

7 f
566 PAGES
L^e ANNÉE - N° 1548 DU 15 AVRIL 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- RÉALISEZ : LE TTL-TEST-O-SCOPE, ADAPTATEUR POUR OSCILLOSCOPES
- UN AMPLI DE PUISSANCE 100 W ■ UNE ALIMENTATION 12 V/1 A A.C.I. ■ UN ATTÉNUATEUR ■
- BANCS D'ESSAI : LA CHAÎNE COMPACTE SALORA 2001 ■ L'AMPLI-TUNER PHILIPS 22 RH 752 ■ L'ENCEINTE ASSISTÉE HECO-DYNAMIC 5000 ■ CASQUE A INFRA ROUGE AKG ■



HEBDOMADAIRE

Publication : **J.-G. POINCIGNON**
A. LAMER
H. FIGHIERA
 Chef : **A. JOLY**
 Direction : **J. BERCHATSKY - B. FIGHIERA**
C. OLIVERES

HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

Les aspects de l'électronique avec ses spécialités :

HAUT-PARLEUR. Edition générale vulgarisation. Télévision, Radio, Electronique, etc.

ELECTRONIQUE PRATIQUE. Initiation pour les amateurs, bricoleurs, débutants.

SONO - Musique - Light Show. La diffusion des orchestres et des salles de concert.

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE. Au service des Ingénieurs, techniciens industriels. Information et formation permanente.

ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE d'aujourd'hui et de demain.
 La diffusion de la presse spécialisée à la carte.

Abonnement-Rédaction :
12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

Abonnement d'un an comprenant :
 12 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés

1 numéro Spécial Panorama Hi-Fi
 1 numéro Spécial Audiovisuel
 1 numéro Spécial Radiocommande

12 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »

12 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

12 numéros HAUT-PARLEUR :
 « Musique Light-Show »

Abonnement mensuel : **125 F**
 Abonnement trimestriel : **190 F**

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous devez nous adresser votre règlement, notre tâche en joignant à votre règlement l'une de vos dernières bandes-adresse, avec les relevés des indications qui y figurent. Pour tout changement d'adresse joindre 1 F sur la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120.000 F
 Siège social : 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

Page

B.F. Technique générale - HiFi

- L'ensemble casque à infra-rouge **AKG**..... 189
- L'enceinte acoustique **HECO DYNAMIC 5000** 194
- La chaîne compacte **SALORA 2001** 198
- Le tuner amplificateur **PHILIPS 22 RH 752** 205
- Etude d'un module A.F. 10-15 W 253
- Le casque **KOSS TECHNICIAN VFR** 379

Radio - TV - Technique générale

- Amplificateur de chrominance à haute définition **PIZON-BROS**..... 259
- La télévision couleur à circuits intégrés..... 331
- Perfectionnements des téléviseurs..... 337
- Le téléviseur PAL/SECAM colorimage **TELEFUNKEN** 340

Electronique - Technique générale

- Les capteurs potentiométriques 245
- Qu'est-ce que le décibel ? 262
- Radio alarmes pour usages divers..... 267
- Les montres électroniques 325
- Nouveaux montages électroniques à semi-conducteurs..... 350
- Musique électronique : Application des lignes à retard **TCA 350Y** 356
- Initiation à l'électricité..... 373
- Le Top Flash **PHILIPS-AGFA**..... 381

Réalisations

- Le labo de l'amateur : Construction d'un générateur de fonctions..... 213
- L'auto-contrôleur 221
- Un atténuateur électronique..... 224
- Réalisation d'un analyseur électronique pour labo photo 228
- Le C.I. Pourquoi pas ? Une alimentation 12 V/1 A 236
- Télécommande à infrarouge pour **REVOX A77** 240
- Pour allumer, faites de l'ombre..... 257
- L'ensemble de radiocommande **TF6/76** 293
- L'adaptateur pour oscillo - TTL - TEST - O - SCOPE..... 305
- Réalisez un amplificateur de puissance : 100 W..... 314
- Un fréquencemètre à affichage sans latches 320
- Réalisez un convertisseur 12 V/220 V/50 Hz piloté pour astronome amateur 364

Journal des O.M.

- L'émetteur AM/FM SSB 144 MHz : L'amplificateur de puissance..... 397
- Système de rotation électromécanique pour antennes tournantes 402

Divers

- Info-Nouveautés..... 181
- Sélection de chaînes HiFi 383
- Notre courrier technique..... 387
- Petites annonces..... 405

PUBLICITÉ

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

CAISSE AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

Copyright - 1978
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 2^e trimestre 76
 N° éditeur : 280
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
140 000
 EXEMPLAIRES

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

FESTIVAL « HAUTE FIDÉLITÉ » DE STRASBOURG

Au Palais de la Musique et des Congrès de Strasbourg du 28 au 31 octobre 1976.

Placé sous le haut patronage de M. Pierre Pflimlin, député-maire de Strasbourg et sous le patronage du syndicat des industries électroniques de reproduction et d'enregistrement (S.I.E.R.E.), le festival « Haute Fidélité » de Strasbourg se tiendra au Palais de la Musique et des Congrès du 28 au 31 octobre 1976.

Bénéficiant d'un cadre exceptionnel, organisé suivant les principes du festival international du Son, le festival « Haute Fidélité » permettra de présenter, dans une région particulièrement sensible à la musique, une exposition internationale des meilleurs matériels électro-acoustiques, complétée d'un programme de manifestations artistiques et culturelles.

AUDAX CONSOLIDE SA POSITION AUX ETATS-UNIS

Audax, qui a déjà une filiale en Angleterre et une autre en Allemagne, a créé il y a deux ans environ une société filiale aux U.S.A. « Polydax Speakers Corporation ».

Son siège social se situait dans les locaux de l'Apexel au 445 Park Avenue, N.Y.

Le mouvement d'affaires se développant et les locaux ne se prêtant plus à l'activité envisagée, Audax a transféré son siège social au 2 Park Avenue - New York. Il dispose d'une plus grande surface avec Show Room ; stock et laboratoire.

Cette filiale est animée par son vice-président Serge Ferre qui s'est adjoint un collaborateur de premier ordre M. Abraham B. Cohen, grand spécialiste de la Haute Fidélité, auteur d'un important ouvrage sur la Haute Fidélité, ouvrage qui a eu un tel succès qu'une seconde édition a été nécessaire.

Audax a acquis aux Etats-Unis une très forte image de marque en Haute Fidélité.

Audax estime qu'en développant sans cesse ses produits pour donner satisfaction dans les différents pays du monde dont les exigences bien différentes sont toujours facteurs de qualité ; cela a permis

à Audax d'acquérir une connaissance extraordinaire des matériels Haute Fidélité.

Voilà ce qui donne la qualité des haut-parleurs Haute Fidélité produits par Audax et qui équipent « on ne le sait pas toujours » une quantité d'enceintes acoustiques au nom prestigieux et venant de tous les coins du monde.

YAMAHA



Ampli-tuner CR-200

Ce nouveau récepteur AM/FM stéréo bénéficie de la technologie de ses aînés.

Puissance : 2 x 18 W/8 Ω.

Bande passante : 18 à 100 000 Hz ± 2 dB.

Distorsion harmonique : 0,5 % à 18 W.

Distorsion d'intermodulation : 0,1 %.

Amortissement : 40.

Antenne : 73/300 Ω.

Sensibilité FM : 2,5 μV.

Correction RIAA : ± 0,7 dB.

GRUNDIG



Platine magnétophone à bande Hi-Fi.

Support de tête amovible pour deux pistes stéréo et 4 pistes stéréo avec inversion automatique en lecture (auto « reverse »).

Les supports de têtes sont amovibles sans aucun réglage.

