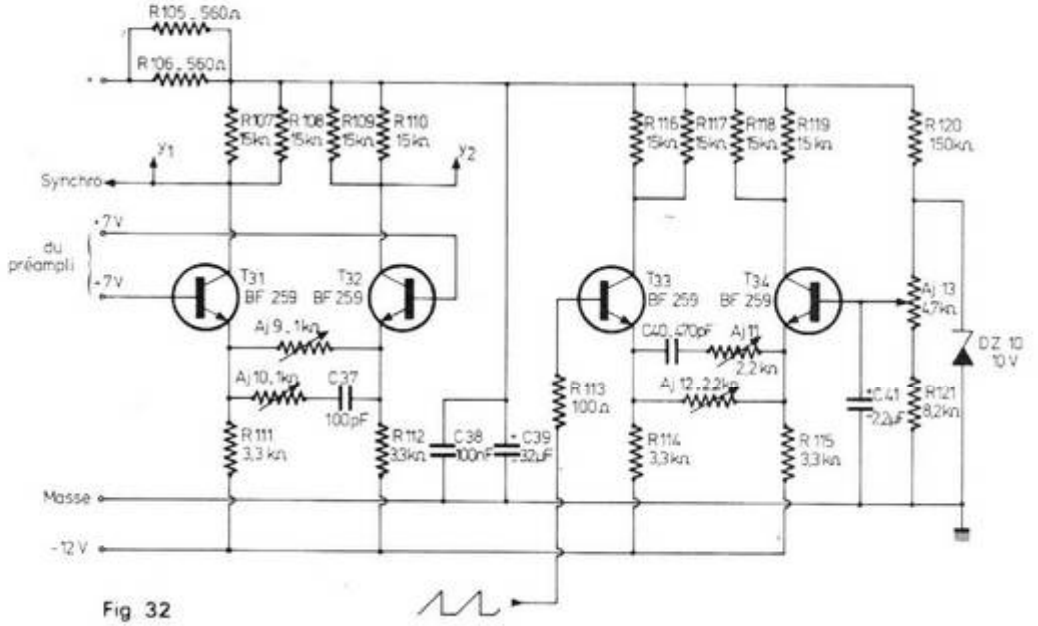


Fig 32

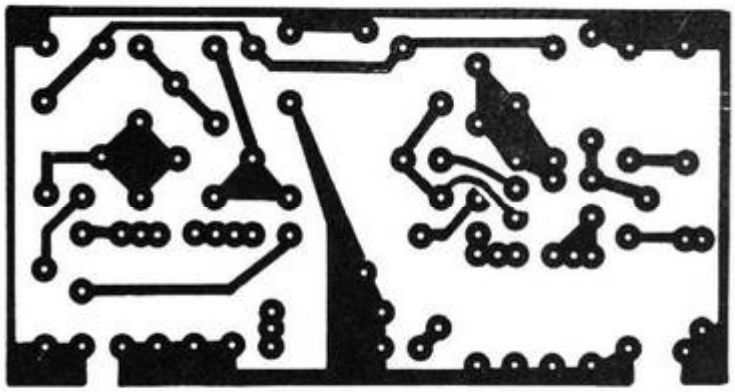


Fig 33

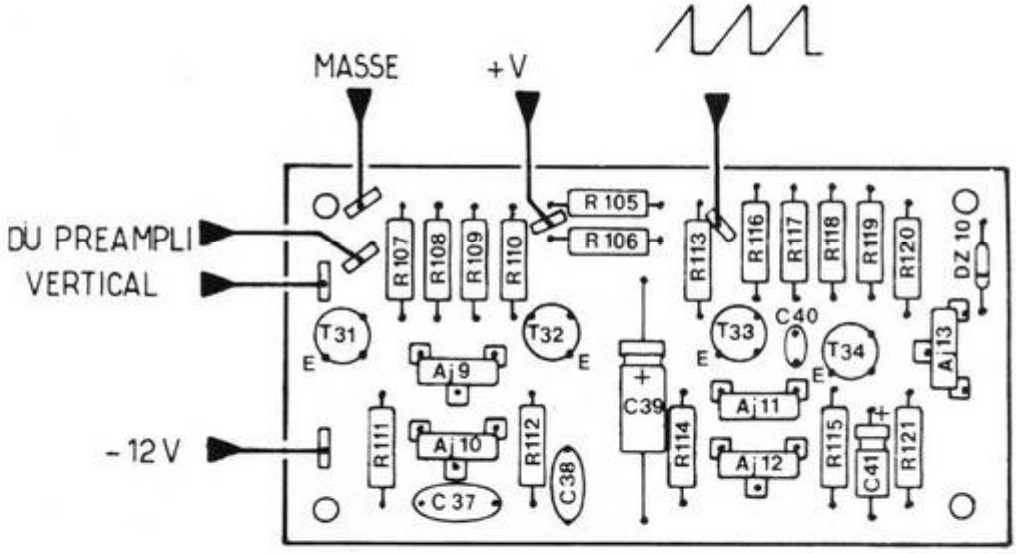


Fig 34

Les collecteurs, enfin, attaquent directement les plaques de déviation verticale du tube cathodique, Y_1 et Y_2.

La structure de l'amplificateur horizontal, construit autour des transistors T_{33} et T_{34} (BF 258 ou BF 259), est légèrement différente. En effet, les signaux en dents de scie délivrés par la base de temps sont disponibles sous forme dissymétrique, et c'est l'étage de sortie, travaillant en amplificateur différentiel, qui doit assurer le passage dissymétrique/symétrique, pour l'attaque des plaques de déviation.

Seule, donc, la base de T_{33} reçoit les dents de scie, à travers la résistance R_{113} de 100 Ω. Quant à la base de T_{34}, elle est maintenue à la masse, du point de vue de l'alternatif, par le condensateur électrochimique C_{41} de 2,2 µF. Par contre, le potentiel continu de cette même base peut être réglé grâce au pont diviseur constitué d'une part des résistances fixes R_{120} (150 kΩ) et R_{121} (8,2 kΩ), et de la résistance ajustable AJ_{13} de 4,7 kΩ.

Le réglage du cadrage horizontal est effectué une fois pour toutes lors de la mise au point, aucune commande n'ayant été prévue à cet effet sur la façade de l'appareil. Il convenait alors d'éviter toute dérive qui eût obligé à retoucher périodiquement AJ_{13} : c'est pourquoi nous avons stabilisé le potentiel de l'extrémité positive de AJ_{13}, par la diode zéner DZ_{10} de 10 volts.

On notera enfin un nouveau découplage de la haute tension, obtenu grâce aux deux résistances R_{105} et R_{106} de 560 Ω (là encore, on évite de rechercher une résistance, de 1 watt), et aux condensateurs C_{38} de 100 nF et C_{39} de 32 µF (ce dernier, électrochimique, doit supporter une tension de service de 160 volts).

X - LE CIRCUIT IMPRIMÉ DES AMPLIFICATEURS

On trouvera son dessin (échelle 1, vu par la face cuivrée du stratifié), à la figure 33. Le schéma d'implantation des composants est illustré par la figure 34.

On veillera à décoller les résistances de collecteur à quelques millimètres au-dessus du plan du circuit, afin d'améliorer leur refroidissement. A ce propos, notons dès maintenant qu'il ne faut pas, en fonctionnement normal, s'inquiéter de la température prise par les transistors T_{31} à T_{34} : ces modèles peuvent supporter une centaine de degrés sans manifester le moindre signe de faiblesse.

XI - LISTE DES COMPOSANTS DES AMPLIFICATEURS

Résistances 0,5 watt 5 % : R_{105} et R_{106} : 560 Ω ; R_{107}, R_{108}, R_{109}, R_{110} : 15 kΩ ; R_{111} et R_{112} : 3,3 kΩ ; R_{113} : 100 Ω ; R_{114} et R_{115} : 3,3 kΩ ; R_{116}, R_{117}, R_{118}, R_{119} : 15 kΩ ; R_{120} : 150 kΩ ; R_{121} : 8,2 kΩ.

Résistances ajustables : AJ_9 : 1 kΩ ; AJ_{10} : 1 kΩ ; AJ_{11} : 2,2 kΩ ; AJ_{12} : 2,2 kΩ ; AJ_{13} : 4,7 kΩ.

Condensateurs plastiques : C_{37} : 100 pF ; C_{38} : 100 nF ; C_{40} : 470 pF.

Condensateurs électrochimiques : C_{39} : 32 µF (160 volts) ; C_{41} : 2,2 µF (25 volts).

Diode zéner : DZ_{10} : 10 volts (400 mW).

Transistors : T_{31}, T_{32}, T_{33}, T_{34} : BF 259 ou BF 258.

DÉJÀ DES ERREURS

N° 1583, p. 142 - Lire 1re colonne : base de temps déclenchée de 2 µs/div.

P. 143 - 3e colonne, avant dernière ligne, lire : 2 enroulements secondaires de 12 volts.

ARGUS HI-FI

DES MILLIERS D'AMATEURS ATTENDAIENT UN VERITABLE CENTRE D'OCCASION
CONSACRE EXCLUSIVEMENT AU MATERIEL HIFI

ARGUS HI-FI est le seul à en faire sa spécialité

EN AUDITORIUM
VENTE DE MATERIEL NEUF

REPRISE ACHAT

VENTE COMPTANT

- Achat de tous matériels d'occasion au comptant (après expertise).
- Expertise et S.A.V. assurés par 9 techniciens (S.O.S. HIFI).
- Vente exclusivement de matériels d'occasions sélectionnés par nos techniciens (auditorium de comparaison de matériel neuf).
- Crédit CREG et CETELEM sur l'occasion.
- Installation gratuite de matériel d'occasion (Expédition Province).
- Toutes réparations hifi - radio - vidéo.
- Garantie totale 1 an pièces et main-d'œuvre.

• bourse d'échange • dépôt-vente • démonstration permanente •

ARGUS HI-FI
ACHAT-VENTE 878.45.85 +
RENSEIGNEMENTS IMMEDIATS
56, rue Rodier - 75009 Paris

ARGUS HI-FI
ACHAT 380.11.80 RENSEIGNEMENTS IMMEDIATS VENTE 380.61.43
28, rue de l'Armaillé - 75017 Paris

• OUVERT DE 9 H 30 A 19 H 30 SANS INTERRUPTION ET LE LUNDI DE 14 H A 19 H • NOCTURNES SUR RENDEZ-VOUS •

UN AFFICHAGE MULTIPLEXE... sans multiplexeur avec des C.I. TTL : • les registres à décalage

DANS le numéro 1579, nous avons examiné le principe de fonctionnement des registres à décalage et nous avons également proposé une application de ces circuits avec la description de l'audio-top-logique. Nous vous proposons ci-dessous une application un peu différente des registres sous la forme d'un système de multiplexage d'un affichage à six chiffres. Préalablement à cette description, il nous paraît utile de définir de la manière la plus simple possible ce qu'est le multiplexage.

Cette technique a été surtout développée pour permettre la transmission, sur une seule ligne, de plusieurs informations pouvant éventuellement exister au même instant. Pour cela, il suffit de placer « bout à bout » ces informations et de les transmettre les unes après les autres. Bien entendu, le système récepteur devra être capable de restituer correctement les paramètres reçus. Lorsque des informations existent simultanément, il est nécessaire de les stocker temporairement pour pouvoir les transmettre au moment prévu. De nombreux exemples de multiplexage ont d'ailleurs été donnés dans ces colonnes, aussi ne nous étendrons nous pas plus sur cet aspect de la question mais nous allons aborder tout de suite l'application qui nous intéresse aujourd'hui.

Précisons d'abord que nous n'avons pas l'intention de décrire un montage complet utilisant cet affichage, un compteur ou un fréquencemè-

AVANT-PROPOS

En parallèle avec la série d'articles « Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques en réalisant une mini-centrale de sécurité pour automobile », l'auteur propose ci-dessous une application de circuits qu'il a analysés : les registres à décalage.

Ces circuits sont utilisés ici pour réaliser un multiplexage de l'affichage à sept segments d'un compteur à six étages, sans aller jusqu'à la description de l'ensemble complet, de nombreux montages ayant déjà été publiés dans ces colonnes, mais en insistant sur les particularités des registres à décalage.

Certes, les circuits intégrés LSI destinés à remplir de telles fonctions sont conçus pour réaliser le multiplexage mais il apparaît qu'une partie importante du plaisir de l'amateur est de « construire intelligemment » plutôt que « d'assembler sans trop comprendre » un CI à 24 ou 28 pattes avec d'autres éléments.

De plus, l'actualité met en évidence les impératifs d'économie, tant financiers qu'énergétiques ; le système proposé ci-dessous souscrit également à cette condition.

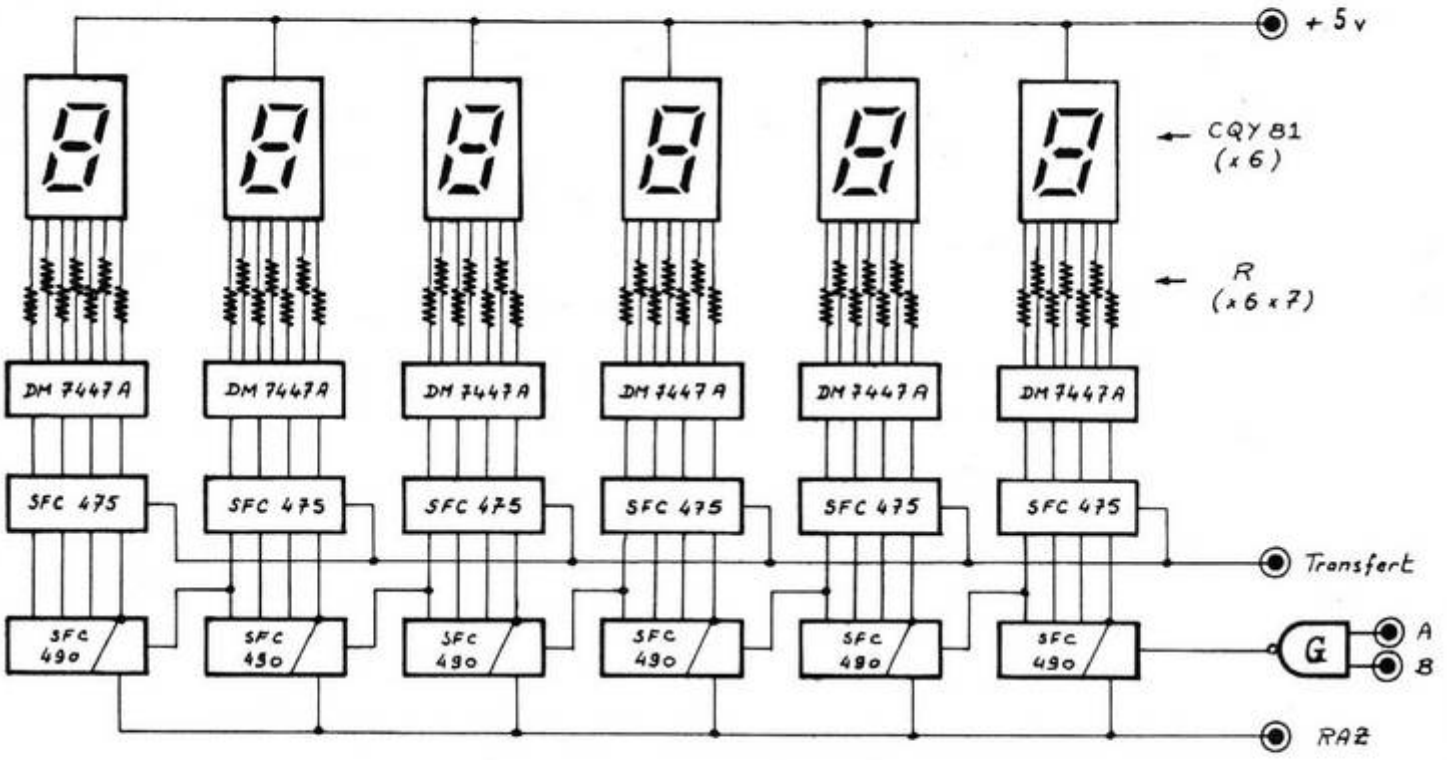


Fig. 1. – Organisation classique d'un affichage à sept segments.

tre par exemple, de nombreuses descriptions en ont été données dan la revue. Notre objectif est de proposer une solution différente de celles couramment adoptées pour la partie affichage. Nous considérerons donc que notre dispositif s'adaptera aux autres circuits existants : base de temps, étages de mise en forme des signaux, génération des différents signaux et en particulier ceux de transfert et de remise à zéro comme nous le verrons plus loin.

Rappelons sur la figure 1 comment est organisé un affichage classique du résultat d'un comptage. Nous voyons que les sorties ABCD de chaque compteur SFC 490 sont reliées aux quatre entrées de SFC 475 qui sont des quadruples bistables de stockage. Leur rôle est de « mémoriser » le résultat d'un comptage pendant la durée du suivant afin d'éviter de voir défiler les chiffres et de procurer un meilleur confort de lecture du résultat.

Les sorties correspondantes des SFC 475 sont reliées aux entrées des DM 7447A qui effectuent le décodage BCD/7 segments et commandent les afficheurs. On pourrait également trouver sur la figure 1 deux SFC 404 destinés à obtenir le « drapeau » pour le 6 et le 9 comme nous l'avons indiqué dans les numéros 1530 et 1570 du H.P.

Nous trouvons donc un total de 18 (ou 20) circuits intégrés y compris les décades. Le cycle de fonctionnement de ce compteur et de l'affichage est résumé sur le diagramme de la figure 2 où l'on voit que, après que les impulsions à compter ont déterminé l'état des sorties des décades, une impulsion « transfert » est appliquée aux SFC 475, ce qui entraîne la mémorisation de ces états et par conséquent l'affichage du résultat. Après l'impulsion de transfert, une impulsion de remise à zéro appliquée sur les décades autorisera un nouveau cycle de comptage. Ce sont ces mêmes impulsions que nous allons utiliser pour commander notre montage.

Les objectifs que nous nous sommes fixés pour réaliser notre multiplexage sont les suivants :

— économie d'énergie pour l'affichage et pour les CI ;
— économie sur le nombre de composants ;
— coût inférieur à celui d'un montage classique ;
— utilisation de type de CI relativement inhabituel pour l'amateur.

Nous voyons sur la figure 3 l'organisation de notre circuit. Nous y retrouvons les six décades de comptage (SFC 490) qui sont disposées de façon identique que dans le cas de la figure 1. Pour ce qui concerne l'affichage propre-

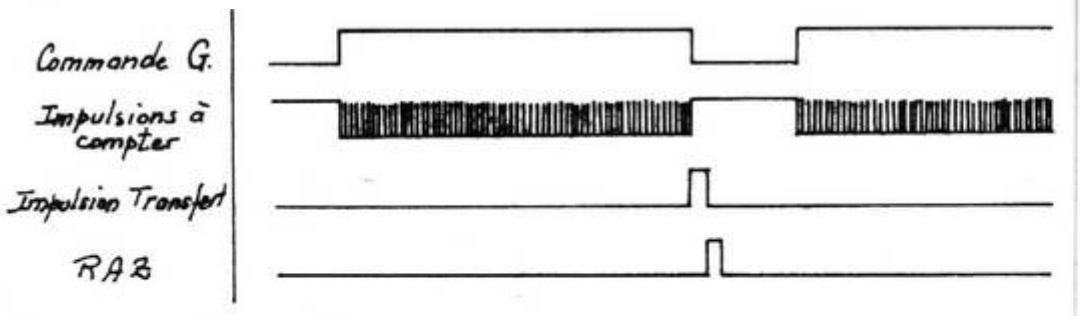


Fig. 2. – Diagramme des signaux « transfert et RAZ ».

ment dit, on aperçoit quelques différences qui sont les suivantes : les sorties des SFC 490 sont reliées aux entrées parallèles des registres à décalage SFC 495 (ces derniers remplacent en quelque sorte les SFC 475) et nous ne trouvons plus qu'un seul CI décodeur BCD/7 segments au lieu de six. De plus, les cathodes homologues des afficheurs sont reliées entre elles et, à travers les résistances R, aux sorties du DM 7447A.

Les anodes des afficheurs ne sont plus reliées ensembles à la ligne d'alimentation positive mais sont connectées chacune aux six sorties de deux autres SFC 495.

Enfin, un SFC 400 et un SFC 493 constituent un générateur de signaux qui va piloter le fonctionnement des registres. La moitié du SFC 400 est utilisée pour réaliser un oscillateur dont la fréquence est de l'ordre de 20 kHz. On peut éventuellement se passer de cet oscillateur dans le cas où une fréquence de cet ordre de grandeur est disponible dans le reste du montage (fréquence de base de temps obtenue par divisions successives des signaux issus d'un oscillateur pilote par exemple). Les signaux à 20 kHz environ sont adressés sur l'entrée Ai du SFC 493 qui est connecté en diviseur par 16 (sa sortie A est reliée à son entrée BDI). Les deux autres éléments du SFC 400 sont utilisés pour élaborer les signaux que nous verrons ci-dessous.

Le schéma de la figure 3 peut paraître plus compliqué que celui de la figure 1 mais le câblage se trouve notablement simplifié, surtout au niveau des afficheurs comme le montre la figure 4.

Quel va être le fonctionnement du circuit ?

Rappelons que nous disposons des signaux « transfert » et « RAZ » et voyons à l'aide du diagramme de la figure 6 les différentes étapes. La première partie du diagramme indique le fonctionnement « en régime de croisière » et nous allons y revenir. Nous commencerons par examiner ce qui se passe lorsque une impulsion transfert apparaît après la fin d'un comptage. L'impulsion « transfert » est appliquée sur les entrées « contrôle de mode » de tous les SFC 495 ce qui a pour effet de « valider » l'entrée d'horloge H2 de ces CI, autorisant ainsi le « chargement » dans les registres des informations présentes sur les sorties des SFC 490 lors d'une transition négative sur cette entrée H2. Cette entrée recevant les signaux de l'oscillateur, le chargement sera quasiment immédiat. Les deux SFC 495 non associés aux décades chargeront également les informations présentes sur leurs entrées et on obtiendra A1 = 1 et B1, C1, D1, A2 et B2 = 0. Ce cas de figure fera que seul l'afficheur dont l'anode est reliée à A1 pourra donner une indication, les autres ayant leur anode au niveau 0.

Mais que voit le décodeur DM 7447A sur ses entrées à ce même moment ? Nous venons de voir que les regis-

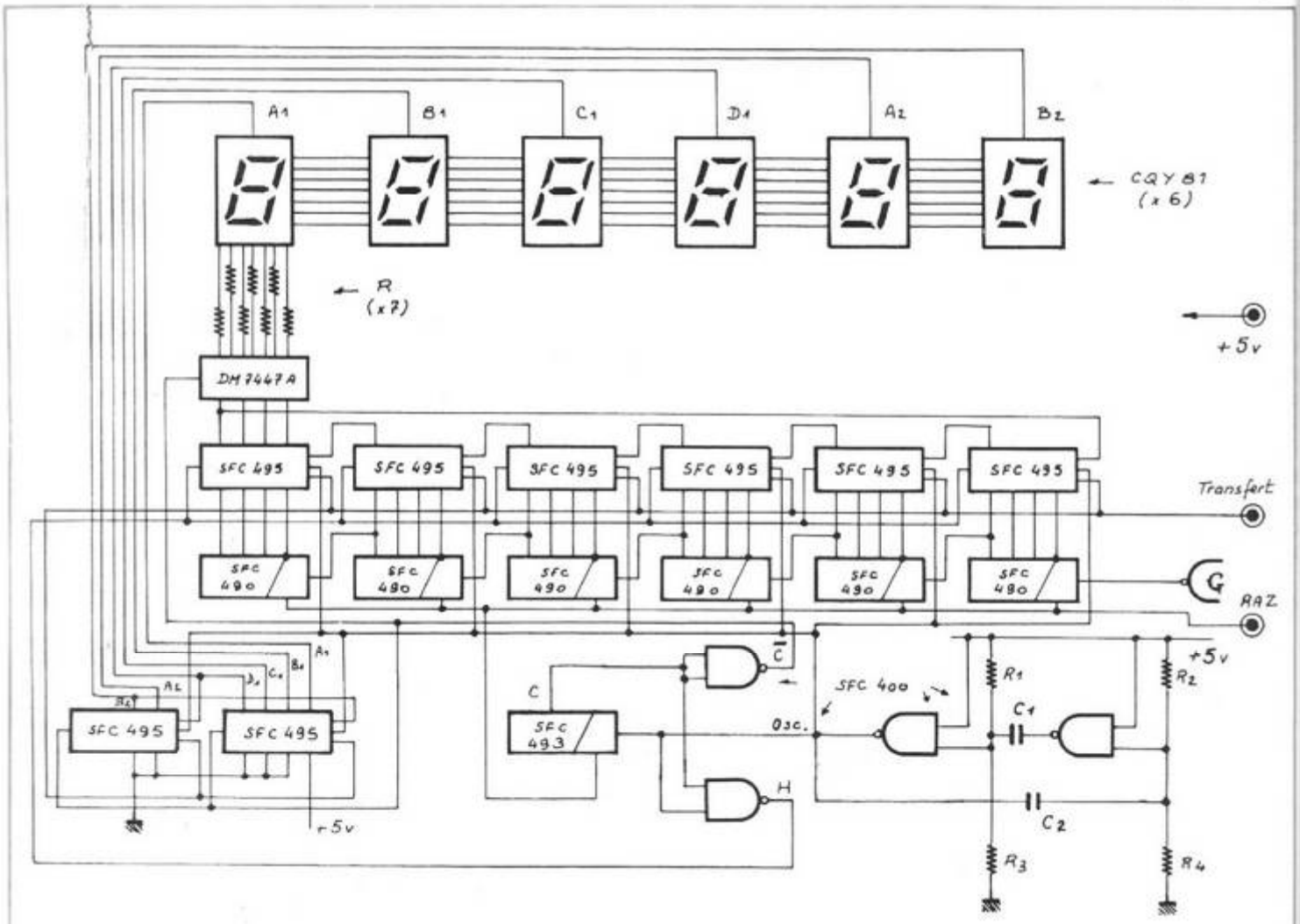


Fig. 3. – Schéma du circuit de multiplexage à registres à décalage.

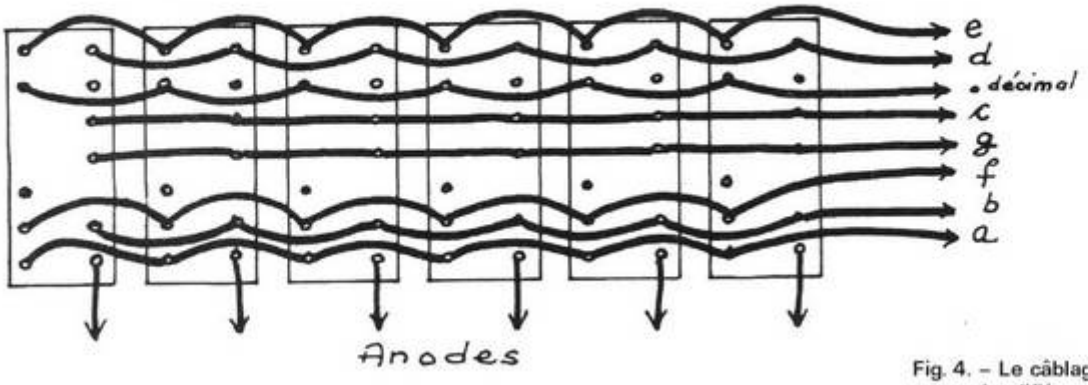


Fig. 4. – Le câblage des afficheurs est notablement simplifié.

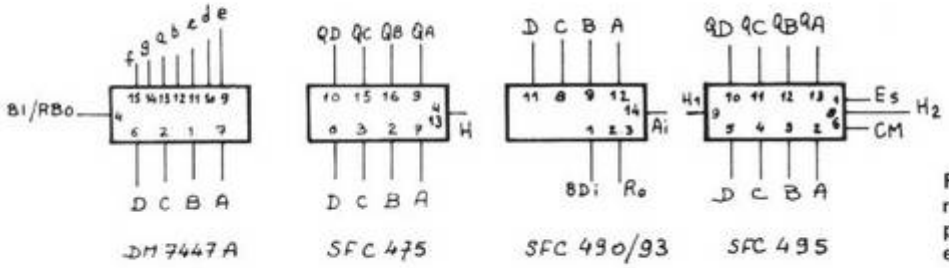


Fig. 5. – Correspondance des connexions des CI représentés sur les figures 1 et 3. Nous n'avons pas représenté ces indications sur les schémas eux-mêmes pour ne pas trop les alourdir.

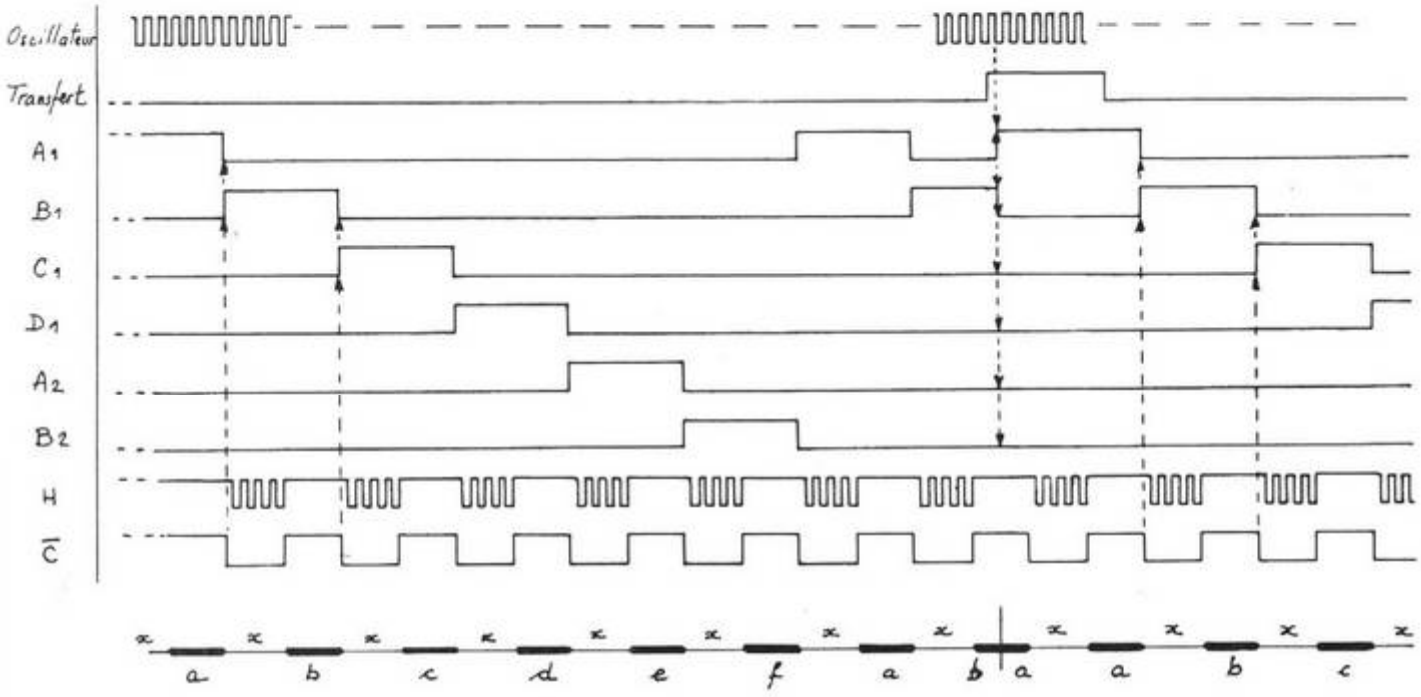


Fig. 6. – Diagramme du fonctionnement du multiplexage.

tres associés aux décades avaient chargé le résultat des décades donc le décodeur verra le résultat obtenu sur la décade correspondant à l'afficheur commandé par A1 ce qui est le but recherché.

Après la fin de l'impulsion de transfert, les entrées « contrôle de mode » de tous les registres reviennent au niveau logique bas ce qui entraîne l'inhibition de l'entrée d'horloge H2 et la validation de l'entrée H1, une transition négative sur cette dernière provoquant le décalage à droite des informations. Précisons également que les six registres des décades sont bouclés sur eux-mêmes, leur sortie série (D) étant reliée à l'entrée série (Es) du suivant de manière à ne pas perdre les informations qui ont été chargées et à les faire « circuler ». Il en est de même pour les deux autres registres.

— Donc, l'entrée contrôle de mode des registres étant au niveau bas, la première transition négative sur les entrées H2 provoquera le décalage :

— d'un cran pour les deux registres de commande des anodes des afficheurs par l'action du signal $\overline{C}$,

— de quatre crans pour les six registres « décades » par l'action du signal H. Ces signaux étant obtenus de façon très classique avec le SFC 493 et la moitié du SFC 400.

DECIMAL OR FUNCTION	INPUTS						BI/RBO	OUTPUTS						
	LT	RBI	D	C	B	A		a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L
6	H	X	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L
10	H	X	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
11	H	X	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L
12	H	X	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L
13	H	X	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L
14	H	X	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L
15	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
BI	X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	H
RBI	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
LT	L	X	X	X	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L

Fig. 7. – Table de vérité du décodeur BCD / 7 seg ments DM 7447A.

Nous aurons donc d'une part A1 = 0, B1 = 1, C1... B2 = 0 et l'afficheur alimenté par B1 sera le seul à pouvoir indiquer un résultat. Les registres « décades » ayant « glissés » de quatre crans, le DM 7447A verra l'état des sorties de la cinquième décade et ce résultat sera donc affiché au bon endroit.

Il en sera de même pour les étapes suivantes que nous voyons sur le diagramme de la figure 6. A partir d'une impulsion de transfert, le cycle sera donc : « a, b, c, d, e, f, a, b... jusqu'à l'apparition de l'impulsion de transfert suivante. Il sera peut être nécessaire de mettre en forme l'impulsion de transfert, celle-ci devant avoir une durée égale à un cycle d'horloge « $\overline{C}$ ». Cette disposition étant destinée à empêcher un décalage intempestif de quatre crans des registres « décades ».

On pourrait objecter que nous risquons de rencontrer un cas de figure où l'affichage serait aberrant, en l'occurence pendant les décalages de quatre crans. Nous remédions à cela en utilisant une propriété du DM 7447A dont la table de vérité extraite du « data book » de National Semiconductor reproduite sur la figure 7 montre qu'en appliquant un niveau logique bas sur l'entrée B1/RBO on amène les sept sorties du CI au niveau haut, quel que soit

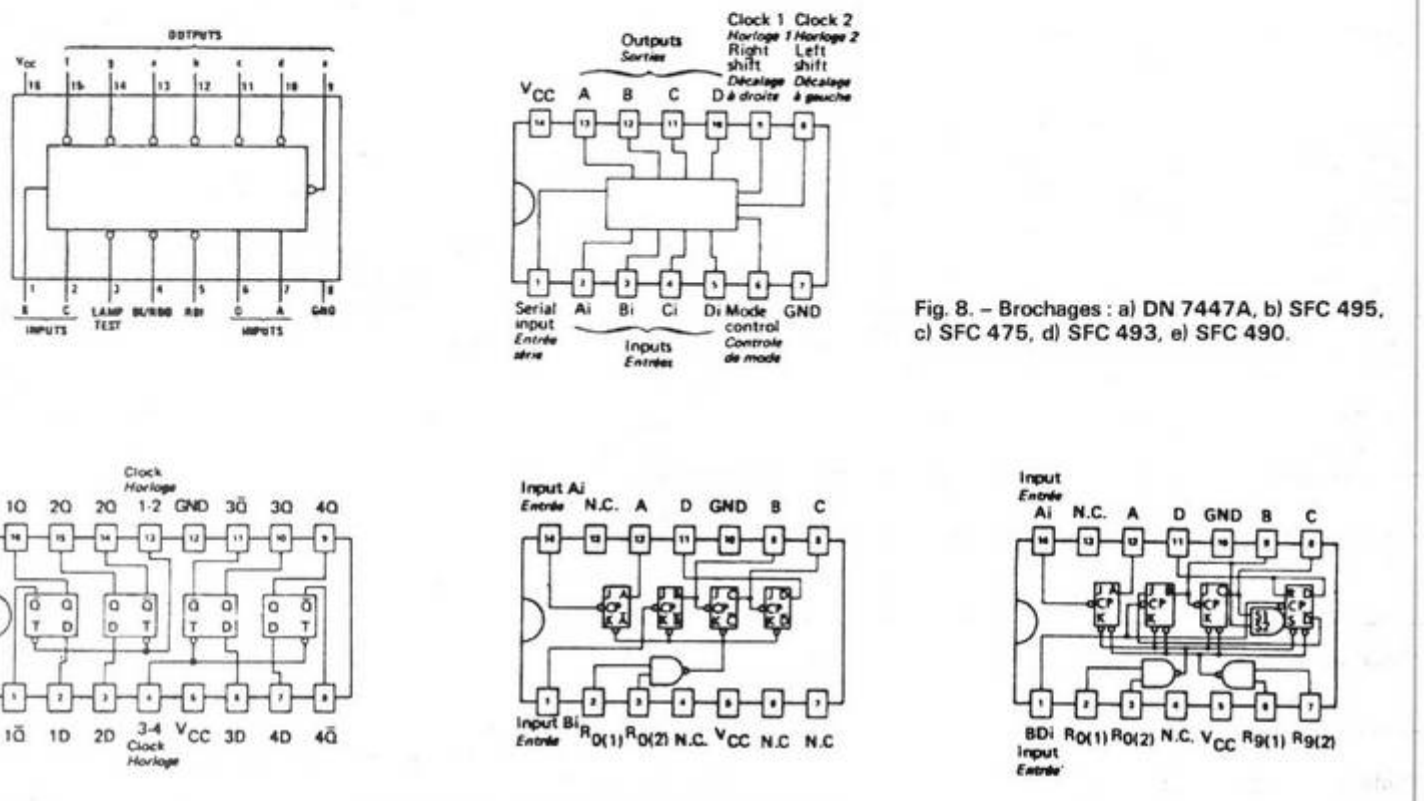


Fig. 8. – Brochages : a) DN 7447A, b) SFC 495, c) SFC 475, d) SFC 493, e) SFC 490.

Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Cathode a	4	Pas de broche	7	Cathode e	11	Cathode g
2	Cathode f	5	Pas de broche	8	Cathode d	12	Pas de broche
3	Anode	6	Cathode (point décimal)	9	non connectée	13	Cathode b
				10	Cathode c	14	Anode

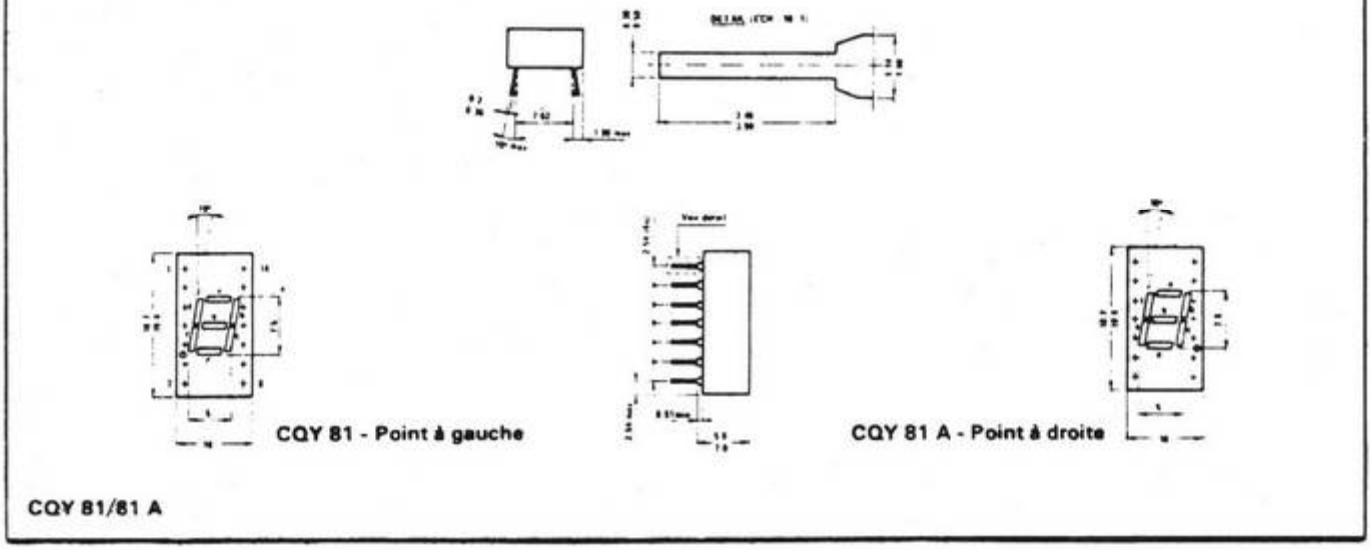


Fig. 9. – Dimensions et brochage de l'afficheur CQY81.

TABLEAU

COMPOSANTS	AFFICHAGE CLASSIQUE		AFFICHAGE MULTIPLEX	
	Qté	Consommat. globale typ. mA	Qté	Consommat. globale typ. mA
DM 7447A	6	360	1	60
SFC 475	6	192	0	
SFC 490/93	6	192	7	224
SFC 495	0		8	400
SFC 400	0		1	14
TOTAL CI	18	744	17	698
Résistances	42		11	
Condensateurs	0		2	
TOTAL	42		13	
Aff. COY 81	6	192 min. 672 max.	6	32 min. 112 max.
Bilan consommation		936 min. 1 416 max.		730 min. 810 max.