Caractéristiques techniques :

Entraînement par 3 moteurs.

Vitesses : 4,75, 9,53, 19,05 cm/s + 1 position vitesse variable de 3 à 22 cm/s.

Diamètre maximal des bobines : 270 mm. Système Dolby incorporé.

Dispositif anti-boucles et de télécommande.

Commutateur de ralenti.

Touches à impulsion.

Vitesses en version II : 38, 19,05 cm/s et 9,53 cm/s.

Diaphonie à 1 kHz : > 60 dB.

Puissance de sortie : 2 x 50 mV.

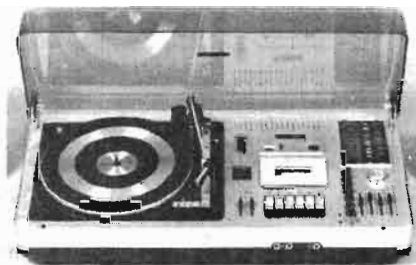
Distorsion harmonique : < 1 %.

Réponse en fréquence : 19,05 cm/s : 25 à 20 000 Hz.

Rapport signal/bruit avec Dolby : > 72 dB.

Pleurage : ± 0,05 % à 19,05 cm/s.

RANK ARENA AS3641



Véritable centrale musicale stéréophonique, ce compact permet la réception et la reproduction d'émissions radiophoniques, disques, cassettes et magnétophones. L'ampli-tuner couvre les trois gammes d'onde et est équipé du contrôle automatique de fréquences (C.A.F.) ainsi que d'un décodeur stéréo pour la réception des programmes stéréophoniques en F.M.

La cassette à deux canaux et quatre pistes permet l'enregistrement direct et la reproduction aussi bien de cassettes normales que de cassettes au bioxyde de chrome. Arrêt automatique ainsi que dispositif pour la suppression des interférences dues à l'oscillateur de prémagnétisation.

Le tourne-disques semi-automatique est prévu pour la reproduction de disques 45, 33 et 78 tours minute, il est équipé d'un lève-bras pour le positionnement « Pause », et d'un réglage de la poussée latérale, (antiskating).

Ce compact est livré avec :

- deux enceintes acoustiques closes,
- une cassette vide.

Dimensions du compact : L 700 - H 165 - P 350 mm.

Dimensions des enceintes : L 245 - H 322 - P 140 mm.

**LE « WORLD RADIO TV
HANDBOOK 1976 »
EDITION DU
30e ANNIVERSAIRE
vient de paraître**

Un dictionnaire complet de la Radio et de la Télévision Internationale.

— Toujours le plus important et le plus complet... plus de 500 pages.

— La source officielle d'une information exacte sur les stations mondiales de radio et de télévision.

Plus « Listen to the world »... un éditorial spécial.

— 40 000 exemplaires parus et toutes les impressions prévues (ou programmées) vendues !

— Des articles traitant des 20 meilleurs récepteurs d'ondes courtes sur le marché mondial ; étalement des gammes d'ondes ; développements de nouvelles antennes ; stations pirates et clandestines etc.

Un volume broché, Ft 15 x 21, 560 pages, prix : 48 F.

En vente : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Tél. : 878.09.94/95 - C.C.P. 4949 - 29 Paris.

EURELCO

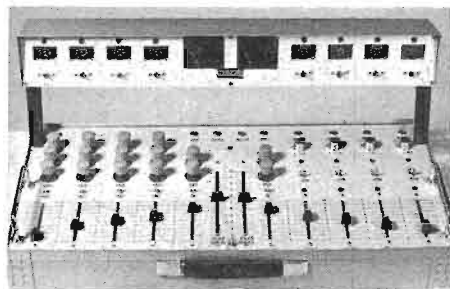
Eurelco, firme française spécialisée dans la conception et la réalisation d'appareils destinés à la mesure et la génération de signaux déphasés, vient de décentraliser son unité de production dans le département des Alpes-Maritimes.

Opérationnelle depuis le mois de septembre 1975, cette nouvelle unité se voit confier la fabrication de toute la gamme des phasemètres et générateurs de fonctions, développés par les laboratoires de la société. D'autres produits, actuellement en cours d'élaboration, viendront compléter le catalogue dans les mois à venir.

Plusieurs nouveautés seront présentées à l'exposition Mesucora 76, en particulier cinq modèles de phasemètres analogiques et numériques, un microvoltmètre alternatif à hautes performances, ainsi qu'un générateur de fonctions de synthèse, et un corrélateur pour l'enseignement.

Nouvelle adresse : Eurelco S.A., Zone Industrielle Départementale 06510 Carros (Alpes-Maritimes). Tél. (93) 08.10.43.

ELITE 6400



Réalisé par les Etablissements Elite Electronic, la console décrite ci-dessous est destinée aux utilisateurs de magnétophone 4 pistes.

Elle met à la disposition de l'utilisateur 4 entrées micro/ligne, 2 entrées PU/ligne stéréophoniques, 1 sortie stéréo dosable par 2 potentiomètres de 150 mm de course, la particularité de cette console réside dans l'adjonction de 4 sorties réglable en niveau (soit par atténuateur, soit par réglette) ceci sans passer par les deux généraux.

Les voies micro/ligne, les généraux, et les voies de sorties indépendantes comportent une visualisation par Vumètre éclairé.

Caractéristiques générales :

— Entrée micro 200 Ω asymétrique - 60 dB à - 20 dB - Rapport signal/bruit 70 dB.

— Entrée ligne : 100 k Ω rapport signal/bruit : 85 dB.

— Correction : ± 15 dB à 100 Hz pour le grave ; ± 15 dB à 10 kHz pour l'aigu.

— Panoramique sur chaque voie micro/ligne.

— Alimentation générale à circuit intégré.

— 2 sorties indépendantes 0 dB (0,775 V max 2 volts) en basse impédance 150 Ω environ.

— Filtre actif en sortie 12 dB/octave permettant de limiter le système dans l'extrême aigüe dans notre cas, 30 kHz.

— 1 insertion est prévue sur chaque voie de sortie pour réverbération, écho, phasing, etc.

LE DECIBEL D'OR

Parmi les nombreux prix cinématographiques, il en est un qui méritait d'être créé à propos d'une composante essentielle des films, la bande sonore.

A l'initiative de la Société **Pyral** et sous l'égide du Centre National de la Cinématographie, cette lacune est désormais comblée.

Il s'agit d'un prix annuel destiné à un film français de longs métrages, ayant reçu le visa de contrôle du C.N.C. et programmé dans les théâtres cinématographiques entre le 1^{er} et le 31 décembre.

Pour l'exercice 75 les films sélectionnés pour l'attribution du prix le décibel d'or étaient : Que la fête commence - Indisong - L'important c'est d'aimer - Black moon - Les autres - Le jardin qui bascule - La chair de l'orchidée - Souvenirs d'en France - La vérité sur l'imaginaire passion d'un inconnu - le vieux fusil.

Le décibel d'or 1975 a été décerné le 11 mars 1976 au film **Black Moon** de Louis Malle.

Black Moon est une production de la N.E.F. (Nouvelles Editions de Films).

La « Mention spéciale du décibel d'or 1975 » a été décernée le 11 mars 1976 au film **Les autres** de Hugo Santiago.

Cette « mention spéciale » est attribuée annuellement à un film de long métrage de nationalité française dont l'équipe technique par ses efforts et son invention dans le domaine de l'expression sonore mérite un encouragement.

V^e SALON INTERNATIONAL « AUDIOVISUEL ET COMMUNICATION » au Palais des Congrès (Porte Maillot) du 24 au 30 janvier 1977

Le cadre prestigieux et particulièrement adapté du Palais des Congrès (C.I.P. - Porte Maillot) permettra au V^e Salon International « Audiovisuel et Communication » de franchir, au début de 1977, une nouvelle étape.