Nota : La consommation min. correspond à l'affichage du 1 alors que la consommation max. correspond à l'affichage du 8.

l'état des entrées ABCD (fonction B1). On aura donc l'extinction totale dans ce cas. Comme nous avons relié cette entrée B1/RBO aux signaux « $\overline{C}$ », l'extinction se produira aux instants notés « x » sur le diagramme c'est-à-dire pendant le glissement des informations.

Chaque afficheur sera donc alimenté, à la fois sur son anode et sur ses cathodes, à tour de rôle, la fréquence relativement élevée de fonctionnement et le phénomène de persistance rétinienne de l'œil donnant l'illusion d'un allumage simultané des six afficheurs.

Les registres à décalage jouent donc un double rôle :
— mémorisation des résultats pendant le comptage suivant,
— multiplexage de l'affichage.

Le bilan peut s'établir sous la forme du tableau ci-contre où nous avons mentionné les gains que cette méthode permet de réaliser.

Il peut éventuellement être nécessaire, dans le cas où les afficheurs demanderaient un courant trop important pour être fourni par les sorties des SFC 495, d'ajouter dans les lignes d'alimentation des anodes six transistors NPN genre 2N 2222 montés en émetteur suiveur, les collecteurs étant reliés au + 5 V, les émetteurs aux anodes des afficheurs et les bases aux sorties des registres.

Enfin, nous indiquons sur les figures 8 et 9 les brochages des circuits utilisés, extraits des catalogues SESCOSEM, RTC et NATIONAL.

B. DOUTREMEPUICH

Notre travail: faciliter le vôtre.

OS 140
1 voie.
Bande passante (— 3 dB) : DC à 10 MHz.
Sensibilité : 5 mV/div. à 20 V/div.
Base de temps : 1 µs/div. à 0,1 s/div.

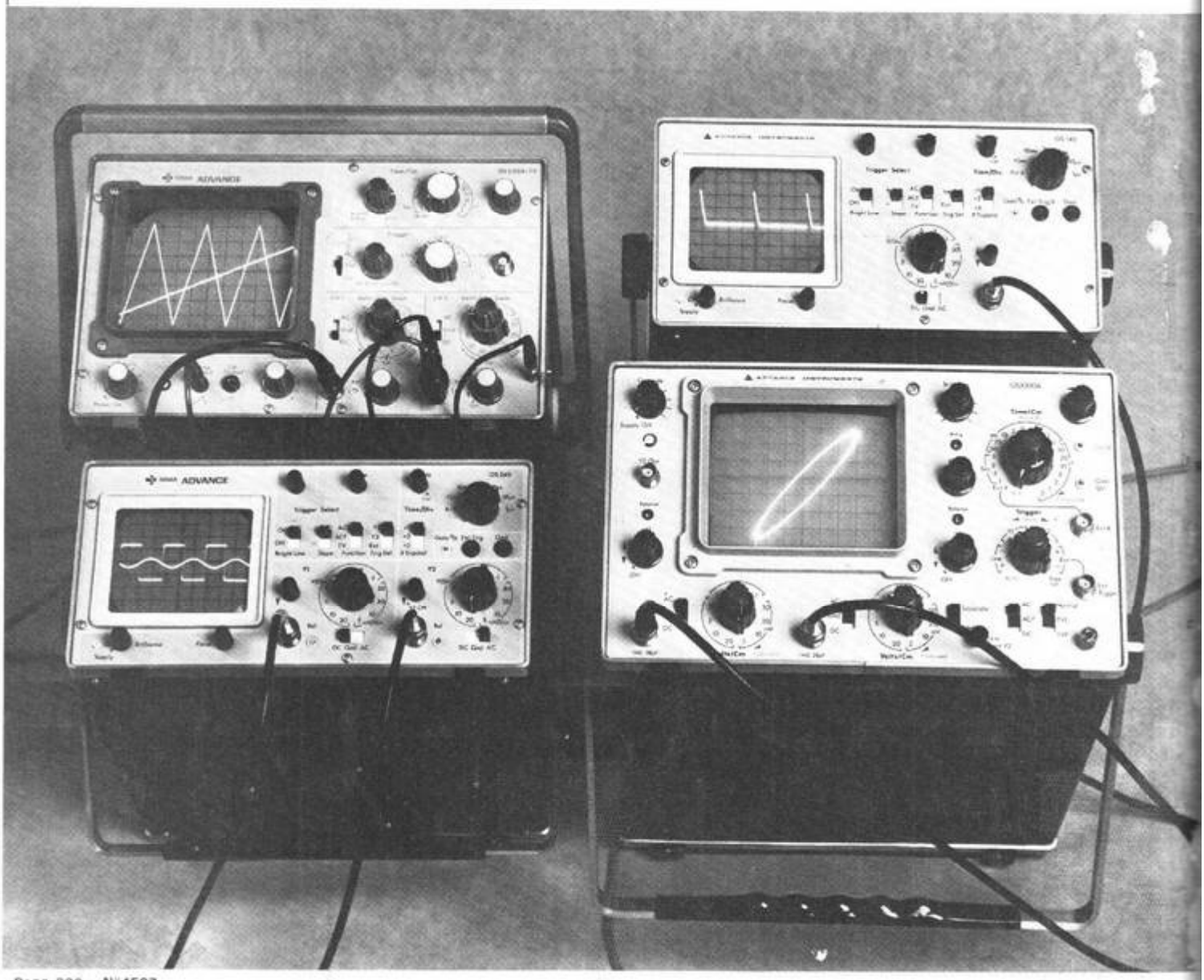
OS 1000 A
2 voies Y1 et Y2.
Bande passante (— 3 dB) : DC à 20 MHz.
Sensibilité : 5 mV/cm à 20 V/cm
(1 mV en cascade).
Base de temps : 0,5 µs/cm à 1 s/cm.
Ligne à retard incorporée.
Synchronisation TV.

OS 245
2 voies CH1 et CH2.
Bande passante (— 3 dB) : DC à 10 MHz.
Sensibilité : 5 mV/div. à 20 V/div.
Base de temps : 1 µs/div. à 0,5 s/div.

OS 250 A
2 voies Y1 et Y2.
Bande passante (— 3 dB) : DC à 10 MHz.
Sensibilité :
2 mV/div. à 20 V/div.
Base de temps :
0,1 µs/div. à 0,5 s/div.
Modèle avec synchronisation TV.

GOULD ALLCO
B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France
Télex 600824 - Tél. 909.10.67.

GOULD



Sachons utiliser notre Oscilloscope

(Suite voir N° 1583)

XI – RELEVÉ DE CARACTÉRISTIQUES

CERTAINS appareils spéciaux, appelés « traceurs de caractéristiques », ne sont pas autre chose que des oscilloscopes spécialement conçus pour afficher sur leur écran les caractéristiques des diodes ou des transistors (et même les réseaux de caractéristiques pour ces derniers), avec tous les étalonnages nécessaires à une mesure rapide. Il est d'ailleurs possible de construire assez aisément un traceur simple, qui s'adapte à n'importe quel oscilloscope pourvu d'une entrée horizontale. Nous y reviendrons ultérieurement.

Pour l'instant, notre but, plus modeste, est de montrer le principe de ces montages, et de prouver que dans quelques cas simples, un appareil ordinaire autorise des examens intéressant.

CARACTÉRISTIQUES D'UNE DIODE DE REDRESSEMENT

Nous englobons sous cette appellation toutes les diodes utilisables soit au redressement proprement dit, soit à la détection ou à des applications similaires. Ne sont donc exclues, finalement, que les diodes zener et les diodes tunnel.

La caractéristique d'une diode est la courbe représentant l'intensité du courant qui la traverse, en fonction de la tension appliquée entre son anode et sa cathode. Elle offre toujours l'aspect de la figure 113. Pour les tensions directes (anode positive par rapport à la cathode) le courant ne croît d'abord que très lentement, jusqu'à une tension de l'ordre de 0,3 V pour le germanium, et 0,5 V pour le silicium. La branche directe se caractérise ensuite par une montée exponentielle de l'intensité en fonction de la tension.

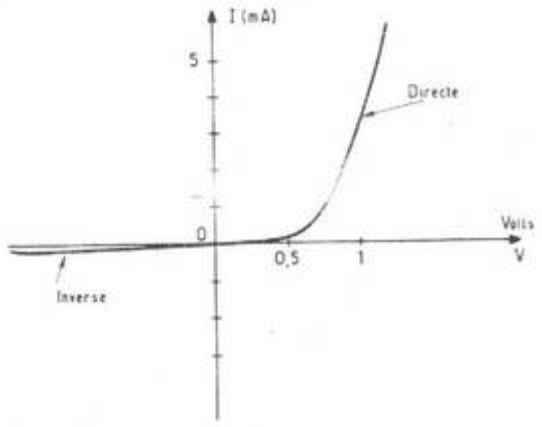


Fig. 113

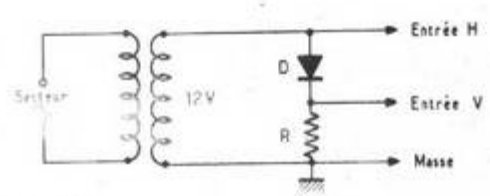


Fig. 114

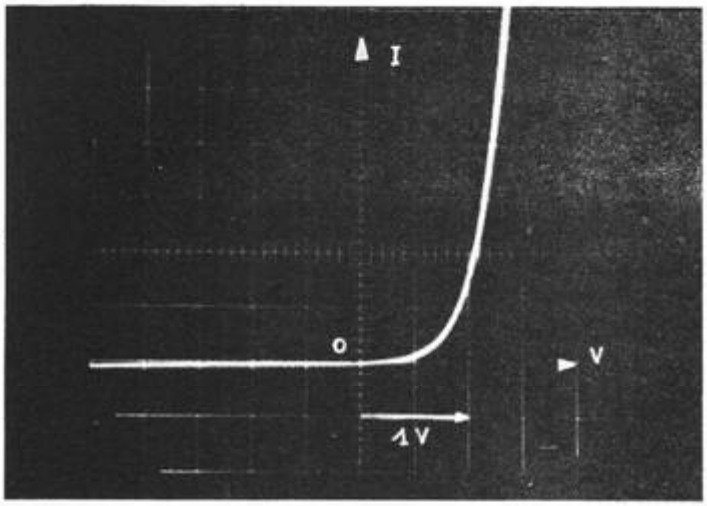


Fig. 115. – Caractéristique d'une diode de redressement.

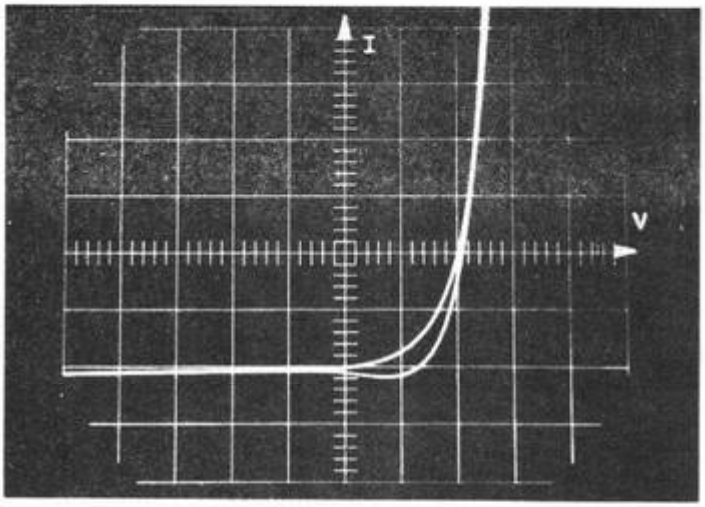


Fig. 116. – Déphasage dû aux capacités parasites.

Avec l'échelle que nous avons utilisée, c'est-à-dire en graduant identiquement l'axe vertical pour les courants positifs (sens anode-cathode) ou négatifs (sens inverse), la branche de la caractéristique qui correspond aux tensions inverses, se confond pratiquement avec l'axe. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des diodes au silicium, caractérisées par leurs très faibles courants de fuite.

EXAMEN OSCILLOSCOPIQUE D'UNE CARACTÉRISTIQUE

Le montage utilisé est celui de la figure 114. On pourra choisir un transformateur délivrant une douzaine de volts au secondaire. Les tensions prises aux bornes de la faible résistance R (50 Ω à 100 Ω), sont proportionnelles au courant qui la traverse, donc à celui qui traverse aussi la diode. On les utilisera pour commander les déviations verticales de l'oscilloscope.

Pour les déviations horizontales, il faudrait utiliser les tensions aux bornes de la diode D. En fait, la nécessité d'une masse commune oblige à y englober la chute de tension dans R. Mais celle-ci est si faible qu'on peut négliger l'erreur introduite.

Le résultat de ces observations est illustré dans l'oscillogramme de la figure 115, relevé sur une diode 1N4004. En repérant d'abord la position du zéro sur l'écran, puis en étalonnant les axes, on peut retirer des renseignements quantitatifs de cette courbe.

L'utilisation d'un générateur BF, à la place du transformateur de la figure 114, permet de travailler à des fréquences plus élevées. On met

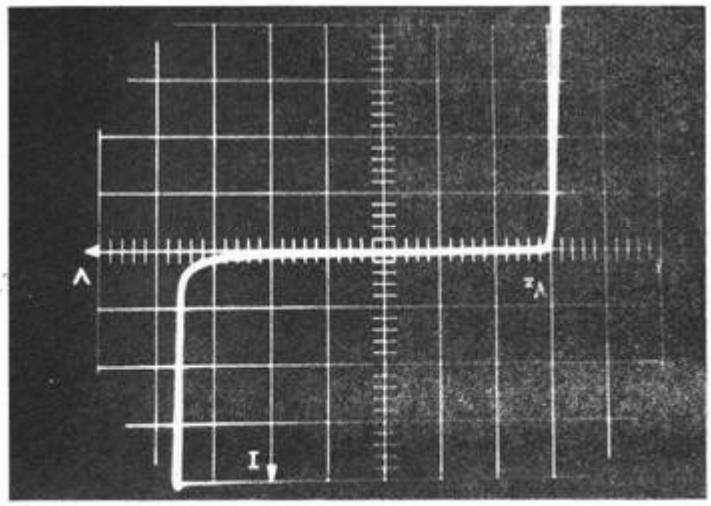


Fig. 117. – Caractéristiques directe et inverse d'une diode zener.

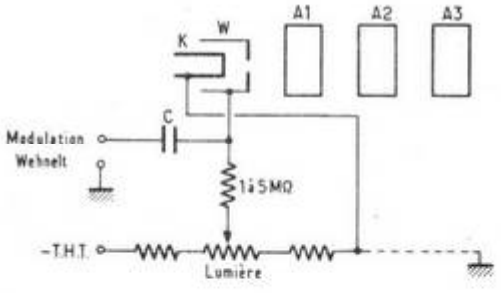


Fig. 118

alors en évidence les déphasages entre le tracé aller et le tracer de retour du spot, provoqué par les capacités parasites (fig. 116).

CARACTÉRISTIQUE D'UNE DIODE ZENER

Le même montage, à condition que le transformateur ou le générateur BF délivre une tension de crête supérieure à la tension d'avalanche, permet d'afficher à la fois la caractéristique directe et la caractéristique inverse d'une diode zener, comme le montre l'oscillogramme de la figure 117.

Là encore, un étalonnage préalable des axes, et un repérage du zéro, autorisent des mesures quantitatives, par exemple celle de la tension d'avalanche. On peut aussi, par cette méthode, comparer rapidement les pentes des branches inverses de plusieurs zener, et choisir celle qui, présentant une résistance dynamique aussi faible que possible, assurera le meilleur coefficient de régulation (on sait que ce résultat est obtenu pour des tensions zener de l'ordre de 6 à 7 V).

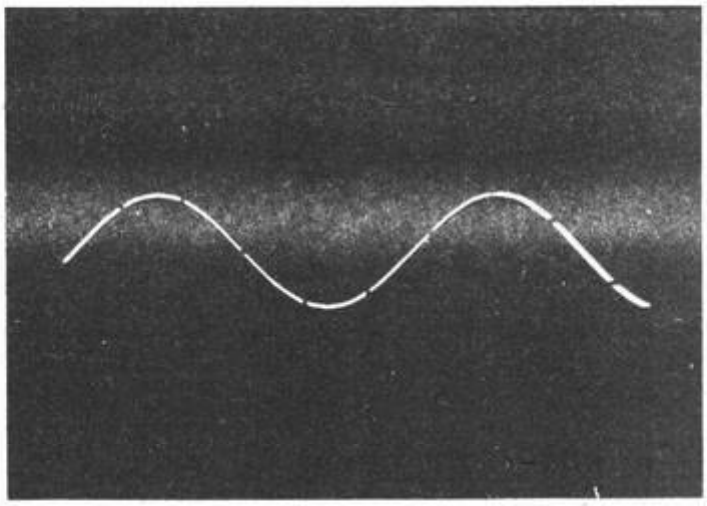


Fig. 119. – La modulation par le wehnelt permet d'étalonner la vitesse de balayage.

XII – UTILISONS LE WEHNELT

La combinaison des déviations horizontale et verticale du spot, permet d'afficher, sur l'écran, des informations à deux dimensions. En attendant l'avènement, pour l'heure hypothétique, et en tout état de cause inaccessible au commun des mortels, d'oscillogrammes à trois dimensions, il reste possible d'exploiter une troisième information, en l'associant aux variations de luminosité du spot.

On se rappelle (fig. 1), la structure du canon à électrons d'un tube cathodique. Le choix de la différence de potentiel entre cathode et wehnelt commande la densité du flux électronique transporté par le faisceau, donc, corrélativement, la luminosité du spot.

Supposons alors qu'à la tension moyenne du wehnelt, fixée par le réglage du potentiomètre de lumière, on superpose un signal alternatif. Il en résulte une modulation de la luminosité.

Pratiquement, le circuit utilisé, sur la majorité des oscilloscopes de service, est celui de la figure 118. Le signal de modulation atteint le wehnelt à travers le condensateur C, destiné à supporter la composante continue, de tension, qui existe inévitablement entre le générateur externe et le wehnelt. On sait en effet que, dans un canon à électrons, les premières électrodes (cathode, wehnelt) sont portées à une tension fortement négative par rapport à la masse : de quelques centaines de volts à plusieurs kilovolts.

Ceci implique d'ailleurs une contrainte sévère au condensateur de liaison C, qui doit supporter cette tension sans risque de claquage. Pareil incident, si par malheur il advenait, entraînerait la destruction inévitable du tube, par pulvérisation cathodique de la couche d'oxydes recouvrant la cathode, en raison de l'intense gradient de potentiel, donc au fort champ électrique, s'établissant alors entre cathode et wehnelt. Pratiquement, on exigera pour le condensateur C une tension de service supérieure d'au moins 50 % à la THT de l'oscilloscope (1 600 V, par exemple, pour une THT de l'ordre de 1000 V).

On notera, par ailleurs,

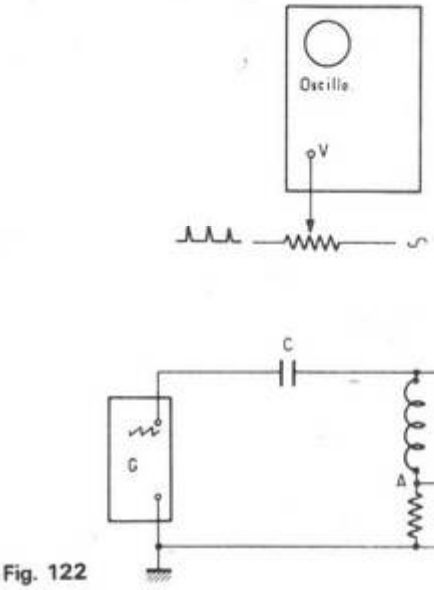


Fig. 120

Fig. 122

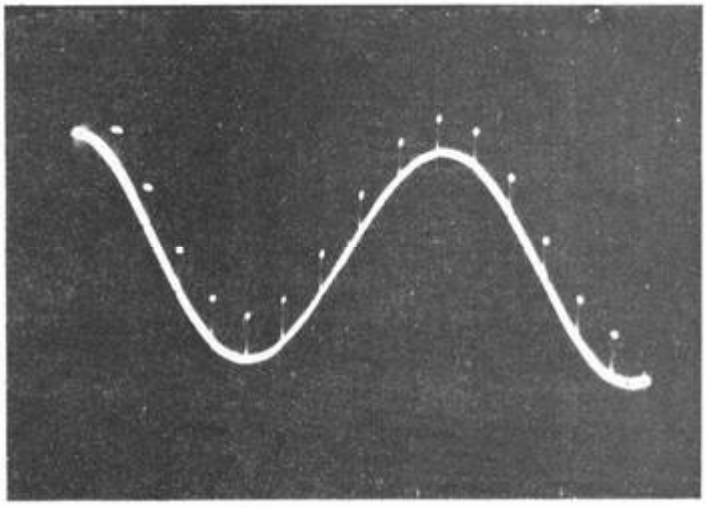


Fig. 121. – Marquage par des impulsions superposées au signal vertical.

l'interposition d'une résistance de forte valeur (1 à 5 MΩ) entre le wehnelt et le curseur du potentiomètre de luminière. Ceci permet d'accéder à de fortes constantes de temps, sans imposer une capacité trop élevée au condensateur C.

MARQUAGE D'UN OSCILLOGRAMME

L'oscillogramme de la figure 119 illustre l'intérêt d'une modulation par le wehnelt. La fréquence de la sinusoïde appliquée à l'entrée verticale étant inconnue, et la vitesse de la base de temps de l'appareil non étalonnée, nous avons modulé le wehnelt par un générateur d'impulsions travaillant à fréquence connue, et réglable.

Le circuit utilisé (fig, 77) est déjà connu de nos lecteurs, puisqu'il a servi à enregistrer les oscillogrammes des figures 78, 79, et 80. Pour obtenir une modulation visible, il convient le plus souvent de disposer d'impulsions de 15 à 20 V au minimum.

Dans le cas de la figure 119, la fréquence de ces impulsions était réglée sur 10 kHz. On en déduit alors aisément la fréquence de la sinusoïde, dont chaque période englobe 5,5 impulsions : elle est égale à 1,8 kHz.

Il serait malhonnête de masquer la difficulté essentielle d'un tel marquage, inhérente à la presque impossibilité de stabiliser rigoureusement les deux fréquences (celle de la tension de modulation et celle du signal étudié). Il en résulte un glissement de la position des points d'extinction, qu'on ne parvient que péniblement à immobiliser sur l'écran.

UN AUTRE MODE DE MARQUAGE

Bien qu'elle repose sur une technique essentiellement différente, nous décrirons ici une autre méthode de marquage, exploitable pour des mesures de fréquence par comparaison entre un générateur inconnu et un générateur étalon, et qui ne fait pas appel à la modulation de luminosité du spot.

Sur l'entrée verticale de l'oscilloscope, on introduit simultanément le signal étudié et de brèves impulsions de tension. Le mélange peut s'effectuer grâce au montage très simple de la figure 120. L'usage d'un potentiomètre, en lieu et place de deux résistances fixes, autorise un dosage facile de l'amplitude relative des impulsions et du signal.

Un exemple d'utilisation de cette méthode est illustré par l'oscillogramme de la figure 121, qui se passe aisément de commentaires.

XIII - LE JEU DE L'ESCARGOT

Le peu de dons dispensés à l'auteur pour la perduration des activités sérieuses, l'incite à loger dans ce treizième volet, et sans pouvoir prétendre à la moindre motivation logique, la description d'une expérience qui ne sert rigoureusement à rien, mais distrait toujours les spectateurs, au long des soirées d'hiver.

Dans le circuit de la figure 122, G est un générateur de dents de scie. Il applique donc périodiquement à l'ensemble RLC des rampes, séparées par de brusques chutes de potentiel correspondant aux retours de la dent de scie.

Seules, ces variations rapides de tension nous intéressent. Elles appliquent en effet au circuit oscillant amorti RLC, des chocs électriques qui entraînent l'établissement d'oscillations sinusoïdales elles aussi amorties. Les oscillogrammes des figures 123 et 124 montrent l'allure de ces phénomènes, enregistrés en branchant l'entrée verticale de l'oscilloscope entre la masse et le point A du schéma de la figure 122.

Or, les tensions disponibles aux bornes de la résistance R d'une part, puis à celles de la self L d'autre part, sont toutes les deux des sinusoïdes amorties, mais déphasées l'une par rapport à l'autre de 90°. Appliquons l'un de ces signaux, pris aux bornes de R, à l'entrée verticale de l'oscilloscope, et l'autre à son entrée horizontale. La combinaison de deux sinusoïdes en quadrature donne, on le sait, un cercle. Ici, comme l'amplitude diminue dans le temps, il en va de même pour le rayon du cercle. On observe alors une spirale, comme le montre l'oscillogramme de la figure 125.

On peut aussi remplacer le signal en dents de scie par des créneaux. Cette fois, les chocs électriques dus aux transitoires étant alternativement positifs et négatifs, donnent lieu à l'inscription de deux spirales de sens opposés. L'enroule-

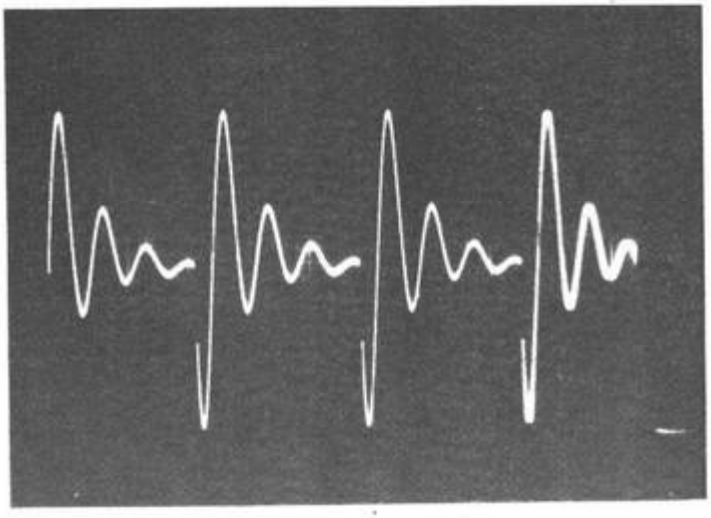


Fig. 123. – Sinusoïdes amorties obtenues avec le circuit de la figure 122.

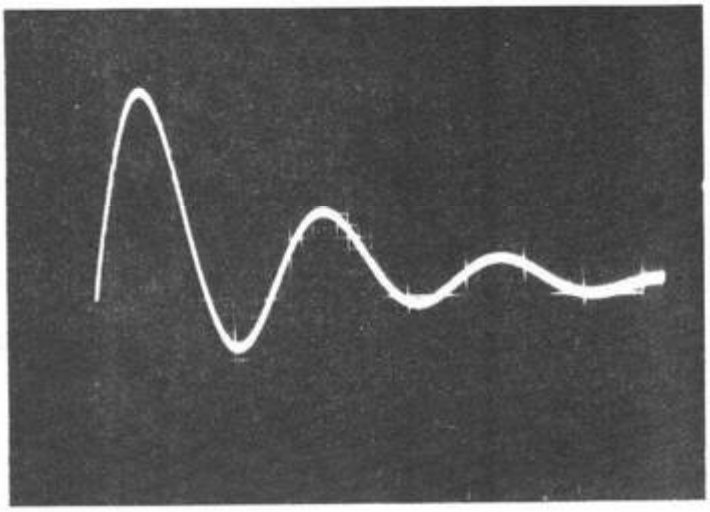


Fig. 124. – Détail d'une période de ce même signal.

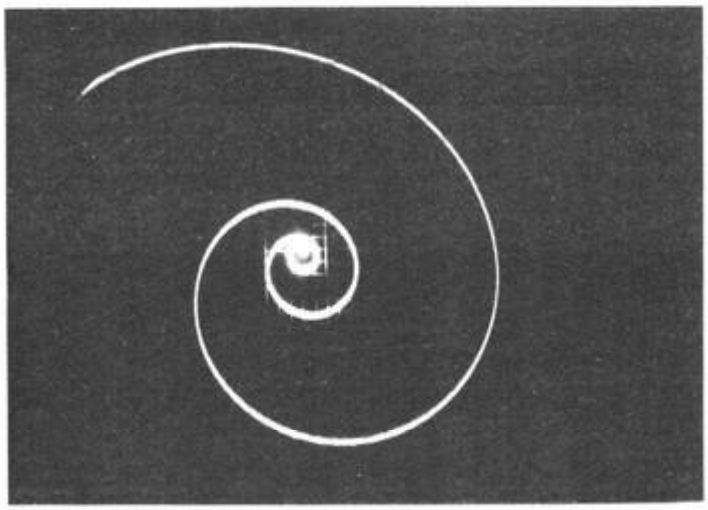


Fig. 125. – La courbe de Lissajous correspondante affecte la forme d'une spirale.

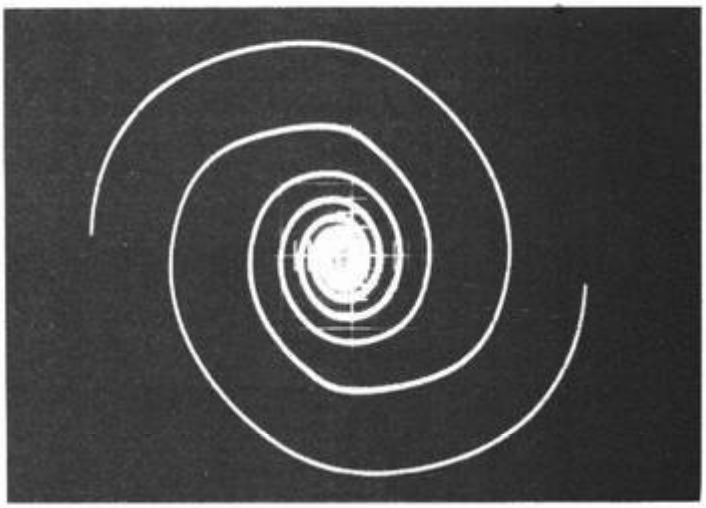


Fig. 126. – En déclenchant les oscillations par un signal rectangulaire, on obtient deux spirales de sens contraires.

ment successivement lévogyre, puis dextrogyre, de ces courbes, évoque indéniablement l'hermaphrodisme d'un enlacement d'escargots, et prouve combien les bonnes revues d'électronique françaises ne le cèdent en rien, sur le plan d'un érotisme hautement intellectualisé, aux publications suédoises (et pour une dépense très sensiblement inférieure). On trouvera à la figure 126 un exemple d'oscillogramme enregistré dans ces conditions.

Pratiquement, et en travaillant à des fréquences de 10 Hz à quelques dizaines de hertz, nous avons pu enregistrer tous les oscillogrammes illustrant cette partie en choisissant, pour L, le primaire d'un transformateur Audax TRS 20 (transformateur de sortie pour poste à transistors). Le condensateur C avait une capacité de 220 μF, et nous utilisons une résistance de 100 Ω à 220 Ω, suivant les amortissements désirés.

R.R.

Vous pouvez selon votre plaisir

- Ecouter vos disques mono ou stéréo.
- Ecouter tous les postes Radio AM et FM (stéréo).
- Ecouter les cassettes du marché (mono ou stéréo).
- Enregistrer sur cassette et reproduire les émissions radio en mono et stéréo (FM).
- Enregistrer sur cassette et reproduire n'importe quel disque.
- Enregistrer vous-même sur cassette en mono ou stéréo (avec des micros) musique ou commentaire de votre choix.

avec cette chaine hi-fi d'un rapport Qualité Prix Exceptionnel

HIFI-WAY vous présente sa CHAINE HI-FI Stéréo Compacte 7220

Veuillez m'adresser votre documentation
Nom .....
Adresse. .....

HIFI-WAY -
36, Bd de la Marne - 94130 Nogent-sur-Marne - Tél. : 873.40.36

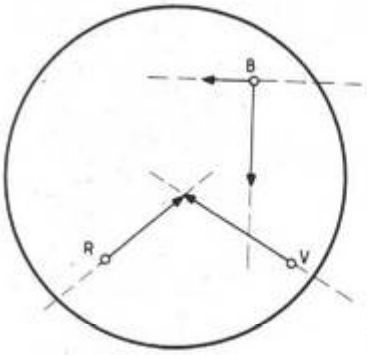


Fig. 8. – Réglage de convergence latérale.

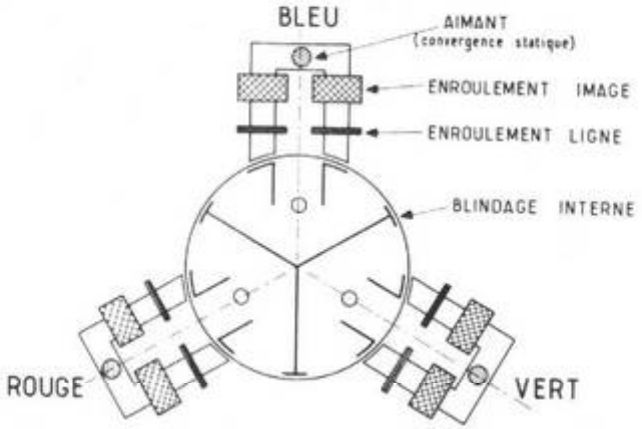


Fig. 9. – Coupe de l'unité de convergence radiale.

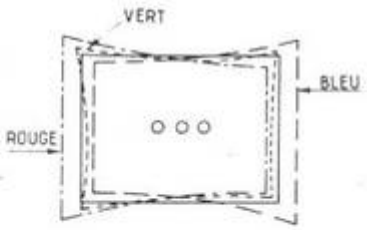


Fig. 10. – Erreurs de convergence d'un tube co-planaire.

l'écran à l'aide des aimants circulaires. Deuxièmement : réglage sur toute la surface de l'écran par déplacement du déviateur.

Puisque les canons sont disposés en triangle autour de l'axe géométrique du tube, on se rend bien compte qu'il en résulte des difficultés d'autant plus grandes que le balayage s'éloigne du centre de l'écran. Les 3 faisceaux au lieu de converger vers un même point du masque, peuvent avoir 2 ou 3 points d'impact. Ces défauts sont corrigés par un réglage spécial qui fera converger les 3 faisceaux vers un même point. Ce sont ces réglages de convergences qui sont si nombreux pour le tube à masque.

Nous avons représenté sur la figure 7 les erreurs de convergence à la périphérie de l'écran, c'est-à-dire aux endroits où elles sont les plus importantes.

On voit sur la figure 5 qu'il y a 2 groupes bien distincts de composants pour le réglage des convergences.

L'unité de convergence latérale à pour but de faire coïncider les 3 faisceaux en un seul point. Si, en effet, deux faisceaux convergents se rencontrent forcément en un point, il est beaucoup plus difficile de faire rencontrer en un même point les 3 faisceaux (fig. 8). C'est pour cela qu'un réglage de convergence latérale, appelé plus souvent « bleu latéral », est placé sur le col du tube. Le composant chargé de cette correction est un circuit magnétique n'agissant que sur le canon bleu. La variation du champ magnétique est réalisée par le déplacement d'un aimant permanent. Il s'agit d'un réglage statique valable seulement au centre de l'écran. Le réglage dynamique est réalisé par 2 bobines placées sur le même circuit magnétique, traversées par un courant parabolique. (L'amplitude du courant est d'autant plus grande que l'on s'éloigne du centre).

L'unité de convergence radiale a pour but de corriger les erreurs représentées sur la figure 7. La correction de ces défauts de convergence est effectuée par 3 champs magnétiques agissant chacun sur un faisceau électronique. Ces circuits magnétiques sont réalisés par des noyaux en ferrite disposés sur le col du tube. Chaque noyau possède deux enroulements, l'un traversé par le courant de correction dans le sens horizontal, l'autre traversé par le courant destiné à corrigé les écarts dans le sens vertical. Chaque noyau possède aussi un aimant permanent réglable dont le rôle est de corriger les défauts de convergence au centre de l'écran (fig. 9). A l'intérieur du col existe également des pièces magnétiques, complétant les circuits magnétiques extérieurs et réalisant un champ magnétique bien homogène. Un blindage magnétique est également prévu pour éviter toute intéraction entre les 3 réglages.

Un autre défaut, dont nous avions parlé dans notre article sur le tube cathodique noir et blanc est la déformation géométrique en coussin.

Dans le cas du shadow-mask il est impensable d'utiliser des aimants de correction comme cela est fait en noir et blanc : la pureté des couleurs en souffrirait. On utilise un transducteur qui modifie le courant de balayage ligne et trame.

Nous reparlerons de ces composants et de leurs circuits dans un prochain article.

Un palliatif aux défauts de convergence : les tubes co-planaires :

Dans les tubes co-planaires, appelés aussi tubes « à fentes » dont les dérivés sont le tube 20 AX de Philips et le P.I.L. de R.C.A.-Vidéocolor, les 3 canons sont placés non pas au sommet d'un triangle, mais sur une ligne horizontale.

Lorsqu'on se trouve face à l'écran, on a respectivement de gauche à droite les canons rouge, vert et bleu. Le canon vert se trouve donc ainsi dans l'axe principal du tube, il n'y a donc pour lui aucun problème de convergence.

La figure 10 représente les erreurs de convergence pour ces tubes.

Le bloc de convergence a donc, de ce fait seulement 2 parties, l'une destinée au faisceau du rouge, l'autre au faisceau du bleu. Comme pour le tube shadow-mask, chaque segment de convergence comporte un enroulement pour la correction « ligne » et un autre pour la correction « trame ».

Une autre solution employée est une correction à 4 pôles incorporés dans le déviateur, soit par enroulement toroïdal à 4 bobines, soit par une répartition du courant dans les 2 moitiés de l'enroulement du déviateur.

Aspect extérieur d'un tube-image couleur.

Extérieurement, un tube image qu'il soit monochrome ou couleur a le même aspect. Pour les derniers, le champ magnétique terrestre pouvant avoir un effet faible, mais perceptible, il faut employer un blindage magnétique placé autour du cône du tube, avec une boucle traversée par un courant alternatif décroissant lors de la mise sous tension.

La surface de l'écran est polie extérieurement. Le verre est légèrement gris, son coefficient de transmission est d'environ 52 % ; grâce à cela, il y a atténuation des reflets des sources lumineuses se trouvant dans la pièce où se trouve le téléviseur. Les rayons X, déjà d'une très faible puissance, qui sont créés par les électrons accélérés par les 25 kV, sont amortis par une couche d'oxydes métalliques, puis complètement anéantis par l'épaisseur du verre de la dalle.

J. PATTE

PETITS MONTAGES ELECTRONIQUES

CHARGEUR RÉGULÉ D'ACCUMULATEURS 12 V

PROPOSÉ par General Electric, le chargeur de batteries, représenté à la figure 1 permet la charge d'accumulateurs de 12 V, ce qui convient entre autres, aux accumulateurs d'automobiles.

Cet appareil fonctionne à partir du secteur avec séparation galvanique de celui-ci, par le transformateur-abaisseur de tension TA.

Le primaire P doit être adapté à la tension du secteur dont on dispose. Si celui-ci est de 110-120 V, le fusible sera de 2 A. Si la tension du secteur est de 220-240 V, le fusible sera de 1 A.

On prévoira un secondaire de 12 + 12 V. Le maximum de courant de charge est de l'ordre de 8 A, sous 12 V, ce qui correspond à une puissance de 96 W. L'enroulement secondaire est de 10 A.

On utilise, dans ce montage deux diodes redresseuses, CR_3 et CR_4 du type GE-X4, en bialternance. Le — est à la prise médiane du secondaire de 24 V et le + aux cathodes réunies des redresseuses. Un ampèremètre M de 0 — 10 A, indiquera en chaque moment, le courant de charge des batteries branchées aux bornes (+) et (—) indiquées sur le schéma.

FONCTIONNEMENT

Voici quelques indications sur le système régulateur. Celui-ci agit dès que la charge doit cesser, ce qui se produit au moment où le maximum de tension est atteint aux bornes de la batterie. En ce moment, la charge est automatiquement arrêtée.

Si le chargeur est connecté sur une batterie déchargée, il passera automatiquement à l'état de procéder à la charge.

On voit que ce dispositif permet aussi l'entretien permanent de la pleine charge de batteries.

Dans le cas de batteries de véhicules, autos, cars, camions, la charge est rapide et les batteries ne peuvent être surchargées donc, endommagées.

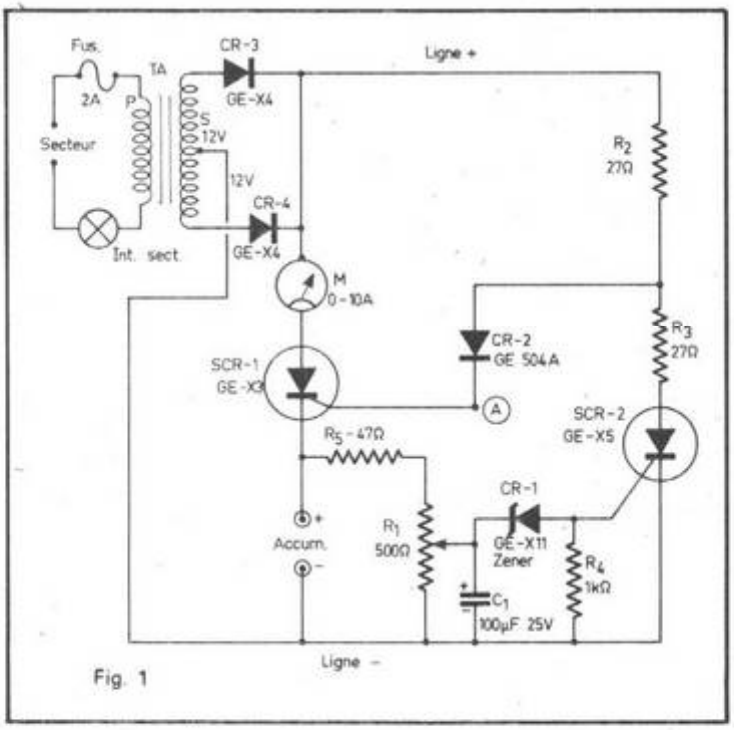


Fig. 1

Après redressement, le thyristor SCR 1 en série avec l'ampèremètre M et avec la batterie, branchée correctement, agit comme interrupteur automatique.