Le salon présentera les matériels professionnels et semi-professionnels, les systèmes et les programmes qui, des plus simples aux plus sophistiqués, ont pour but d'apporter des solutions rationnelles à tous les problèmes de formation, d'information, de communication sociale et de promotion, ainsi que d'étendre à l'infini les possibilités de culture et de distraction nécessaires aux loisirs de notre époque.

En outre, pour la première fois seront exposés les « matériels audiovisuels légers » c'est-à-dire les matériels « gran-

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

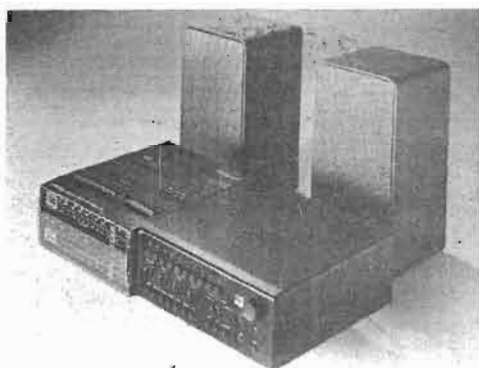
public » de qualité pouvant être utilisés pour l'enseignement, la formation, l'information et la promotion commerciale.

Conseils en communication et en formation et sociétés de service apporteront leurs solutions aux visiteurs.

Enfin, complétant les présentations faites par chacun des exposants dans des conditions techniques exceptionnelles, le salon organisera, dans deux salles spécialement équipées, des projections débats sur des réalisations françaises et étrangères couvrant les divers secteurs d'activité.

Le salon de 1977 sera donc le point de rencontre international de tous ceux qui ont pour mission de former, d'informer, de promouvoir et de distraire.

I.T.T. SCHAUB LORENZ



Ensemble ampli-tuner magnéto-cassette stéréo Hi-Fi Dolby ST5900 et enceintes P1-80.

De présentation « design » finition noire, mat les principales commandes ont été concentrées sur le bloc ampli-tuner, le magnéto-cassette est incorporé sur le dessus du bloc radio qui voit son cadran subir un léger décrochement.

Section amplificateur :

Puissance nominale de sortie : 2 x 50 W.
Bande passante : 16 à 70 000 Hz.
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz \pm 1,5 dB.

Entrées : PU magnétique, monitor, auxiliaire.

Sorties : 4 prises normalisées pour H.P., commutables par groupes de 2 (ambiophonie); 2 prises casque.

Commutation mono/stéréo par touche.

Section tuner :

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

5 stations pré-réglables en FM.

CAF commutable.

Muting : suppression des bruits de fond entre les stations FM.

Touche rumple (rumble) : filtre permettant d'éliminer (à basse fréquence) le bruit produit par les vibrations de la table de lecture.

Touche Prasentz (présence) : dispositif permettant de mettre en relief, quelle que soit la source, la voix humaine, de lui donner plus de « présence ».

Touche Rausch (Scratch) : éliminant les bruits de surface produits par la pointe de lecture sur un disque usagé.

Section magnéto-cassette :

Bloc magnéto-cassette Dolby.

Cassettes : C60 - C90, Fe (bioxyde de fer); Cr (bioxyde de chrome).

4 pistes.

Bande passante : 40 à 14 000 Hz (CrO₂); 40 à 12 000 Hz (Fe2O₃).

Rapport signal/bruit : \geq 60 dB avec Dolby; \geq 55 dB avec réducteur de bruit « DLPF »; \geq 50 dB sans Dolby.

Atténuation de diaphonie : mono \geq 60 dB - stéréo \geq 30 dB.

Arrêt automatique fin de bande « Null auto-stop » couplé avec compteur de remise à zéro.

Contrôle d'enregistrement par vu-mètre.

Dimensions : L 645, H 145, P 380 mm.

Poids total : 19 kg.

Accessoires en option : micro stéréo Hi-Fi HSM 4.

ELAC



Table de lecture Elac 830 automatique.

Cet appareil comporte deux entraînements :

a) un à courroie lorsque l'appareil fonctionne en table de lecture, et dans tous les cas, lorsqu'il transmet la lecture du disque ;

b) un entraînement par galet qui se met en fonctionnement automatique lorsque l'on demande au mouvement un effort supplémentaire, à savoir :

— pour la pose et dépose automatique du bras,

— pour le changement éventuel de disques lors de l'utilisation en changeur.

Ce système de double entraînement, actuellement unique **au monde**, donne l'avantage d'une régulation de vitesse plus précise pendant la lecture des disques.

Conserve à la courroie sa parfaite homogénéité en évitant les surtensions momentanées.

Permet aux mélomanes avertis de profiter, s'ils le désirent, de l'avantage d'un changeur de disques haute fidélité.

TABLEAU DE PARUTION DES PROCHAINS NUMÉROS DU HAUT-PARLEUR

Le 22 avril	Le Haut-Parleur Electronique Pratique	N° 1549
Le 29 avril	Le Haut-Parleur spécial audiovisuel	N° 1550
Le 6 mai	Le Haut-Parleur sono	N° 1551
Le 13 mai	Le Haut-Parleur Electronique Professionnelle	N° 1552
Le 15 mai	Le Haut-Parleur	N° 1553
Le 27 mai	Le Haut-Parleur Electronique Pratique	N° 1554
Le 3 juin	Le Haut-Parleur sono	N° 1555
Le 10 juin	Le Haut-Parleur Electronique Professionnelle	N° 1556
Le 15 juin	Le Haut-Parleur	N° 1557
Le 24 juin	Le Haut-Parleur Electronique Pratique	N° 1558
Le 1 ^{er} juillet	Le Haut-Parleur sono	N° 1559
Le 8 juillet	Le Haut-Parleur Electronique Professionnelle	N° 1560
Le 15 juillet	Le Haut-Parleur	N° 1561
Le 29 juillet	Le Haut-Parleur sono	N° 1562

LE XVIII^e FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON

Placé sous le haut patronage de M. Michel Guy, secrétaire d'Etat à la culture, sous le patronage du Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement (S.I.E.R.E.), le 18^e Festival International du Son s'est tenu à Paris du 8 au 14 mars 1976 au Palais des Congrès, Centre international de Paris, Porte Maillot.

Le Festival groupait 248 exposants dont 218 présentaient du matériel haute fidélité: 62 français et 156 étrangers répartis sur 4 niveaux d'exposition.

Le Festival Internadional du Son a montré aux visiteurs très peu d'évolution technologique. Cependant quelques améliorations de prestige dans le matériel de « très haut de gamme » et l'esthétique « design » apportés sur certains modèles ont davantage cristallisé la curiosité du public que le nombre de watts délivré par les chaînes. La reproduction musicale obtenue à partir de la plupart du matériel exposé est de grande qualité, dépassant pour de nombreux auditeurs leur faculté auditive.

**Aperçu des nouveautés
présentées par les firmes
exposantes au Festival International
du Son 1976**

3 A

En avant-première au Festival, cette firme a présenté un nouveau système acoustique breveté appelé **ligne acoustique infinie**: l'**Adaggio Andante ultra linear**: Enceinte asservie de 50 W en pression par un ampli de 120 W.

Andante studio: équipée d'un 38 cm asservi en pression par un ampli de 150 W.

AUDAX

Cette firme implantée à Montreuil, Joinville, Issy-les-Moulineaux, Château-du-Loir et La Fleche possède trois socié-

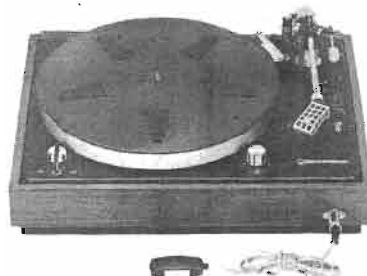
tés commerciales à Hambourg, Londres et New-York, présente sa nouvelle gamme d'enceintes haute-fidélité. A 230 à 2 voies de 30 W; A 360 à 3 voies de 60 W; A 4100 à 4 voies de 100 W et sa gamme Eurhythmique 21, 31, 40 et 60 ainsi que des H.P. HiFi série « H.D. » à membrane « bexiform ».

AUDIOTEC

Spécialisée dans la fabrication en petites séries de matériel HiFi de très hautes performances, cette société a exposé 2 amplis A 960: 2 x 100 W et A 250: 2 x 50 W, 2 préamplis, 2 amplis/préamplis, 1 tuner FM stéréo: T 932, des enceintes acoustiques B 75 et E 75 à 4 H.P., 1 table de lecture à entraînement direct ED 3.

BARTHE

M. Jacques Barthe a présenté au public ses trois modèles de tables de lectures ainsi que ses amplis, tuners, chaînes compactes et enceintes. La nouveauté 76 est une platine tourne-disque « **Rotofluid Régie** » à double plateau permettant le démarrage instantané, la pointe de lecture



étant posée sur le disque arrêté. Le plateau inférieur de 3,2 kg tourne en permanence et le plateau supérieur léger de 0,3 kg est stoppé par un électro-frein. L'accouplement entre les 2 plateaux est obtenu par un embrayage à feutre silicé. Les vitesses 33 1/3 et 45 t/mn sont réglables de $\pm 4\%$.

L.E.S.

B.M.S. Diffusion diffuse une nouvelle gamme d'enceintes à 2, 3 ou 4 voies de 20 W à 125 W.

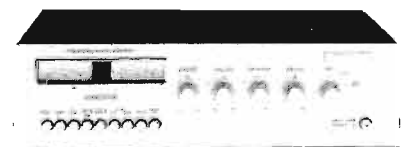
CABASSE

Les nouvelles enceintes à double asservissement: **Dinghy 3 VTA**, **Sampan 3 VTA**, **Galion 3 VTA** et **Brigantin 3 VTA** sont dotées d'un asservissement d'accélération et d'un asservissement de vitesse.

CINECO

Cinéco a réservé pour le Festival du Son la présentation de la chaîne HiFi « **Solid Sound System 3 S** ». Cet ensemble de présentation design comprend un amplificateur de 2 X 60 W/8 Ω ainsi qu'une platine tourne-disque à plateau tripode, deux moteurs, bras S.M.E. 3009 série II, ainsi qu'une table de lecture « Cinéco Mark 2002 » munie d'un système de régulation électronique, moteur à effet Hall, transmission par courroie.

CONTINENTAL EDISON



Cette firme présente l'ensemble de sa gamme HiFi de ligne classique ou design (plus de 50 appareils). On a remarqué plus particulièrement l'ampli PA 9604, la table de lecture TD 9657, l'enceinte acoustique 4 voies, puissance admissible 40 W, le tuner TU 1459 PO/GO/OC/FM stéréo, l'ampli-préampli PA 1457 de 2 x 80 W



ESART

Citons comme nouveauté le tuner FM stéréo « S » de qualité technique obtenu à partir des performances du tuner caisson. Le préampli stéréo « PA 2 ». Bande passante : 10 à 100 000 Hz. Distorsion harmonique : 0,06 % à 1 kHz. Diaphonie : 60 dB.

Un ampli préampli « S 1 » dérivé du « S 2 », l'ampli-tuner « IS 500 » et l'enceinte acoustique asservie E 45 de 45 W/8 Ω, bande passante 10 Hz à 100 kHz - 3 dB avec un taux de distorsion de 0,1 % à 1 000 Hz.

FILM ET RADIO

Cette firme produit actuellement deux chaînes compactes : Philharmonic FR 15 et MK IV ainsi que 4 modèles d'enceintes : Cadet, Junior, Salon, Club et une enceinte sphérique FRJ.

FILSON

Présente une gamme étendue de préamplificateurs, d'amplificateurs, d'ampli-tuners, de tuners et d'enceintes acoustiques.

Citons en particulier l'ampli intégré APM 2550 de 2 x 55 W l'ampli à tubes AMT 2100 de 2 x 100 W, le tuner TS 800 FM à 6 stations pré-réglées, l'enceinte Filson contrôle électronique avec ampli incorporé.

LEM

Spécialisée dans la fabrication de matériel électroacoustique : microphones, casques, transformateurs audiofréquences et sonomètres a présenté en nouveauté 5 microphones dont le EM 70/4540 superdirectionnel à condensateur à effet électret et alimentation incorporée du transistor à effet de champ. Bande passante : 50 à 18 000 Hz, impédance 200 Ω, efficacité : 0,3 mV/μb ; de nombreux casques dont le DR 196 C électrodynamique à membrane mylar d'un poids de 130 g, bande passante : 18 à 22 000 Hz, impédance 2 x 100 Ω.

PATECTRONIC

Cette nouvelle société a repris la marque Teppaz ainsi que l'usine de Craponne. Plusieurs ensembles HiFi ainsi que 5 nouveaux électrophones vont être commercialisés prochainement.

PATHÉ MARCONI

« La Voix de son Maître » bien connue sur le marché de la haute fidélité présente une gamme étendue de matériel répondant aux normes DIN 45500 notamment le tuner T 136 VSM PO/GO/OC/FM stéréo.

PHONIA

Cette marque a présenté en avant-première lors du Festival une gamme de 5 modèles d'enceintes.



Phonia CR 5 de 30 W, CR 50 de 35 W, CR 100 : 3 voies. Puissance : 40 W. Bande passante : 35 à 18 000 Hz, la Phonia CR 1000 de 50 W et la CR 2000, enceinte à 3 voies, puissance 60 W, bande passante 25 à 20 000 Hz.

SCIENTELEC

La nouvelle gamme Scientelec présentée dans le style des appareils scientifiques, comprend 7 amplis, 3 tuners, et 6 amplis-tuners.

Amplis : SA 225 de 2 x 25 W ; SA 270 de 2 x 70 W ; SA 2110 de 2 x 110 W.

Tuners : ST 0,8 FM/PO/GO, ST 1,2 FM/PO/GO.

Amplis-tuners : SR 225 2 x 25 W sensibilité FM : 1,2 μV ; SR 270 : 2 x 70 W sensibilité 0,8 μV.

THOMSON

Cette grande marque fait une entrée en force dans le marché de la HiFi avec une gamme étendue d'appareils de toutes puissances.

Citons le PA 428 T ampli de 2 x 80 W équipé d'un dispositif de sécurité électronique total et de la EA 428, enceinte acoustique de 80 W.

CREA

Équipé d'un dispositif de sécurité électronique totale, son taux de distorsion est inférieur à 0,1 % à 1 000 Hz et à 80 W.

Fondée en 1973 cette société est spécialisée dans la fabrication de matériel HiFi. L'ampli SE-60 2 x 30 W à circuit intégré et 4 modèles d'enceintes la C 3000, C 4000 3 voies, C 5000 3 voies, C 6000 3 voies en particulier.

DELTA MAGNETICS

Ce constructeur a présenté cette année 2 nouveautés l'enceinte **Linear 10** composée d'un H.P. de 250 mm pour les graves et 1 H.P. aiguës à dôme de 25 mm et un filtre LLC. L'enceinte **Mark 10** équipée de 4 H.P. dont 1 de 44 cm pour les basses et de filtres 200 Hz, 400 Hz, 5 000 Hz, 18 dB par octave. Les haut-parleurs équipant ces enceintes sont fabriqués par cette firme.