Tant que la tension de la batterie est faible, SCR 1 reçoit un signal positif sur la gâchette, par l'intermédiaire de la résistance R_2 et de la diode CR_2.

Le thyristor SCR 1 est apte à commuter vers la conduction durant chaque cycle de la tension d'alimentation. De ce fait, le courant de charge passe et charge la batterie.

Lorsque la tension de la batterie s'approche du maximum correspondant à la pleine charge, la tension qui apparaît aux bornes du condensateur C_1 de 100 μF, 25 V, est suffisante pour rendre conducteur SCR 2, par l'intermédiaire de la diode zener CR 1.

Dans ces conditions, la tension du point 1 (gâchette du thyristor SCR 2 et cathode de CR 1) est brusquement abaissée à une valeur inférieure à celle de la batterie, grâce à l'action du diviseur de tension

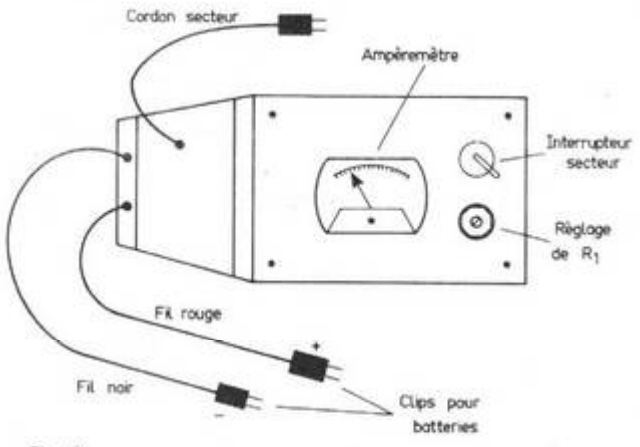


Fig. 2

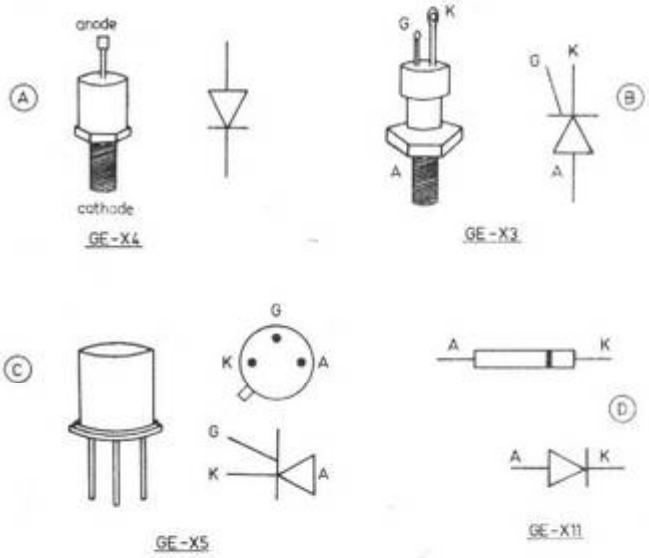


Fig. 3

constitué par R_3 SCR 1 et R_2. Le thyristor SCR 1 ne peut alors recevoir un signal positif sur la gâchette et par conséquent devenir conducteur.

L'action de charge cesse jusqu'à ce que la batterie soit à nouveau déchargée.

On réglera R_1, unique dispositif variable de l'appareil, de la manière suivante :

a) Brancher aux bornes + et —, une batterie chargée donc ayant atteint le maximum de tension. On pourra utiliser la batterie qui vient d'être chargée par l'appareil.

b) Brancher l'appareil au secteur.

Il faut que la charge cesse, donc :

c) Régler R_1 pour obtenir ce résultat.

d) En branchant aux bornes + et — une batterie déchargée, retoucher R_1 pour que la charge commence. L'ampèremètre est facultatif et peut être remplacé par une connexion. Il est toutefois utile, car il indique le courant de charge, à tout moment. On pourrait aussi, pour rendre l'appareil encore plus pratique, connecter un voltmètre 0 — 15 V continu, aux points + et — de sortie. Tous les semi-conducteurs cités sont des General Electric, représenté en France.

Le transformateur est d'un type courant. Les puissances nominales des résistances sont : R_1 : 2 W ; R_2 et R_3 : 5 W ; R_4 : 0,5 W ; R_5 : 1 W.

Voici à la figure 2 un aspect pratique de l'appareil. Sur le panneau avant, on fixera l'ampèremètre, l'ajustable R_1 et l'interrupteur secteur.

Deux cordons, rouge et noir, laissant passer un courant de 15 A, permettront le branchement de la batterie. Un autre cordon connectera l'appareil au secteur.

BRANCHEMENT DES SEMI-CONDUCTEURS

A la figure 3 on donne l'aspect et le brochage des semi-conducteurs utilisés dans le chargeur régulé 12 V de la figure 1. En (A) l'aspect de GEX 4, diode redresseuse. La cathode peut se fixer par vis sur une plaquette dissipatrice de chaleur. L'examen du schéma permet de voir que les deux cathodes sont réunies au + donc, la plaquette devra être isolée de la ligne négative.

En (B) on donne l'aspect du thyristor GE – X 3. L'anode A pourra se visser sur une plaquette au + de sortie. La gâchette G a une patte plus courte que la cathode K.

En (C) on montre le GE – X 5. L'embase est vue de dessous, la gâchette en haut, la cathode à gauche et l'anode à droite.

En (D) la diode GE — X 11 se présente sous la forme d'un tube à deux fils. Celui de cathode K est le plus près du repère.

Il convient de noter que le schéma de la figure 1 peut servir de point de départ pour un plan de câblage. Il n'y a qu'un seul croisement, entre le fil relié à la prise médiane du secondaire et une extrémité de cet enroulement. Un transformateur à plusieurs prises au primaire peut être utilisé.

STABILISATEUR SÉRIE À SORTIE 12 V 0 À 2 A

A la figure 4 on donne un schéma de stabilisateur de 12 V 0 à 2 A, à partir d'une tension non régulée pouvant varier entre 17 et 22 V. La source de cette tension peut être une batterie ou la sortie filtrée d'un redresseur.

Ce montage est proposé par ITT et les semi-conducteurs figurant sur le schéma sont fabriqués par cette société. On les trouve partout en France.

Dans cet appareil, on trouve un stabilisateur série très simple avec un amplificateur d'erreur, qui amplifie un signal proportionnel à la différence entre le signal existant et celui de référence.

Le signal différence, amplifié, commande le régulateur série. Grâce à ce montage, on obtient un facteur de stabilisation supérieure et une résistance de sortie plus faible, que dans un montage stabilisateur de configuration normale.

Le transistor BC 170 B (Q_3) fonctionne comme amplificateur d'erreur.

Sa base B, reçoit une tension de polarisation d'un diviseur de tension, composé d'une chaîne de résistances, R_5, R_6, R_7 dont une variable, R_6.

Remarquons que le circuit R_7, R_6, R_5 est connecté à la sortie 12 V, donc à la tension régulée.

L'émetteur de Q_3 est relié à la diode zener ZPD 6,2 de 6,2 V qui sert de source de tension de référence. Cette diode est en série avec R_8 de 56 kΩ reliée à la ligne positive de sortie.

Les transistors Q_1 et Q_2 constituent un montage Darlington. Cette paire de transistors peut être considérée comme un transistor unique monté en série, à gain élevé de courant et impédance d'entrée de forte valeur.

La base de Q_1 reçoit du collecteur de Q_3, le signal d'erreur amplifié. Ce Darlington est en série avec la charge

de sortie. Remarquons que Q_1 et Q_2 sont montés en collecteur commun.
Si la tension de sortie e_s augmente, la base de Q_3 devient plus positive, ce qui fait augmenter le courant de collecteur. De ce fait, la tension de la base de Q_1 diminue. Finalement la tension de sortie e_s est réduite, ce qui corrige l'augmentation qui a provoqué cet effet régulateur.

En réglant le potentiomètre de 100 kΩ, R_4, on réduira l'influence de la variation de e_i sur e_s.

Un facteur de stabilisation de 100 peut être atteint. D'autre part, le potentiomètre de 250 Ω, R_6 est un réglage de la tension de sortie. La résistance variable de 150 milliohms (0,15 Ω) permet de réduire la résistance de sortie de ce stabilisateur.

Le transistor de puissance 2N 3055 (Q_3) doit être monté sur un radiateur dont la résistance thermique est inférieure (donc plus favorable) à 5 °C/W. Le BC 140 (Q_1) doit être monté avec un dissipateur type KS 1 de ITT.

Ce circuit peut fonctionner à une température ambiante jusqu'à + 45 °C.

Il ne faut pas court-circuiter la sortie car ce montage n'est pas muni d'une sécurité contre cet accident.

Le brochage des semiconducteurs du stabilisateur de la figure 4 est indiqué à la figure 5.

En (A) le BC 170 B. L'embase est vue avec les fils vers l'observateur et la partie plate du boîtier vers le bas.

En (B) le BC 140-6, vue avec les fils vers l'observateur. Le fil haut est la base B, celui de gauche est l'émetteur E et le fil de droite est le collecteur C.

En (C) on voit l'embase métallique du 2N 3055, transistor de puissance.

L'émetteur E et la base B, se présentent comme deux tiges (ou fils rigides) sortant du boîtier par des œillets isolants. Le collecteur est relié au boîtier métal du type T 03. Ce transistor doit être muni de la plaquette de mica isolante et être monté sur radiateur selon les règles de l'art.

En (D) on montre la diode zener ZPD 6,2 en tube de verre.

On distinguera aisément le fil d'anode A, du fil de cathode K.

REMPLACEMENT AUTOMATIQUE D'UNE LAMPE TÉMOIN

Proposé par ITT, voici à la figure 6 un montage de sécurité ayant la fonction suivante.

Ce montage remplace une lampe témoin unique. Il comporte deux transistors et deux lampes de 12 V 0,1 A dont une seule L_1 est allumée normalement, remplissant la fonction de la lampe témoin.

Si toutefois L_1 s'éteint pour une raison quelconque, telle que mauvais contact ou coupure de son filament par usure, la lampe L_2 s'allumera à sa place et remplira la même fonction tout en avertissant les utilisateurs que L_1 doit être remplacée, ou mieux, fixée si elle est dévissée.

Le fonctionnement de ce circuit est assez simple. Tant que L_1 est allumée, le courant de base la traverse. La base de Q_1 est alors polarisée à une certaine tension E_b déterminée par le diviseur de tension $L_1 - R_2$. Dans ces conditions, le transistor Q_1 est conducteur, la valeur des résistances de L_1 et de R_2 étant calculés pour obtenir cet état.

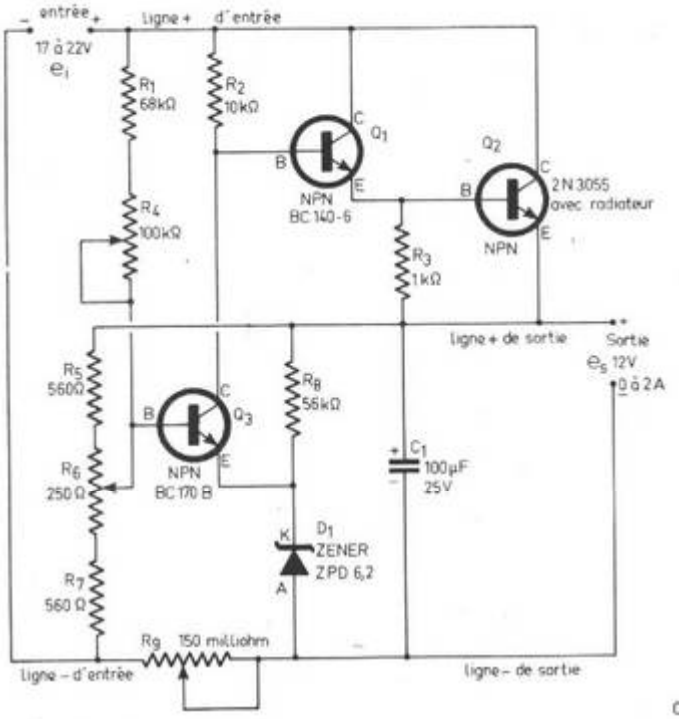


Fig. 4

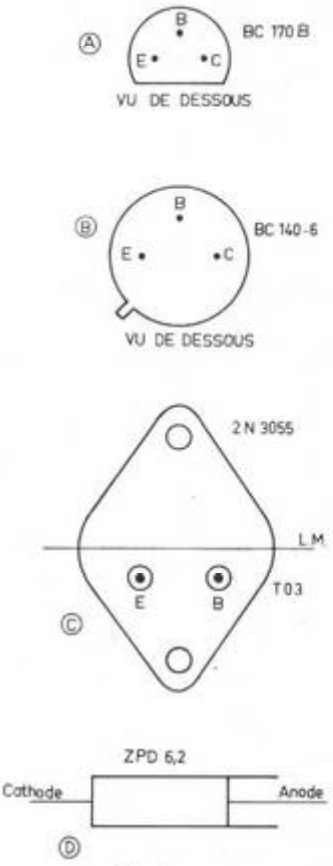


Fig. 5

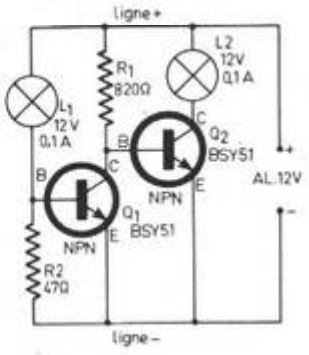


Fig. 6

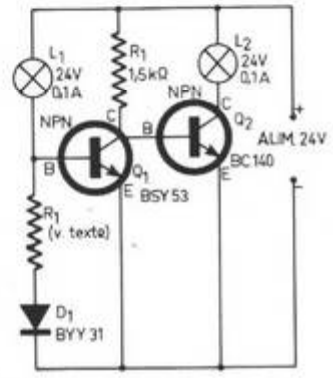


Fig. 7

Il y a alors un courant de collecteur traversant la résistance R_1 de 820 Ω provoquant sur ce collecteur une chute de tension. Comme la base de Q_2 est reliée directement au collecteur de Q_1, sa polarisation est réduite et de ce fait, le courant de collecteur est faible, donc la lampe L_2 sera éteinte.

Supposons maintenant que la lampe L_1 soit éteinte, donc rupture de toute liaison entre la base de Q_1 et la ligne positive. La base de Q_1 n'est alors polarisée que par R_2 de 47 Ω et le transistor se bloque. Il en résulte un courant nul de collecteur et dans la résistance R_1.

La base de Q_2 est alors fortement polarisée positivement, Q_2 devient conducteur et un courant élevé circule entre le collecteur et la ligne positive, c'est-à-dire dans la lampe L_2 qui s'allume.

Ce montage peut être modifié pour être alimenté sur une tension différente, par exemple 24 V sous 50 ou 100 mA. Dans ce cas on procèdera aux changements indiqués ci-après.

Il faudra d'abord adopter des transistors pouvant être alimentés sous une tension plus élevée, par exemple $Q_1 = Q_2$ = BSY 53. La résistance R_1 sera alors augmentée jusqu'à 1,5 kΩ au lieu de 820 Ω comme précédemment. Cela convient dans le cas de lampes de 24 V, 0,05 A, donc de même puissance que précédemment : 24 . 0,05 = 1,2 W.

Si on emploie des lampes de puissance plus grande, le transistor Q_2 sera du type plus puissant, BC 140, dont le courant du collecteur est plus élevé que celui du BSY 51.

On notera que la plus grande partie du courant filament de L_1 passe par la jonction base-émetteur de Q_1. Cela peut donner lieu à un courant dépassant le maximum permis pour ce transistor.

On montera alors une diode au silicium du type BYY 31 en série avec une résistance de quelques ohms, à la place de R_2 de 47/Ω.

Le montage ainsi modifié est indiqué à la figure 7. Voici le brochage des transistors proposés (des ITT) :

BSY 51 (voir figure 8). L'embase orientée vers l'observateur comporte un ergot près duquel se trouve le fil d'émetteur E. La base est alors au-dessus et le collecteur à droite.

Le BSY 53 se présente avec un brochage identique à celui du BSY 51.

En ce qui concerne le BC 140, voir figure 5.

Fig. 8

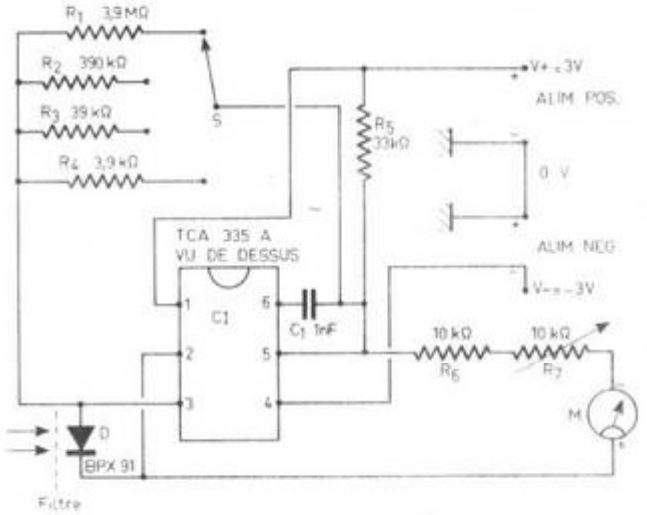


Fig. 9

LUXMÈTRE À CI TC 335 A

Les luxmètres sont utilisés dans les mesures de l'éclairement. L'unité de mesure d'éclairement est... le lux.

A la figure 9 on donne le schéma d'un luxmètre proposé par Siemens, utilisant peu de composants, grâce à l'adoption d'un circuit intégré TCA 335 A.

L'élément sensible est la photodiode BPX 91 et l'indicateur est un galvanomètre de 100 μA de déviation totale. Dans le système optique, il faut inclure un filtre spécial type BG 38, 2 mm, fabriqué par Schott à Mayence (Mainz) Allemagne, qui s'adapte à la photodiode choisie, de manière à ce que sa sensibilité spectrale corresponde à celle de l'œil humain.

D'autre part, avec cet instrument, la gamme totale des sensibilités se trouvera entre 100 et 100 000 lux, par quatre gammes décimales : 0 à 100 lux, 0 à 1 000 lux, 0 à 10 000 lux et o à 100 000 lux.

En analysant le schéma, on voit que la photodiode au silicium BPX 91 est montée entre les deux entrées du circuit intégré : l'anode à la broche 3, entrée non inverseuse et la cathode à la broche 2, entrée inverseuse. La broche 2 est réunie à la ligne médiane (ou « masse ») point commun des deux alimentations de 3 V chacune. Le + alimentation positive est à la broche 1, le — alimentation négative et au point 4 et la sortie est au point 5. Lorsqu'on effectue la mesure, par lecture du courant du microampèremètre M l'erreur commise est :

$$F = \frac{I_i\ D}{E_v\ S} \quad (1)$$

expression dans laquelle :

I_i = courant d'entrée du CI TCA 335 A, en nA

E_v = éclairement en lux,

S = sensibilité de la diode BPX 91, mesurée en nA/lux,

D = facteur d'atténuation du filtre BG 38.

En prenant E_v = 100 lx (lx = lux) et en considérant la fréquence de coupure, l'erreur est :

$$F = \frac{50}{100\ .\ 35}\ 8 = 0{,}114$$

soit une erreur proche de 10 %.

Si les valeurs réelles sont égales aux valeurs nominales des composants, l'erreur peut être de 3 % environ seulement.

RÉGLAGES

Il faut régler l'appareil au point 100 de l'échelle 0 — 100 du microampèremètre.

Le réglage à la division 100 se fait avec le potentiomètre R_7. Il suffira d'effectuer ce réglage sur une seule gamme. Bien entendu, on devra disposer d'un luxmètre précis qui servira d'élément de comparaison.

La précision de cet étalonnage sera maintenue aux autres gammes si les résistances R_1 à R_4 ont les valeurs nominales indiquées : 3,9 MΩ ... 39 kΩ.

Pour éviter l'oscillation aux fréquences élevées, on a disposé un condensateur C_1 de 1 nF entre les points 5 et 6 du circuit intégré.

A noter que les deux batteries sont de 3 V chacune. Une

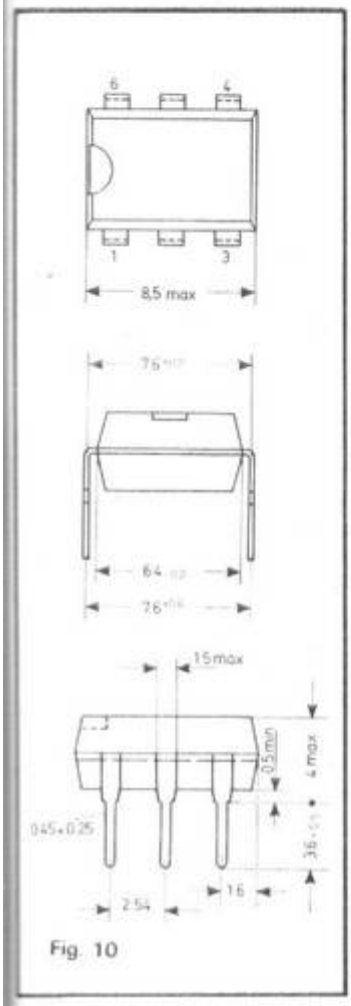


Fig. 10

variation modérée de leur tension est sans influence sur la précision des mesures effectuées avec ce luxmètre.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : ± 3 V

Courant consommé : I_s = 0,5 mA

Echelles E_v : 10^2 à 10^4 lx

Coefficient de température : + 0,2 %/K

Courant de sortie I : < 1 mA

Composants nécessaires :

BPX 91 : photodiode

TCA 335 A : circuit intégré

M : microampèremètre de 0 — 100 μA

C_1 : 1 nF

Résistances : R_1 = 3,9 MΩ, R_2 = 390 kΩ, R_3 = 39 kΩ, R_4 = 3,9 kΩ, R_5 = 33 kΩ, R_6 = 10 kΩ, R_7 = potentiomètre linéaire de 10 kΩ.

Le brochage du circuit intégré TCA 335 A est indiqué sur la figure A. Le boîtier est rectangulaire et de forme et dimensions habituelles normalisées, indiquées à la figure 10. En haut, CI vu de profil. En bas, CI vu de dessus, comme sur le schéma du luxmètre.

Grâce à ses faibles dimensions, le luxmètre pourrait être réalisé dans un boîtier de faibles dimensions. Celles-ci dépendent principalement de celles du galvanomètre M.

Pratiquement, l'appareil ne doit pas être beaucoup plus encombrant que le galvanomètre lui-même.

Le TCA 335 peut fonctionner à 25 °C, avec des tensions d'alimentation jusqu'à 15 V.

Dans ces conditions, sa consommation de puissance sera de 190 mW maximum, le courant de 2,5 mA max (normal 1,8 mA). Ce circuit intégré qui est un amplificateur opérationnel avec entrée Darlington, peut être utilisé dans de nombreuses applications.

Les broches 5 et 6 permettent le branchement d'un condensateur pour la compensation en fréquence.

En amplificateur, on pourra adopter le TCA 335 A, d'après le schéma de la figure 11, utilisable aussi comme montage de mesures.

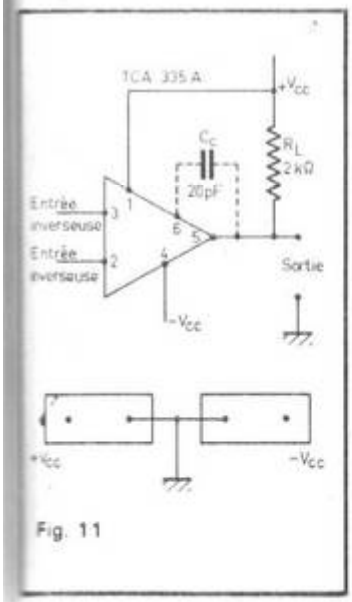


Fig. 11

F.J.

MARGUERITE

2 bis, ruelle des Dames-Maures, 77-ST-THIBAULT-DES-VIGNES (près de Lagny)
C.C.P. 12007-97 PARIS. Ouvert de 9 h à 12 h et de 14 h à 18 h. Fermé dimanche et lundi.
Aucun envoi contre remboursement. Toute commande doit être accompagnée de son règlement port compris. ***Minimum d'envoi 30 F.*** **Tél. : 430-20-30.**

Lampemètre METRIX. Type 310 TR. Permet le contrôle des tubes des culots américains 4, 5, 6 broches, 7 broches PM. GM. Miniatures 7 broches. Culots octals, loctals européens 4, 5, 6 broches. Rimlock. Transcontinental PM, GM, lampes Téléfunken à supports 9 broches. Secteur 110, 220 V 50 Hz **650 F.** Emballage **10 F.** Port dû. Notice avec recueil **60 F + 5 F** port.

Lampemètre métrix. Type 362. Culots miniatures, octal, noval, 4, 5 et 6 broches USA, loctal 8 et 9 broches, européens, 5 broches, baïonettes PM. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **400 F.** Port dû. Notice avec recueil. **30 F + 4 F** port.

Fréquencemètre BC 221. Très haute précision, couverte de 125 Kcs à 20 Mcs. 2 gammes. Fréquences contrôlées par quartz 1 000 Kcs. Carnet d'étalonnage d'origine. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **400 F.** Port dû. Notice avec schémas **35 F + 4 F** port.

Voltmètre digital. SOLARTRON LM 1480 et convertisseur LM 1219. 5 digits de 3 à 2 000 V continu. 5 gammes. Résolution 100 microV sur la gamme 3 V. Filtre de réjection secteur variable 90 dB. Convertisseur alternatif de 0 à 300 V; 4 gammes même résolution. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **700 F.** Port dû.

Multimètre digital. ROCHAR. A 1176. Voltmètre, ampèremètre, ohmètre à 4 digits de 200 mV à 2 000 V. 5 gammes. De 2 microA à 20 mA. 5 gammes. De 2 Kilohm à 20 mégohm. 5 gammes. Continu et alternatif. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **550 F.** Port dû.

Générateur HF Philips GM 2893 couvre sans trou de 90 Kcs à 50 Mcs. 6 gammes. Atténuateur de 1 microV à 100 mV. 50 ohms assymétrique. Modulation interne à 400 ou 2000 Hz. Galva de contrôle de sortie HF. Secteur 110, 220 V, 50 Hz. **650 F.** Port dû. Notice technique avec schémas **30 F + 4 F** port.

Alimentation stabilisée. Marque KATJI. Type 201. Mesure de 0 à 400 V réglable. 3 gammes, de 0 à 200 mA. Tension de polarisation 6 V. 2,5 et 5 ampères. Contrôle sur galvas. Matériel récent et en parfait état. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **250 F.** Port dû.

Alimentation stabilisée BT. Réglable de 0 à 30 V. 2 gammes, de 0 à 500 mA. 2 gammes. Contrôle sur galvas. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **170 F.** Port dû.

Alimentation filtrée, stabilisée. Entrée 115 V 50 Hz. Sorties alternatives de 0 à 12,6 V, 3 ampères. 6 gammes. Sorties continues de 0 à 20 V et de 20 à 150 V, 10 mA. De 20 à 180 V et de 180 à 400 V, 150 mA. Réglable. **200 F.** Port dû.

Boîtier KR 30. Pour interphone VHF, comprenant 1 6AK6, 1 6J6, 4 potards 10 kilohms, 1 contacteur 2 positions 3 galettes, 1 contacteur 6 positions 4 galettes avec prises et matériel divers. Dimensions 15 x 12 x 7 cm. Etat neuf. **30 F + 10 F** port.

Câble coaxial 50 ohms, 13 mètres équipé de 2PL 259. Neuf **70 F + 10 F** port. Le même en 20 mètres. Occasion. **80 F + 15 F** port.

Emetteur récepteur TRBP 3A. Couvre de 1 500 Kcs à 4,2 Mcs en accord continu. 5 watts. Vendu avec boîte de commande, combiné et cordon de liaison. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **450 F.** Port dû.

Récepteur VHF R 298 SADIR. Couvre de 100 à 156 Mcs, piloté quartz. 1 canal. Secteur 110, 220 V 50 Hz. **400 F.** Le même avec VFO **500 F.** Le RRSP 2C plus récent 2 filtres à quartz, avec VFO **650 F + 10 F** d'emballage par poste. Port dû. Notice avec schémas **55 F + 5 F** port.

Récepteur R 15, couvre en accord continu de 108 à 135 Mcs. Très bon état. Essai sur place **350 F + 15 F** port. Boîte de commande **50 F + 6 F** port. Câble d'entraînement mécanique **45 F + 5 F.** Alimentation entrée 12 V **80 F + 10 F** port ou alim. secteur 110, 220 V 50 Hz **120 F + 12 F** port. Notice avec schémas **10 F + 2 F.**

Antenne A 1549. Réglable de 100 à 160 Mcs. 3 kW maximum. Equipée coaxiale SO 239 ou N. (Précisez le type.) **100 F.** Port dû.

A CHACUNE DE NOS PUBLICITES PARAITRA UN ARTICLE PROMOTIONNEL AVEC UNE BAISSE DE 10 A 30 %. CE MOIS-CI L'EMETTEUR-RECEPTEUR ANGRC9 AVEC SON ALIMENTATION DY88, SON CORDON. PRIX HABITUEL **1 580 F.** NOUVEAU PRIX VALABLE JUSQU'AU 15 MARS 1977, **1 250 F** PORT DU.

Récepteur BC 603 couvre en accord continu de 20 à 28 Mcs. Vendu en parfait état en FM sans alim. **200 F,** version AM, FM **230 F,** version AM, FM plus secteur 110, 220 V 50 Hz **350 F.** Port dû. Notice avec schémas BC 603 et 604. **70 F + 5 F** port.

Emetteur BC 604 couvre de 20 à 28 Mcs. Piloté quartz. 10 canaux. 30 watts **200 F.** Frais d'emballage **10 F.** Port dû.

Boîte complète de 80 quartz de l'émetteur BC 604 **100 F + 10 F** port.

Antenne AN 45. Réglable de 20 à 28 Mcs en laiton cadmié. Fermée 40 cm, déployée 2,70 m. NEUVE. **40 F + 6 F** port.

Récepteur. R11 A, couvre en accord continu de 190 à 550 Kcs. MF s/85 Kcs. Sensibilité 1 microV. Très bon état. Essai sur place. Le modèle 12 V **250 F + 15 F** port. DM 310 commutatrice 12 V **60 F + 10 F** port. Le modèle 24 V **180 F + 15 F** port. L'alimentation secteur 110, 220 V 50 Hz pour le 12 ou 24 V (précisez le voltage) **120 F + 12 F**

Récepteur BC 454. Couvre en accord continu de 2 à 6 Mcs. MF s 1415 Kcs + à couplage réglable. BFO. **200 F + 15 F** port. BC 455 couvre en accord continu de 6 à 9 Mcs. MF s. 2830 Kcs. Couplage réglable. BFO **180 F + 15 F** port. Notice pour BC 453, 454, 455 **35 F + 4 F** port.

Récepteur BC 728 couvre de 2 à 6 Mcs en 4 gammes. Vendu en parfait état complet avec son antenne et support d'antenne d'origine ainsi que son cordon d'alimentation **250 F.** Port dû. Notice avec schémas pour le BC 728 **10 F + 3 F** port.

Enregistreur photographique. ACB. Type AD 302. **500 F.** Vente exclusivement sur place.

Galva Peckly. Carré 60 mm. Etalonné de 0 à 5 ou 0 à 6. Valeur réelle 1 mA. **25 F + 4 F** port.

Galva. Rond 55 mm. Thermocouple de 0 à 3 A. **25 F + 4 F** port.

Galva. Rond 55 mm. 0 à 200 mA. **30 F + 4 F** port.

Galva. Rond 50 mm. de 0 à 6 ou 0 à 8 A. **25 F + 4 F** port. Galva. Rond 50 mm. de 0 à 15 V. **25 F + 4 F** port.

Galva. Rond 50 mm. 0 central. 2 x 20 A. **25 F + 3 F** port. Vu-mètre. CDC ou Peckly. De 0 à 50 microA. Carré. 55, 60 ou 70 mm. **50 F + 4 F** port.

Galva Peckly. De 0 à 1 mA. Carré 85 mm. **40 F + 6 F** port. Galva. Carré. 45 mm. De 0 à 1 mA. 100 ohms. Neuf. **30 F + 3 F.** Le même occasion **20 F + 3 F.**

Galva Peckly. Carré 60 mm. De 0 à 80 mA. **25 F + 4 F.** Galva Peckly ou CDC. De 0 à 300 V ou de 0 à 400 V. Carré 60 mm. **25 F + 4 F.**

Galva Peckly. Carré 60 mm. 2 x 1 ou 2 x 3 mA. **25 F + 4 F.**

Galva. Rond 50 mm. De 0 à 3 mA. Neuf. **30 F + 4 F**

Galvanomètre déviation 260°. 100 mA. Dimensions 80x80x70 mm. **40 F + 6 F.**

Galva extra plat. Peckly. Dimensions 65x63x35 mm. 2x50 microA. **35 F + 4 F.** Galva. Rond 70 mm. De 0 à 15 et de 0 à 300 mA. **30 F + 4 F.**

Générateur XHF. Ferisol. Type GS 117A. Couvre de 7 à 11 Ghz. Secteur 110, 220 V, 50 Hz. **1 500 F.** Emballage **20 F.** Port dû.

Analyseur de sortie. Metrix. Type 750. Analyse des amplitudes et du facteur des signaux BF. Comprend un voltmètre à lampe, un atténuateur à impédance d'entrée constante, une charge ohmnique variable. Secteur 110, 220 V, 50 Hz. **750 F.** Port dû. Notice avec schémas. **25 F + 3 F.**

Nous sommes à 15 mn de Paris. Prendre A4 gratuite, porte de Bercy, Sortie Lagny.

OPTOLIAISONS : LES LASERS

LES MODULATEURS INTEGRES

LA nécessité d'augmenter la capacité des ensembles de transmission de l'information, et les progrès récents dans la fabrication des fibres optiques à faibles pertes ont poussé les chercheurs à s'intéresser aux systèmes de communications optiques. Dans ces systèmes, la ligne de transmission classique peut être remplacée par une fibre, et les composants tels que source, amplificateurs, modulateurs et multiplexeurs peuvent être remplacés par des dispositifs optiques, réalisés sous forme « intégrée ».

INDISPENSABLE : UN MODULATEUR

Dans tout système de communications, il est indispensable de disposer d'un élément modulateur ou commutateur. De nombreuses techniques ont été proposées pour modu-

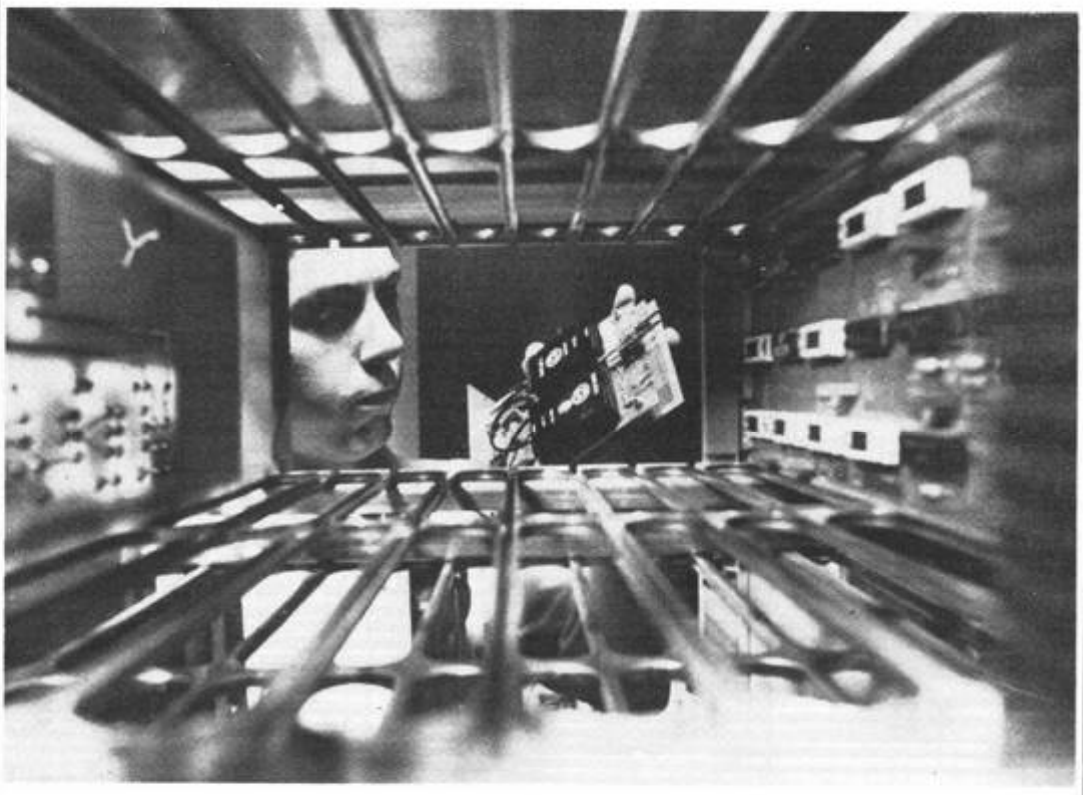


Photo 1. – L'optoliaison devient une réalité industrielle : des essais sur sites démarrent, des prototypes sont en phase d'expérimentation. (Cliché Bell Telephone Lab.).

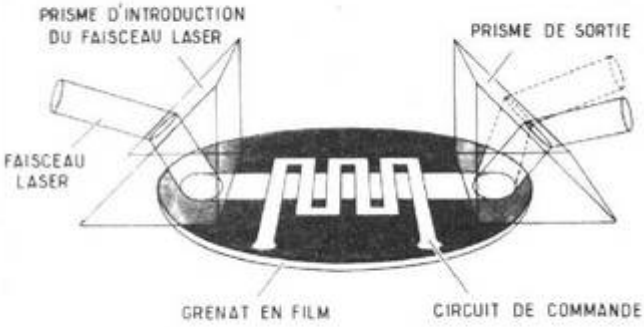


Fig. 1. – Commutateur magnéto-optique intégré à serpentin, réalisé par P.K. Tien aux Bell Laboratories.

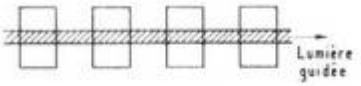


Fig. 2. – Dans le modulateur de S.C. Tseng, la lumière traverse une structure périodique à base de rectangles en permalloy.

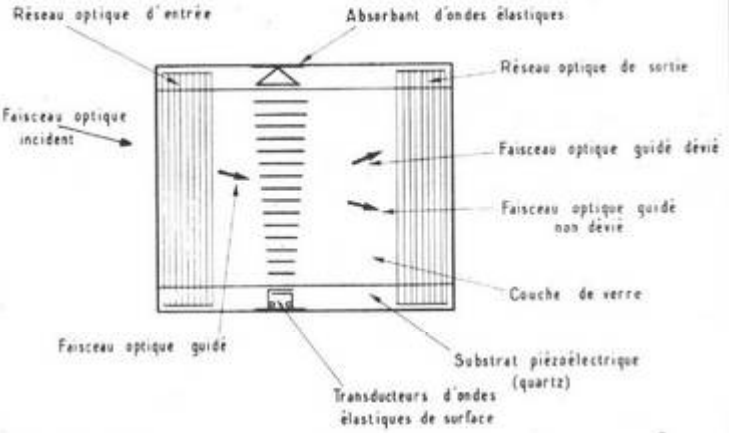


Fig. 3. – Déviateur acousto-optique.

ler un faisceau lumineux se propageant dans un guide optique. En particulier, trois techniques s'adaptent bien à l'optique intégrée : les modulations magnéto-optique, acousto-optique et électro-optique.

Les dispositifs magnéto-optiques sont basés sur l'interaction d'une onde électromagnétique avec un milieu magnétique ; en hyperfréquence, on utilise couramment ce phénomène pour réaliser des déphaseurs, des isolateurs et des circulateurs. Il était donc naturel d'étendre la portée de ces techniques à l'optique intégrée : les premiers travaux, en 1972, ont porté sur le guidage de la lumière infrarouge (longueur d'onde de 1,152 micron) dans une couche magnétique ; les matériaux utilisés dans les expériences de P.K. Tien aux Bell Telephone Laboratories étaient des grenats de fer (formule $Y_3\ Ga_{1,1}\ Sc_{0,4}\ Fe_{3,5}\ O_{12}$), contenant de l'yttrium, du gallium et du scandium ; ils étaient déposés sur un film de grenat de gallium et gadolinium $Gd_3\ Ga_5\ O_{12}$ (dits « G.G.G. »). Avec ces matériaux, Tien a obtenu une modulation de la lumière guidée jusqu'à 80 MHz (fig. 1).