ELIPSON

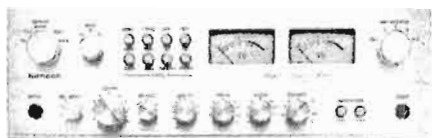
Depuis plus de 25 ans, la Société Elipson se consacre aux problèmes de l'acoustique. Elle détient plus de 20 brevets. On a pu admirer 6 modèles de base sphérique, 8 enceintes parallélépipédiques et 4 colonnes.

ERA

Spécialisée depuis 1963 dans la fabrication des tables de lecture de disque HiFi élargit sa gamme et présente cinq nouveaux modèles dont un entraînement direct. Cette société a présenté également des amplis 2 x 20 W et 2 x 40 W, un tuner TS 2 PO/GO/FM et une chaîne compacte : Era Bloc Source.

HENCOT

Electronique Cotte S.A. a été chargée par « Epicure Product Inc. U.S.A. » de commercialiser en France leurs produits d'acoustique musicale.



Citons l'ampli de prestige « Epicure U.S.A. One » 2 x 125 W RMS et de son préampli « Four » : bande passante : 10 à 100 000 Hz \pm 2,5 dB, signal/bruit : > 100 dB - 6 entrées. Distorsion harmonique : 0,005 %. Tension de sortie : 2,5 V RMS.

Les enceintes, Five, Ten, Eleven, Twenty, 400 peuvent délivrer de 40 à 200 W comportant de 2 à 8 H.P. et sont du type omni-directionnel donnant pratiquement l'illusion d'une excursion réelle.

Rappelons que Hencot est le seul fabricant français de magnétophones à usage semi-professionnel et professionnel, fournisseur des studios, des grandes administrations françaises. Le catalogue de cette firme comprend 7 modèles différents de magnétophones en plus des modèles adaptés à des utilisations spéciales et de 7 amplis-préamplis tuner et ampli-tuner de 2 x 15 W RMS à 2 x 60 W RMS.

PYRAL

Filiale de la division Film du groupe Rhône-Poulenc, Pyral est le premier fabricant français de produits magnétiques : bandes et cassettes, disc packs, disques souples, etc. Cette firme présentait cette année des cassettes grand public. Sprint C 60 - C 90, HiFi C 60 - C 90, Dopée Cobalt C 60, C 90, des bandes professionnelles et semi-professionnelles en simple, longue et doublée durée.

SEA

Société fondée en 1973 spécialisée depuis sa création dans les matériels audio-visuel, asservissements, a réservé pour le festival du son la présentation de son matériel HiFi, l'ampli 220 de 2 x 20 W/8 Ω avec correction de la tonalité par filtre actif (brevet SEA), l'enceinte 380 de 80 W à 4 H.P. 120 litres, l'ampli-

préampli 380 2 x(40 + 20 + 20) W sur 8 Ω avec correction de tonalité également par filtre SEA et l'enceinte 380 de 80 W à 4 H.P.

SIARE

Cette firme spécialisée dans la fabrication des haut-parleurs en grandes séries depuis 1944 réalise depuis dix ans des haut-parleurs haute-fidélité et des enceintes acoustiques de haut niveau. Elle vient de présenter au Festival une gamme encore plus complète de haut-parleurs HiFi pour enceintes acoustiques à réaliser soi-même, ainsi que des enceintes haut de gamme. Rappelons les CX 22 : 20 W, BX 22 : 30 W, CX 32 : 40 W, Fugue 50 : 40 W, Fugue 200 : 50 W.

En outre Siare distribuera à partir du Festival du Son une nouvelle enceinte assistée (brevet Axord) de faibles dimensions et de hautes performances. Référence : Axord PRS - 40 watts. Dimensions : 340 x 220 x 260, poids 8 kg.

AKAI

A présenté trois nouvelles enceintes fabriquées en Europe, la SA 800 à 2 voies 40 W, la SA 1000 à 3 voies 60 W, la SA 1200 à 3 voies 70 W ; trois nouvelles platines cassette à variateur de vitesse,



vitesse de rembobinage variable. Dolby réglable. Mémoire - Les têtes sont des GX Akai en verre et cristal de ferrite. Les platines cassettes GXC 570D, 740D et 760D comportent 3 têtes et 3 moteurs. Une table de lecture automatique AP 005 à 2 moteurs.

B.S.T.

Exposait plusieurs tuner, ampli, ampli-tuner et enceintes dont la MC 5000 à 6 H.P. et 3 voies d'une puissance admissible de 50 W.

INFINITY

L'enceinte asservie Servo-Statik IA composée de cellules électrostatiques reproduisant les fréquences de 70 Hz à 40 kHz et d'une enceinte de basses transmettant les fréquences de 15 à 70 Hz asservies par un amplificateur permet de rendre une réponse linéaire de 10 Hz à 30 kHz \pm 2 dB et une dispersion horizontale de 280°, verticale de 75° à 10 kHz, était présentée par la Société Capsi électronique.

COMIX

Donnait un aspect de la production russe présente au Festival du Son. On a pu voir plusieurs amplis, entre autre l'Odysée de 2 x 25 W à circuits intégrés et une



platine semi-professionnelle à pilotage électronique du moteur par oscillateur. Le bras de lecture interchangeable accepte toutes cellules aux normes internationales. Cette platine est équipée d'une cellule Supraphon VM 2101.

KM SERVO-SOUND

Toujours fidèle à l'asservissement électro-pneumatique cette firme présentait aux visiteurs l'enceinte KM 30 comportant un amplificateur de puissance de 30 W RMS ainsi qu'un transformateur d'impédances sous forme d'un piston couplé pneumatiquement au H.P. actif et asservi par l'intermédiaire de ce dernier et l'enceinte KM 50 asservi de 50 W.

La paire d'enceintes KM 50 est complétée par le Processeur PR 5/6 qui, à partir de signaux stéréophoniques, extrait l'information sur les réflexions acoustiques de la salle d'enregistrement permet ainsi de respecter l'effet de présence de l'orchestre.

B et W

L'enceinte DM 6 présentée n'est pas toute nouvelle mais fait partie des enceintes acoustiques de très haut de gamme avec une puissance admissible en crête de 350 W. Impédance 8 Ω .



Cette enceinte à 3 voies avec positionnement des H.P. dans des plans différents sert à compenser les variations de phase. Cette enceinte a une très grande « transparence » au niveau du médium et de l'aigu. Bande passante 30 à 20 000 Hz. Potentiomètre de réglage de tonalité.

LUXMAN

On ne peut citer en détail les différents appareils de cette marque japonaise tant ils sont nombreux. Le mélomane ainsi que le novice trouveront dans le choix proposé les performances techniques et l'esthétique d'un puissant attrait.



Quelques nouveautés à signaler sur le stand Luxman-Reditec : L 30, ampli de 2 x 38 W ; l'ampli M 4000 de 180 W RMS avec une bande passante de 2,5 à 100 000 Hz à -1 dB et une distorsion < à 0,05 % ; T 110, tuner, P 9282, table de lecture ; P 282, platine manuelle à entraînement direct par moteur asservi en courant continu, pleurage et scintillement < à 0,03 %, etc.

LEEP

Cette marque présentait une dizaine de nouveautés. Mentionnons : l'ampli-tuner AT 225 : 2 x 22 W RMS. Distorsion : 0,15 %. Bande passante : 15 à 35 000 Hz. Gammas : PO/GO/FM stéréo. Sensibilité stéréo : 1,2 mV pour un rapport signal/bruit : 30 dB. Rapport signal/bruit pour 1 000 mV : 73 dB pondéré ; la table de lecture AT 50 entraînement par courroie, avec arrêt automatique et retour du bras.



La platine magnétophone à cassette à chargement frontal, système Dolby référence CRD 71.

MICRO SEIKI

Quatre belles tables de lecture étaient présentées au public.

Solid 1 : entraînement par courroie, moteur 4 pôles synchrone, pleurage et scintillement 0,06 % D.D.1 à entraînement direct, la MR 122 à entraînement



par courroie, et la Micro DD-5E à entraînement direct, plateau stroboscopique de 31 cm. On pouvait également écouter de très belles symphonies dans le casque Micro MX 1 électrostatique alimenté par une pile de 9 volts bande passante 20 à 25 000 Hz.

ROTEL

Cette marque exposait un amplificateur de grande puissance le RA 1412 avec 2 x 125 W. L'entrée micro peut être mélangée avec toutes les autres sources d'entrée. Présenté en rack avec poignées.

EMI

Exposait une platine tourne-disque professionnelle à 3 vitesses, double plateau et télécommandable. Cette platine est entraînée par un moteur alternatif triphasé asservi, alimenté par générateur interne à travers 3 amplificateurs de puissance. Tête de lecture dynamique EMI TSD 15.

UHER

Parmi les nombreux modèles de cette firme allemande, on pouvait voir le nouveau magnétophone qui surpasse en performances leurs aînés : le 630 Logic. C'est un magnétophone à bandes pouvant recevoir des bobines de 27 cm, qui est caractérisé par un système tout nouveau d'entraînement de la bande grâce à un moteur spécialement affecté à ce travail (pour conséquence, la suppression de la presque totalité de la mécanique, la tension de la bande au départ, le galet presseur). Avantages : pas de poussière pressée, axe de la bande parfaitement vertical.

BANG ET OLUFSEN

La Société Vibrasson présentait en nouveauté le Béomaster 1900, ampli/tuner de 2 x 30 W. La partie tuner est munie de 5 présélections d'accord. Les commandes à effleurement sont électroniques y compris la commande de volume.

JOHN MICHELL ENGINEERING

La Société Mazzanti représentant de cette marque proposait une platine tourne-disque en altuglass massif de forme « design ». L'entraînement par courroie et moteur amovible à régulation électronique. Poids du plateau : 4 kg.

SENNHEISER

Outre les casques stéréo très connus du public, cette Société faisait écouter aux visiteurs le casque HDI 406. Casque original fonctionnant à l'aide d'un émetteur placé sur une source sonore (radio ou télévision). Il a l'avantage d'être utilisé sans fil, la liaison étant faite par rayons infrarouge. L'alimentation est donnée par un petit accumulateur enfichable (durée de service 5 heures) temps de recharge 19 heures.

DUAL

M. Bürk, directeur général de cette grande firme spécialisée dans l'électroacoustique nous a fait l'honneur de nous conduire à travers son stand et nous a présenté ses dernières nouveautés. La Dual



C 919 platine à cassettes HiFi stéréo surpassant les normes DIN 45500, le CV 62 amplificateur 2 x 30 W de technique modulaire avec 4 prises de H.P., le CR 220, ampli/tuner de 2 x 22 W avec PO/GO/OC/FM stéréo et antenne pivotante pour les AM. La CL 240 est une enceinte à 2 voies avec une transparence améliorée pour le médium et l'aigu.

Le KA 215 est un compact intégré stéréo de 2 x 15 W. PO/GO/OC/FM stéréo. Matrice de haut-parleur pour reproduction avec effet quadripophonique. Livré avec deux enceintes CL 200 à large bande.

AEG TELEFUNKEN

Les principales nouveautés exposées au Festival du Son : Concertino HiFi 3520 : ampli/tuner 2 x 20 W FM/OC/PO/GO à 5 touches de présélection FM avec indication de la fréquence choisie. Potentiomètre à glissière. Concertino HiFi 4530 : 2 x 30 W ampli/tuner FM/OC/PO/GO à 6 circuits intégrés. Un ampli/tuner quadripophonique le « Quadro HiFi 1000 » 4 x 15 W à décodeur SQ - Matrix. Une table de lecture de disque S 600 HiFi. 2 vitesses, arrêt photo-électrique en fin de disque et relèvement du bras. Stroboscope éclairé entraînement par courroie. Bras de lecture Ortophon AS 212 ; Une platine magnéto-cassette 4 pistes stéréo C 2400 HiFi système Dolby ; Une chaîne HiFi l'ambio 4004 équipée d'un changeur à tête magnétique et d'un plateau lourd. Puissance : 2 x 15 W.

THORENS

Cette firme a présenté en nouveauté un combiné ampli-tuner référence AT 410 de 2 x 55 W avec 5 stations préréglées en FM et 2 en AM.

La TD 126 platine tourne-disque à entraînement par courroie 3 vitesses : Elle est équipée d'un arrêt automatique électronique qui relève le bras et arrête le moteur en fin de disque. Un moteur additionnel contrôle le mouvement vertical du bras de lecture.

ALTEC LANSING

Cette firme américaine est surtout spécialisée dans les enceintes de très haute fidélité et de sonorisation. Elle fabrique également des amplis de puissance tel le 9440 A stéréo qui peut produire jusqu'à 2 x 800 W/8 Ω à 1 kHz. La nouvelle gamme d'enceintes était en fonctionnement sur un stand surchargé de visiteurs.

Modèles 9 à 3 voies. 60 watts.

On a pu apprécier la nouvelle gamme Bookshelf. Modèle 1 : enceinte à 2 voies - 30 W, le modèle 3, enceinte à 2 voies de 35 W, le modèle 5 à 2 voies - 45 W, le modèle 7 à 3 voies - 50 W courbe de réponse 45 à 20 000 Hz disponible en quatre couleurs.

WOODLESS



Originale cette table de lecture en altuglass transparent à transmission par courroie. En effet d'après le constructeur il est désormais possible d'adapter la masse dynamique du bras de lecture en fonction des caractéristiques de souplesse des cellules. La coquille inclinable « Woodless Lurne » permet d'ajuster l'angle de lecture de la pointe de lecture.

FILSON

En nouveautés cette société présentait les amplificateurs intégrés APM 2200 : 2 x 20 W, APM 2300 : 2 x 30 W, APM 2400 : 2 x 40 W, APM 2550 : 2 x 55 W, les amplificateurs professionnels à tubes FJ 1100 : 100 W ; AMT 2060 2 x 60 W ; AMT 2100 : 2 x 100 W ; Les tuners TS 500 FM et TS 800 FM avec 6 stations préréglées. Des enceintes acoustiques à 3 voies de 30 à 70 W - à 2 voies : Menuet et Alto.

CHARLIN

Exposait cette année un « compact » de présentation design comportant un ampli-tuner de 2 x 100 W.

TOSHIBA

Parmi les nouvelles productions de cette firme signalons l'ampli-tuner SA-420 de 2 x 25 W, le SA-520 ampli-tuner de 2 x 37 W, la platine magnéto-cassette HiFi Dolby PC-4030, un ensemble compact ampli-tuner, table de lecture et magnéto-cassette référence SM 3500.

BOZAK

Ses visiteurs ont écouté avec intérêt l'audio-Power amplifier 929, amplificateur de puissance de 2 x 150 W RMS avec affichage de la puissance par wattmètres et filtres électroniques enfichables. L'audio signal processing center 919 est une console de mélange professionnelle avec préamplificateur qui offre de nombreuses possibilités dans ses fonctions.