Un second type de couche a été réalisé par S.C. Tseng, chez I.B.M. La composition de la couche est $Y_{2,5}\ Gd_{0,5}\ Ga_1\ Fe_4\ O_{12}$, le substrat étant toujours du grenat « G.G.G. » (fig. 2).

Aux Laboratoires de Recherches de Thomson-CSF, G. Hepner et B. Desormiere ont élaboré par épitaxie en phase liquide, des couches de grenat de fer et d'yttrium (dit « YIG »), sur lesquelles ont été déposées des structures périodiques, semblables soit aux « serpentins » proposés par P.K. Tien, soit aux rectangles en permalloy de S.C. Tseng.

Pour agir par effet magnéto-optique sur la lumière guidée, il faut pouvoir faire tourner l'aimantation du matériau dans le plan de la couche traversée par la lumière. On doit réaliser des couches à « plan facile » d'aimantation ; ces couches sont fabriquées avec des grenats ferrimagnétiques.

LES MODULATEURS À ONDES ÉLASTIQUES DE SURFACE

L'interaction entre la lumière et les ondes élastiques (ultrasons par exemple) a été mise en évidence voici plus de 40 ans par R. Lucas, P. Biquard, P. Debye et F.W. Sears. Mais c'est seulement depuis le développement du laser que ce phénomène physique a été utilisé.

Un déviateur acousto-optique (encore dénommé photo-élastique) est constitué d'une couche-guide de lumière déposée sur un substrat, d'un transducteur d'ondes élastiques de surface (ce sont des micro-ondes acoustiques ou des ultrasons de très haute fréquence), et de deux dispositifs de couplage entre le guide et le milieu ambiant. Le transducteur d'ondes élastiques de surface est composé de deux électrodes en forme de peignes à dents intercalées, gravées sur la surface d'un matériau piézo-électrique (fig. 3).

La largeur des dents est égale au quart de la longueur d'onde acoustique, soit environ 8 microns à 100 MHz. On a utilisé, au Laboratoire Central de Recherches de Thomson-C.S.F. des substrats piézo-électriques en quartz cristallin recouvert d'une couche de verre, ou en niobate de lithium comportant en surface une variation d'indice, causée par une « exo-diffusion » du lithium.

Les ondes élastiques de surface (dites « ondes de Rayleigh ») se déplacent à la surface des corps solides ; leur profondeur de pénétration est de l'ordre de la longueur d'onde, soit environ 32 microns pour une fréquence de 100 MHz. Les ondes de Rayleigh sont particulièrement faciles à émettre à la surface des matériaux piézo-électriques.

L'interaction du faisceau lumineux guidé et de l'onde élastique de surface se traduit par une déviation partielle du faisceau lumineux, suivant un angle qui est fonction de la fréquence de l'onde élastique. Les déviateurs expérimentés ont des fréquences de fonctionnement de quelques centaines de mégahertz ; cependant des transducteurs de fréquence centrale égale à 1 GHz environ avec des bandes passantes de plusieurs centaines de mégahertz ont été réalisés chez Thomson-CSF à l'aide d'un masqueur électronique. Le nombre de directions suivant lesquelles un faisceau peut être dévié, atteint alors le millier : un tel déviateur opto-élastique pourrait servir comme multiplexeur ou démultiplexeur, ou encore comme modulateur d'amplitude.

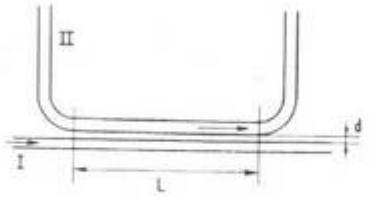


Fig. 4. – Coupleur directionnel.

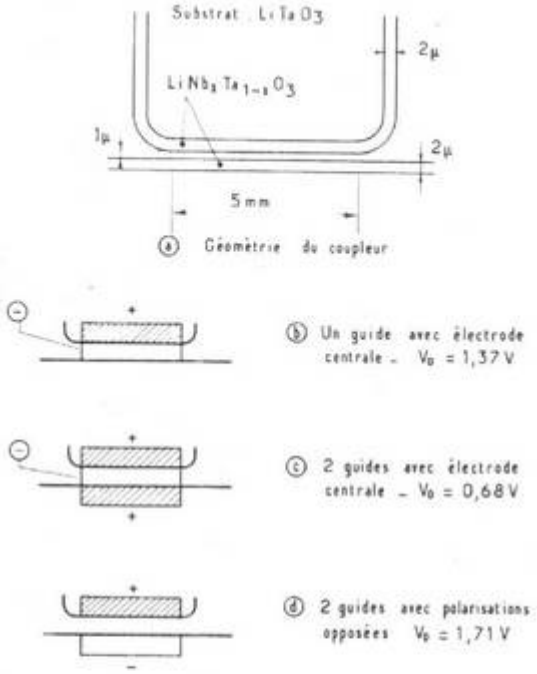


Fig. 5. – Géométrie de coupleur commandé électriquement. Les tensions de commutation (Vo) sont toutes inférieures à 2 V ; la puissance de commande correspondante est, dans tous les cas, inférieure à 40 mW, avec des bandes passantes pouvant être supérieures à 2 GHz. On a ainsi la possibilité de réaliser un commutateur binaire rapide qui est commandable avec des niveaux de circuits intégrés électroniques classiques.

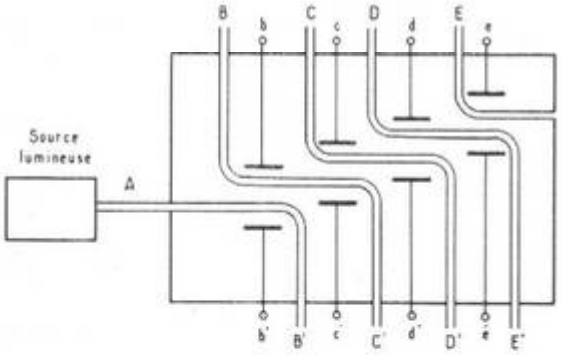


Fig. 6. – Registre à décalage électro-optique. La lumière y pénètre en A et sort en B', C', D', E' ou plusieurs de ces sorties selon les tensions appliquées sur les paires d'électrodes (bb'), (cc')...

LES MODULATEURS ÉLECTRO-OPTIQUES SEMBLENT PLUS PROMETTEURS

Un matériau électro-optique possède un indice de réfraction qui varie lors de l'application d'un champ électrique ; si l'indice varie, il en est de même du trajet effectif de la lumière, ce qui se traduit par une variation de la phase de l'onde lumineuse sortant du matériau. La variation d'indice du milieu électro-optique est proportionnelle au champ appliqué : c'est l'effet électro-optique linéaire, ou effet Pockels. Selon que le champ électrique est perpendiculaire à la direction de propagation du faisceau lumineux, ou lui est parallèle, la modulation par effet électro-optique est dite longitudinale ou transverse.

Aux Laboratoires de Thomson-C.S.F., un modulateur par effet électronique transverse a été réalisé dans un barreau de tantalate de lithium (Li Ta O_3). Il s'est avéré que le rapport d/L de la distance entre électrodes à la longueur L du trajet optique dans ce barreau, présente une importance capitale : on caractérise en effet un modulateur électro-optique par la tension qu'il faut lui appliquer pour créer un déphasage de 90 degrés, et cette tension est proportionnelle à L/d. Pour le Li Ta O_3, si L et d sont égaux, cette tension est de 2 kV, tension énorme, qui conduit à des systèmes d'amplification complexes pour obtenir une modulation efficace. En optique intégrée, on peut obtenir assez facilement des facteurs L/d de l'ordre de 50, voire plus : avec un espace interélectrodes (d) de 10 microns, une longueur d'électrodes (L) de 1 cm, le facteur L/d vaut 1 000 ; les tensions à utiliser seraient alors de quelques volts et la puissance de commande inférieure à 50 mW, permettant ainsi la réalisation d'un modulateur de lumière pouvant être commandé directement par les niveaux logiques habituels.

A partir de ces principes, Thomson-C.S.F. a étudié un « coupleur directionnel commandé électriquement », destiné à constituer un COmmutateur Binaire RApide (COBRA). Ce coupleur est constitué de deux guides d'ondes I et II (fig. 4), séparés d'une distance d sur une longueur L.

Si une onde parcourt le guide I, il y a échange d'énergie par l'intermédiaire des ondes évanescentes qui existent dans la région entre les deux guides ; lorsque la longueur L est convenablement choisie, il peut y avoir échange total d'énergie entre les deux guides.

Pour commander ce coupleur, on peut soit faire varier le coefficient de couplage entre les guides en modifiant l'indice du milieu intermédiaire ; soit modifier la constante de propagation de l'un des guides en modifiant son indice ; soit encore modifier les constantes de propagation des deux guides. Les deux dernières méthodes sont les plus efficaces.

On modifie l'indice d'un matériau électro-optique (par exemple du tantalate de lithium), par application d'un champ électrique. Diverses configurations (fig. 5) peuvent être envisagées : dans la première, le champ est appliqué à un seul guide par l'intermédiaire d'une électrode centrale ; dans la seconde, on applique un champ opposé dans chacun des deux guides par l'intermédiaire d'une électrode centrale ; dans la troisième, on applique un même champ électrique sur les deux guides (sans électrode centrale), mais les deux guides ont été au préalable polarisés de telle manière que leurs polarisations soient opposées.

Cette dernière méthode est intéressante car elle évite la présence de l'électrode centrale de faibles dimensions, difficile à réaliser. Dans tous les cas, les tensions mises en jeu sont inférieures à 2 V ; la

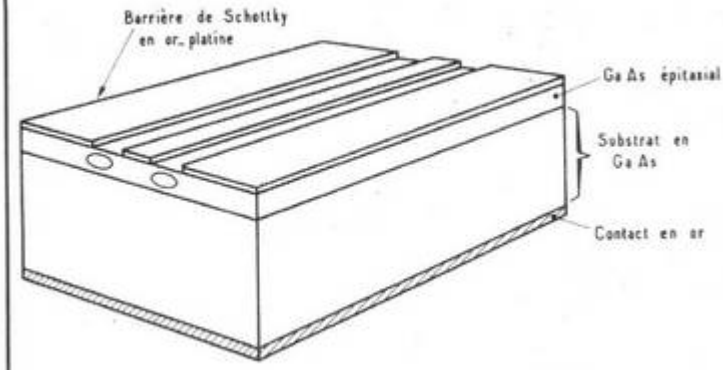


Fig. 7. – Le coupleur directionnel électro-optique de Texas Instruments est formé de deux fentes dans le revêtement métallique d'une couche de Ga As. L'indice de réfraction « effectif » du Ga As est plus faible sous le revêtement de métal que sous les zones non protégées par ce revêtement, de sorte que la lumière se trouve confinée sous ces dernières. La commutation optique est réalisée en appliquant un champ électrique sur l'un ou l'autre des guides ainsi créés.

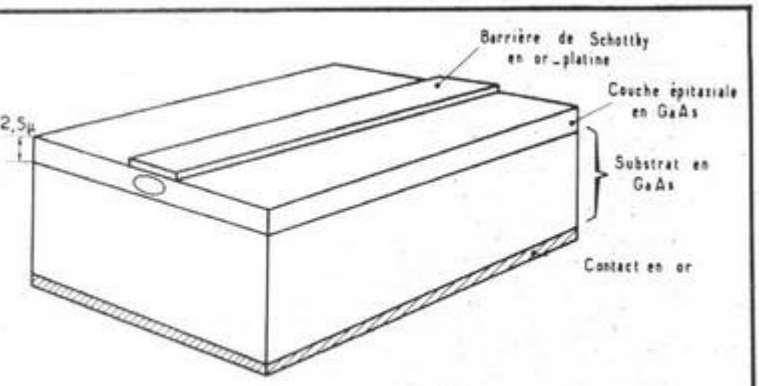


Fig. 8. – Dans ce modulateur électro-optique de Texas Instruments, un ruban métallique est formé sur la couche épitaxiale de Ga As. Lorsque le ruban n'est pas polarisé, la lumière se propage en s'étalant dans toute la couche épitaxiale ; cependant lorsqu'on le polarise en inverse, la lumière injectée dans la couche est « piégée » sous le ruban, et s'y trouve confinée. La largeur de bande d'un tel dispositif est supérieure au gigahertz.

puissance de commande est inférieure à 40 mW avec des bandes passantes supérieures à 2 GHz : on a donc la possibilité de réaliser, grâce à l'optique intégrée, un commutateur binaire rapide qui peut être commandé par des circuits intégrés électroniques classiques.

Aux Laboratoires de Recherches de Thomson-C.S.F. a été étudié un guide d'onde dans du niobate de lithium (formule : Li Nb O_3) obtenu par exodiffusion. C'est I.P. Kaminow qui le premier, a décrit cette technique de réalisation des guides d'ondes dans du niobate de lithium ou du tantalate de lithium (Li Ta O_3) : on affecte au cristal un indice « extraordinaire » qui varie avec la composition chimique du cristal ; si on modifie superficiellement la composition, on peut créer un matériau dont l'indice extraordinaire en surface est plus grand qu'au cœur du cristal et donc, une structure pouvant guider la lumière. Pour ce faire, on chauffe sous vide un cristal de Li Nb O_3 ou Li Ta O_3 à 1 000 °C : le lithium diffuse hors de la surface et crée la variation de composition nécessaire à la réalisation de la structure désirée. En déposant des électrodes sur un tel guide d'onde, on obtient un modulateur de phase, qui pourrait servir dans de nouveaux systèmes de traitement de l'information (fig. 6).

D'autres travaux de recherches sont en cours au Japon et aux Etats-Unis. Par exemple, chez Texas Instruments un coupleur électro-optique en arséniure de gallium a été réalisé (fig. 7) ; une technologie similaire a été mise en œuvre pour constituer un modulateur électro-optique (fig. 8).

La plupart des recherches précédentes ont été réalisées avec des lasers travaillant dans le proche infrarouge. Au Washington University de Saint-Louis (Missouri - USA) W.S.C. Chang étudie la modulation d'ondes dont la longueur se situe dans l'infrarouge plus lointain (10,6 microns). Dans ce cas, le meilleur matériau pour les guides optiques est encore l'arséniure de gallium, obtenu par épitaxie sur des substrats en Ga As, en Ga (As P) ou en (Ga Al) As.

Marc FERRETTI

ON LIRA AVEC INTÉRÊT...

« Propagation de lumière guidée dans une couche magnétique », par G. HEPNER et B. DESORMIERE – Revue Thomson C.S.F., Vol. 6, N° 4 (Déc. 1974).

« Switching and modulation of light in magneto-optic waveguides of garnet films », par P.K. TIEN, R.J. MARTIN, R. WOLFE, R.C. LE CRAW et S.L. BLANK – Appl. Phys. Lett. Vol. 21, N° 8 (15 oct. 1972).

« Déviateur de lumière guidée utilisant l'interaction avec les ondes élastiques de surface », par P. HARTEMANN – Revue Thomson-C.S.F., Vol. 6 N° 4 (déc. 1974).

« Integrated Optics », par W.S.C. CHANG, M.W. MULLER et F.J. ROSENBAUM – Laser Applications, Vol. 2 (Academic Press – 1974).

« Modulateurs électro-optiques de lumière guidée », par M. PAPUCHON – Revue Technique Thomson-CSF, Vol. 6 N° 4 (déc. 1974).

« L'optique intégrée », par D. OSTROWSKI – La Recherche, Vol. 6 N° 59 (sept. 1975).

« Integrated Optics Technology », par R.A. ANDREWS – Naval Research Reviews (janv. 1973).

« Electro-optic waveguide modulators and switches », par J.M. HAMMER – Communication présentée au « Second IEEE/OSA Topical Meeting on Integrated Optics » (New Orleans, janv. 1974).

« Ga As Electro-Optic Directional Coupler Switch », par J.C. CAMPBELL, F.A. BLUM, D.W. SHAW, K.L. LAWLEY – Applied Physics Letters (1er août 1975).

« Ga As Electro-Optic Channel-waveguide Modulator », par J.C. CAMPBELL, F.A. BLUM, D.W. SHAW – Applied Physics Letters (1er juin 1975).

« An analysis of UHF-VHF electro-optical modulation at 10,6 microns wavelength in Ga As thin film waveguides », par W.S.C. CHANG et Ton Ko – Wave Electronics (à paraître).

« Components for integrated optics », par A. YARIV – Laser Focus (déc. 1972).

« L'usinage aux électrons », par Marc FERRETTI – Electronique Professionnelle (16 janvier 1975).

« L'optique intégrée », par E. CATIER – Electronique et Microélectronique Industrielles (15 mars 1975).

La chaîne compacte

GRUNDIG RPC 500

LA chaîne RPC 500 est la dernière née d'une famille allemande bien connue. Cette chaîne, nous vous la présentons car les allemands ont l'habitude de proposer des produits qui sortent de l'ordinaire. Par leur présentation qui ne fait pas l'unanimité, par une technologie qui est souvent très avancée. C'est cette dernière section qui a surtout guidé notre choix. Nous avons trouvé sur cet appareil certaines techniques directement issues des techniques de la télévision.

PRÉSENTATION

Le RPC 500 se présente avec un tableau de commande frontal légèrement incliné. Les touches ont revêtu ici une apparence peu banale, elles sont très allongées. Deux Vumètres sont en bonne place, surmontés de quelques diodes électroluminescentes, sur la gauche s'étale une suite de potentiomètres dont nous verrons le rôle plus loin. Sur le côté gauche nous trouvons une manette qui allume une série de diodes situées sur la gauche du RPC 500. Le dessus est protégé par un couvercle de plastique transparent ambré, derrière ce capot articulé se cachent un tourne-disques Dual 1228 et un magnétophone à cassette. Ce dernier n'est autre qu'un CN 830 qui figure également sur le catalogue du constructeur mais comme élément séparé. Le compact RPC 500 se présente donc comme une chaîne à éléments séparés, un amplificateur, une table de lecture et un magnétophone qui ont été rassemblés dans une ébénisterie unique. Cette ébénisterie est constituée d'un moderne plastique moulé, c'est une méthode simple pour réaliser des appareils aux formes complexes.

L'ensemble est assez encombrant et lourd, les composants de cette chaîne sont d'un poids respectable. Le fond de l'appareil est en tôle d'acier emboutie, des perforations laissent passer l'air de refroidissement des transistors de puissance et des circuits.

FONCTIONS

Le combiné RPC 500 dispose d'un tuner grandes ondes, ondes moyennes et modulation de fréquence. L'originalité de cette section réside dans la présélection des stations aussi bien pour les grandes ondes que pour les moyennes et pour la modulation de fréquence. Ce système de présélection était déjà connu. Ici, nous avons un clavier à 10 touches et chaque touche possède un potentiomètre, un sélecteur de gamme pouvant sélectionner l'une quelconque des gammes. Ainsi, n'importe quelle touche pourra sélectionner n'importe quelle station de n'importe quelle gamme. Au-dessous des touches, des pions de couleur rouge, jaune ou verte représentent les gammes sur lesquelles les touches ont été préréglées. Lorsque l'on appuie sur la touche, on allume une diode électroluminescente dont la couleur correspond à celle du pion et qui correspond à son tour à l'une des échelles du galvanomètre indicateur d'accord. Avec ce tuner, la recherche manuelle des stations est complètement éliminée, pour la simplification de l'utilisation. Plus de sélecteur de gamme, plus de ficelle, suppression aussi d'une échelle en général assez encombrante. Pour la sélection des fonctions, et des entrées, nous avons un clavier

du même style. Le réglage des stations s'opère en soulevant la trappe constituée des touches de sélection des stations. Le bouton est placé au-dessous de l'appareil.

A l'intérieur du clavier, on trouve des ampoules qui signalent quelle est la touche qui est en service, des commutateurs de gamme à trois positions et des potentiomètres d'accord. On trouve également un interrupteur du type pousse/pousse qui commute à volonté la commande automatique de fréquence. Une fois la trappe refermée, il ne reste qu'à choisir la fonction RF-radio fréquences et l'une des stations. L'aiguille de recherche des stations se placera alors automatiquement dans la position qui correspondra à la fréquence de la station préréglée. On trouvera la gamme d'onde en considérant la couleur de la diode allumée.

Les touches audio et de fonction fonctionnent suivant le même principe. La touche de l'extrême-droite est celle de l'interrupteur général, c'est une touche qui met sous tension l'appareil à la première pression et qui le met hors-tension à la seconde. Nous trouvons sur ce clavier une touche de mise hors service du décodeur stéréo. Les autres touches sont réservées au choix de l'entrée : magnétophone à cassette, tourne-disques, radio ou, ce qui est assez rare sur un appareil compact, entrée auxiliaire pour magnétophone à bande ou à cassette.

Les curseurs de la section gauche commandent le premier, la balance, le suivant le correcteur 40 Hz, puis le correcteur 250 Hz, celui à 3 000 Hz et enfin celui à 10 kHz, une correction insuffisante pour l'acoustique d'un local mais qui permettra d'affiner la courbe de réponse globale sans trop compliquer l'utilisation de l'appareil. Le dernier potentiomètre est celui de niveau sonore, il est associé à un correcteur physiologique commutable. Un interrupteur complémentaire met en service un filtre passe-bas éliminant les résidus HF indésirables.

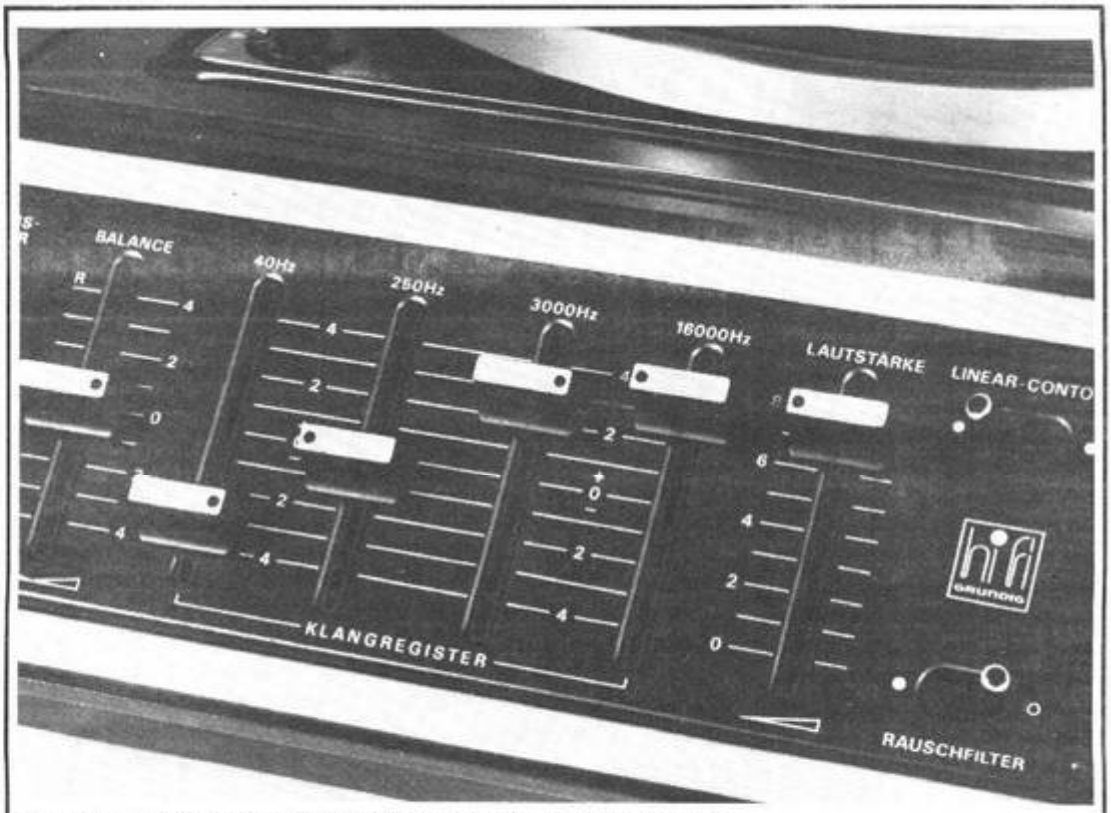


Photo 1. – Un correcteur de timbre plus sophistiqué qu'à l'accoutumée.

Le commutateur de gauche sélectionne les enceintes et affiche la combinaison sur une série de diodes LED rouges. Sur le même côté, deux prises casque DIN permettront de brancher deux casques.

Sur l'arrière on trouve quelques prises, assez rares puisque cet appareil est un compact. Les prises pour deux paires d'enceintes avec possibilité d'ambiophonie sont au standard DIN, la prise d'entrée pour magnétophone est de la même classe. Nous trouvons aussi à l'arrière les prises d'antenne ; comme il n'y a pas d'antenne ferrite incorporée, on devra utiliser une antenne externe. Une prise spéciale permet de commander une antenne orientable.

Le tourne-disques est un 1228 de Dual à entraînement par galet. C'est un tourne-disques automatique à changeur pour disques 33 t/mn avec l'axe fourni et qui demande un adaptateur pour les 45 t/mn. Le bras est un modèle droit à embout coudé, le porte-cellule est équipé d'une Shure M95 à pointe sphérique d'une référence propre à Dual (la référence vient de la forme spéciale du support qui permet un encliquetage instantané).

Le bras possède un lève-bras à amortissement visqueux, il y a également un antiskating, la force d'appui se règle très facilement. La sélection de vitesse est manuelle, cette sélection fixe aussi le diamètre de pose du diamant. La 1228 dispose également d'un réglage fin de sa vitesse.

Le magnétophone est un CN 830, il se présente tout en longueur avec un clavier dans le bas, puis, au même niveau, le logement de la cassette et deux potentiomètres de niveau d'enregistrement ; un peu plus loin nous trouvons le sélecteur de bande, celui de choix de mode d'enregistrement, manuel ou automatique, un commutateur marche-arrêt et un autre pour le Dolby. Le cordon secteur est raccordé à l'intérieur de l'appareil à la sortie du relais de mise sous tension générale. L'interrupteur de la chaîne ne servira que pour mettre en ou hors service le magnétophone lorsque l'ensemble sera sous tension.

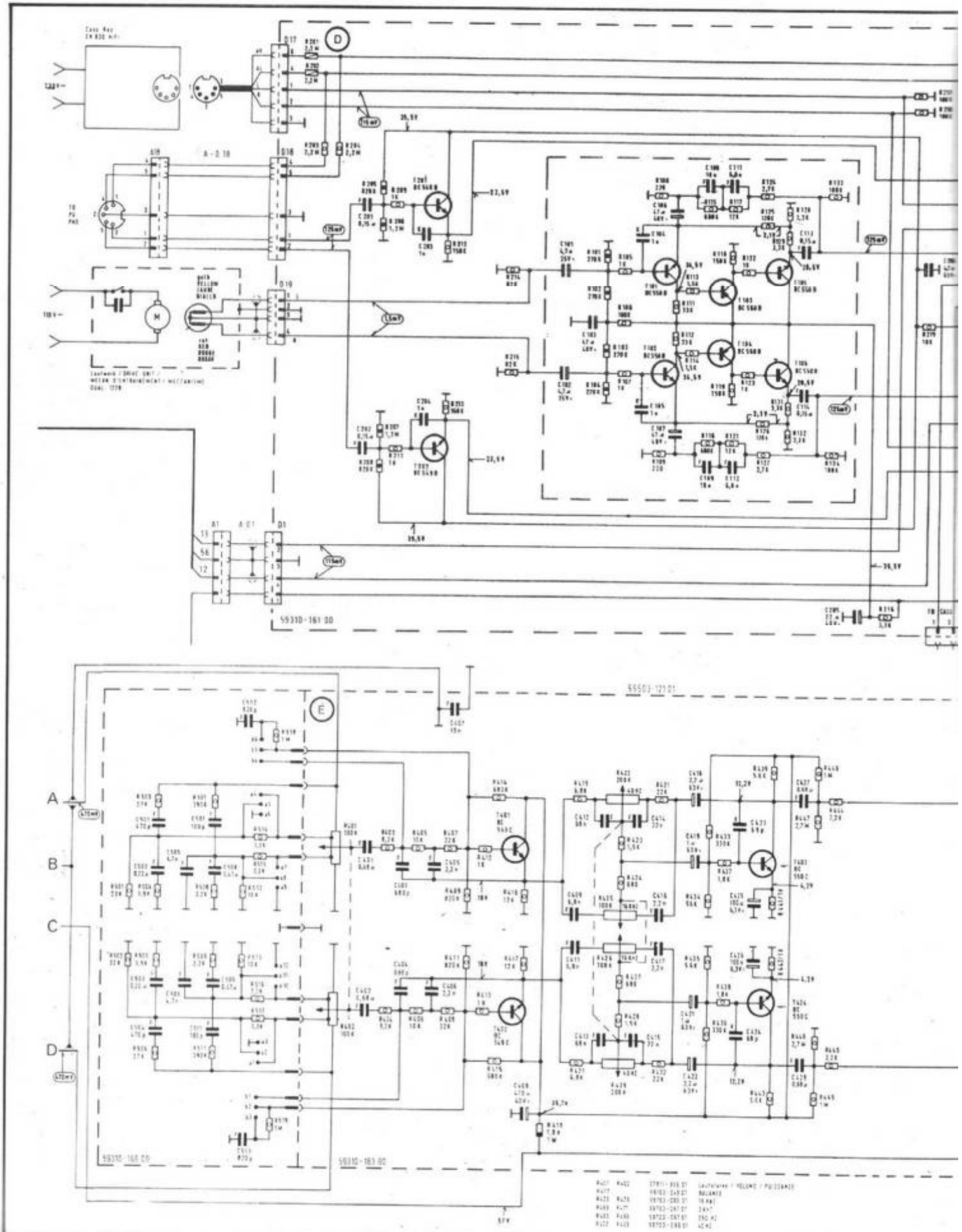
Derrière cet ensemble, deux Vumètres montent la garde, un pour la voie droite, l'autre pour la gauche. Une chose à noter : en enlevant deux vis situées à l'avant du magnétophone, ce dernier peut s'enlever complètement, il ne lui manque que deux joues pour ressembler aux autres CN 830. Une fois enlevé, il faudra lui ajouter un cordon secteur et un cordon Din entrée/sortie.

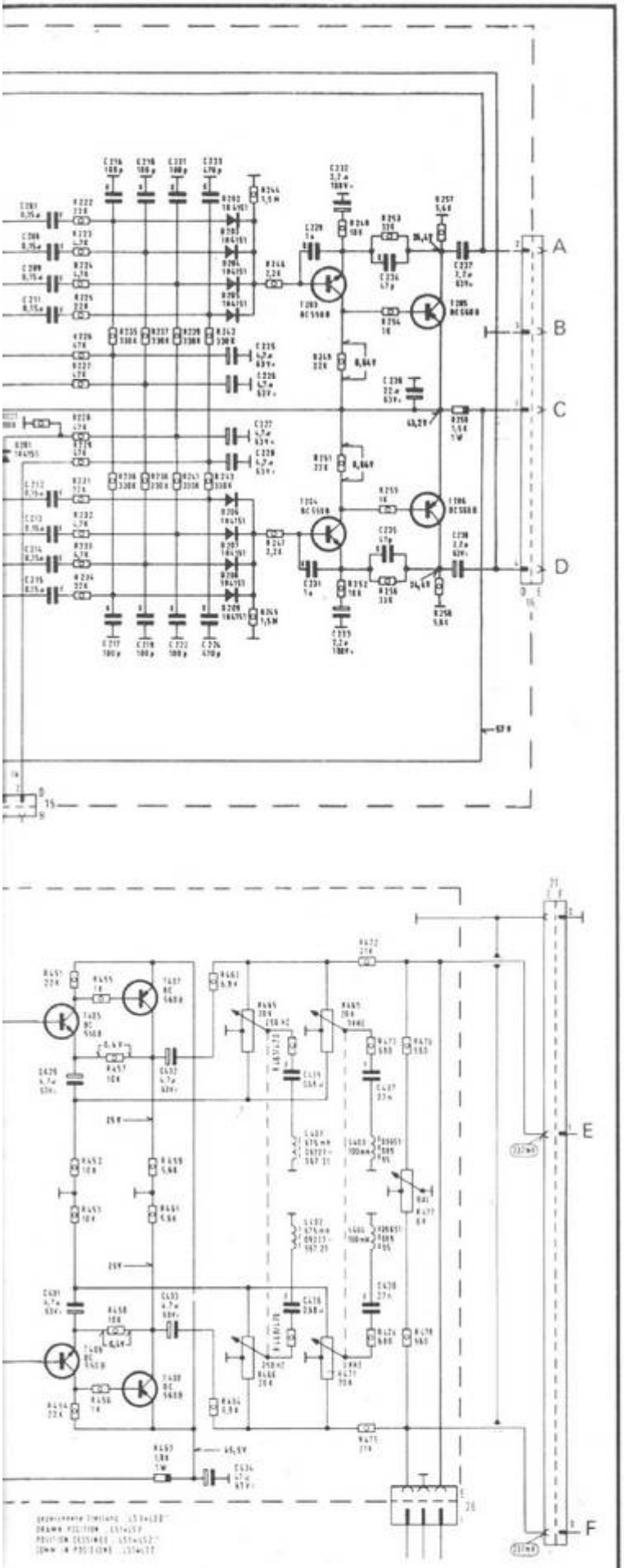
ETUDE TECHNIQUE

Nous passerons sous silence l'étude de la table de lecture qui est un modèle issu d'une longue génération de tables de lecture de qualité.

— Tuner MF :

L'entrée HF est ici exclusivement symétrique. L'appareil est à vocation grand-public et la simplification a été recherchée. L'entrée se fait sur une prise DIN. On pourrait également utiliser une





antenne de 75 Ω asymétrique reliée sur l'une des prises mais l'adaptation de l'antenne et de l'entrée n'est plus garantie du tout.

Si le câble de descente est de 75 Ω, on devra donc utiliser un transformateur adaptateur d'impédance 75/300 Ω à sortie symétrique. Le bobinage d'antenne attaque un premier circuit accordé par diode à capacité variable. Ce bobinage est couplé par un condensateur de faible capacité, à l'émetteur du transistor BF 414 T 301. Ce transistor est un PNP prévu pour accepter des signaux de forte amplitude sans intermodulation importante. Le condensateur C 307 met la base de Q 301 à la masse. Deux autres circuits accordés sur la fréquence incidente suivent Q 301 ; ce sont des circuits couplés par induction mutuelle. Le transistor BF 241, Q 303 est monté en changeur de fréquence, il reçoit sur sa base la tension de l'oscillateur local et son collecteur est chargé par un circuit accordé sur la fréquence intermédiaire. L'oscillateur T 302 fonctionne en base commune, les oscillations sont transmises par le condensateur C 319 placé entre une extrémité de l'enroulement et l'émetteur. La fréquence des oscillations est fixée par diode à capacité variable.

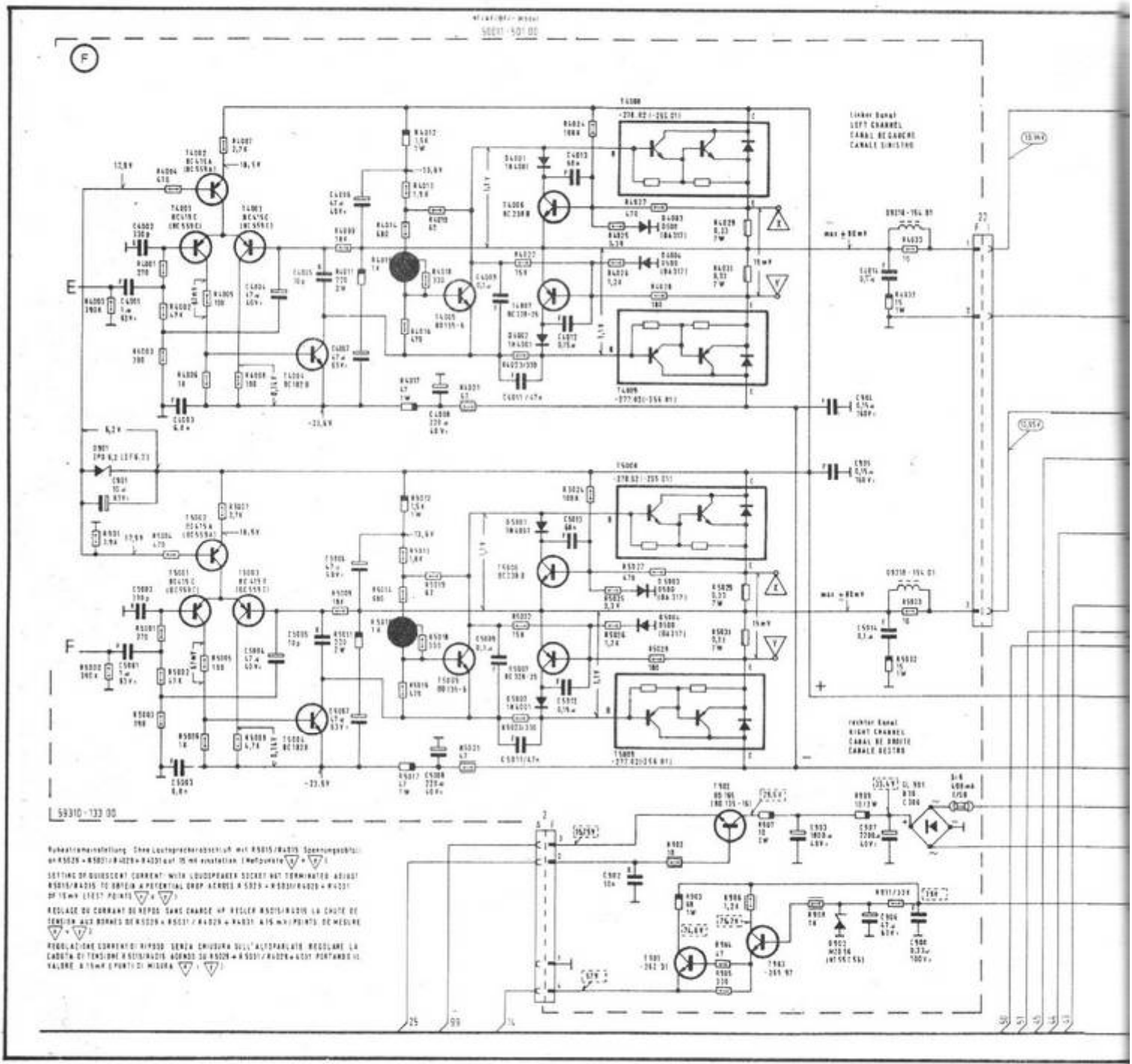
Le signal à fréquence intermédiaire arrive sur deux circuits couplés par capacité qui forment un premier filtre. Ils sont suivis d'un amplificateur à deux transistors et à couplage direct qui attaque un circuit accordé suivi d'un filtre céramique double. Le circuit intégré TCA 420A comporte un amplificateur à 4 étages. Il reçoit sur sa borne 14 une tension issue du circuit de silencieux du circuit intégré IC 1002, TCA 530. La tension du détecteur d'accord de TCA 420A sortant de la borne 9 va attaquer l'indicateur d'accord par la borne 33, cette tension est mélangée avec celle de la diode D_1. La sortie 10 est une sortie de commande de décodage stéréophonique, elle attaque la base de T_3 qui inverse le signal de sortie afin de commander l'arrêt du décodage, dans le cas d'un champ faible. Les sorties 6 et 5 sont celles du démodulateur de quadrature. La tension continue de sortie de la borne 5 va sur l'entrée de commande de l'arrêt de la CAF, sur la borne 6 on recueille la tension de CAF qui passe par le circuit IC 1002. Les deux circuits accordés sont ceux destinés au déphasage indispensable pour la démodulation en quadrature.

Le transistor T_4 est un amplificateur, il est associé à des composants réactifs qui éliminent des fréquences indésirables et corrigent la phase du signal multiplex.

Le signal de sortie de T_4 est envoyé sur T 1006. La diode D 1009 est polarisée par la tension d'alimentation de la section MF, elle sert pour la commutation MA/MF associée à la diode D 1006. La tension de sortie est disponible sur l'émetteur de T 1006, elle est alors renvoyée vers l'entrée multiplex du circuit intégré IC_2. Ce circuit est un classique de Motorola puisqu'il s'agit d'un MC 1310 P décodeur à PLL, à boucle de phase asservie. Les signaux sont désaccentués par C 43 et C 44 puis vont dans un filtre à 19 kHz se débarrasser de leur résidu pilote. On trouve ensuite les deux transistors T 1007 et T 1008 qui se chargent d'affiner le filtrage, plusieurs cellules RC passives sont associées à cet étage. Les signaux audio vont maintenant sur le connecteur AD_1 puis ils sont dirigés vers le commutateur de fonction.

— Section MA :

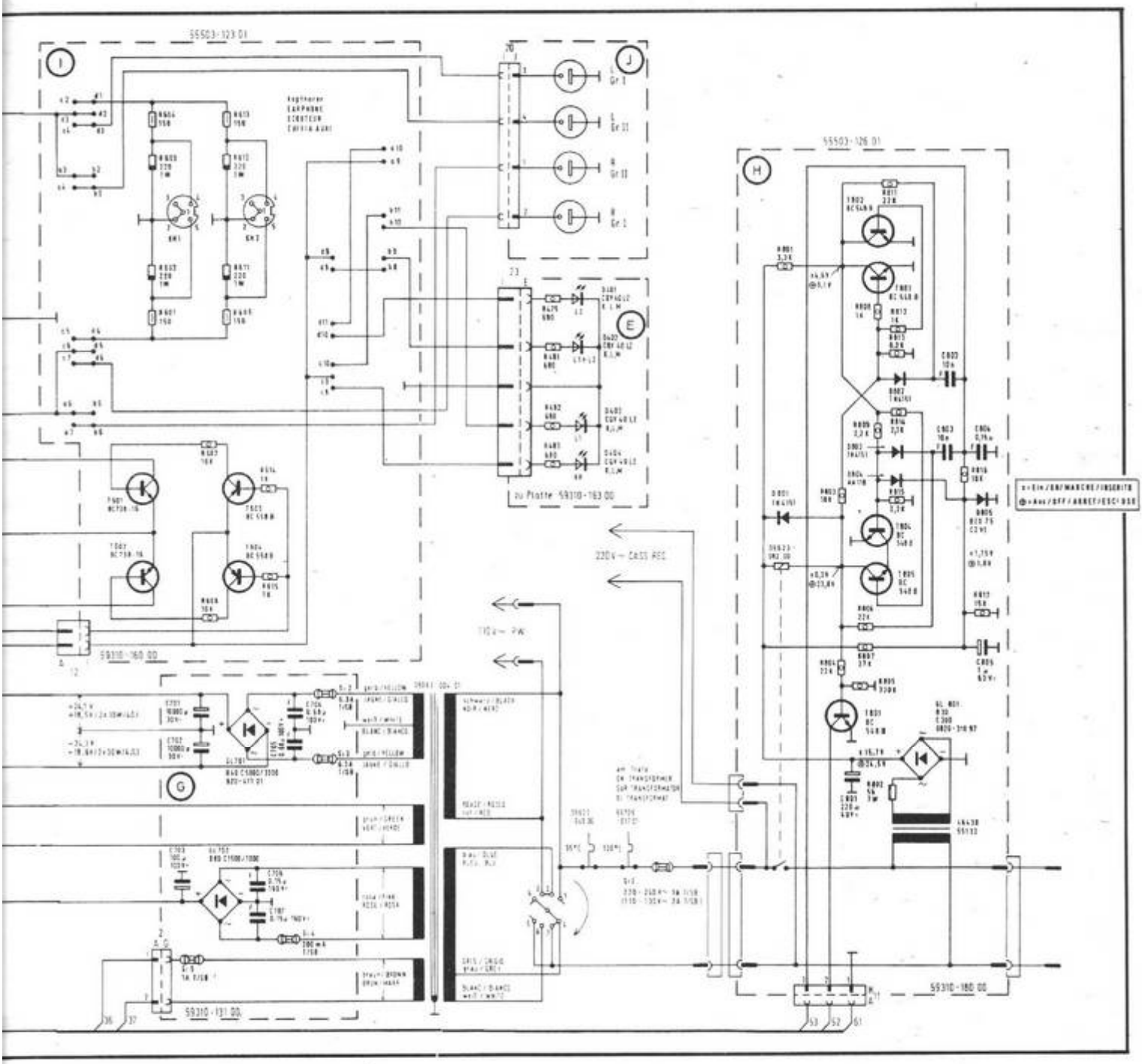
Le signal MA arrive sur l'antenne où il est tout de suite dirigé sur un atténuateur optoélectronique constitué de deux lampes à incandescence qui fonctionnent en opposition. La première résistance est montée en résistance série, la seconde en résistance parallèle pour constituer un atténuateur potentiométrique. La



tension de sortie du potentiomètre arrive alors sur les circuits d'entrée.

Ces circuits semblent ici tous en service, en réalité, certains seulement sont employés, des diodes assurent la commutation des circuits HF. Certaines sont des diodes à faible capacité inverse qui présentent une résistance série très faible lorsqu'elles sont conductrices. Pour les grandes ondes, la tension arrivant par le fil 29 du toron est positive, pour les petites ondes, c'est la tension du fil 10. Prenons par exemple la diode D 1018. Son anode est à la masse par C 1046. Lorsque la tension 10 sera positive la diode sera passante et le point commun aux bobines 09223-180 21 sera à la masse. C 1038 sera court-circuité. La diode D 1017 sera conductrice, la base du bobinage grandes ondes sera à la masse. Pour les ondes moyennes, le condensateur C 1038 sera en série avec le bobinage ondes moyennes, et C 1038 sera en série avec le bobinage grandes ondes. Pour les autres bobinages, on peut suivre de la même façon le trajet du courant dans les diodes et savoir ainsi quelles sont celles qui seront conductrices. Nous avons là l'application d'un système utilisé en télévision mais qui n'avait pas été mis à l'œuvre, à notre connaissance en radio classique. Autre point particulier et peu employé, il s'agit de l'accord par diodes à capacité variable, ce système est fréquent en MF mais peu usité en MA.

Les diodes D 1015 et D 1016 sont des diodes qui commutent la charge de collecteur de T 1014 qui est monté en oscillateur local. Les signaux HF arrivent sur les entrées 1 et 2 du TCA 440. Ces entrées conduisent à un amplificateur dont le gain est variable. La tension de CAG de cet étage est ici fournie par le transistor T 1013. Ce transistor commande également, avec les transistors qui lui sont associés l'atténuateur à photorésistances. L'oscillateur interne du circuit n'est pas utilisé ici. La sortie 16 est celle du mélangeur. Le signal HF est filtré par le circuit FI_1 puis par



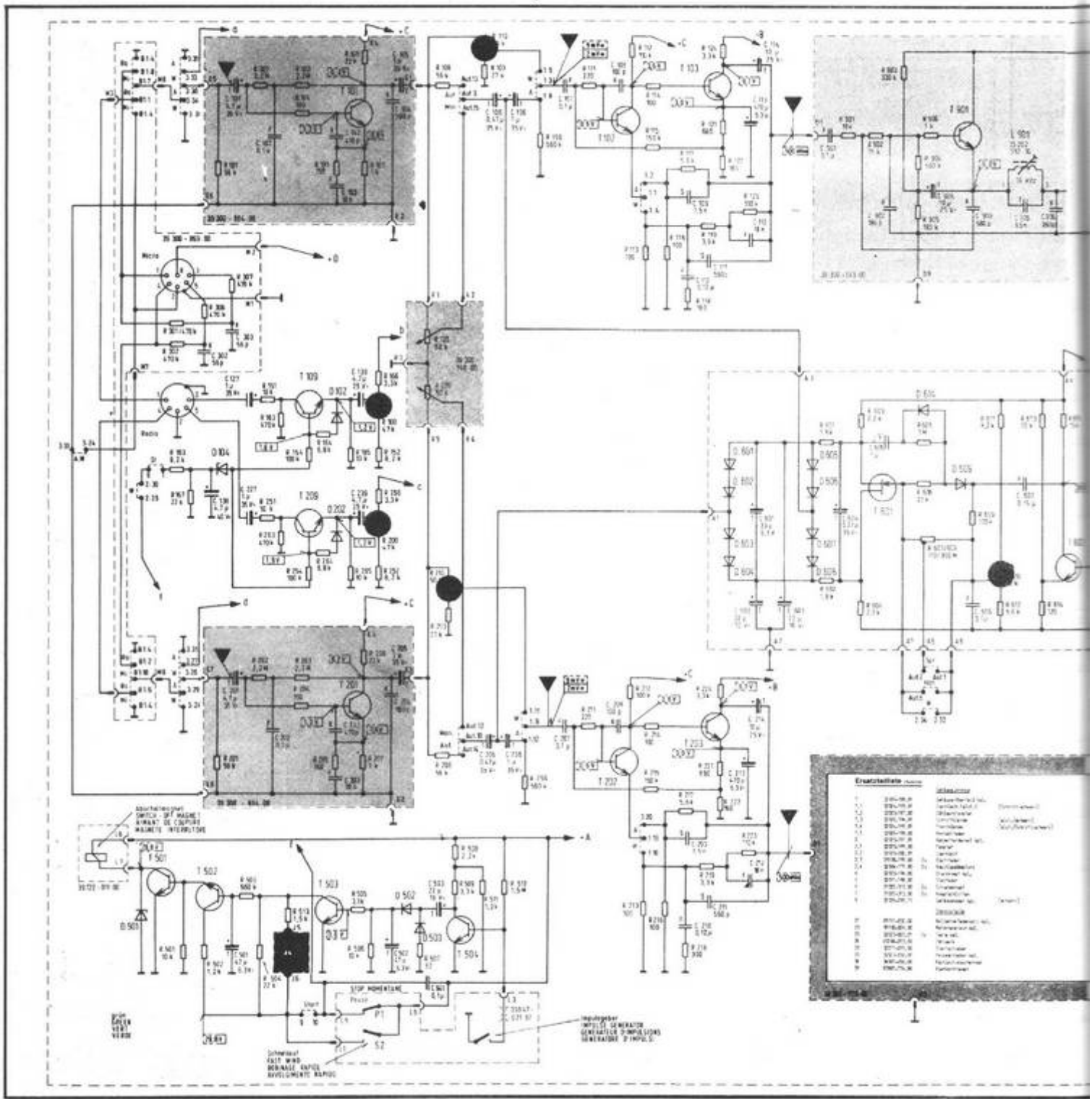
un filtre céramique double, il entre ensuite dans l'amplificateur FI qui est un ampli à gain variable. La tension FI sort par 7, elle est détectée par D 1023 puis rentre en 9 pour commander le gain de l'étage FI. La sortie 10 délivre une tension destinée à attaquer l'indicateur d'accord. La sortie 13 reçoit une tension de silencieux, c'est une tension qui sert à éliminer l'amplificateur FI pendant le changement des stations ou des gammes. L'entrée 9 sert également dans ce but, le transistor T 1015 envoie une tension positive qui est équivalente à la tension qui correspondrait à la réception d'un champ très puissant, il y a donc une forte réduction du gain de l'ampli FI. Trois circuits de commande automatique de fréquence, deux commandes de silencieux, le constructeur n'a pas reculé devant la multiplication des systèmes.

A la sortie du circuit intégré, la tension audio passe dans un amplificateur qui filtre les composants indésirables et élimine les fréquences hautes.

Revenons sur le rôle du circuit intégré TCA 530, IC 1002. C'est un circuit intégré qui est destiné à fournir une tension stable pour l'accord électronique des récepteurs AM et MF. La tension de référence interne est obtenue à partir d'une diode de référence thermostatée. Une tension de contrôle automatique de fréquence est superposée à la tension d'accord ce qui permet d'obtenir un facteur de correction constant.

Nous avons également dans ce circuit un interrupteur électronique qui déconnecte la CAF et permet de bloquer le signal pendant l'accord.

Le transistor T 1016 est un transistor d'alimentation pour les circuits intégrés de commutation statique. Il reçoit sur sa base la tension d'accord des diodes varicap. La tension de la diode zener D 1025 se retrouve, après passage dans un transistor situé avec l'alimentation générale, décalée d'une tension base émetteur sur 99 (U13). C'est une tension



qui est utilisée un peu partout dans le montage.

La tension régulée par le circuit intégré se retrouve sur la sortie 6. Le réglage de la tension d'accord est confié à R 1123.

CIRCUITS AUXILIAIRES

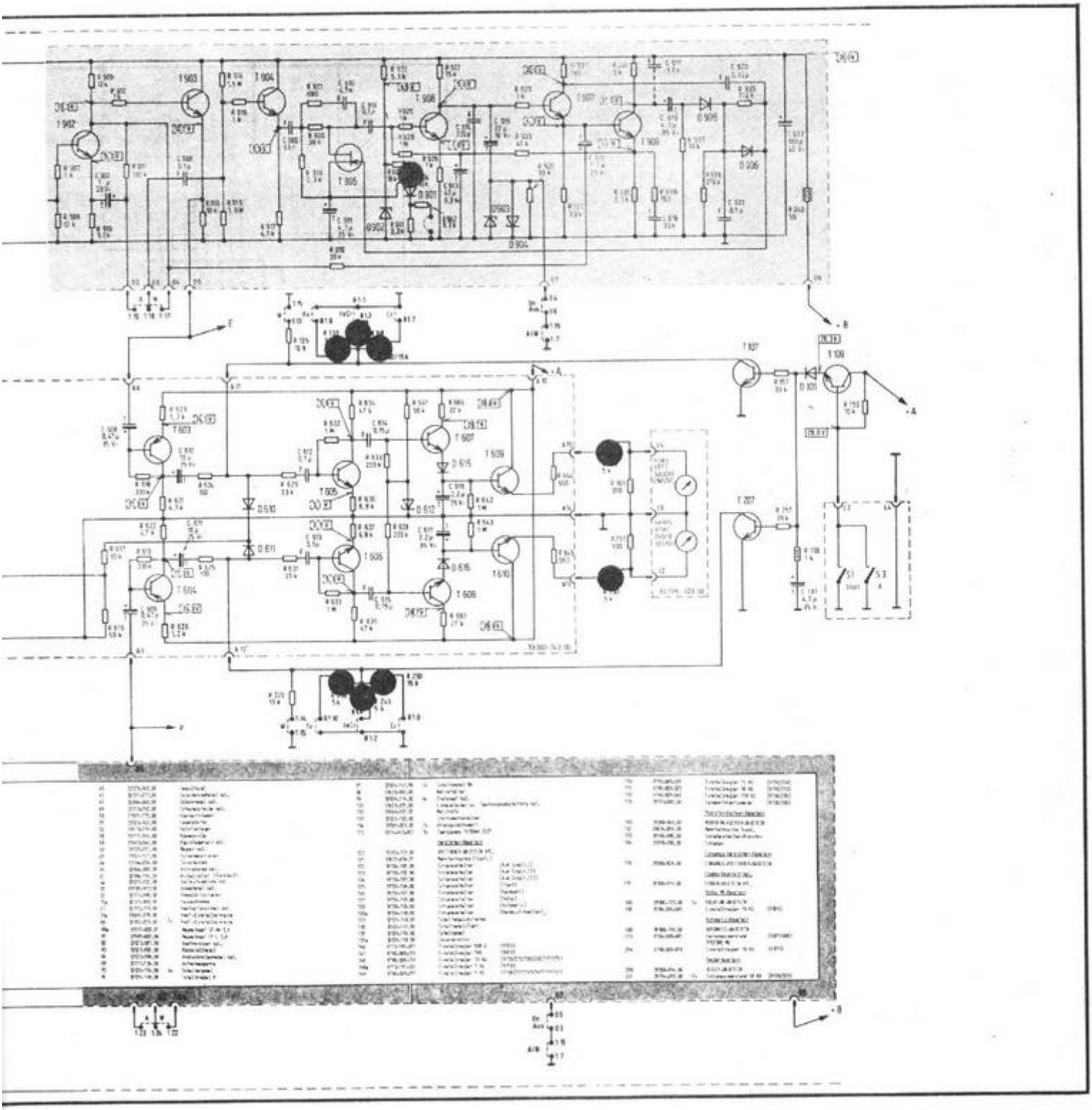
— Indicateur d'accord :

L'indicateur d'accord est ici un indicateur de champ. C'est un montage à cinq transistors : T 2012, T 2013, T 2015, T 2017, T 2018. Ces transistors sont utilisés pour assurer la commutation d'une sortie d'amplificateur FI à l'autre lors du passage MF/MA. En MF, on utilise une double sortie pour l'indication du champ ; d'abord, pour les signaux faibles la sortie du circuit intégré TCA 420A, sorties 8 et 9, puis, pour les champs forts, les signaux des diodes D_1 et D_2. En modulation d'amplitude, on utilise la sortie 10.

L'indicateur des stations est un galvanomètre alimenté par un montage en pont.

— Sélection des stations :

La sélection des stations est assurée par des circuits intégrés du type SAS 580 et 590. Au moment de la mise sous tension de l'appareil, le SAS 580 met en mémoire la première station à partir de la gauche. Par contre, pendant le fonctionnement, si on a choisi une autre station et que l'on passe en magnétophone ou en lecture de disque, la station qui aura été choisie en dernier sera maintenue en mémoire jusqu'à ce que l'on change. Les circuits reçoivent les ordres des contacts électri-



ques (ces circuits ont été au départ prévus pour une commande par effleurement) l'électronique commute l'une des tensions de commande et une ampoule. Avec ces circuits, ce sont les tensions des curseurs des potentiomètres d'accord qui sont directement transmises au travers du circuit intégré. La sortie 18 délivre une impulsion au moment du changement de station, cette impulsion sera transmise à un ensemble électronique qui commandera le silence inter station. Dans le bas des circuits nous avons, en série avec les ampoules des commutateurs à trois positions, ce sont les commutateurs de gamme. Le courant des lampes passe dans des résistances de 82 Ω et la tension développée aux bornes de la résistance fait conduire l'un des trois transistors T 2001, T 2002 ou T 2003, qui à leur tour vont sélectionner les diodes et les circuits puis allumer les diodes de couleur qui indiqueront sur quelle gamme d'onde la réception se fait. En plus des lampes, le circuit intégré délivre une tension qui est destinée à orienter une antenne externe. Cette antenne devra disposer d'un coffret de commande disposant d'un système d'orientation programmable par tension. Une antenne de ce type est d'ailleurs commercialisée par Stolle.

La sélection des fonctions est assurée par un autre circuit intégré d'une autre famille qui est un SAS 560S, un circuit ayant vu le jour avant le SAS 580.

Ce circuit possède une mémoire, c'est la radio qui se

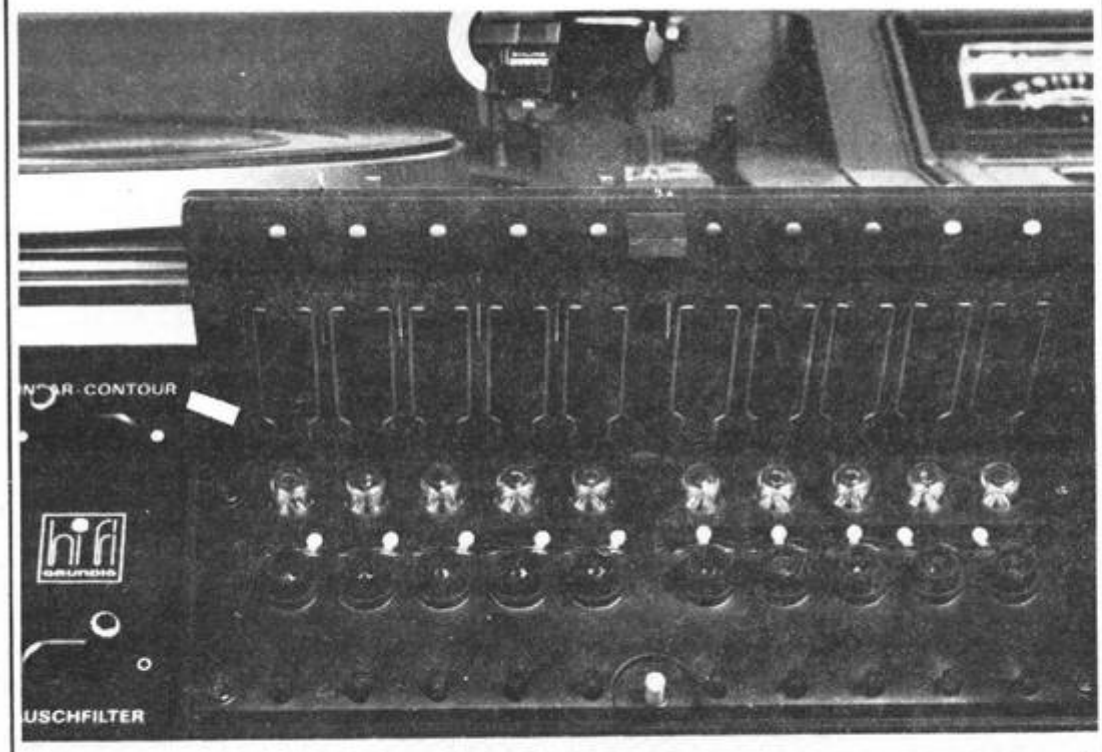


Photo 2. – Le dessous du clavier de sélection des stations : de haut en bas, les ampoules des voyants, les commutateurs à trois positions pour la sélection de la gamme, les axes des potentiomètres et les poussoirs.

met en service dès que l'on agit sur la touche de mise sous tension du combiné. Les touches de commandes sont électriques et des voyants s'allument pour indiquer sur quelle station se fait la réception. Les sorties du circuit, bornes 3, 4, 5, 6 délivrent plusieurs tensions. Les trois diodes font conduire le transistor T 2006 qui allume une diode indiquant que l'appareil fonctionne en stéréo pour la section audio. Lorsque l'appareil est sur une gamme radio, c'est la diode MPX seule qui entrera en action. Les tensions des entrées magnétophone cassette ou tourne-disques mettent hors service l'indicateur de champ par la diode D 2017.

Les deux transistors T 2007 et T 2008 forment une bascule qui permet de mettre en service ou hors service la stéréo multiplex. Une lampe indique que cette fonction est ou n'est pas en service.

– Section audio :

Le magnétophone et le tourne-disques ne sont pas alimentés sous la même tension. Le tourne-disques est en effet un appareil qui est destiné à rester à l'intérieur du compact, il n'est donc pas nécessaire de le doter d'une tension d'alimentation de sécurité (vis-à-vis d'un mauvais branchement. Par contre, le magnétophone peut se désolidariser de l'ensemble, il est donc logique que le constructeur ait prévu une alimentation en 220 V qui assurera une protection vis-à-vis des erreurs de branchement.

Le signal du tourne-disques arrive sur le préamplificateur RIAA. C'est un préamplificateur alimenté sous une tension de 35,5 V, il pourra donc supporter une surcharge relativement importante à l'entrée. Ce préampli est constitué d'un assemblage de trois transistors couplés en courant continu. La courbe RIAA est obtenue à partir du réseau de résistances R 115/R 117/R 124 et des condensateurs C 108/C 111.

Le gain du préamplificateur est déterminé par la valeur de la résistance de découplage d'émetteur R 108. Le point de fonctionnement est fixé en continu par la contre-réaction assurée par R 125.

La tension de sortie du préamplificateur est disponible sous une impédance faible sur l'émetteur de T 105.

Les circuits qui suivent le préamplificateur RIAA sont des circuits de commutation. Ils peuvent paraître un peu complexes à première vue mais sont en réalité très simples. On utilise ici la résistance directe de diodes. A partir d'une tension venue du sélecteur de fonction, on porte par les résistances de 330 000 Ω, les anodes à une tension positive. Les diodes deviennent conductrices et transmettent la tension BF.

Les condensateurs de 4,7 µF comme C 225 et ceux de 100 pF limitent l'amplitude des tensions transitoires. Les transistors T 203 à T 206 constituent un étage amplificateur. Ces amplis attaquent le potentiomètre de volume. Ce potentiomètre est doté d'un circuit de compensation physiologique dont l'action est progressive avec l'atténuation. Ces potentiomètres ont deux prises. Les circuits réactifs peuvent être mis hors circuit par l'intermédiaire d'un commutateur. Le transistor T 401 est monté en filtre passe-bas, il sert au filtrage du bruit de souffle et des craquements des disques.

Les circuits de correction de timbre qui suivent sont répartis en deux sections. La première comporte les circuits de correction classique, ce sont les boutons des deux extrémités qui agissent comme un Baxandall traditionnel avec ici une efficacité de l'ordre de 18 dB pour les graves, un peu moins pour l'aigu. En plus de ces circuits, le constructeur a prévu deux autres circuits qui utilisent des filtres LC accordés sur 250 Hz et 3 kHz. Le filtre est monté soit en contre-réaction pour réduire le niveau à la fréquence de résonance du circuit accordé, soit en découplage d'émetteur pour augmenter le niveau de sortie à la fréquence d'accord. Les deux circuits sont montés de la même façon. Lorsque le curseur du potentiomètre est au point milieu, aucune tension n'est envoyée sur les circuits accordés. A la sortie de ce correcteur se trouve le potentiomètre de balance, un potentiomètre qui précède les amplificateurs de puissance.

Les amplificateurs de puissance sont complémentaires. Leur sortie se fait sans condensateur, l'alimentation étant à point milieu. Le redressement est assuré par un pont de diodes qui fonctionne en double alternance à point milieu. La protection du transformateur d'alimentation est assurée par deux fusibles. Une autre protection du transformateur d'alimentation est assurée par deux fusibles. Une autre protection est confiée à des thermiques. Un de ces disjoncteurs est installé sur le radiateur des transistors de puissance, l'autre dans le transformateur d'alimentation.

Les transistors de sortie des amplificateurs de puissance sont des Darlington. Le courant d'émetteur est jugé par des transistors qui détectent les excès de courant. Lorsqu'un excès est détecté, les transistors court-circuitent la base des transistors de puissance. La stabilisation du courant de repos est confiée à des transistors qui sont solidaires thermiquement du radiateur. Le reste du circuit des amplificateurs suit un schéma tout à fait conventionnel.

Les transistors T 601 à 604 sont des transistors de silencieux audio. Ils reçoivent du transistor T 1005 l'ordre de court-circuiter le potentiomètre de balance c'est-à-dire de couper le signal audio au moment de la commutation des stations ou des entrées.

A la sortie, nous avons deux prises pour casque, deux prises qui sont entièrement indépendantes. Les quatre prises de sortie sont alimentées par des commutateurs qui commandent aussi l'alimentation des diodes. Sur le compact RPC 500, il y a une troisième paire de prises non représentées ici et qui sont destinées à faire de l'ambiophonie. Sur le compact, elles ne sont pas raccordées et sont dissimulées. Elles sont sans doute utilisées sur un autre appareil.

Un deuxième transformateur d'alimentation est branché en permanence sur le secteur. Ce transformateur est destiné à alimenter le circuit de mise en service de l'appareil. Ce circuit est un bistable qui commande un relais à pouvoir de coupure élevé.

LE MAGNÉTOPHONE

La mécanique de ce magnétophone est construite sur un châssis de matière plastique, ce qui pouvait paraître paradoxal il y a quelques années et qui maintenant est devenu monnaie courante. On devra cependant éviter de placer l'appareil sous un soleil tropical. Les matières plastiques modernes peuvent être moulées avec une grande précision et leur stabilité est satisfaisante. Le châssis est ici constitué d'une pièce en forme de caisson qui demande pas mal d'efforts pour être déformé. Le moteur est installé dans un coin de ce châssis. Sa poulie entraîne le cabestan par l'intermédiaire d'une courroie.

Le cabestan est muni d'un volant d'une bonne taille, il porte aussi un pignon qui sert à la lecture et pour le bobinage rapide. Pour la marche arrière, nous avons également des pignons. Cette méthode avait été utilisée une des premières fois, peut-être même la première fois par Dual sur son C 901. La tête de lecture possède la particularité d'être surmontée d'un frotteur qui, lorsque la tête revient en place en fin de bobine, vient la nettoyer pour la lecture suivante ! Le premier magnétophone autonettoyeur. Ce feutre a l'avantage de rester en place au moment du repos pour éviter le dépôt de poussière sur la tête. Par contre, si une poussière un peu dure vient se fixer sur ce feutre, nous aurons un grattoir d'excellente qualité...

Les touches sont à commande mécanique, elles sont d'une douceur peu commune, à mi-chemin entre la touche électrique et la touche manuelle pour la touche d'arrêt. Le compteur est à trois chiffres, il est entraîné par la poulie débitrice. Le centrage de la cassette est assuré par des pions de matière plastique, une matière que l'on trouve décidément partout. Par contre, les contacts de détection du mouvement sont restés électriques, c'est une roue en circuit imprimé qui est utilisée. Elle détecte l'arrêt de la bande ce qui permet de déclencher un électroaimant qui double le rôle de la touche stop. En cherchant bien au-dessous de la mécanique nous avons trouvé quelques pièces de métal, ce sont les tringleries de commande qui sont soit en zamack (enregistrement) soit en acier embouti.

Le bloc mécanique peut se détacher complètement de l'électronique à laquelle il est rattaché par trois cordons ombilicaux, un pour le moteur, un pour les têtes et le troisième pour diverses fonctions comme la détection de mouvement, la commande de pause ou celle de l'électroaimant.

L'ÉLECTRONIQUE

La commutation des entrées micro ou radio se fait par la prise micro qui dispose d'un commutateur intégré à la prise. Le signal micro ou radio, atténué arrive sur un préamplificateur T 101 ou T 201. A la sortie de ce préamplificateur se trouve le potentiomètre de commande manuelle du niveau. Si le fonctionnement automatique est sélectionné, le signal passe par la résistance R 108. Les transistors T 102 et T 103 forment un amplificateur correcteur pour la reproduction uniquement. Pour l'enregistrement, il est pratiquement linéaire.

Le signal passe ensuite dans le réducteur de bruit Dolby réalisé ici avec des composants discrets. T 901 constitue un filtre à source contrôlée, il est suivi d'un réjecteur accordé sur 19 kHz, ces deux filtres éliminent les résidus de la stéréo multiplex. A la sortie de T 902 on mélange le signal

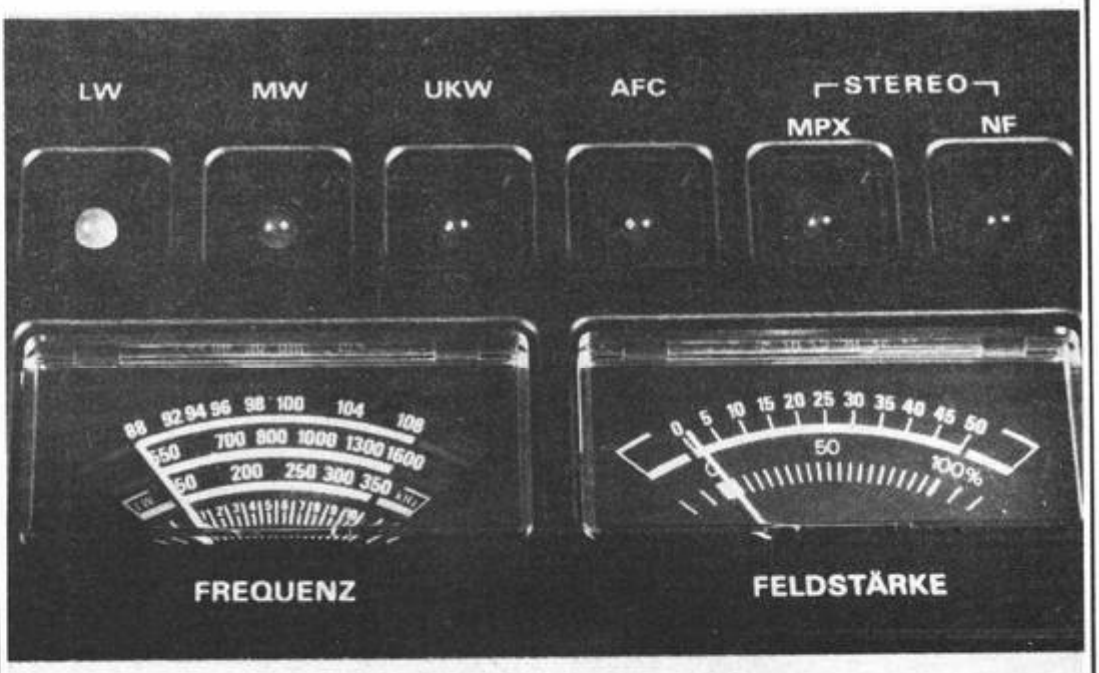
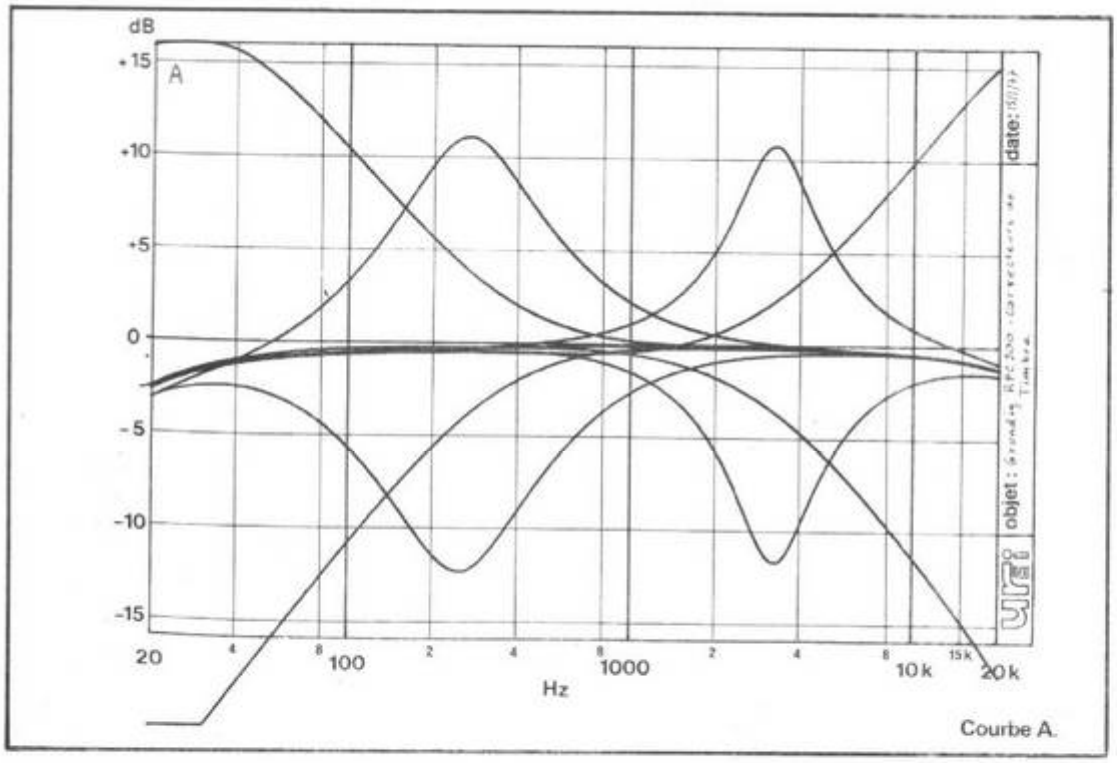


Photo 3. – A gauche, le cadran indicateur des stations, à droite, l'indicateur de champ, au-dessus des diodes électroluminescentes pour l'indication des gammes.



Courbe A.

direct et le signal de sortie du processeur Dolby pour ajouter des aigus. T 905 constitue le filtre à fréquence et efficacité variable, les tensions haute fréquence sont détectées par les diodes D 905 et D 906 qui commandent le filtre T 905. La tension de sortie codée Dolby est disponible sur l'émetteur de T 903 sous une impédance basse. La tension de sortie est alors dirigée vers l'amplificateur d'enregistrement constitué de T 104, T 105 et T 106. La courbe de correction d'enregistrement est fixée par les éléments réactifs et résistifs du circuit de contre-réaction. En reproduction, ce circuit est linéaire. Les potentiomètres R 170, R 175 et R 180 ajustent le niveau du signal à enregistrer en fonction du type de bande. Ce réglage permet d'enregistrer à niveau constant sans tenir compte au moment de l'enregistrement de la sensibilité de la bande.

Le condensateur C 126 transmet une fraction de la tension d'effacement à la tête d'enregistrement. Cette fraction ne dépend pas de la nature de la bande. C'est au niveau de l'oscillateur d'effacement que la discrimination se fera.

L'oscillateur d'effacement utilise deux transistors complémentaires qui débitent sur une charge unique. Les oscillations sont obtenues par déphasage de la tension de collecteur par les condensateurs C 704 et C 706. L'intensité de l'oscillation est fixée par la valeur de la résistance d'émetteur de T 702. Lorsque la résistance est faible, 47 Ω, l'intensité maximale est obtenue, c'est celle réservée au chrome. Pour la bande ferrochrome et pour le fer, il y a deux potentiomètres ajustables en série avec des résistances.

Les tensions de sortie du Dolby sont dirigées également vers le circuit d'indication de niveau. T 605 et T 606 sont montés en amplificateurs alors que T 607, T 608 polarisés par D 612 servent de détecteurs. Ils chargent les condensateurs C 616 et C 617 qui commandent T 609 qui à son tour fait dévier les galvanomètres.

Les indicateurs de niveau sont sensibles à la crête du signal, leur temps de montée est rapide, leur temps de descente est fixé par la constante de temps de décharge des condensateurs C 616 et C 617.

Les diodes D 610 et D 611 détectent également la tension de sortie. L'une sert pour la voie de droite, l'autre pour celle de gauche. La tension détectée arrive sur T 602, T 601 est un transistor à effet de champ monté en intégrateur de Miller, lorsqu'une tension apparaît sur la cathode de D 609, le transistor T 601 charge C 605. La constante de temps de décharge de D 605 est fixée par la résistance

Photo 4. – Le magnétophone tel qu'il se présente une fois sorti de son logement ; un élément tout à fait indépendant.

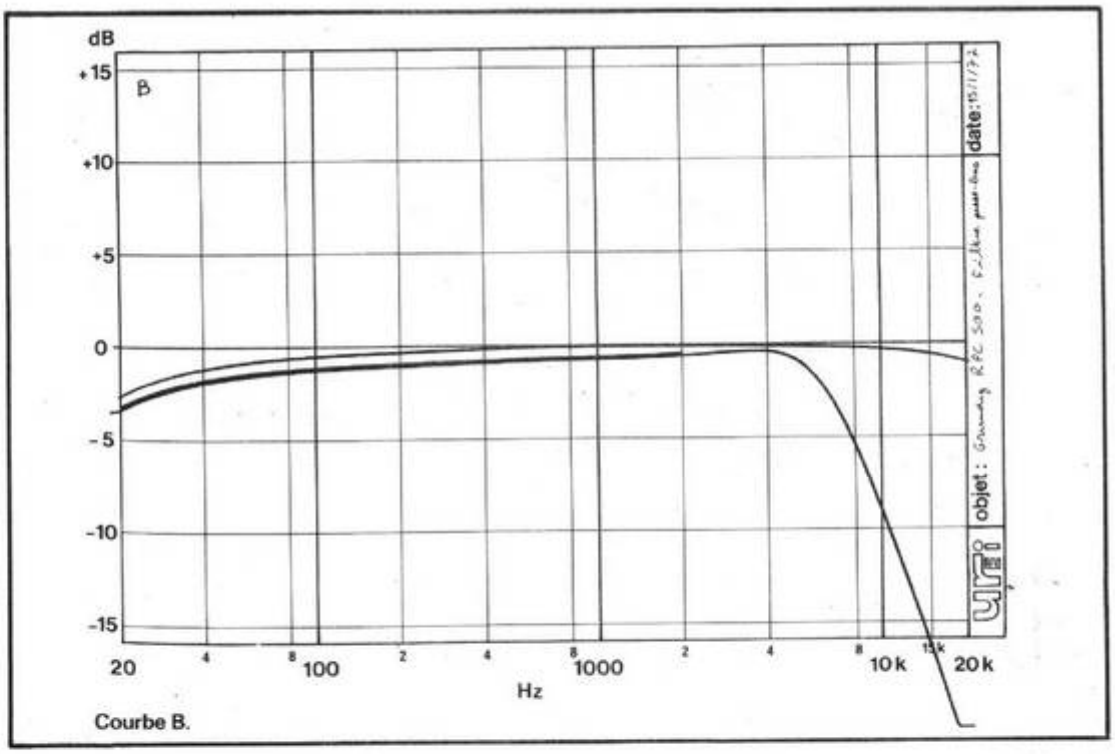
R 607/608 dont la valeur est de 100 MΩ ou de 500 MΩ suivant que l'on a choisi l'enregistrement automatique pour la musique ou la parole.

A la sortie du transistor à effet de champ un courant est envoyé dans les diodes D 601 et 608, diodes qui servent de résistance variable. Une série de diodes travaille pour le canal de gauche, l'autre pour celui, de droite. Ces résistances variables mettent le point commun aux condensateurs C 106/C 136 et C 206/C 236, à la masse pour constituer un atténuateur. La commande unique des deux voies permet d'éviter d'avoir un mouvement de l'image stéréophonique lorsque la commande est due uniquement à l'une des deux voies.

Le circuit d'arrêt automatique est représenté dans le bas et à gauche du schéma. Le transistor T 504 a sa base qui est mise périodiquement à la masse par le contact générateur d'impulsions. Les tensions alternatives sont redressées par D 502 et D 503, filtrées et transmises à T 503 qui commande l'allumage de la diode indiquant le défilement de la bande. L'interrupteur de pause sert à mettre hors service l'arrêt automatique en coupant l'alimentation de T 502. En bobinage rapide, le contact de pause est court-circuité pour permettre le fonctionnement de l'arrêt automatique même si le bouton de pause est enfoncé.

Les transistors T 501 et T 502 sont des amplificateurs continu à couplage direct.

Le transformateur d'alimentation est double, une moitié du secondaire sert au circuit d'alimentation du moteur et des lampes et voyants, l'autre sert à l'électronique. Cette dernière section est régulée et filtrée. Le circuit d'alimentation du moteur assure une régulation de tension, le montage détecte également les variations de charge du moteur.



Courbe B.

FABRICATION DU RPC 500

Sur le plan mécanique, nous avons deux parties. La partie supérieure, c'est un capot qui reçoit le magnétophone et le tourne-disques. Le tourne-disques est suspendu sur sa propre suspension. C'est une pièce moulée de grande taille, épaisse et rigide.

La partie inférieure est un châssis de tôle, la partie avant est montée sur charnières et peut se rabattre pour donner un meilleur accès aux composants.