CINECO

L'importateur de B.I.C. et B.I.C. Venturi exposait les tables de lecture B.I.C. 960 et B.I.C. 980 avec une régulation de vitesse électronique et un stroboscope lumineux. Toute une gamme d'enceintes HiFi de 50 à 125 W RMS. Modèles : Formula 1 - Formula 2 - Formula 4 - Formula 6.

FIDELITY

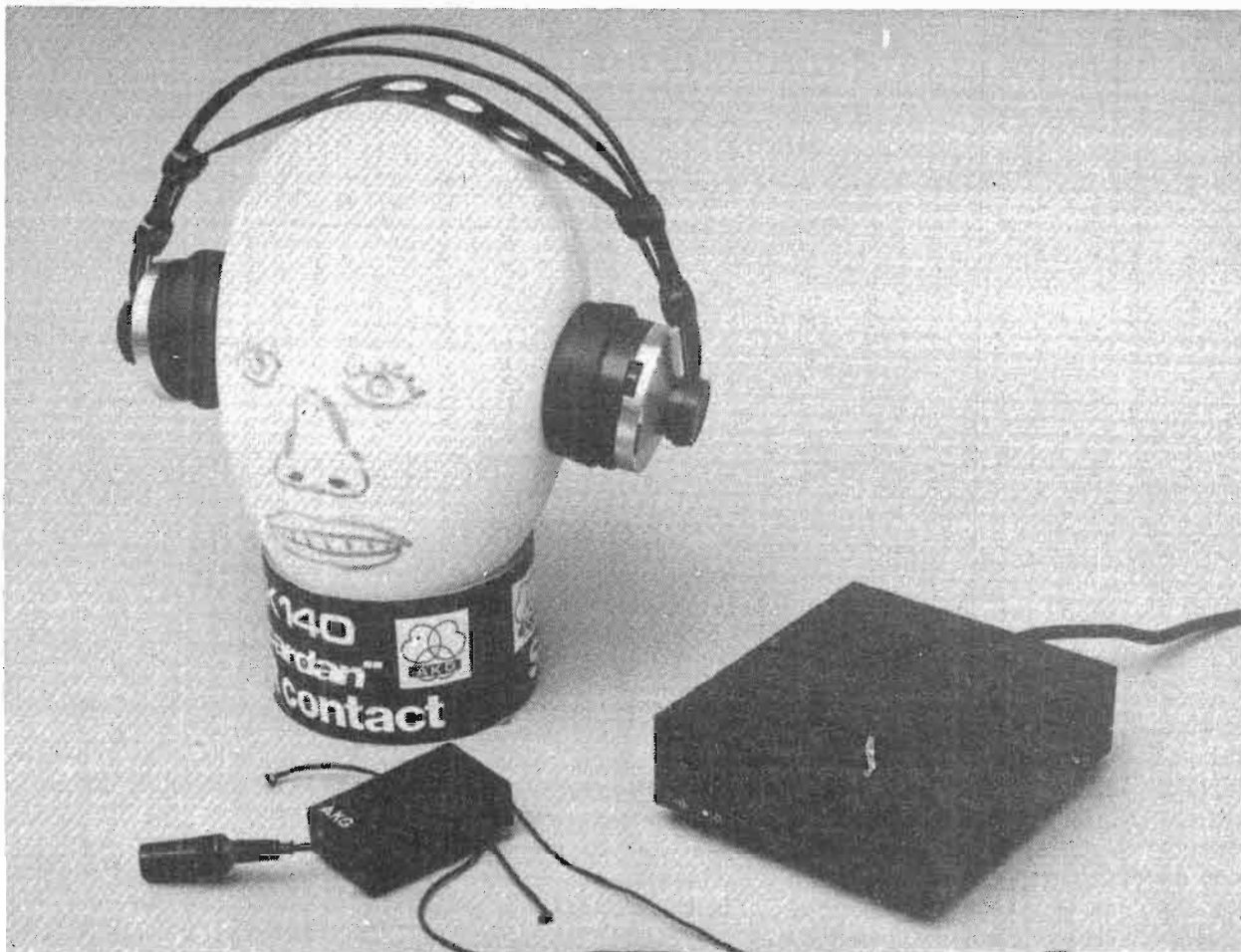
En nouveauté, était présentée une unité compacte ampli-tuner-table de lecture Garrard à cellule magnétique.

La partie tuner comporte trois gammes d'ondes PO/GO/FM stéréo ; l'amplificateur développe 2 x 18 W. Livrée avec 2 enceintes à 2 voies.

KONTACT

Nous avons pu écouter et comparer la gamme très complète où les formes plaisantes se combinent harmonieusement avec une technique très poussée. Citons le nouveau tuner M 68, la chaîne M6, le compact M8 de 2 x 20 W RMS et tuner PO/GO/FM stéréo.

Ensemble casque



infra-rouge AKG

PORTER un casque sans trainer de fil à la patte.

C'est un rêve que vous avez certainement fait un jour ou l'autre. Ce rêve, nous l'avons vécu avec le casque sans fil à liaison infra-rouge d'AKG. Cette technique avait été évoquée en septembre 1973 lors du Salon International de Berlin et présentée par la firme Nordmende, toujours à l'avant-garde de la technique. L'année dernière, à ce même salon, plusieurs constructeurs présentaient leur matériel dont évidemment AKG.

Ce sont les constructeurs de casques qui sont le plus directement concernés, ils trouvent là un débouché inté-

ressant mais qui sera toutefois limité par deux facteurs le prix du casque qui est presque celui d'un téléviseur noir et blanc, et aussi l'absence provisoire cependant, d'un matériel stéréophonique, matériel qui sera évidemment plus cher.

L'ensemble se compose d'un émetteur de rayons infra-rouges, et d'un casque récepteur dans lequel l'électronique a été intégrée ou d'un récepteur. La fréquence d'émission est de 95 kHz, il s'agit là d'une norme qui est utilisée pour tous les émetteurs de ce type, ce qui permet d'assurer la compatibilité entre les émetteurs et les constructeurs de casque et de téléviseurs, le téléviseur pou-

vant lui-même être équipé d'origine d'un émetteur. En stéréophonie, on utilise deux fréquences, 95 et 300 kHz. L'excursion maximale est de 50 kHz en monophonie.

L'émetteur utilise des diodes électroluminescentes du type LD 241 T de Siemens, diodes supportant un courant de crête de 5 ampères. Le courant traversant les diodes est modulé en tout ou rien, le courant a la forme d'impulsions rectangulaires, impulsions modulées en fréquence par le signal à transmettre. La transmission en modulation de fréquence offre les avantages que l'on connaît : insensibilité aux parasites, comme par exemple ceux produits par