Les circuits imprimés sont montés sur ce châssis. Pour la partie radio dont la surface est importante, le circuit a été monté sur un cadre d'acier qui

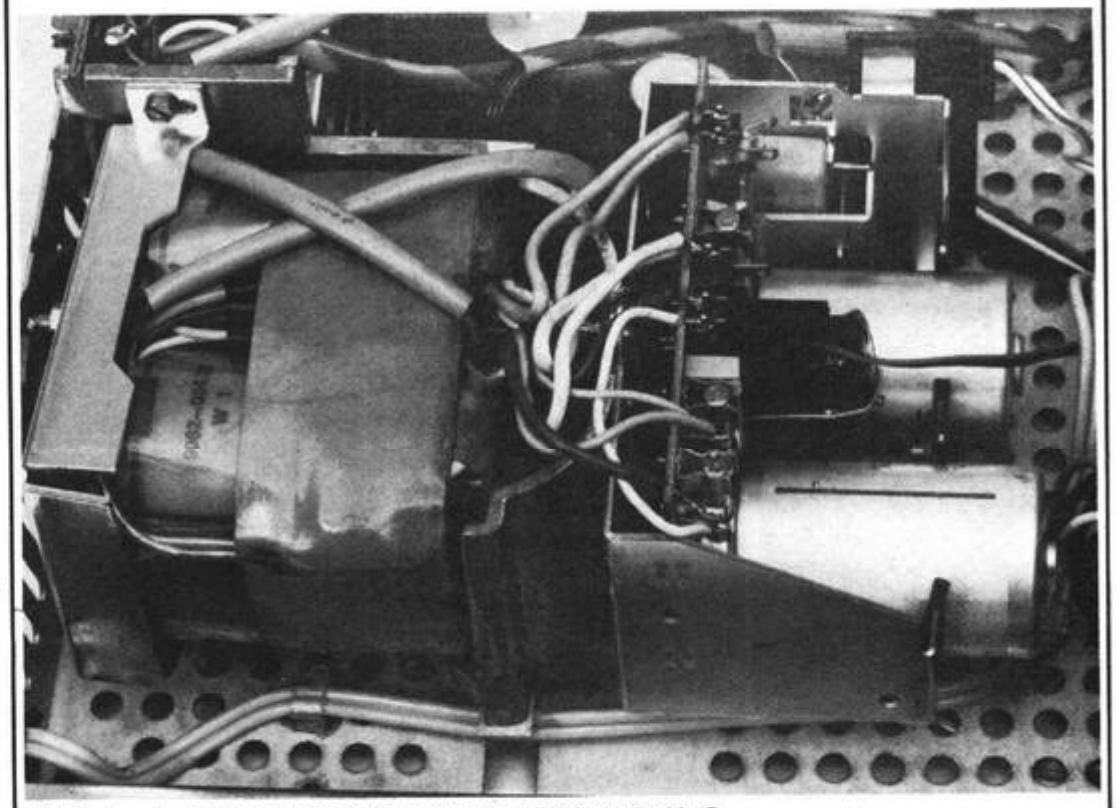
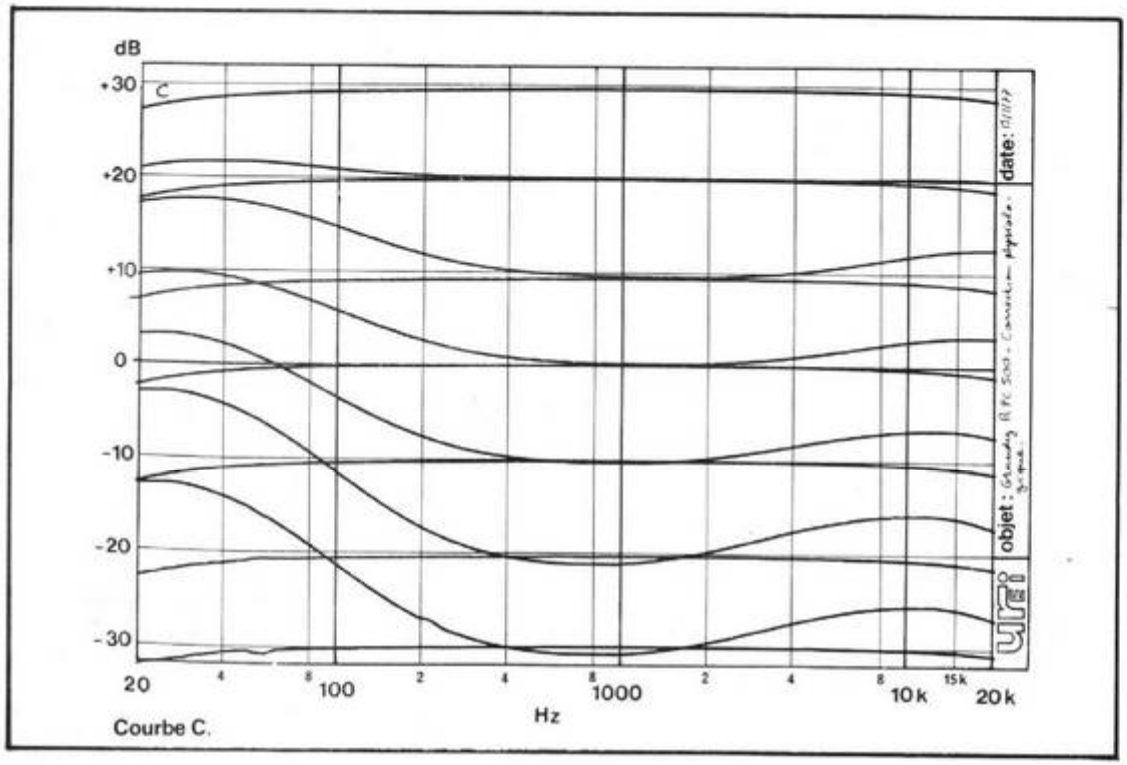


Photo 5. – Le transformateur d'alimentation, un circuit en double C.



Courbe C.

le rend rigide et qui évite d'utiliser un circuit en verre époxy plus onéreux.

Nous retrouvons un châssis de ce genre pour le commutateur d'enceintes. Les autres circuits plus petits n'ont pas eu besoin de telles précautions. L'amplificateur de puissance est solidaire du transformateur d'alimentation. Ce dernier est en effet fixé sur une pièce d'alliage d'aluminium et d'un autre métal qui sert à constituer le radiateur. Cette pièce complexe est moulée et possède les ailettes de refroidissement ainsi qu'un logement pour transformateur. Le transformateur d'alimentation est bobiné sur un circuit magnétique en double C.

Les circuits sont reliés entre eux par connecteurs. Ces connecteurs ne peuvent pas se monter à l'envers, en outre, ils seront repérés par un code de couleur. Ainsi nous avons des connecteurs rouges, des verts, des noirs et des blancs. Pas de jaunes ni de blancs, sans doute sont-ils réservés pour des appareils plus complexes.

Le cordon d'alimentation secteur du magnétophone se branche sur le bloc d'alimentation, il se termine par une prise identique à celle du cordon secteur normal. Le magnétophone est relié à la prise d'entrée par un cordon terminé par une prise DIN d'un côté et une prise plate spéciale de l'autre. Pour le tourne-disques, nous avons également la possibilité de séparer les deux appareils, sans avoir à toucher de fer à souder.

La qualité générale de la fabrication est excellente, les fils sont fixés mécaniquement avant d'être soudés. Si la présentation interne était un peu plus soignée, un peu moins embrouillée, on pourrait presque vendre un appareil sous une ébénisterie transparente... Nous n'en sommes pas loin.

Le magnétophone est un exemple de fabrication de qualité. Le dessin des circuits imprimés est très beau et la soudure en est très propre. Le constructeur a fait appel à une construction modulaire. Certains modules comme le préamplificateur d'entrée ou les réducteurs de bruit Dolby sont enfichables. Pour éviter l'utilisation d'un circuit imprimé double face, le constructeur utilise des cavaliers multiconducteurs pour aller d'un point à un autre. Ces cavaliers sont réalisés en circuit imprimé double face. Il y a une série de ces conducteurs dans l'appareil, ils permettent, à partir d'une seule pièce, de relier 8 points ensemble. La soudure de ces circuits auxiliaires se fait au bain, en même temps que celle des autres composants. Les commuta-

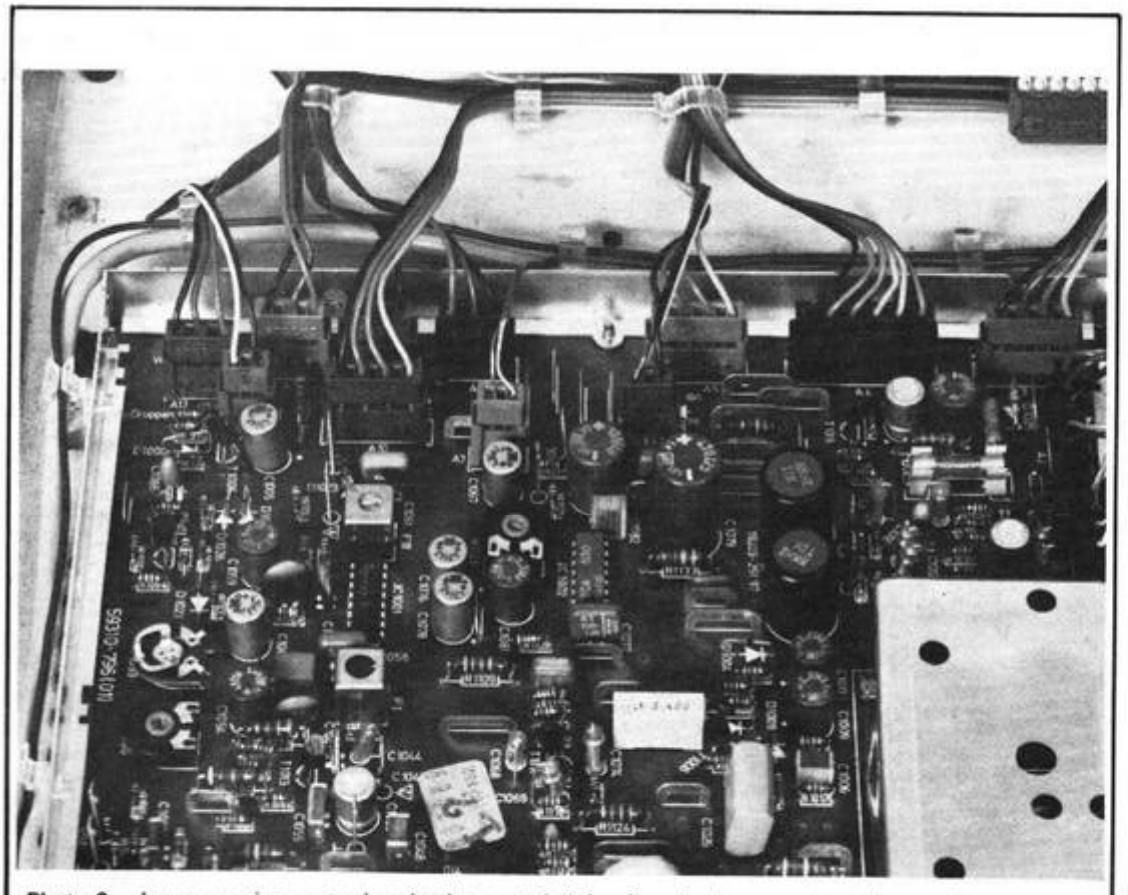
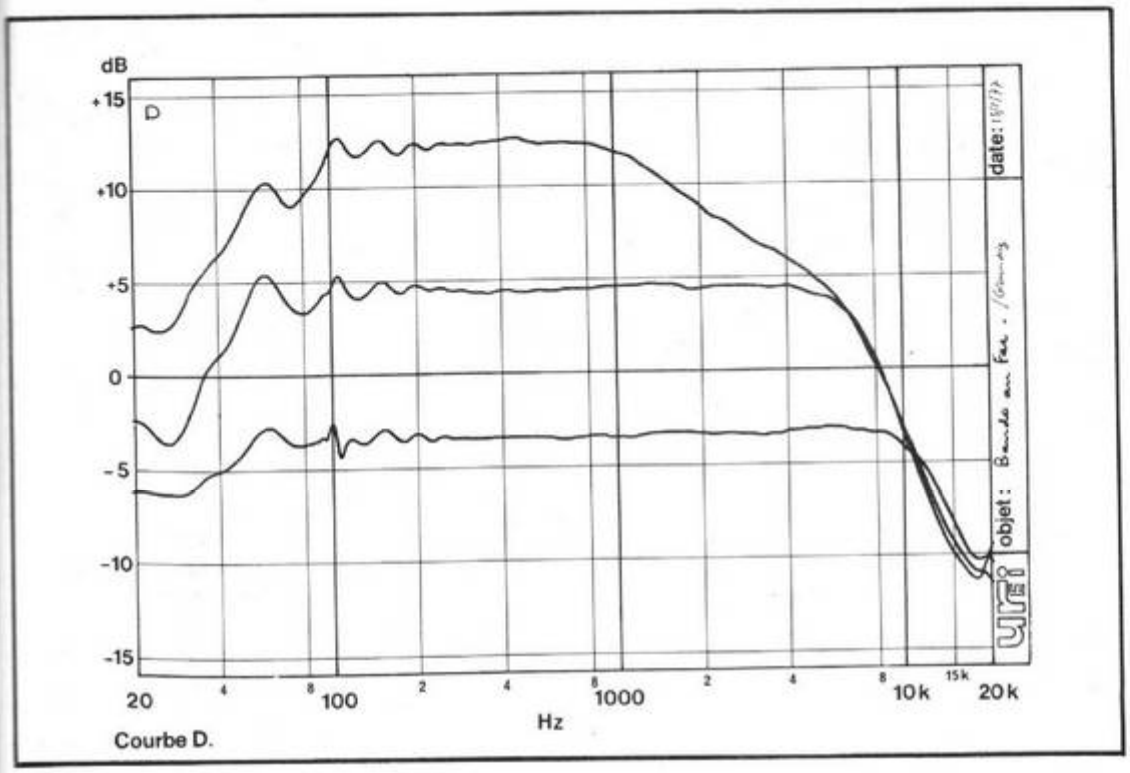


Photo 6. – Les connexions entre les circuits sont réalisées à partir de connecteur démontable.



Courbe D.

teurs sont installés directement sur le circuit imprimé, ce sont des commutateurs à glissière. Par exemple ; pour l'enregistrement, une seule pièce commande trois commutateurs par un système de leviers. Les commutateurs de fonction qui sont directement accessibles de l'extérieur (Dolby etc) sont aussi à glissière, ils utilisent aussi un système de levier de commande.

Comme pour le RPC 500, les liaisons sont faites par câbles plats multiples. Ces câbles ont l'avantage d'être dénudés sur des machines spéciales qui coupent automatiquement les fils à la bonne longueur et qui dénudent tous les conducteurs en une seule opération sans détériorer les brins conducteurs.

Le repérage des composants principaux est bien fait, tous les condensateurs n'y ont pas droit, ils sont parfois trop rapprochés.

Manifestement Grundig est un constructeur qui sait fabriquer des appareils en grande série avec une qualité de fabrication digne d'éloge. La présentation interne donne un accès suffisamment aisé à l'électronique, cet accès nécessite parfois un démontage plus poussé, les services techniques de la firme sont là pour donner les instructions nécessaires.

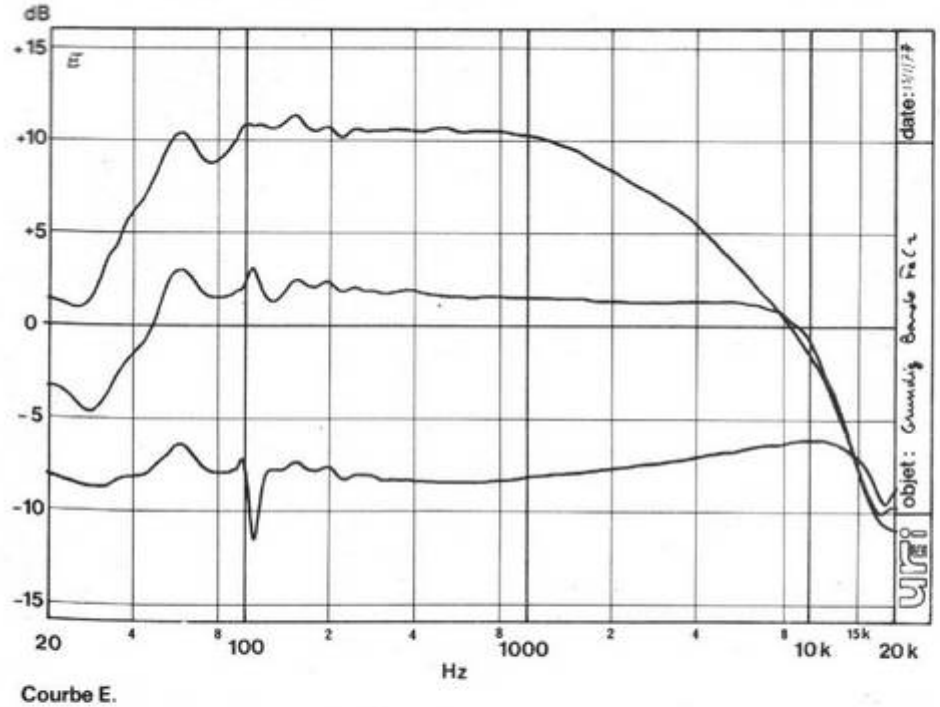
MESURES

Nous nous sommes limités au tracé de quelques courbes, celles des correcteurs de timbre qui ne sont pas celles que l'on peut recontrer sur tous les appareils HiFi. Celles du magnétophone avec l'influence de la saturation de l'électronique ou de la bande, celle du filtre passe-bas, un filtre qui abaisse un peu le

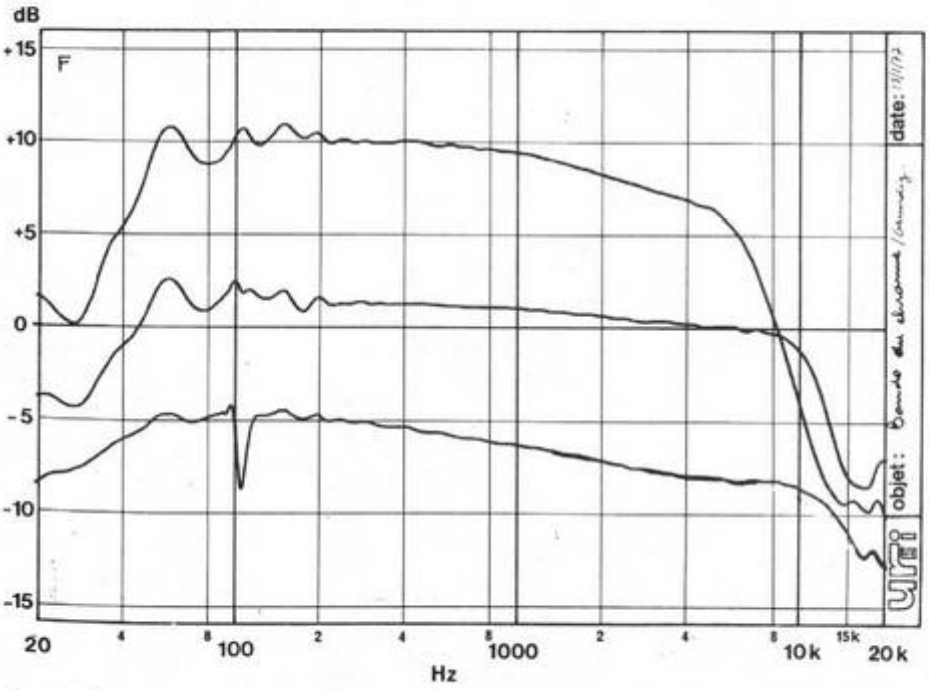
Photo 7. – Les commandes du magnétophone, les boutons servent à choisir divers paramètres d'enregistrement.

LES COURBES

Courbe A : action des correcteurs de timbre du RPC500, un correcteur à la fois.
Courbe B : courbe de réponse du filtre passe-bas, il réduit un peu le niveau général dès son entrée en action.
Courbe C : le correcteur physiologique pour diverses positions espacées de 10 dB. En haut, le potentiomètre est à plein volume.
Courbe D : courbe de réponse relevée avec bande Agfa Super Ferro dynamic C90.
Courbe E : courbe de réponse relevée avec bande Agfa Ferrum + Chrom C90.
Courbe F : courbe de réponse relevée avec bande Agfa Stéréochrom C90.



Courbe E.



Courbe F.

niveau en dehors de sa zone d'action et aussi celle de la correction physiologique. Pour les autres mesures, nous avons un confrère dont nous avons hérité l'appareil, c'est HiFi stéréo, il n'y a pas de raison pour que les performances changent après un déplacement de quelques kilomètres.

Comme notre confrère n'a trouvé que des résultats pratiquement toujours supérieurs aux indications du constructeur nous ne le contredirons pas sur ce point.

CONCLUSIONS

Le RPC 500 est un appareil d'une technique particulièrement intéressante. Si vous avez suivi les schémas vous vous serez rendu compte que le constructeur n'a fait aucune concession parce que l'appareil était présenté sous une forme compacte. La chaîne compacte de qualité existe réellement, c'est une preuve de plus que nous apportons là. Pas mal d'astuces et de facilités d'emploi sont apportées par la sélection par touches électroniques des fonctions et des stations.

E. LÉMERY

CARACTÉRISTIQUES

— Magnétophone :

Alimentation : 50/60 Hz 120/127/220 V ± 10 %
46 transistors, 3 FET.
32 diodes, 3 LED, 2 redresseurs.
Cassette « compact » selon DIN 45516.
Nombre de pistes : 4 selon normes internationales.
Vitesse de défilement : 4,76 cm/s.
Bande passante : 30 Hz à 14 kHz.
Rapport signal/bruit : bande au chrome : avec Dolby : 64 dB. Au fer, avec Dolby : 65 dB.
Ferrochrome : 67 dB avec Dolby.
Taux de pleurage : moins de 0,15 %.
Arrêt automatique en fin de bande, enregistrement automatique, nettoyage de tête automatique.
Entrée radio de 1 à 150 mV sur 47 kΩ.
Micro : de 1 à 150 mV sur 47 kΩ.
Entrée phono : 25 mV à 3 V sur 1 MΩ.
Dimensions : 126 x 225 x 322 cm.
Poids : environ 3,9 kg.

— Tourne-disques :

Modèle Dual 1228
Alimentation : 50/60 Hz.
Moteur 4 pôles à suspension radiale élastique.
Plateau non magnétique : 1,5 kg.
Vitesse 33 et 45 t/mn ajustable dans une plage de 6 %.
Rapport signal/bruit : mieux que 59 dB.
Tête de lecture Shure : M95 G-LM.
Pointe DN 360 sphérique 15 μm.
Force d'appui recommandée : 1,25 g.
Bande passante : 20 Hz/20 kHz.
Sensibilité : 0,7 mV à 1 cm/s.
Ecart entre canaux : 2 dB max à 1 kHz.
Diaphonie : min. de 25 dB à 1 kHz.
Distorsion par intermodula-

tion inférieure à 1 % à 1,5 g et 8 cm/s.
Poids propre : 6,5 g.

— Ampli-tuner :
Gamme de réception : MF : 87,5 à 108 MHz.
GO : 145 à 350 kHz ; PO : 510 à 1 620 kHz.
Sensibilité : MF : 1,4 μV sur 300 Ω soit 0,7 μV sur 60 Ω pour une excursion de 15 kHz et un rapport signal/bruit de 26 dB ; MA : PO de 8 à 12 μV ; GO de 13,5 à 22 μV.
Seuil de limitation MF : - 3 dB ; 0,9 μV sur 300 Ω.
Largeur de bande MF : 150 kHz ; MA : 4,5 kHz.
Détecteur MF : 900 kHz.
CAF : ± 400/280 kHz
Rapport de capture : 1 dB.
Rapport signal/bruit : mono 65 dB ; stéréo 60 dB.
Bande passante en MF stéréo : 40 à 6 300 Hz ± 1,5 dB ; 6 300 à 15 000 Hz ± 2 dB.
Suppression du signal pilote : plus de 55 dB à 19 kHz, 60 dB pour 38 kHz.
Taux de distorsion : moins de 0,5 à 1 kHz.
Diaphonie : plus de 40 dB à 1 000 Hz.
Plus de 38 dB de 250 Hz à 6 300 Hz ; plus de 35 dB de 6 300 Hz à 10 000 Hz.

— Partie audio :
Puissance de sortie : 2 x 30 W sur 4 Ω ou 2 x 20 W sur 2 Ω.
Taux de distorsion : - de 0,2 % pour 2 fois 25 W sinus de 40 à 20 000 Hz.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz ± 1,5 dB entrée magnétophone ; 40 à 20 000 Hz ± 2 dB entrée phono.
Bande passante en puissance : 10 Hz à 80 000 Hz pour un taux de distorsion de 1 %.
Intermodulation : - de 0,3 % à pleine puissance.
Rapport signal/bruit magnétophone : 85 dB pour P max, tourne-disques : mieux que 69 dB à P max.
Sensibilité d'entrée pour 30 W en sortie.
Phono : 1,6 mV.
Magnétophone : 130 mV.
Tension d'entrée maximale : phono : 46 mV, magnétophone : + 3,5 V.

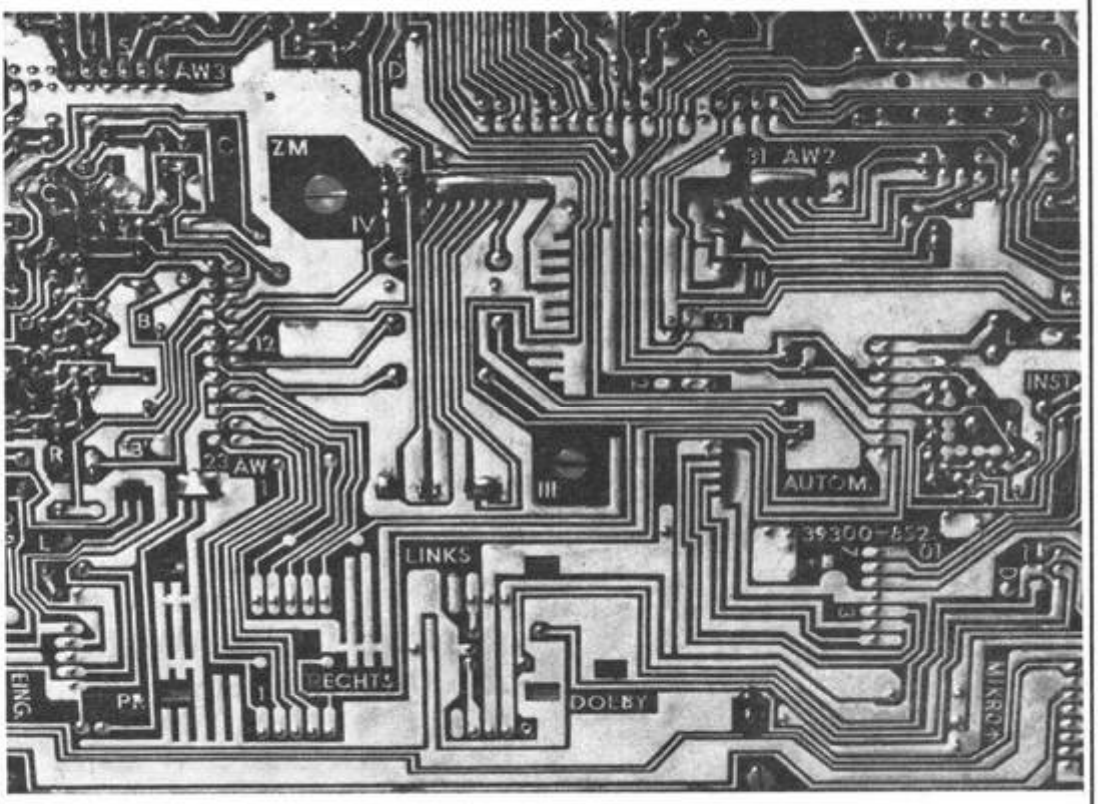


Photo 8. – Le dessin très géométrique du circuit imprimé du magnétophone du RP500.

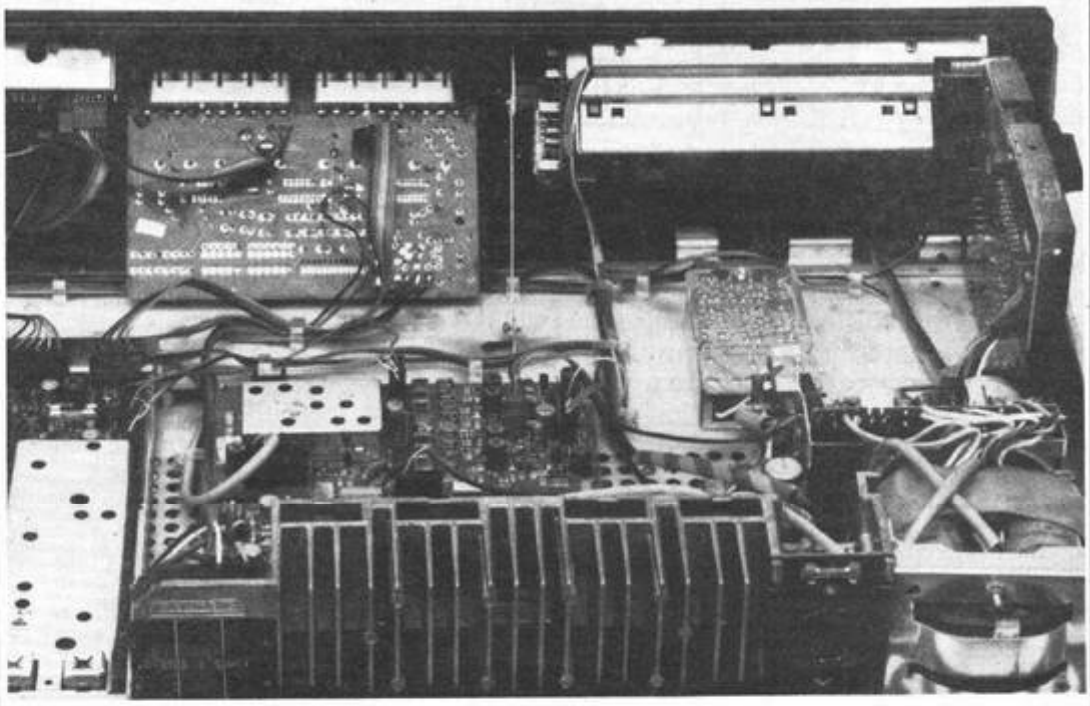


Photo 9. – Plusieurs modules sont répartis dans la base de l'appareil.

Correcteur de timbre : 40 Hz ± 15 dB, 250 Hz ± 10 dB, 3 kHz ± 10 dB, 16 kHz ± 13,5 dB.

Filtre anti-souffle : 7 kHz - 3 dB.
94 transistors dont 4 Darlington, 8 circuits intégrés, 71 diodes, 4 zeners, 10 LED, 4 redresseurs.
Alimentation : 110/ 130/ 220/ 240/ 50/60 Hz.

Application de l'amplificateur basse fréquence

TDA 1037

Le circuit intégré bipolaire Siemens TDA 1037 est un amplificateur de puissance (classe B) en montage push-pull. Il est réalisé dans un boîtier single-in-line original qui facilite grandement le montage et qui permet de réaliser simplement une bonne évacuation de la puissance dissipée (fig. 1).

Le TDA 1037 délivre une puissance de sortie de 5 W sous 14 V de tension d'alimentation et pour une charge de 4 Ω. Ce circuit intégré présente le grand avantage de fonctionner sur une très large plage de tension (4 à 28 V) ; il peut débiter jusqu'à 8 W de puissance de sortie et un courant jusqu'à 2,5 A dans la charge.

Doté d'un excellent rendement, et d'un faible taux de distorsion, ce circuit intégré est protégé contre les surcharges thermiques grâce à un circuit électronique incorporé sur la pastille de semi-conducteur.

La figure 2 représente le schéma interne du TDA 1037.

BRANCHEMENT ET UTILISATION DU TDA 1037

Les trois montages d'application proposés plus bas, se distinguent par leur nombre de composants périphériques, par leur réjection des ronflements et par diverses autres particularités. L'utilisateur trouvera ainsi le montage le plus adapté à son problème précis.

Le montage de la figure 3 convient lorsque les exigences concernant la réjection des ronflements sont très faibles. La résistance de charge R_L (c'est-à-dire, le haut-parleur) se situe entre la tension d'alimentation et le condensateur de couplage de la sortie du circuit intégré ; cette façon de faire procure un maximum de puissance de sortie, même pour une très faible tension d'alimentation. Malheureusement, le circuit de filtrage électronique (l'éventuel condensateur à la broche 7) est sans effet car les éventuels parasites sont appliqués directement sur la résistance de charge.

Un autre avantage cependant : le nombre de composants périphériques est très faible.

Le montage de la figure 4 présente une excellente réjection des ronflements résiduels. Le condensateur C_7 entre la broche 7 et la masse amène un filtrage supplémentaire du premier étage préamplificateur. Nous reviendrons plus bas sur ce sujet (fig. 21).

La résistance de charge R_L se place entre la sortie et la masse. Ce montage ne possède aucune addition dynamique de tension (bootstrapping) à la broche 4. Lorsque la puissance de sortie maximum est atteinte, le signal de sortie est écrêté asymétriquement. La puissance de sortie maximum est obtenue avec une tension d'alimentation élevée.

Dans le montage de la figure 5, le circuit R_4 C_4 pro-

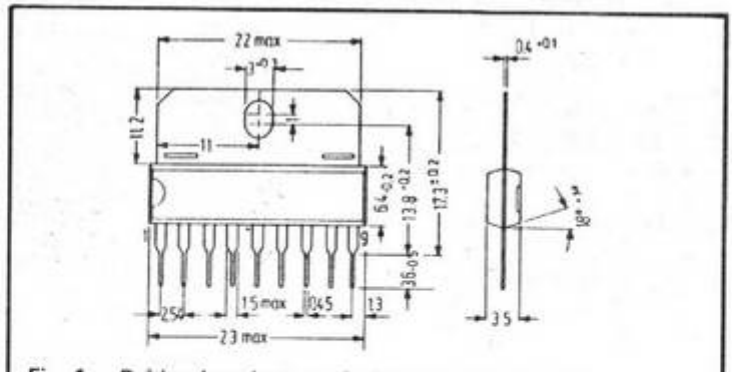


Fig. 1. – Boîtier de puissance single-in-line (SIL-9) comportant une ailette de refroidissement et 9 broches (poids ≃ 1,5 g ; dimensions en mm).

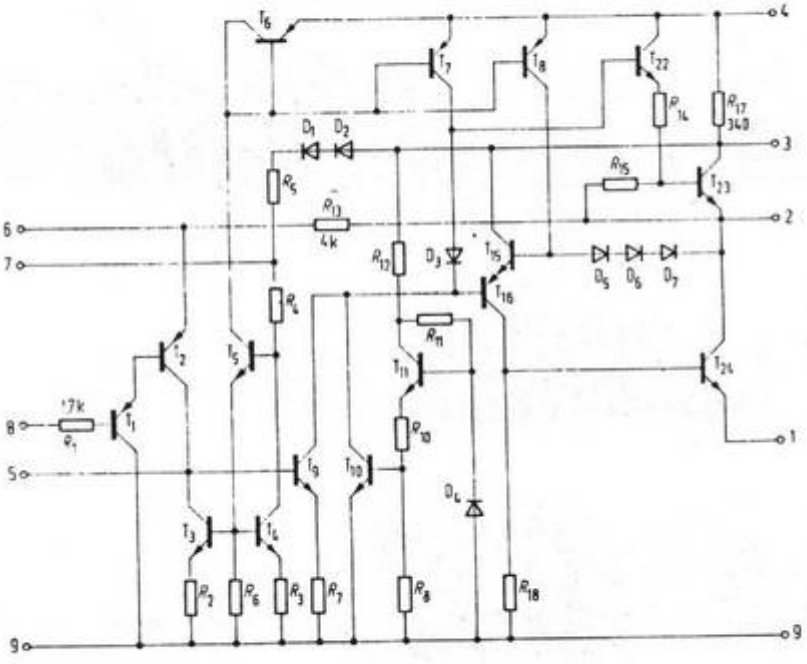


Fig. 2. – Schéma interne complet du TDA 1037.

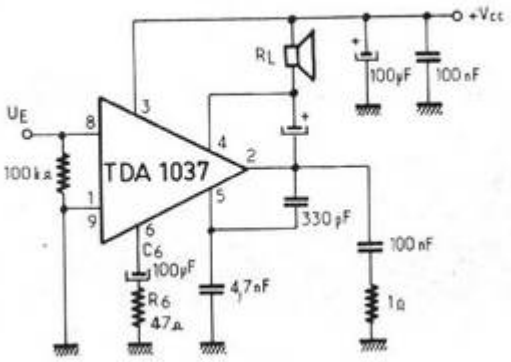


Fig. 3. – Application la plus simple du TDA 1037.

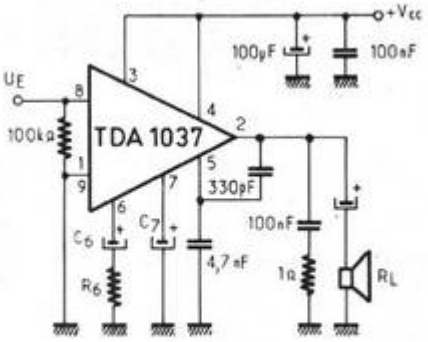


Fig. 4. – Application du TDA 1037 pour une tension d'alimentation + V_{CC} = 20 à 28 V et une excellente réjection des tensions parasites.

cure une addition de tension dynamique à la broche 4. Cette astuce bien connue permet de disposer d'une plus grande puissance de sortie, car le transistor de sortie traitant l'alternance positive est commandé d'une façon plus complète grâce à une élévation du potentiel de sa base. La tension résiduelle s'en trouve réduite. La limitation des signaux de sortie au-delà de la puissance maximum est symétrique ; ce montage convient pour de faibles tensions d'alimentation. Le condensateur de filtrage C_7 procure une bonne réjection des ronflements, mais comme une partie des tensions parasites atteint la charge au travers de R_4 et C_4, la réjection des ronflements dans le montage de la figure 5 est moins bonne que dans la figure 4.

Si nous récapitulons les principaux critères de choix entre les trois montages précités, nous aboutissons au tableau suivant :

Montage	Figure 3	Figure 4	Figure 5
Complexité du montage	minimum	moyenne	grande
Réjection des ronflements	réduite	très bonne	bonne
Tension d'alimentation recommandée	4 à 28 V	20 à 28 V	4 à 28 V
Addition de tension (Boostrapping ou réaction)	oui	non	oui

CORRECTIONS DE TONALITÉ ET COMPORTEMENT EN FRÉQUENCE

Dans la plupart des applications dans les amplificateurs BF, on exige d'incorporer une correction de tonalité puisqu'elle se réalise relativement simplement au niveau de la contre-réaction de l'amplificateur. La figure 7 propose un réseau RC pour un réglage des basses et des aigües. Les potentiomètres de réglage ont une faible résistance. Ils ont une extrémité et le curseur à la masse. Il s'ensuit une réduction du nombre de connexions entre la platine basse fréquence d'une part, et les potentiomètres de volumes placés sur la face avant du récepteur ou (de l'appareil considéré).

Cet avantage joue un rôle certain lorsque l'amplificateur basse fréquence est réalisé (avec ou sans autre fonction !) dans une technique modulaire et enfichable.

La résistance R_6 qui permet d'une part d'ajuster le gain de l'amplificateur, a elle aussi, une influence sur son comportement en fréquence si bien que lorsqu'on change la valeur de R_6 il faut prévoir de modifier les valeurs des circuits RC de tonalité. En branchant simplement à la broche 6 les deux composants proposés à la figure 8, l'amplificateur aura une caractéristique linéaire en fréquence.

GAINS EN TENSION G

Si le gain de l'étage d'entrée Darlington est égal à l'unité, on peut dire que la tension d'entrée $U_E = U_6$. On obtient donc pour le gain en tension total du circuit :

$$G = \frac{U_S}{U_E} = \frac{R_{13} + R_6}{R_6}$$

$$= \frac{R_{13}}{R_6} + 1$$

La résistance R_{13} est intégrée dans le circuit. Le branchement de la résistance R_6 permet donc d'ajuster le gain tension désiré.

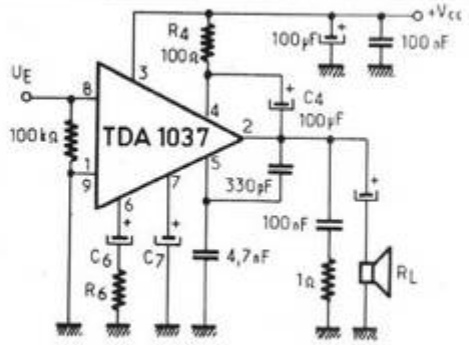


Fig. 5. – Application du TDA 1037 avec davantage de composants périphériques et une bonne réjection des ronflements fonctionnant entre + Vcc = 4 et 28 V.

$$G - 1 = \frac{R_{13}}{R_6}$$

$$\text{dont } R_6 = \frac{R_{13}}{G - 1}$$

La résistance interne R_{13} possède une valeur constante de 4 kΩ. La figure 9 illustre le comportement du gain en tension en fonction de la résistance externe de contre-réaction. R_6 doit être branché en série avec une capacité, car l'émetteur de T_2 se trouve à un potentiel de deux fois une jonction base-émetteur au-dessus de la masse. La fréquence limite dépend de C_6 et du condensateur de couplage du haut-parleur.

Si on a choisi un faible gain ($R_6 < 100\ \Omega$) il faut contrôler si la tension d'entrée en puissance de sortie maximum n'est pas intolérablement trop haute car la jonction de base-collecteur de l'étage d'entrée pourrait passer de l'état bloqué à l'état conducteur.

La figure 10 montre la variation de la tension

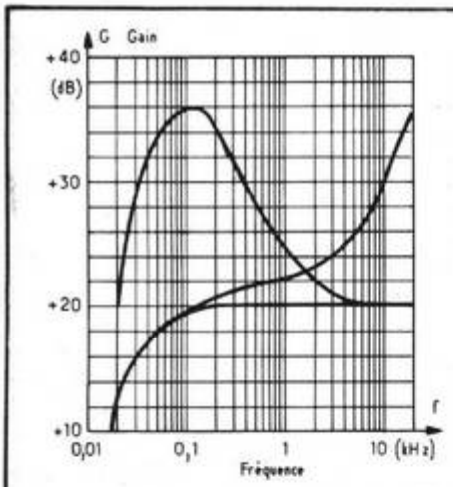


Fig. 6. – Efficacité du réglage de tonalité séparé pour les basses et les aiguës, obtenu avec les composants de la figure 7.

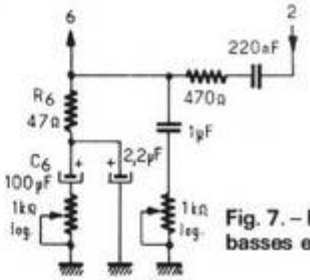


Fig. 7. – Réglage séparé des basses et des aiguës.

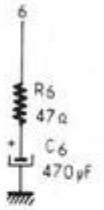


Fig. 8. – Composants à la broche 6 pour un gain constant en fréquence.

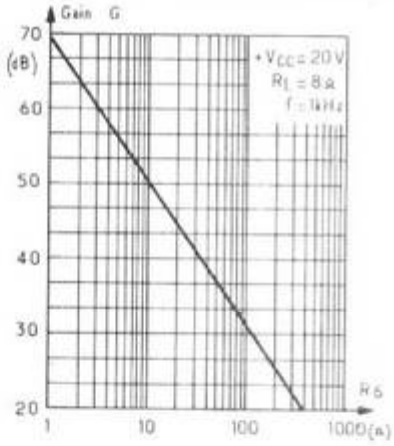


Fig. 9. – Gain en tension, en fonction de la résistance de contre-réaction R_6.

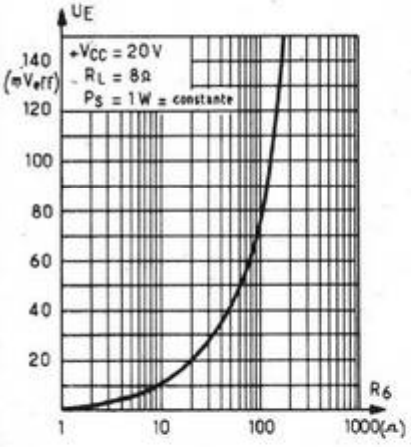


Fig. 10. – Sensibilité d'entrée en fonction de la résistance R_6.

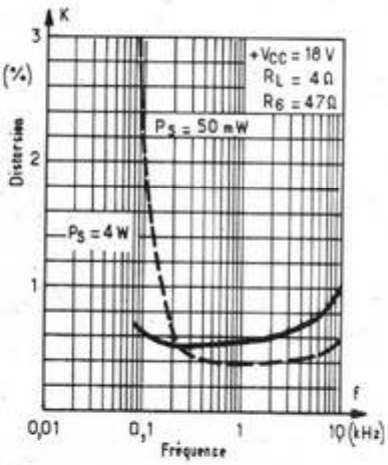


Fig. 11. – Taux de distorsion en fonction de la fréquence à 50 mW et à 4 W de puissance de sortie (mesure effectuée sur le montage de la figure 5).

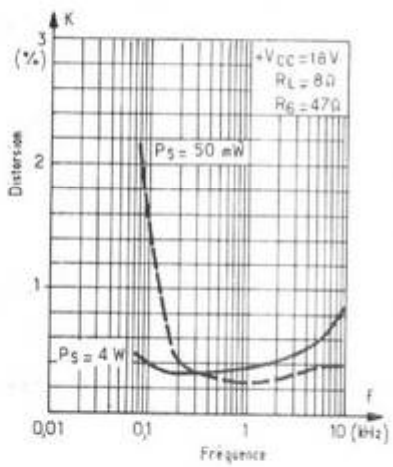


Fig. 12. – Taux de distorsion en fonction de la fréquence à 50 mW et 4 W de puissance de sortie (mesure faite sur le montage de la figure 5).

d'entrée, en fonction de R_s pour une puissance de sortie $P_s = 1$ W = constante.

Toutes les mesures évoquées plus bas sont effectuées sur le montage de la figure 5 à l'exception des mesures de réjection du ronflement.

DISTORSION

Les figures 11 et 12 montrent le taux de distorsion K en fonction de la fréquence, pour deux puissances de sortie constantes de 50 mW et de 4 W. La résistance de charge à la figure 11 est de 4 Ω et à la figure 12 de 8 Ω.

PUISSANCE DE SORTIE

La puissance de sortie maximum pour un taux de distorsion de 10 % et avec une résistance de charge de 4 Ω, sous une tension d'alimentation $+V_{CC} = 18$ V et à = 1 kHz est de 8 W. A la figure 13 on a représenté le taux de distorsion en fonction de la puissance de sortie P_s.

La puissance de sortie désirée dépendant directement de la tension d'alimentation et du courant disponible, on a représenté à la figure 14, la tension d'alimentation $+V_{CC}$ en fonction de la puissance de sortie P_s désirée.

A la figure 15 on trouvera le courant consommé I_{CC} par le montage de la figure 5 en fonction de la puissance de sortie P_s.

TENSION DE LA BROCHE DE SORTIE ET COURANT DE REPOS

Le TDA 1037 fonctionne entre 4 et 28 V dans ce domaine de tension, la broche de sortie 2 doit toujours se

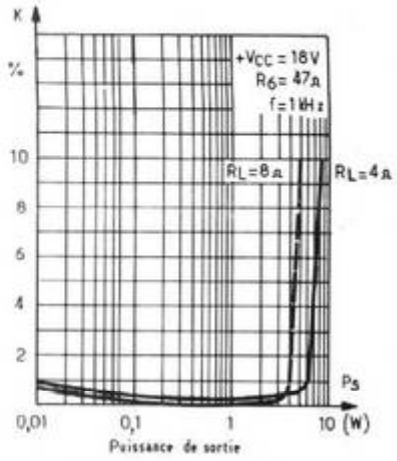


Fig. 13. – Taux de distorsion en fonction de la puissance pour une résistance de charge de 4 Ω et 8 Ω (mesures faites sur le montage de la figure 5).

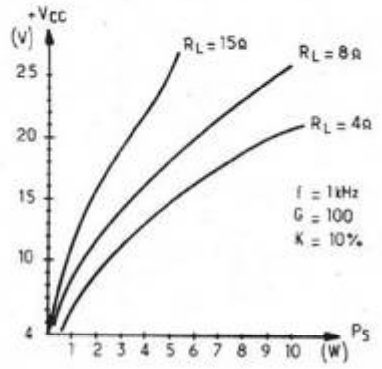


Fig. 14. – Tension d'alimentation nécessaire à l'obtention d'une certaine puissance de sortie pour trois valeurs différentes de l'impédance de charge.

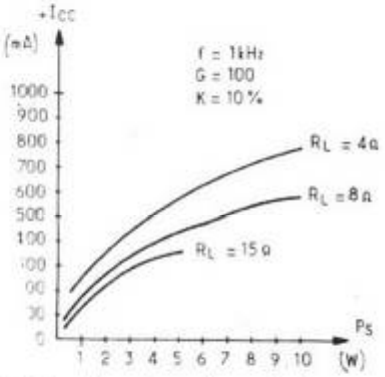


Fig. 15. – Consommation totale de courant en fonction de la puissance de sortie pour trois valeurs d'impédance de charge différentes.

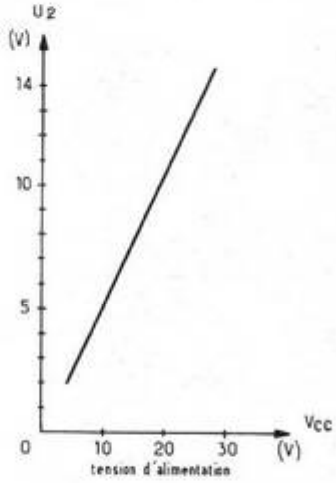


Fig. 16. – Tension à la broche de sortie (2) en fonction de la tension d'alimentation $+V_{CC}$.

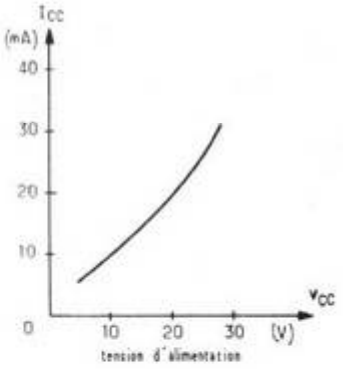


Fig. 17. – Courant de repos I_R en fonction de la tension d'alimentation $+V_{CC}$.

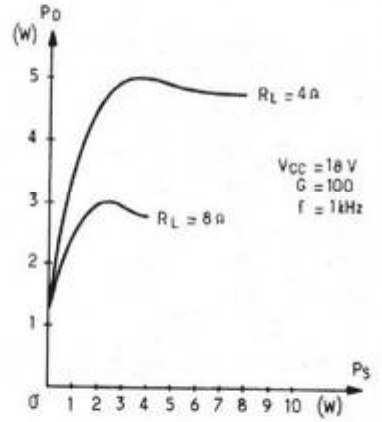


Fig. 18. – Puissance dissipée P_D en fonction de la puissance de sortie P_s.

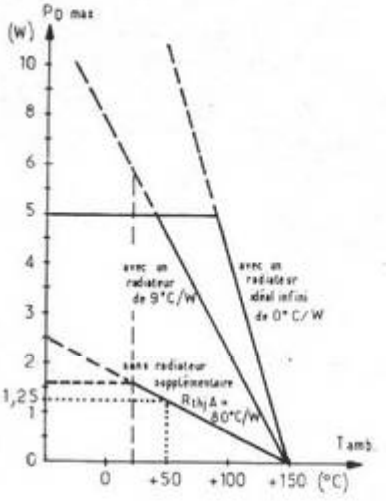


Fig. 19. – Puissance dissipée maximum P_D en fonction de la température ambiante T_{amb}.

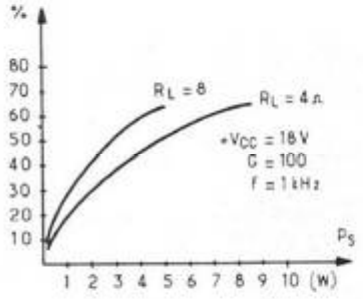


Fig. 20. – Rendement en fonction de la puissance de sortie P_S pour deux impédances de charge différentes.

	Symbole	Min.	Typ.	MAX.	Unité
Tension d'alimentation	$+V_{cc}$	4		28	V
Tension de sortie à vide					
$+V_{cc}$ = 24 V	U_2	11	12	13	V
$+V_{cc}$ = 18 V	U_2	8	9	10	V
$+V_{cc}$ = 14 V	U_2	6,4	7,2	8	V
Courant de sortie à vide					
$+V_{cc}$ = 24 V	$I_3 + I_4$		15	25	mA
$+V_{cc}$ = 18 V	$I_3 + I_4$		13	22	mA
$+V_{cc}$ = 14 V	$I_3 + I_4$		12	20	mA
Courant continu d'entrée					
$+V_{cc}$ = 24 V	I_8		1		μA
$+V_{cc}$ = 18 V	I_8		0,6		μA
$+V_{cc}$ = 14 V	I_8		0,4		μA
Puissance de sortie (k=10 %)					
$+V_{cc}$ = 24 V, R_L = 16 Ω	P_o		5,5		W
$+V_{cc}$ = 18 V, R_L = 8 Ω	P_o		5,0		W
$+V_{cc}$ = 14 V, R_L = 4 Ω	P_o		5,0		W
Sensibilité d'entrée (P_o=5 W)					
$+V_{cc}$ = 24 V, R_L = 16 Ω	U_i		150		mV
$+V_{cc}$ = 18 V, R_L = 8 Ω	U_i		110		mV
$+V_{cc}$ = 14 V, R_L = 4 Ω	U_i		80		mV
Résistance d'entrée	R_i	1	5		MΩ
Plage de fréquence (–3 dB)	f	35		20000	Hz
Distorsion (P_o = 0,05 W + V_{cc} = 14 V R_L = 4 Ω)	k			0,3	%

trouver à un potentiel aussi proche que possible de 1/2 (+ V_{CC}). La figure 16 représente la tension à la broche 2 en fonction de la tension d'alimentation tandis que la figure 17 représente le courant de repos du circuit intégré en fonction de cette tension d'alimentation + V_{CC}.

COMPORTEMENT EN TEMPÉRATURE

Un choix défavorable de la résistance de charge peut élever inutilement la puissance dissipée. La puissance dissipée P_D est déterminante pour le dimensionnement du radiateur. La relation entre P_D et P_S est fonction du rendement du circuit intégré comme le montre la figure 18. A une puissance de sortie P_S = 18 W correspond une puissance dissipée P_D = 4,7 W dans le C. Intégré. Si la température ambiante T_{amb} = 50 °C il s'ensuit la valeur suivante pour la résistance thermique R_{thR} pour le radiateur :

$$R_{thCI} + R_{thR} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_D}$$

$$R_{thR} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_D} - R_{thCI}$$

Dans ces relations on trouve :
T_j : température de jonction maximum = 150 °C.
T_{amb} : température ambiante.
R_{thCI} : résistance thermique contre la pastille semi-conductrice et l'ailette de radiateur du CI = 12 °C/W.
R_{thR} : résistance thermique du radiateur additionnel.
R_{thA} : résistance thermique entre pastille de semi-conducteur et température ambiante, lorsqu'on n'utilise aucun radiateur additionnel = 80 °C/W.

En remplaçant par les valeurs données on obtient :

$$R_{thR} = \frac{150\ °C - 50\ °C}{4,7\ W} - R_{thCI}$$

$$= \frac{100}{4,7} - 12 = 21,2 - 12,$$

$$= 9,2\ °C/W$$

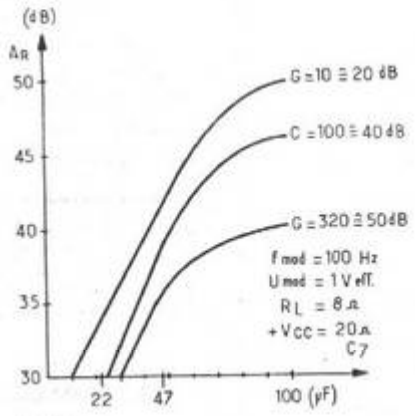


Fig. 21.– Réjection A_R des tensions de ronflements superposées à la tension d'alimentation en fonction de la valeur de capacité C_7.

Si le circuit intégré est utilisé sans radiateur additionnel, la puissance dissipée :

$$P_D = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{thA}}$$

$$= \frac{150\ °C - 50\ °C}{80\ °C/W} = 1{,}25\ W$$

avec $R_{thA} = 80\ °C/W$. La puissance de sortie P_S (pour $+V_{CC} = 14$ V, $R_L = 15\ \Omega$) est donc égale à 1,7 W.

La puissance dissipée P_D est représentée à la figure 19 en fonction de la température ambiante, ceci pour différentes résistances thermiques de radiateur. Le rendement en fonction de la puissance de sortie sous différents cas de charge est représenté à la figure 20.

RÉJECTION DES ONDULATIONS RÉSIDUELLES DE LA TENSION D'ALIMENTATION

On désigne par réjection des tensions parasites, le rapport logarithmique entre la tension parasite (ou de ronflement) sur la ligne de la tension d'alimentation et la tension parasite à la sortie de l'amplificateur. Cette réjection peut s'écrire de la façon suivante :

$$A_R = 20 \log \frac{U_{Ri}}{U_{RCI}}$$

où U_{Ri} = tension de ronflement superposée à la tension d'alimentation et U_{RCI} = tension de ronflement à la sortie de l'amplificateur.

La figure 21 illustre l'atténuation des ronflements de la tension d'alimentation que procure le condensateur de filtrage C_7 pour 3 valeurs différentes du gain et pour le montage de la figure 4. La réjection des tensions parasites dépend des composants extérieurs au circuit intégré de la tension d'alimentation du gain et de l'impédance du générateur à la broche 8 (entrée du C.I.).

Les mesures illustrées à la figure 21 ont été faites sur un montage dans lequel l'impédance de charge était branchée entre la sortie et la masse (l'impédance du générateur était de 600 Ω).

N. GAUTHIER

SÉLECTION DE CHAINES HIFI

CHAINE PIONEER SX838

Cette chaîne comprend :
— Un tuner-amplificateur Pioneer SX838.
— Une table de lecture Thorens TD 160.
— ou AKAI AP 005.
— Deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.
— ou Ultra linéar UL125.

LE TUNER AMPLIFICATEUR PIONEER SX838

Partie tuner :
Gammes : PO-FM.
Sensibilité FM : 1,2 μV.
Rapport de sélectivité : 1 dB.
Sélectivité : 80 dB.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Distorsion harmonique totale : $>$ 0,4 %.
Courbe de réponse : 20 Hz à 15 kHz.
Séparation stéréo : $>$ 40 dB.
Sensibilité AM : 15 μV.
Sélectivité : 40 dB.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 55 W/4 Ω.
Distorsion harmonique à 1000 Hz : $<$ 0,3 %.
Bande passante de puissance : 10 Hz à 40 kHz (avec THD 0,3 %).
Courbe de réponse sur aux. : 15 Hz à 40 kHz (+ 0,5 dB, - 1 dB).
Sensibilité et impédance des entrées : phono : 2,5 mV/50 kΩ ; micro. : 2 mV/50 kΩ ; tuner, aux., magnéto : 150 mV/80 kΩ.
Dimensions : 520 x 175 x 420 mm.

LA TABLE DE LECTURE THORENS TD160

Système d'entraînement : moteur 16 pôles synchrone biphasé entraînement du plateau par courroie caoutchouc.
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Plateau : alliage de zinc non magnétique - diamètre : 30 cm, poids : 3,2 kg.
Régularité de vitesse : 0,06 % (pondéré).
Niveau de bruit (rumble) : non pondéré - 43 dB ; pondéré - 65 dB selon DIN 45539.
Alimentation : 110-125 V, 210-240 V commutable 50 et 60 Hz adaptable par échange de la poulie motrice - 5 W.
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

LA TABLE DE LECTURE AKAI AP005

Plateau : diamètre 300 mm, poids 1,1 kg en aluminium moulé.
Moteur : 4 pôles à hystérésis synchrone.
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Pleurage et scintillement : $<$ 0,05 %.
Rapport S/B : $>$ 52 dB.
Entraînement : courroie.
Longueur du bras : 220 mm.
Echelle de pression : 0 à 3 g.
Poids de cellule admis : 4 à 12,5 g.
Relève-bras : hydraulique.
Dimensions : 440 x 128 x 358 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE 3A ALLEGRETTO

Enceinte 3 voies.
Bande passante : 40 à 20 000 Hz.
Distorsion : $<$ 1,5 %.
Réglage séparé du registre médium par commutateur étalonné.
Puissance nominale : 40 W.
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE ULTRA LINEAR 125B

Enceinte 3 voies.
Impédance : 8 Ω.
Réponse en fréquences : 32 à 18 000 Hz.
Puissance nominale : 40 W.
Fréquences de croisement : 1 500 Hz et 4 000 Hz.
Dimensions : 620 x 370 x 310 mm.

CHAINE MARANTZ 2240

Cette chaîne comprend :

— Un tuner amplificateur Marantz 2240.

— Une table de lecture Technics SL23.

— ou Scott PS16.

— Deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

LE TUNER AMPLIFICATEUR MARANTZ 2240

Partie tuner :

Gammes PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μV.
Rapport signal/bruit : 55 dB.
Distorsion harmonique totale : mono : 0,30 % ; stéréo : 0,40 %.
Sélectivité : 60 dB.
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz).
Sensibilité AM : 20 μV.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,3 %.
Sensibilité des entrées : phono : 1,8 mV/47 kΩ ; entrée haut niveau : 180 mV/100 kΩ.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.

LA TABLE DE LECTURE TECHNICS SL23

Platine 2 vitesses : 33 et 45 trs/mn.
Entraînement du plateau par courroie.
Réglage fin de la vitesse.
Arrêt et retour du bras automatique.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Ronronnement : – 65 dB.
Alimentation : 110/220 V 50 Hz.
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm.

LA TABLE DE LECTURE SCOTT PS16

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Entraînement du plateau par courroie.
Moteur synchrone.
Plateau en aluminium de 30 cm de diamètre.
Fluctuation et scintillement : 0,07 %.
Rapport signal/bruit : 45 dB.
Alimentation : 220 V/50 Hz.
Dimensions : 465 x 367 x 168 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SIARE FUGUE 50

Puissance nominale : 40 W.
Enceinte close système actif/passif.
Bande passante : 20 à 25 000 Hz.
Impédance : 4 à 8 Ω.
Dimensions : 600 x 390 x 285 mm.

CHAINE TECHNICS SU7600

Cette chaîne comprend :
— Un amplificateur SU 7600 Technics.
— Une table de lecture Akai AP001.
— Deux enceintes acoustiques Siare CX32.

L'AMPLIFICATEUR TECHNICS SU7600
Puissance : 2 x 43 W/8 Ω (à 1000 Hz).
Distorsion harmonique totale : 0,2 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %.
Bande passante : 5 à 65 kHz (à – 3 dB).
Tension résiduelle signal/bruit : 0,6 mV.
Sensibilité et impédance des entrées :
phono : 2 mV/47 kΩ ;
tuner : 150 mV/47 kΩ ;
auxiliaire : 150 mV/47 kΩ ;
magnéto 1 : 150 mV/47 kΩ ;
magnéto 2 : 150 mV/47 kΩ.
Rapport signal/bruit : phono : 72 dB ; tuner et aux. : 92 dB.
Alimentation : 110/220 V.
Dimensions : 410 x 140 x 332 mm.

LA TABLE DE LECTURE AKAI AP001
Platine à entraînement du plateau par courroie.
Pose du bras et relève du bras hydraulique.
Plateau : diamètre 300 mm, poids : 1,1 kg en aluminium moulé.
Moteur : 4 pôles synchrone.
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Pleurage et scintillement : < 0,09 % WRMS.
Signal/bruit : > 47 dB.
Longueur de bras : 220 mm.
Echelle de pression : 0 à 4 g.
Poids de cellule admis : 4 à 15 g.
Relève-bras : hydraulique.
Dimensions : 445 x 350 x 140.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SIARE CX32
Enceinte à 3 voies.
Puissance : 35 W.
Puissance maxi : 45 W.
Amplificateur : à partir de 10 W.
Impédance : 4 à 8 Ω.
Bande passante : 30 - 22 000 Hz.
Conforme aux normes DIN 45500.
Dimensions : 540 x 300 x 240.
Poids : 9 kg.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 12.41-F - M. Pierre FLARRY, 89 Auxerre, sollicite des précisions complémentaires concernant la construction d'un émetteur 144 MHz.

1) Dans le montage proposé, le tube QQV 03/20 peut très bien se remplacer par le tube QQE 03/20 sans aucune modification ; ce sont les deux mêmes lampes, la lettre V indiquant simplement une fabrication anglaise par la firme Mullard.

Fig. RR - 12.41.

2) La bobine d'arrêt VHF type VK 200 est constituée simplement par quatre ou cinq tours de fil de cuivre émaillé enroulés sur un petit tore ou une perle de ferrite (voir fig. RR-12.41) ; l'amateur peut donc très bien la réaliser lui-même de la même façon.

●

RR - 12.54 - M. Roger MATILLON, 38 Grenoble, nous demande conseil au sujet de l'utilisation et de l'installation des haut-parleurs.

Nous pouvons vous dire que ce n'est pas en multipliant le nombre de haut-parleurs que vous aurez davantage de puissance sonore.

La puissance BF disponible est la puissance de sortie de **l'amplificateur :** ou bien, elle est appliquée à un seul haut-parleur ; ou bien elle est **répartie** dans plusieurs haut-parleurs ; mais elle ne varie pas.

●

RR - 12. 55 - M. Régis MARTIN, 69008 Lyon, nous demande des renseignements concernant la recharge des accumulateurs.

1) Nous avons déjà décrit des montages de chargeurs automatiques de batterie (à coupure en fin de charge) ; veuillez consulter nos numéros 1132 (page 78), 1178 (page 99) et 1567 (page 222) ; voyez aussi le nº 263 de Radio-Plans.

2) Une batterie au plomb doit être chargée avec une intensité moyenne égale au 1/10 de sa capacité en ampères-heure.

Lorsqu'une batterie est complètement chargée, il inutile de poursuivre davantage : il y a gaspillage d'énergie et il peut y avoir échauffement avec décollage de la matière active des plaques internes.

3) Pour charger deux batteries simultanément à l'aide d'un même chargeur, il faut les réunir **en série** (dans la mesure où la tension de sortie du chargeur est supérieure à la tension des deux batteries réunies en série). En parallèle, les charges ne se répartissent pas également, et il y a toujours une batterie qui « bouillonne » avant l'autre.

4) Même remarque pour l'utilisation : on ne doit jamais réunir deux batteries en parallèle. Il y en a toujours une qui se décharge plus vite que l'autre ; et ensuite, la plus « gonflée » se vide dans la plus faible.

5) Si l'on intercale un ampèremètre entre un chargeur et une batterie, on s'aperçoit que l'intensité diminue toute seule entre le début et la fin de la charge. Ce qui s'explique fort bien, puisque la tension de sortie du chargeur ne varie pas, alors que la tension disponible aux bornes de la batterie augmente. Il n'en demeure pas moins que l'on peut toujours régler manuellement l'intensité de charge à toutes valeurs souhaitées (jusqu'au maximum permis par le chargeur ou par la batterie) en intercalant, soit un vulgaire rhéostat entre le chargeur et la batterie, soit un gradateur électronique agissant sur le primaire du transformateur du chargeur.

●

RR - 12.56 - M. Patrick DOUTRELEPONT, 74 Annemasse, nous demande :

1) Ce qu'est la transmodulation dans un récepteur de radio ;

2) Des renseignements sur l'utilisation d'un photomultiplicateur comme préampli-

ficateur d'antenne en OC et en UHF.

Nous vous avions répondu directement et notre lettre nous a été retournée avec la mention habituelle « **n'habite pas à l'adresse indiquée** ».

1) La transmodulation est un phénomène par lequel la modulation d'un émetteur d'une fréquence différente de la fréquence d'accord du récepteur est apportée et devient audible en superposition de celle de l'émetteur normalement reçu. Si la station reçue cesse son émission, la modulation perturbatrice disparaît aussi. Le phénomène n'est donc pas provoqué par un manque de sélectivité du récepteur ; transmodulation et manque de sélectivité sont deux choses totalement différentes.

La transmodulation s'effectue dans l'étage d'entrée HF du récepteur et c'est la raison pour laquelle l'accroissement excessif de la longueur de l'antenne utilisée augmente le phénomène d'une façon désastreuse (surtout avec les récepteurs à transistors bipolaires).

Ce phénomène ne peut être expliqué que trop brièvement dans le cadre de cette rubrique ; pour plus de détails, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre « Cours moyen de Radiotechnique », page 98 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

2) Un photomultiplicateur n'est pas un organe, ni prévu, ni conçu, pour l'amplification des OC ou des UHF.

●

RR - 12.57 - M. Claude TRONCHET, 61 Alençon nous demande de lui procurer le schéma d'un dispositif pour la commande d'un relais selon un programme qui pourrait être, par exemple, de 3 secondes « repos » et de 7 secondes « travail » (ou inversement).

Il suffit de réaliser une minuterie cyclique qui commandera le relais selon des périodes de temps qui peuvent d'ailleurs s'ajuster.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter au montage de ce genre que nous avons publié dans notre numéro 1517, page 190.

●

RR - 12.58 - M. GRAHOVAC RADOVAN, 92 Boulogne, nous pose les questions suivantes :

1) Type de remplacement d'une photo-résistance CDS 50.

2) Schéma de réglage de volume et de graves-aiguës pour un préamplificateur.

3) Alimentation d'un préamplificateur.

4) Utilisation d'un haut-parleur de 20 W sur un amplificateur de 40 W.

5) Correspondance du transistor 2 SB 175.

1) La cellule photo-résistante type CDS 50 peut être remplacée par le modèle LDR 05 ou LDR 07 (de la R.T.C.).

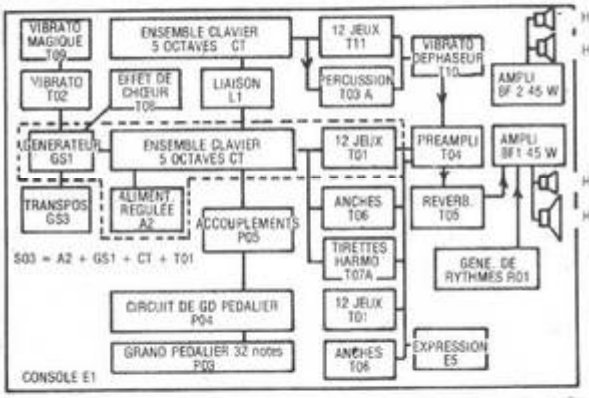
2) Nous avons déjà écrit de nombreux montages préamplificateurs correcteurs comportant évidemment les réglages de volume et de timbre (graves et aiguës) auxquels nous vous demandons de bien vouloir vous reporter.

3) Pour l'alimentation de votre préamplificateur, vous pouvez la prélever sur l'amplificateur si vous le désirez. Il suffit de mesurer l'intensité consommée par le préamplificateur et d'intercaler une résistance chutrice de valeur adéquate (calcul par simple application de la loi d'Ohm). Découpler cette résistance à la masse (à l'arrivée sur le préamplificateur) par une capacité de l'ordre de 500 μF).

4) Si votre amplificateur délivre 40 W, il faut utiliser un haut-parleur **d'au moins** 40 W. Votre haut-parleur de 20 W serait très vite détruit.

avec les ENSEMBLES MODULAIRES **KITORGAN**
vous pouvez monter **progressivement** le plus complet des orgues électroniques

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



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

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

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :
SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY
Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « **CONSTRUIRE UN ORGUE** » Ci-joint 5 F en timbres.

NOM : .....
Profession : .....
Adresse : .....
.....
.....
Signature :

HP 15.2.77

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

QUANTITE LIMITEE

indispensable pour tous travaux BF !

OSCILLOSCOPE
- Bande passante du continu à 2 MHz Sensibilité 20 mV
- Base de temps 5 positions de 10 Hz à 200 kHz
- Ampli. horizontal 1 MHz

GENERATEUR
- De 20 Hz à 200 kHz en 4 gammes
- 2 sorties indépendantes sinusoïdale et rectangulaire
- Atténuateur progressif, plus atténuateur 1/10 sur chaque sortie

PRIX DES 2 APPAREILS EN KIT INDIVISIBLE **1.000F**
A CREDIT: Comptant 211,00F

Mabel
35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. 607.88.25

BON A DECOUPER
Veuillez m'adresser votre documentation gratuite
Nom _____
Adresse _____

5) Transistor 2SB 175. Correspondances : AC125, AC151 VI, AC 132.

●

RR - 12.59 - M. Joannès CHAPUIS, 55 Verdun nous demande :

1) Les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 3 BP 1.

2) S'il est nécessaire d'utiliser un blindage en numétal sur ce tube cathodique.

1) Les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 3 BP 1 ont été publiés à la page 140 du Haut-Parleur n° 1156 auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

2) L'utilisation d'un blindage en mumétal sur un tube cathodique n'est pas toujours une obligation. Ce blindage est destiné à le soustraire au flux du transformateur d'alimentation. Cela dépend donc de la distance entre le tube et le transformateur, de l'orientation de ce dernier, de l'importance de son rayonnement magnétique perturbateur, etc.

●

RR - 12.60-F - M. Dominique VEYRIERAS, 47 Reaup, nous demande divers renseignements au sujet de différents semi-conducteurs.

1) **Transistors** (caractéristiques maximales).

BF 258 : silicium NPN ; Pc = 5 W ; Ic = 100 mA ; Vcbo = 250 V ; Vebo = 5 V ; Vceo = 250 V ; h fe = 25 pour Ic = 30 mA. Correspondants : BF337, BF118, BF381, BF458.

BF234 : silicium NPN ; Pc = 300 mW ; F = 250 MHz ; Vcbo = 30 V ; Vceo = 30 V ; Vebo = 4 V ; Ic = 30 mA ; h fe = 150 pour Ie = 1 mA. Correspondants : BF394, BF254, BF184, BF194, BF238, BF303, BF234, 2SC 460.

BD 115 : silicium NPN ; Pc = 6 W ; Ic = 150 mA ; Ib = 30 mA ; Vcbo = 220 V ; Vebo = 5 V ; h fe = 20 à 35 pour Ic = 50 mA. Correspondants : BF258, BF337, BF118, 2SC 154 C, BF 458.

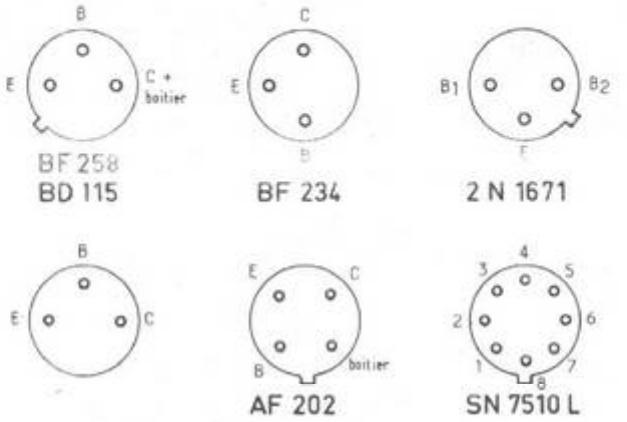


Fig. RR - 12.60.

2N1671 : UJT silicium ; Pt = 45 W ; Rbb = 9,1 kΩ ; Iv = 8 mA ; Ip = 25 μA.

AC184 : PNP germanium ; P_c = 225 mW ; F = 3 MHz ; Vcbo = 32 V ; Vceo = 24 V ; Vebo = 10 V ; Ic = 500 mA ; h fe = 110 pour Ie = 200 mA. Correspondants : AC152, AC128, AC131, AC193.

AF202 : PNP germanium ; Pc = 100 mW ; F = 5 MHz ; Vcbo = 25 V ; Vebo = 0,3 V ; Ic = 30 mA ; h fe = 85 pour Ie = 3 mA. Correspondants : AF121, 2SA230, AF200U.

2SC 485 : correspondants : BSX 47, 6 ou BSX 47-10.

2) **Brochages :** voir figure RR-12.60.

3) Le transistor BF 179 C est équivalent au transistor BF 179, le premier présentant cependant une tension Vcbo supérieure à celle du second (250 V au lieu de 225).

4) Si l'on compare le transistor BF 178 au transistor BF 179, la tension Vcbo tombe à 145 V pour BF 178.

5) BYX 71/350 : diode redresseuse silicium ; tension inverse max. = 350 V ; intensité redressée max. = 7 A. Comme toute diode, le brochage (anode et cathode) peut se déterminer à l'aide d'un simple ohmmètre.

6) SN7510 : circuit intégré amplificateur à large bande : Val = 12 V ; Pd = 220 mW ; bande passante à 3 dB = 40 MHz ; gain en tension = 36 dB ; impédance d'entrée = 6 kΩ ; tension d'entrée = 16 V crête à crête max.

Brochage (voir fig. RR-12.60) : 1 = entrée 1 ; 3 = entrée 2 ; 2 = + Vcc1 ; 8 = + Vcc2 ; 7 = sortie 1 ; 5 = sortie 2 ; 6 = masse.

7) Les autres semi-conducteurs ou circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent pas parmi nos documentations.

●

RR - 12.61 - M. Yves MICHALON, 56 Lorient nous demande comment faire fonctionner un moteur triphasé sur un réseau monophasé (ou entre deux phases seulement).

Certes, il est possible de faire « tourner » un moteur triphasé à partir du secteur monophasé en procédant de la façon suivante : on applique les deux fils du secteur monophasé à deux bornes du moteur, et la troisième borne est reliée à l'un des deux premiers fils par l'intermédiaire d'un condensateur au papier de forte capacité (aussi forte que possible).

Mais cela n'est que pur bricolage, car quoi que l'on fasse, la perte de puissance du moteur est considérable.

La vraie solution réside dans l'utilisation d'un « convertisseur » de Scott (transformateur à enroulements multiples et déphaseurs), mais qui n'est guère du domaine de l'amateur quant à sa réalisation.

●

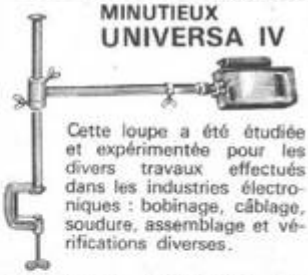
RR - 12.62 - M. André MOUTIN, 63 Clermont-Ferrand :

1) Se plaint des difficultés qu'il rencontre à se procurer des documentations techniques auprès des fabricants.

2) Nous demande des précisions concernant les valeurs des composants nécessaires au montage du temporisateur d'essuie.glace décrit dans notre numéro 1260.

1) Il est en effet très regrettable que des firmes importantes de fabrication de semi-conducteurs ou de circuits intégrés n'acceptent de déli-

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX
UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large × 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc 91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

ECH 33 : ECH 81 avec Rg2 + G4 = 20 kΩ ; Rg3 + Gt = 47 kΩ ; Rk = 150 Ω.

6J5 : une demie ECC 82 (double triode).

EBF 32 : EBF 80.

6 M6 : EL 84 avec Rk = 130 Ω.

6H 6G : deux diodes germanium AA 119.

Pour une modernisation plus complète de ce récepteur, nous pourrions vous suggérer l'adjonction d'un détecteur de produit (pour la BLU) selon le montage que nous avons publié dans le Haut-Parleur n° 1499, page 347.

●

RR - 12.71 - M. Francisque CALMARD, 32 Auch, nous demande divers conseils pour la fabrication d'enceintes acoustiques.

1) A toutes fins utiles, nous vous rappelons que nous avons publié deux articles **très complets** sur les sujets qui vous intéressent :

— Enceintes acoustiques HP n° 1478, page 164.

— Filtres de voies HP n° 1433, page 228.

Nous vous demandons de bien vouloir vous y reporter et vous trouverez tous les renseignements que vous souhaitez.

2) Nous avons pour règle de ne jamais conseiller telle marque plutôt qu'une autre surtout en ce qui concerne la BF. Néanmoins, puisque vous nous citez les haut-parleurs Audax et Peerless, disons qu'ils sont réputés tout au moins pour leur rapport « qualité/prix ». Mais pour l'achat d'un ensemble de haut-parleurs de qualité, et pour l'équipement de vos deux enceintes, il faudra envisager une somme supérieure à celle que vous supposiez.

●

RR - 12.72-F - M. André PASSERAT, 13 Marseille, nous demande conseil pour l'installation d'une antenne verticale décamétrique (10 - 15 - 20 - 40 m) du type 14 AVQ de HY-Gain, notamment en ce qui concerne les radians nécessaires à la bande 40 m.

L'installation des radians nécessaires à toutes les bandes décamétriques est représentée (en vue de dessus) sur la figure RR-12.72. On peut donc voir que pour la bande 40 m, la longueur totale des deux radians dépasse 20 m, ce qui équivaut finalement au développement d'un classique dipôle demi-onde pour cette bande !

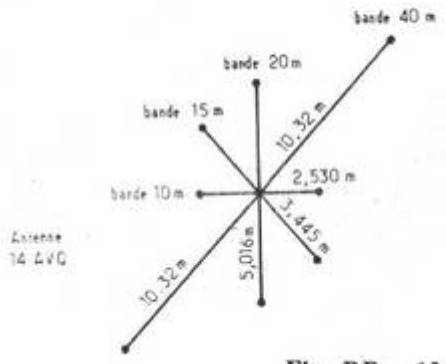


Fig. RR – 12.72.

On a trop tendance à dire que les antennes verticales conviennent aux espaces restreints, car on ne pense généralement pas au développement qui est nécessaire aux radians.

Il n'y a malheureusement aucune solution valable pour ce problème. En effet, le rendement d'une antenne verticale d'émission est essentiellement fonction de l'efficacité des radians. Si l'on modifie la longueur des radians (calculés pour la bande considérée), le rayonnement sera diminué et le rapport d'ondes stationnaires va augmenter.

Tout ce que l'on peut essayer de faire consiste, soit à replier les extrémités trop longues des radians (de la bande 40 m) selon un angle de 90° minimum, soit à n'utiliser qu'un seul radian pour cette bande. Mais dans un cas comme dans l'autre, le rendement s'en trouve affecté.

BIBLIOGRAPHIE

E.T.S.F.
TOUTES LES LONGUEURS D'ONDE
(Guide Radio Télé)
B. FIGHIERA

Actuellement, la vogue des récepteurs à transistors et à circuits intégrés, d'une utilisation pratique, semble avoir fait perdre aux auditeurs le goût de la recherche de stations éloignées qui diffusent souvent des programmes très intéressants. Un récepteur portatif est en effet moins sensible qu'un bon tuner AM/FM ou qu'un récepteur d'appartement ou de trafic, en particulier sur la gamme des ondes courtes, et l'auditeur non averti se contente de recevoir les émetteurs locaux.

Les émetteurs et récepteurs ont bénéficié d'importants perfectionnements techniques depuis les débuts de la radiodiffusion ! Il est donc plus facile de capter des émetteurs lointains sur un récepteur sensible, à condition de connaître leurs fréquences ou longueurs d'onde et de savoir installer et régler au mieux son récepteur.

Le but de ce Guide est de donner aux usagers des conseils de réglage et d'installation de leurs récepteurs et de leur indiquer les caractéristiques des émetteurs pouvant être reçus !

Extrait du sommaire :

Avant-propos. Incidence de la propagation des ondes sur leur réception. Emetteurs français diffusant les 44 principaux programmes. Les émetteurs français à modulation de fréquence (FM). Pourquoi avoir adopté le procédé d'émission FM ? Conseils pratiques de réception de la FM : le problème de l'antenne. Qu'est-ce que la stéréophonie ? L'O.R.T.F. sur votre cadran. Comment écouter les émissions stéréophoniques FM. Les émetteurs FM européens. Les principaux émetteurs européens des gammes PO et GO. Les émetteurs ondes courtes. Les stations d'émission des amateurs émetteurs. Les fréquences « Radio Maritime ». Les émetteurs de télévisions, les différents standards européens. Les émetteurs de télévision, réseau 1, T.F. 1, réseaux 2 et 3, A.2 et F.R. 3. Les principaux émetteurs TV européens. Comment recevoir la 3e chaîne de télévision. Calendrier de la mise en service des émetteurs T.V. Le tout complété de six cartes.

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

JOURNAL des "OM"

UNE ANTENNE DIRECTIVE 3 éléments - 3 bandes (14, 21, 28 MHz en kit)

ETUDE ET MONTAGE DE LA TH 33 JR

PARMI ses nombreuses antennes commerciales disponibles sur le marché, nous avons retenu pour notre usage personnel la TH 33 JR de Hy-Gain qui présente un certain nombre d'avantages très appréciables pour un aérien de grand développement. En effet, sans être du type miniature, la TH33 JR occupe un rayon maximum de 4,50 m, avec une potence centrale (boom) de 3,65 m ; la longueur de l'élément le plus long n'étant que de 7,92 m. Elle comporte 4 trappes par élément, les brins linéaires étant constitués par du tube de duralu-minium inoxydable étampé. Il en résulte un ensemble d'un poids à peine supérieur à 10 kg avec une prise au vent faible mais pouvant résister à des assauts supérieurs à 120 km/h, tout à fait exceptionnels sous nos latitudes. Comme l'auteur accepte une puissance PEP de 600 W, c'est-à-dire 300 W en AM, nous pouvons considérer que cette capacité en énergie admissible convient parfaitement à la majorité des radioamateurs français qui savent se limiter à des puissances bien inférieures et qui ne s'en portent pas plus mal, d'ailleurs. La légèreté de l'ensemble est tout à fait compatible avec une rotation effectuée par un moteur d'antenne d'un modèle simplement robuste. Nous utilisons personnellement un modèle « Alliance » à mât traversant de type U200, assez ancien mais de la classe des rotateurs d'antennes TV ou 144/432 MHz, sérieux. D'autres modèles actuels sont tout aussi satisfaisants, mais il nous semble que la particularité du mât traversant est à retenir comme soulageant très sensiblement les efforts du moteur et à généraliser pour tous les types d'antennes, au moins toutes les fois que l'on a le choix du matériel.

En fin, précisons que l'ensemble du matériel utilisé répond aux spécifications militaires les plus sévères et pour être tout à fait complet indiquons que le gain avant est de l'ordre de 8 dB, pour un rapport avant-arrière de 25 dB. L'impédance nominale de l'antenne est sensiblement de 50 Ω sur toutes les bandes et nous y reviendrons.

DESCRIPTION ELECTRIQUE

La TH33 JR est une antenne à 3 éléments qui, comme l'annonce le titre, couvre les trois bandes, très en faveur dans notre pays : 14, 21 et 28 MHz, par la vertu de trappes judicieusement disposées en série, réalisant une commutation automatique avec chaque bande. Comment cette commutation intervient-elle ? C'est une question qui n'est pas fréquemment abordée et à laquelle on peut donner l'explication suivante. Pour ce faire, nous partirons de la figure 1, qui reproduit précisément un dipôle multibandes très semblable à celui de l'antenne que nous étudions. Il est constitué essentiellement par une partie rec-

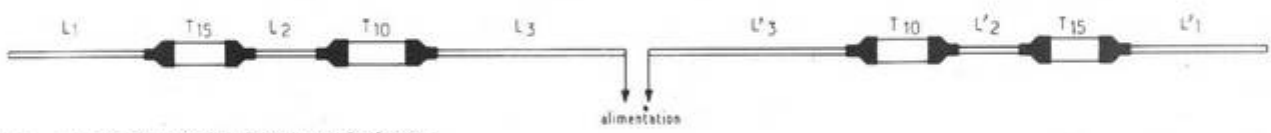


Fig. 1. – Etude d'un dipôle à trappes isolantes.

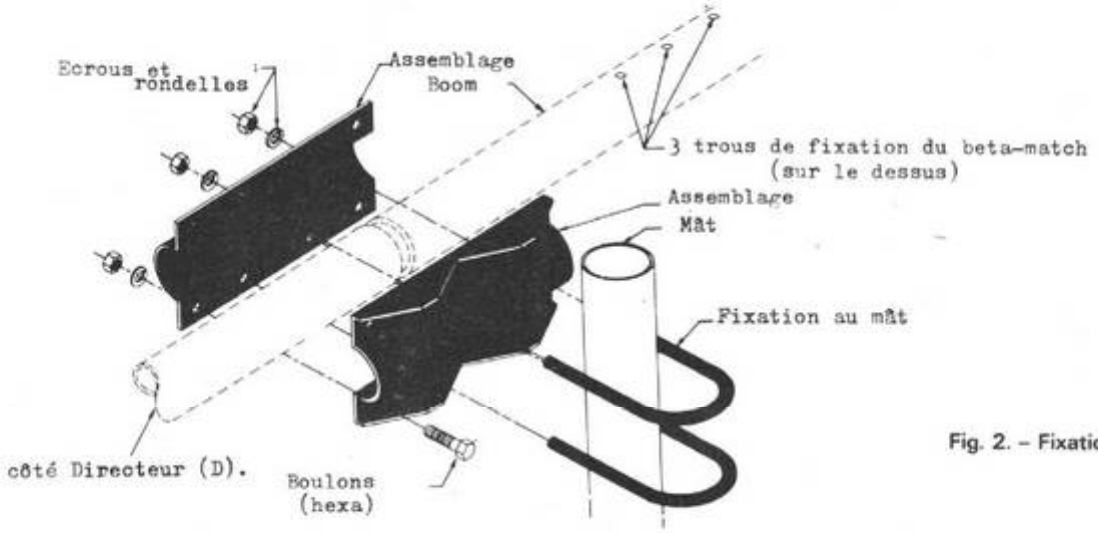


Fig. 2. – Fixation du boom.

tiligne coupés en des points critiques par des circuits résonance des deux trappes lement critique. En effet les éléments T_{10} sont accordés sur 28 MHz et les éléments T_{15} sur 21 MHz.

Lorsque le dipôle est excité en 28 MHz, fréquence de résonnance des deux trappes les plus proches du point d'alimentation, l'impédance des deux circuits T_{10} est si élevée, que les trappes se comportent à cette fréquence comme des isolateurs par rapport aux extrémités. Le dipôle est une antenne demi-onde sur cette fréquence. Par contre si le signal appliqué au centre est de fréquence différente, les éléments T_{10} présentent une impédance extrémement faible mais une inductance non négligeable. C'est ainsi que lorsque l'antenne est excitée sur 21 MHz, ce sont les éléments T_{15} qui résonnent sur cette fréquence, isolant pareillement les deux extrémités tubulaires restantes. Par contre, l'inductance des éléments T_{10}, s'ajoute à la partie tubulaire pour contribuer à la résonance de l'ensemble en dimi-onde à la fréquence de travail considérée, ce qui conduit à un dipôle notablement raccourci.

Enfin, si nous reprenons le même raisonnement à la fréquence 14 MHz, comme aucune trappe n'est résonnante à cette fréquence, leur impédance est négligeable mais l'inductance des 4 éléments T_{10} et T_{15}, ajoutée à l'ensemble des parties tubulaires fait résonner le dipôle sur 20 m en demi-onde, bien qu'il ne mesure physiquement que 7,40 m environ !

Voilà donc, de manière très schématique, comment on explique le fonctionnement d'un dipôle multibandes de cette espèce. La réalisation pratique est moins évidente que la théorie car s'il est aisé de réaliser une trappe, qui n'est pas autre chose qu'un circuit accordé sur une fréquence précise, encore faut-il que l'inductance en soit convenable pour s'associer au fonctionnement de la suivante afin de retrouver la résonance sur une autre bande. Il est évident que les longueurs des éléments droits L_1, L_2, L_3, L'_1, L'_2, L'_3 sont tout aussi critiques. En effet, si $L_1 - L'_1$ ne jouent que sur une bande de fréquence 14 MHz, $L_2 - L'_2$ ont une longueur intérieure sur les trois bandes. On voit que la détermination des éléments d'un dipôle de ce type et, a fortiori, d'une antenne tribandes demande de nombreux calculs et une mise au point très minutieuse. C'est pourquoi on recourt très fréquemment à la solution commerciale. Avec la TH33 JR qui est, en quelque sorte fournie en kit, la part de l'opérateur est encore très impor-

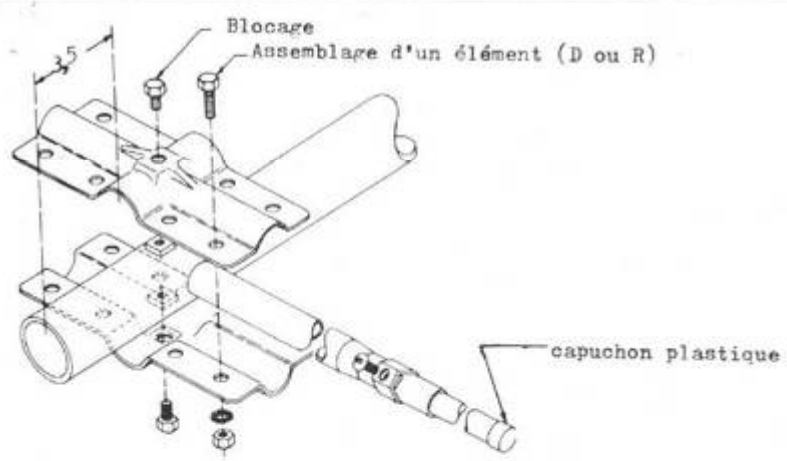


Fig. 3. – Montage d'un élément.

Fig. 4. – Détail d'un raccord par collier.

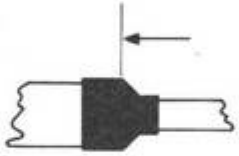


Fig. 5. – Origine de la mesure à partir des trappes.

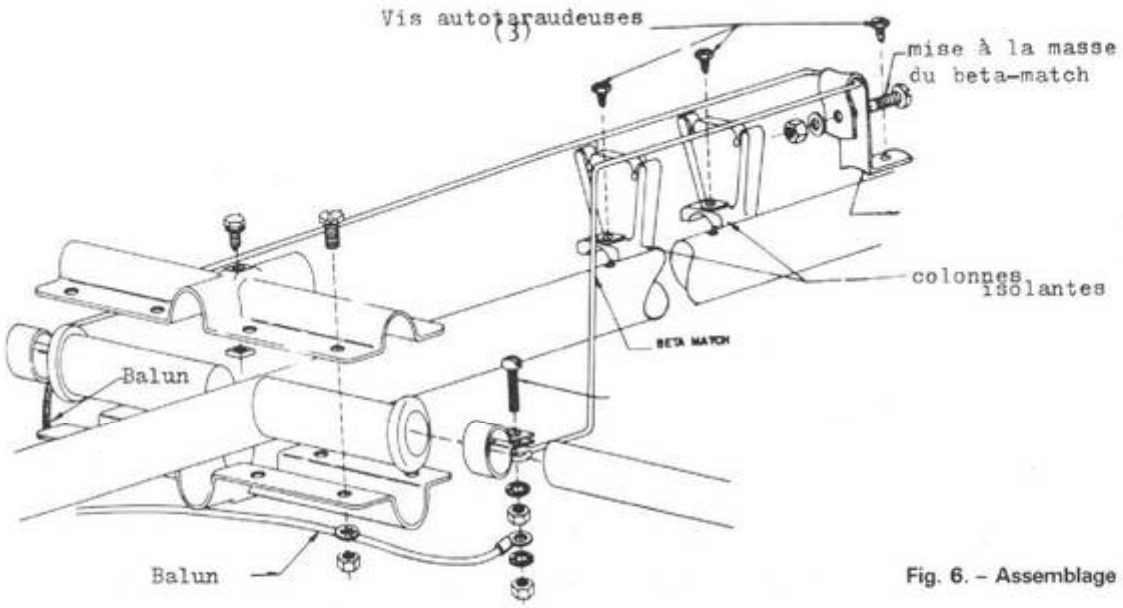


Fig. 6. – Assemblage du centre du dipôle.

tante et le montage constitue un travail non négligeable qui demande un minimum de soin et d'attention. Mais nous allons voir comment procéder pour obtenir le résultat cherché, tant sur le plan de la réalisation mécanique que sur celui des performances.

ASSEMBLAGE DE L'ANTENNE

On commencera par identifier les pièces composant le kit qui sont les suivantes :

Boom = tubes de 1,83 m – Ø 32 mm – 2 (dont un percé)

Pièce d'assemblage de boom et de fixation au mât – 1 (fig. 2).

Tube, étampé à une extrémité, longueur 1,83 m – Ø 22 mm – 6.

Trappes = 10 et 15 m (D, R, DE) – 12.

Tubes divers :

R_2 – longueur 26,5 cm Ø 20 mm – 2

D_2 – longueur 15 cm Ø 20 mm – 2.

DE_3 – longueur 88 cm Ø 11 mm – 2.

D_3 – longueur 80 cm Ø 11 cm – 2.

R_3 – longueur 81,5 cm Ø 11 mm – 2.

DE_2 longueur 24 cm, Ø 20 mm – 2.

Pièces d'assemblage des éléments au boom (D, DE, R) – 6.

Beta match (fil d'aluminium) préformé – 1.

Isolateurs pour dito (2) et fixation au boom – 1.

Isolateurs du dipôle (matière montée) – 2.

Colliers de fixation des éléments Ø 18.

Bouchons plastique – 8.

Le tout, complété par un assortiment de vis, de rondelles Grover et d'écrous, à identifier pour les mettre en bonne place.

Après avoir dressé cet inventaire indispensable pour répertorier les différents éléments, on pourra procéder au montage du boom, pour commencer en utilisant la pièce à la fois d'assemblage et de fixation au mât. Première remarque, l'un des éléments est percé de trois trous fins alignés qui doivent être orientés vers le haut, ainsi que le montre la figure 2. La réunion des deux coquilles s'effectue à la fois par 4 boulons à tête hexagonale de 20 mm et par les deux éléments en U, sans bloquer absolument les écrous, tous complétés par des rondelles. Les deux sections de gros tubes sont mises bout à bout et leur fonction se fait au milieu de la pièce d'assemblage. C'est sur le boom que nous allons fixer successivement les éléments après les avoir assemblés avec soin, ainsi que nous allons le décrire. Détail pratique, pour travailler facilement, nous conseillons de planter dans le sol un tube d'aluminium de 30 à 40 mm de diamètre et de 1,50 m environ qui servira de mât de montage. De cette manière, tous les points de l'antenne sont aisément accessibles et toutes les prises de dimensions et réglages en longueur nombreux sont ainsi très commodes.

ASSEMBLAGE DU REFLECTEUR

Il s'effectue autour d'une coquille d'assemblage que l'on commence par fixer à l'extrémité de la partie du boom percée de 3 trous de fixation. Le bord de la pièce se trouve à 3,5 cm de l'extrémité du boom qui sera coiffée d'un capuchon de plastique. De part et d'autre, et enfoncés dans le logement qui leur est réservé, nous fixons alors deux tubes de 22 mm et 1,83 m, ainsi que le montre la figure 3, après avoir pris la précaution d'introduire, dans leur logement, la vis de blocage et l'écrou carré correspondant, sans la bloquer, toutefois. On choisira alors, dans le matériel, les deux trappes référencées 10 R et on les introduira de part et d'autre en les fixant en place au moyen de colliers prévus à cet effet, en s'inspirant pour leur serrage de la figure 4 qui s'applique toutes les fois que l'on a à raccorder fermement deux tubes coulissants. C'est à ce moment là que le choix devra être effectué quant au mode de fonctionnement : téléphonie ou télégraphie (CW). En effet, par convention, le trafic en télégraphie s'effectue, en principe, dans la plage des fréquences les plus basses de chaque bande (14 à 14,1 MHz – 21 à 21,1 MHz – 28 à 28,1 MHz). C'est en tout cas là qu'il faut chercher le DX rare en CW. A

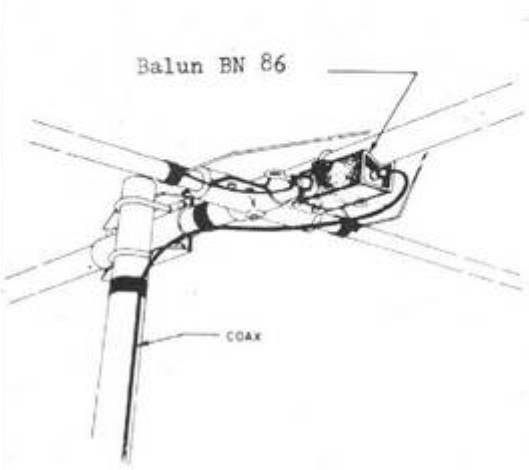


Fig. 7. – Fixation du balon.

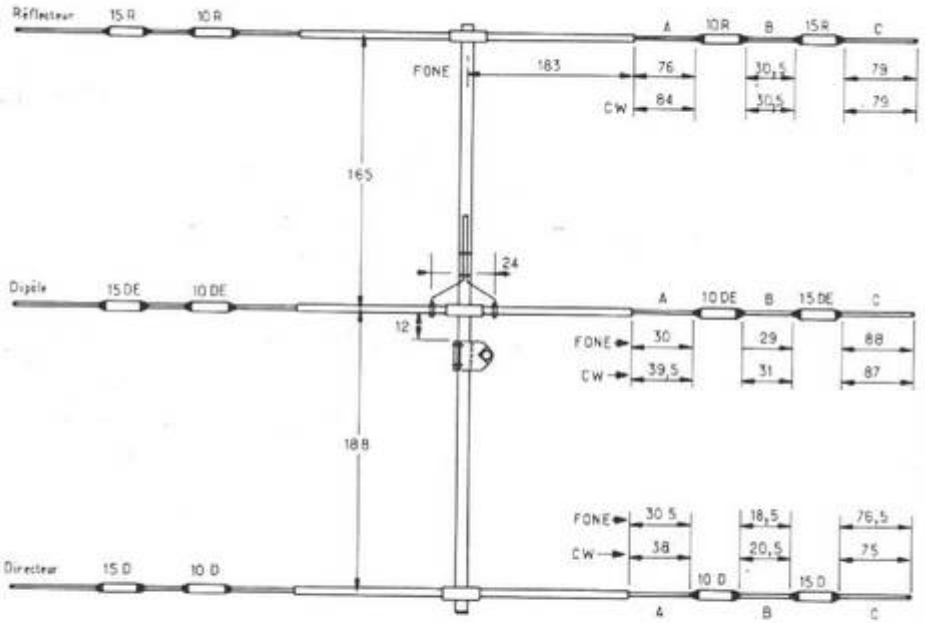


Fig. 8

une fréquence plus basse correspond une antenne plus longue pour obtenir la résonance. C'est ainsi que les éléments mesurent de 16 à 21 cm de plus si l'antenne doit être plus spécialement taillée pour le trafic en télégraphie et c'est donc bien au moment où vont être fixées définitivement les longueurs des brins qu'il faut avoir opté pour un mode de trafic ou un autre. Nous ferons figurer dans le texte les valeurs à adopter pour le fonctionnement en téléphonie et, entre parenthèses, celles qui privilégient le fonctionnement en télégraphie (CW).

Pour ce qui concerne le réflecteur . et nous y revenons – on réglera la longueur de l'élément A à 76 cm (84). Précisons que des dimensions données sont prises, comme le montre la figure 5, à partir de l'arête de l'embout des trappes (et non de la base), et une fois que la distance est acquise, le mieux est de serrer définitivement le collier de blocage.

L'élément 15 R est réuni à 10 R par une courte section de tube de 22 mm de diamètre de 26,5 cm, également bloquée à ses deux extrémités par des colliers à 30,5 cm (30,5). Enfin, il se prolonge par une section de tube de 11 mm et de 81 cm de long réglée à 79 cm, en téléphonie comme en télégraphie.

Bien entendu, des deux parties du réflecteur sont rigoureusement identiques. Si l'on a procédé rigoureusement comme nous venons de le faire et vérifié minutieusement, en particulier, les mesures, on peut, après avoir bloqué, boulons, colliers et écrous, considérer l'assemblage du réflecteur comme terminé.

ASSEMBLAGE DU DIRECTEUR

Ce sera le deuxième élément à réaliser et à mettre en place car il fait équilibre au réflecteur. D'ailleurs, son montage est rigoureusement identique, à partir des trappes 10 D et 15 D. Les sections, intermédiaires sont aux dimensions très identiques et l'on fera A = 30,5 cm (38), B = 18,5 cm (20,5), C = 76,5 cm (75). La pièce d'assemblage et de fixation au boom sera bloquée lorsque l'on aura amené le directeur et le réflecteur dans le même plan.

MONTAGE DU DIPOLE

Le brin rayonnant comporte essentiellement des brins tubulaires également et les trappes 10 et 15 DE qui sont à assembler, d'une façon tout à fait semblable, à ceux des deux autres éléments, avec les dimensions précises suivantes : A = 30 cm (39,5), B = 29 cm (31), C = 88 cm (87). Comme ce brin rayonnant est du type dipôle coupé, deux manchons de matière isolante sont interposés dans le logement de la coquille de fixation qui, là encore, sert de pièce d'assemblage et de fixation au boom. On trouvera, figure 6, le détail d'assemblage particulier du dipôle, à partir de la coquille profilée spéciale destinée, d'une part, à la fixation au boom et d'autre part à recevoir l'extrémité des deux brins quart d'onde munie du manchon isolant. De part et d'autre, et à 12 cm de l'axe du boom, on fixera, fermement, les deux colliers restants, sur lesquels aboutit, à la fois, l'alimentation de l'antenne et le système d'adaptation. La partie rectiligne des colliers est disposée horizontalement et orientée vers le réflecteur. Une fois le montage terminé, il restera à positionner le dipôle par rapport aux deux autres éléments et à faire en sorte de ne bloquer les vis, prévues à cet effet, que lorsque les trois brins seront rigoureusement dans le même plan horizontal, ce qui demande des retouches successives. Finalement, le dipôle doit se trouver à 165 cm du réflecteur et 188 cm du directeur.

ALIMENTATION ET ADAPTATION

Ainsi que le montre la figure 6, l'alimentation s'effectue symétriquement de part et d'autre du centre et le système d'adaptation est lui-même rigoureusement symétrique puisqu'il s'agit d'une « épingle à cheveux » dont le point milieu est à la masse du boom. La firme Hy-Gain lui a donné le nom d'adaptation en beta match. Les deux supports en matière moulée sont fixés à la masse du boom par des vis auto-tarandeuses et les parties rectilignes du béta-match sont percées à force dans les deux logements pré-

vus à cet effet. C'est alors que l'on soude les deux brins à fixer au dipôle de telle manière qu'ils viennent se raccorder naturellement aux colliers d'alimentation, ce que l'on fera fermement par rondelles et écrous. Il ne restera plus qu'à mettre en place l'équerre de mise à la masse, également bien serrée pour considérer le montage comme achevé.

On vérifiera que toutes les dimensions recommandées sont rigoureusement respectées, que les colliers de fixation sont convenablement serrés et que les éléments sont parfaitement bloqués en place. Ne pas omettre que les trous ménagés dans les trappes sont tournés vers le sol, faute de quoi l'humidité y pénétrerait naturellement. Une investigation au grid-dip est intéressante bien que l'influence du sol soit considérable. Le couplage dans la boucle du béta-match est très facile et, ainsi qu'il fallait s'y attendre du fait de la très faible hauteur des brins au-dessus du plan de terre, les résonances escomptées, particulièrement sur 28 MHz, sont trop basses. Mais ce n'est qu'une confirmation du fait que tout est en ordre ! Il en est de même, et pour les mêmes raisons, quant à l'impédance de l'antenne qui se situe aux environs de 15 Ω sur 10 m, et 25 à 30 Ω sur 15 et 20 m en raison de la perturbation résultant de la proximité du sol.

Un mot sur le système d'adaptation utilisé (béta-match), qui n'est pas commun. L'antenne se trouve adaptée à la ligne par la présence de ce circuit-résonnant parallèle dans lequel la résistance de l'antenne apparaît en série avec la capacitance. L'impédance du circuit varie inversement avec la résistance-série de l'antenne et de ce fait une très faible résistance propre au centre peut se traduire par une impédance élevée aux booms du circuit. La longueur du béta-match est de ce fait critique et ses caractéristiques sont définies en fonction de l'impédance de la ligne à utiliser (ici, 52 Ω). Quant à la capacitance, elle résulte d'une légère réduction de longueur du dipôle.

Nous avons bien souligné que l'antenne était rigoureusement symétrique. Comme l'alimentation se fait par câble coaxial 52 Ω, il nous a paru d'une parfaite rigueur de compléter l'ensemble par un balun à large bande et nous avons choisi, pour ce faire, un BN86 à tore ferrite dont les pertes d'insertion sont négligeables et qui se fixe non loin du centre du brin actif par deux colliers solidaires du boom. Une seule précaution : veiller à ce que les connexions entre les booms de sorties et les colliers du dipôles ne dépassent pas une dizaine de centimètres et réduire en même temps, la longueur des sections A du dipôle de 4 cm chacune (ce qui les ramène à 26 cm ou 35 cm en CW), ceci dans le but de conserver le meilleur rapport avant-arrière. Le raccordement du câble s'effectue au moyen d'une fiche PL259 que l'on rendra étanche au moyen d'une couche de graisse au silicone. Un mot encore, le balun ne s'accommode de l'emploi d'aucun coupleur d'antenne, ou boîte d'accord ou transmatch de quelque espèce que ce soit car, en dehors de la résonance, des tensions élevées peuvent accidentellement prendre naissance et causer sa destruction.

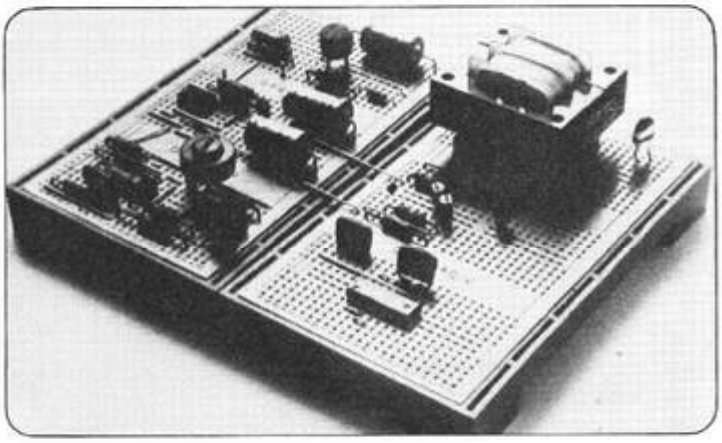
CONCLUSION

Cette antenne donne des résultats annoncés, tant en adaptation qu'en gain et en directivité dans la mesure où elle se situe à une demi-onde au-dessus du sol pour la gamme de fréquences la plus basse (20 m). On ne devra pas la monter à moins de 10 à 12 m, pour obtenir les performances attendues.

C'est un aérien excellent, dont l'importateur en France est les établissements SERCI

Robert PIAT

BOITES DE CIRCUIT CONNEXION SANS SOUDURE n - DeC



Pour composants discrets et circuits intégrés
Pas 2,54 mm - Diamètre admissible 1 mm

	Prix Franco TTC Monté	En kit
n-DeC 840 contacts	**165 F**	**139 F**
n-DeC 720 contacts	**150 F**	**128 F**
n-DeC 480 contacts	**120 F**	**106 F**
Pour composants discrets uniquement		
n-DeC 360 contacts pas 5,08 mm	**106 F**	**95 F**
i-DeC 310 contacts pas 7,62 mm	**70 F**	

Toutes les n-DeC et i-DeC s'assemblent entre elles par queue d'aronde.
(prix établis suivant nouvelle T.V.A.)

REVENDEURS

PARIS	PROVINCE
ACER	CHARLAS SA *Grenoble*
CIBOT RADIO	DECOCK Lille
LES CYCLADES	DRECO Nancy
LAG	ECA ELECTRONIQUE *Bourg-lès-Valence*
AU PIGEON VOYAGEUR	ELECTRONIQUE LOISIRS *Bayonne*
RADIO MJ	FACHOT ELECTRONIQUE *Metz*
RAM	HILL ELECTRONIQUE *Lyon*
St QUENTIN RADIO	RADIO COMPTOIR *Rouen*
TOUT POUR L'ELECTRONIQUE	ETS REBOUL *Besançon*
RADIO LORRAINE	SELFCO Strasbourg
SUISSE	SODIMEP Toulouse
NOVELECTRIC AG 8107 BUCHS ZH	
BELGIQUE	
DUTRONICS 145, Rue Albert I 6560 ERQUELINNES	

DOCUMENTATION

SIEBER SCIENTIFIC SA

07190 Saint-Sauveur-de-Montagut

25, Rue Violet
75015 PARIS
Tél. 575.03.87

RAPY

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE L'ÉLECTRONIQUE POPULAIRE

PRÉSENTE CHAQUE MOIS 4 ÉDITIONS

1re semaine

extrait du sommaire du N° 1585

Bancs d'essai :
- Ampli **BST IC 150**
- Tuner-ampli **Pioneer SX 550**
- Téléviseur **Hitachi CES 188**
- 2 radio-réveils **Continental Edison**

En kit :
- Batterie électronique **Amtron**
- **Vox Controler**

le Haut-Parleur « vulgarisation argus »

Dans cette édition vous trouverez : des bancs d'essai d'appareils grand public ; des réalisations d'appareils en kit ; des articles d'initiation ; des reportages ; les dernières nouveautés des informations et l'argus de l'occasion.

2e semaine

le Haut-Parleur « sono »

Dans Sono : tout ce qui concerne : la sonorisation ; le matériel ; les instruments ; les lumières psychédéliques ; des reportages dans les discothèques, les salles de spectacle, les derniers disques ; les nouveaux matériels ; des conseils techniques et le courrier des lecteurs pour résoudre vos problèmes de sono.

extrait du sommaire du N° 1586

Tout sur la bande à Dadi

Bancs d'essai :
- Table de mixage **Frank 580**
- Boîte à rythmes **Korg Minipops 120**
- Ampli guitare **Randall Commander II**
- Enceinte **ESS HD 12**

et le courrier des lecteurs

3e semaine

extrait du sommaire du N° 1583

Réalisations :
- Un multimètre numérique
- Un mini laboratoire
- Une source ultrasonore
- Une alim. régulée 0 à 50 V/1 A

Bancs d'essai :
- Enceinte acoustique **Philips RH 545**
- Tuner **Luxman T 33**

le Haut-Parleur « vulgarisation »

Tout sur : le son ; la radio ; la télévision ; l'électronique. Des bancs d'essai ; des appareils de mesure ; des réalisations électroniques ; des articles d'initiation aux techniques nouvelles et aussi des informations et des nouveautés.

4e semaine

le Haut-Parleur « électronique pratique »

Electronique Pratique est plus spécialement destiné à ceux dont la vocation, ou le « hobby » touche à l'électronique et aussi aux jeunes débutants et amateurs. Vous y trouverez des réalisations ; des montages expérimentaux ; des appareils en kits ; mais aussi des articles d'initiation.

extrait du sommaire du N° 1584

Réalisations :
- Un stéthoscope électronique
- Un générateur BF à fréquence fixe
- Un répétiteur pour carillon
- Un bloc secteur à usages multiples

 EN VENTE DANS TOUS LES KIOSQUES OU AU HAUT-PARLEUR 2 à 12 Rue de Bellevue 75019 Paris

VOTRE PARTENAIRE DE CONFIANCE

INDISPENSABLE A TOUS DÉPANNEURS TV

Médaille d'argent
au Salon des
Techniques Nouvelles
de Genève

Breveté en France

Couleur
et
Noir et Blanc

RÉGÉNÉRATEUR - FOCALISATEUR SAFE 05

● Régénération automatique contrôlée en température et en temps ● Contrôle et suppression des défauts de concentration, d'échelle des gris et des courts-circuits ● Observation par projection de la cathode ● Détermination analogique de la durée de tenue dans le temps et de la correction du vide.

Pour la France : **BLANC MECA - Zone Indust., 36300 LE BLANC - Tél. : (54) 37.09.80**

Demandez nos autres productions et l'adresse de nos distributeurs

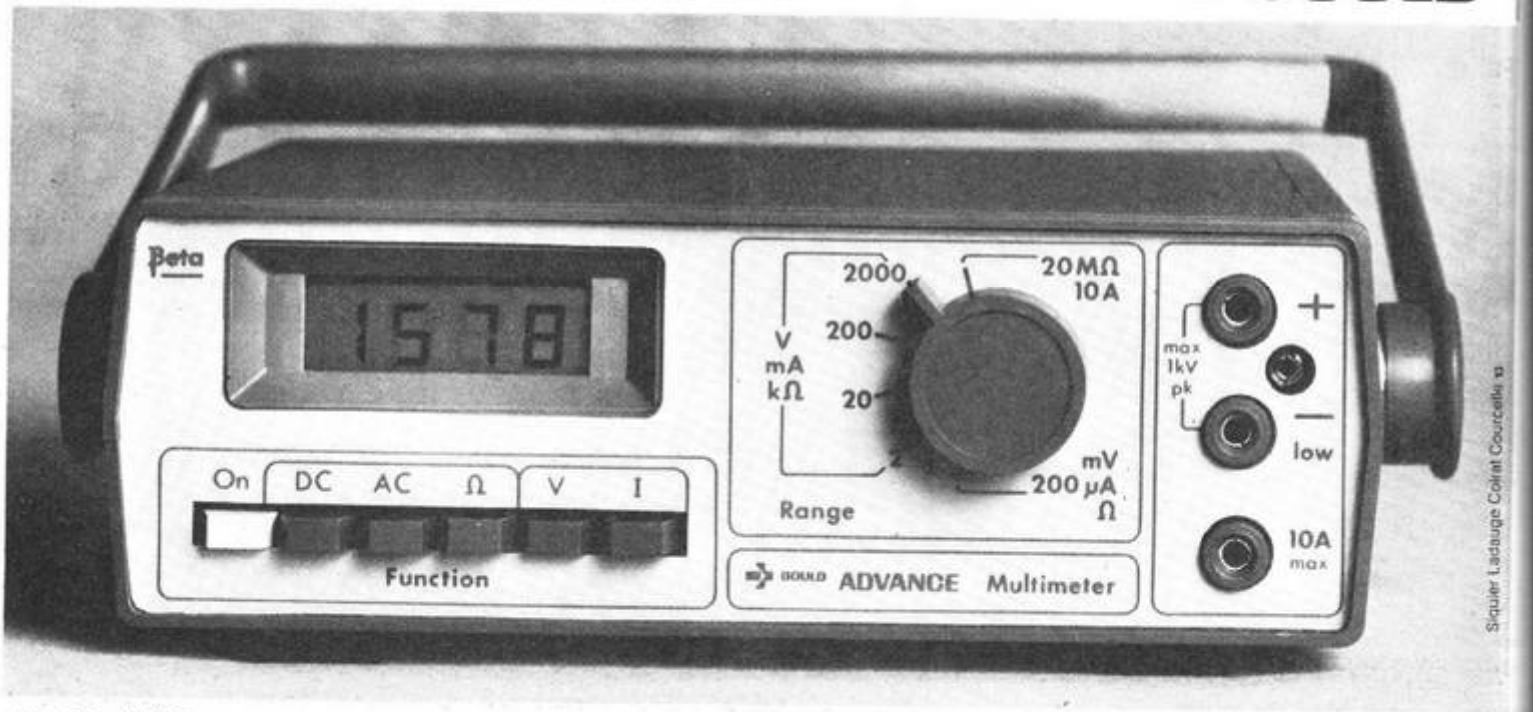
Pour l'étranger : **SAFE ELECTRONIC SYSTEMS - 5 via Livio, 6830 CHIASSO (SUISSE)**

Beta : un nouvel Advance à cristaux liquides. 300 heures d'autonomie. 2 ans de garantie.

2.000 points - 6 fonctions.
DC : 0,1 mV à 1 kV - 0,1 µA à 10 A.
AC : 0,1 mV à 750 V - 0,1 µA à 10 A.
Résistance : 0,1 Ω à 20 MΩ.

Température : avec sonde, — 20 °C à 120 °C.
Sonde HT en option.
GOULD ALLCO B.P. 31 - 91160 Longjumeau
France - Télex 600824 - Tél. 909.10.67.

GOULD



Haute Fidelité

Enceinte acoustique BR40

Ampli haute fidélité AF6070

Tout a commencé avec le plaisir d'écouter la musique chez soi.
A l'époque des 78 tours il n'y avait pas tellement d'alternatives : un tourne-disque branché sur la radio.
Les choses se sont compliquées avec les microsillons, les amplificateurs à haute-fidélité, les enceintes acoustiques, la stéréophonie.
Aujourd'hui, pour écouter de la musique chez vous, vous êtes devenu très exigeant.
Vous exigez une puissance pour piloter les haut-parleurs fantastiques d'aujourd'hui.
Vous exigez des contrôles de tonalité très sophistiqués.
Vous exigez d'enregistrer à travers l'amplificateur.
Vous exigez la musique dans les autres pièces.
Vous exigez beaucoup.

AF6070

Dans la gamme 35 + 35 W, il maintient les fonctions principales du modèle AF6240 et ses multiples possibilités.
35 W + 35 W RMS sur 8 ohms • contrôle de la tonalité dans 3 bandes de fréquences • réglages des graves et des aigus commutables sur 2 fréquences • monitor et copie entre 2 magnétophones • filtre des aigus et filtre des graves à forte pente • sorties pour 1 casque et pour 2 paires d'enceintes acoustiques • possibilité de reproduction en "ambiance sound".

BR40

Puissance 40 W RMS
impédance 8 ohms
gamme de fréquences 30 – 20 000 Hz
système à trois voies
filtre séparateur à réglage.
Nous en fabriquons tous les composants qui sont vérifiés par un personnel hautement spécialisé.

LA QUALITE PROFESSIONNELLE AU PRIX GRAND PUBLIC

Division Haute Fidélité
de RCF

RCF France Nord – Touraine Electronique :
17 ter, rue Thiers 92100 Boulogne S/Seine tel. 605.55.59

APK 280 S : (amplificateur stéréophonique 2 X 80 Watts) PRIX TTC : 2.102 F

MPK 705 B : (console de mixage stéréophonique P.U., magnétos, micros) PRIX TTC : 1 932 F

consoles de mixage, amplificateurs, enceintes acoustiques effets spéciaux...

CARACTERISTIQUES DE LA CONSOLE DE MIXAGE MPK 705 B.

Bande passante : 5 Hz à 40 000 Hz à – 3 dB
Taux de distorsion : inférieur à 0,1 % à 1 000 Hz
Rapport signal/bruit : 90 dB pondéré courbe A
Niveau nominal de sortie : 800 mV sur 600 ohms (0 dBm)
Niveau maximal de sortie : 6 V (+ 19 dBm)
Correcteur Baxendall : ± 20 dB à 20 et 20000 Hz
Présenceur commutable + 6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz
Entrée micro 200 Ohms : sensibilité 6,5 mV; saturation à 150 mV (surcharge admissible : 28 dB)
Entrée P.U. 47 K Ohms : sensibilité 2,5 mV; saturation à 70 mV (surcharge admissible : 30 dB)
Entrée ligne (magnéto/tuner) 22 K Ohms : sensibilité 200 mV ; saturation à 6 V (surcharge admissible : 30 dB)

power

Documentation et tarif sur demande à :
COMEL - 6, Rue R. Dubost
92230 GENEVILLIERS. Tél. 793.65.12
Pour la Belgique :
DELTA EQUIPEMENT -
Rue de Calevoet 112 - 1180 BRUXELLES.