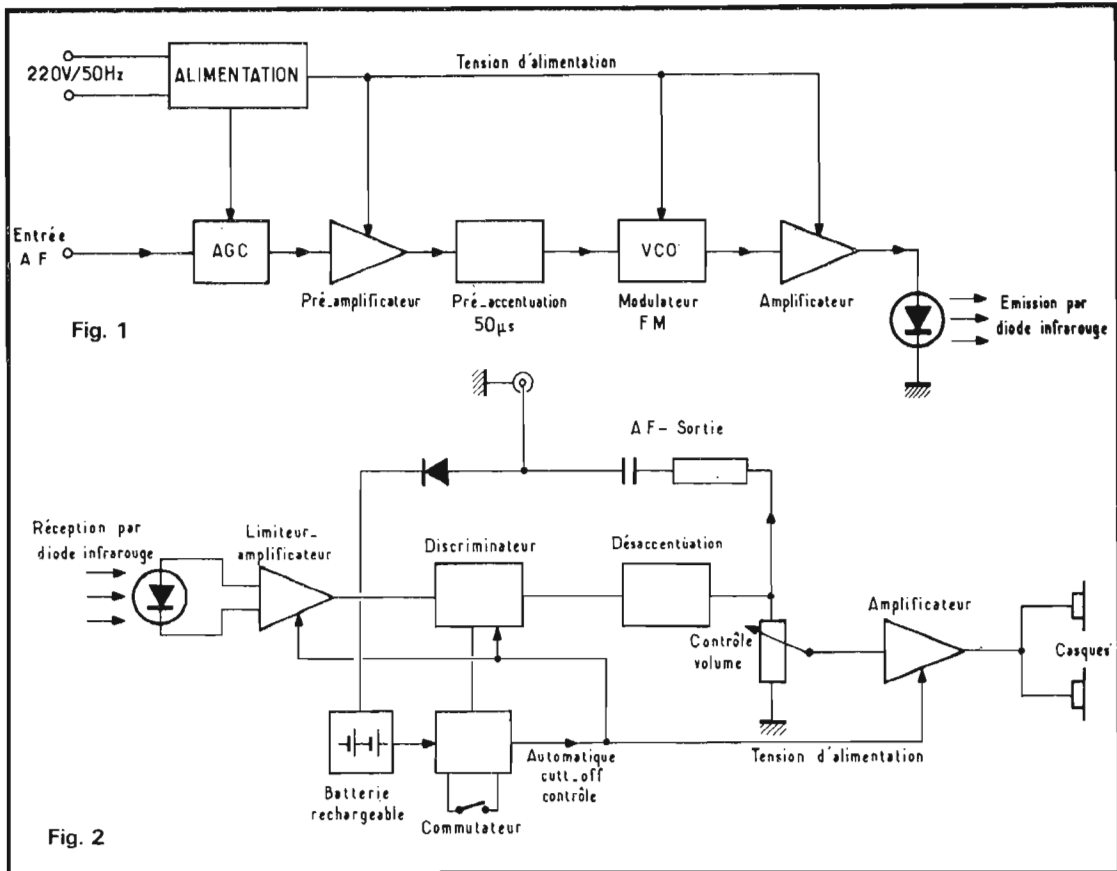
la lumière ambiante, niveau de sortie audio constant une fois le seuil de limitation atteint, bruit de fond réduit, influence négligeable de la variation de distance entre émetteur et récepteur. La puissance de sortie de l'émetteur est assez élevée, pour augmenter la distance de fonctionnement, on a utilisé ici six diodes montées en série, ce qui permet d'utiliser un courant moyen relativement faible avec un montage travaillant par exemple sous une tension de 12 V.

A la réception, on utilise une diode planar du type BPW 34, cette diode a une faible capacité ; son faible bruit de fond lui permet d'assurer

une bonne qualité de réception en permettant d'utiliser un amplificateur à gain relativement élevé.

La faible capacité de la diode de BPW 34 autorise un fonctionnement à une fréquence pouvant atteindre 400 kHz. Ce sont ces dispositifs qui ont permis de réaliser de tels ensembles de transmission, il était en effet impératif de disposer d'une bande de fréquence suffisante.

Plusieurs procédés de transmission peuvent être employés pour assurer une telle liaison. Le plus évident est la liaison radio par ondes électromagnétiques, là, il faut une autorisation d'émission et la propagation des ondes n'est pas limitée au local intéressé. On peut également utiliser un système à champ magnétique. L'amplificateur de puissance attaque une boucle installée autour de la salle, les écouteurs sont pourvus d'une bobine de captage du champ. Ce procédé exige l'installation, relativement complexe d'une boucle magnétique. Un constructeur allemand proposait, lors du dernier Salon de Berlin un micro à transmission par Ultrasons, c'est un procédé récent dans une application à large bande et qui serait adaptée à l'écoute. Le procédé par transmission optique, autorise des transmissions en liaison directe, c'est-



à-dire avec une bonne visibilité entre l'émetteur et le casque. Avec des ondes de fréquence basse, comme les infra-rouges, on peut exploiter le rayonnement sur les parois du local, ce qui réduit la directivité du système et augmente la portée. Il devient ainsi possible de se déplacer dans la pièce sans avoir à se soucier d'un câble entravant les mouvements.

Le casque sans cordon offre un intérêt certain pour l'écoute tardive de la télévision, on ne risque pas de déranger les voisins et la bande passante non HiFi de ces casques se prête à une écoute de qualité et monophonique.

LE SYSTÈME AKG

L'émetteur G 20 WL se présente sous la forme d'un boîtier noir, il contient l'émetteur infrarouge, le circuit de modulation, l'alimentation et le chargeur pour le casque. Ce boîtier à commande de gain automatique peut être branché sur diverses sorties d'un appareil ; ligne, magnétophone ou sortie écouteur. L'adaptation de niveau est automatique, un cordon spécial, terminé par une prise écouteur DIN d'un côté, une prise DIN trois broches de l'autre, peut être utilisée pour le raccordement à un appareil aux normes DIN. On peut aussi prendre un cordon DIN/DIN à 5 broches pour assurer cette liaison à partir

de la sortie magnétophone, dans ce cas, on ne disposera évidemment pas des commandes de timbre.

L'émission se fait sur une longueur d'ondes de 950 nanomètres, c'est du proche infra-rouge. Cette fréquence est située au-dessus des longueurs d'ondes du rayonnement du chauffage, vous pourrez donc utiliser ce casque en faisant du repassage. La puissance d'émission est de 100 mW, la répartition de l'énergie se fait sur une pyramide ayant un angle horizontal de $\pm 60^\circ$ et vertical de $\pm 35^\circ$. Cet angle correspond à celui pour lequel la perte de niveau est de 6 dB. On voit que cet émetteur est assez peu directif, cette directivité permet d'augmenter le niveau de réception en concentrant le faisceau IR dans une zone utile. La sensibilité d'entrée de cet émetteur est de 50 mV sur l'une des entrées, 5 mV sur l'autre, la commande automatique de gain autorise une variation de niveau d'entrée de 40 dB. Le chargeur de batterie délivre un courant de 5 mA, un système

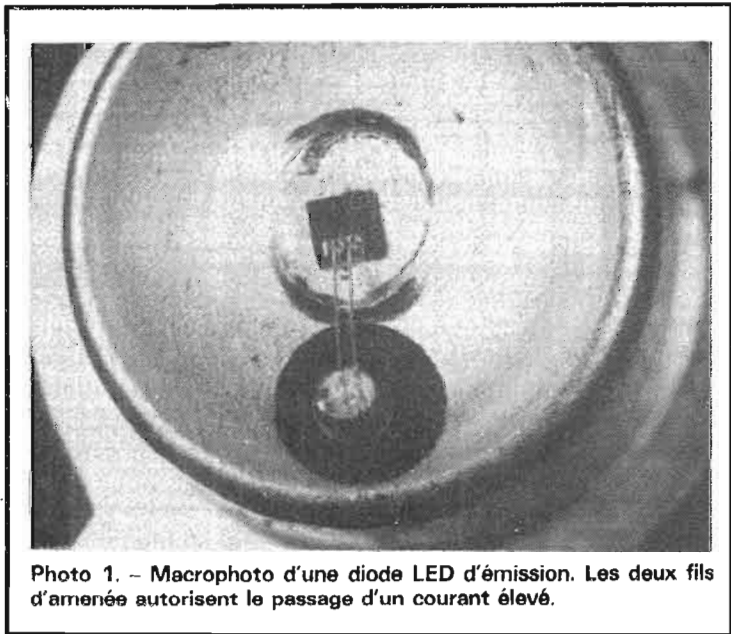


Photo 1. - Macrophoto d'une diode LED d'émission. Les deux fils d'aménée autorisent le passage d'un courant élevé.

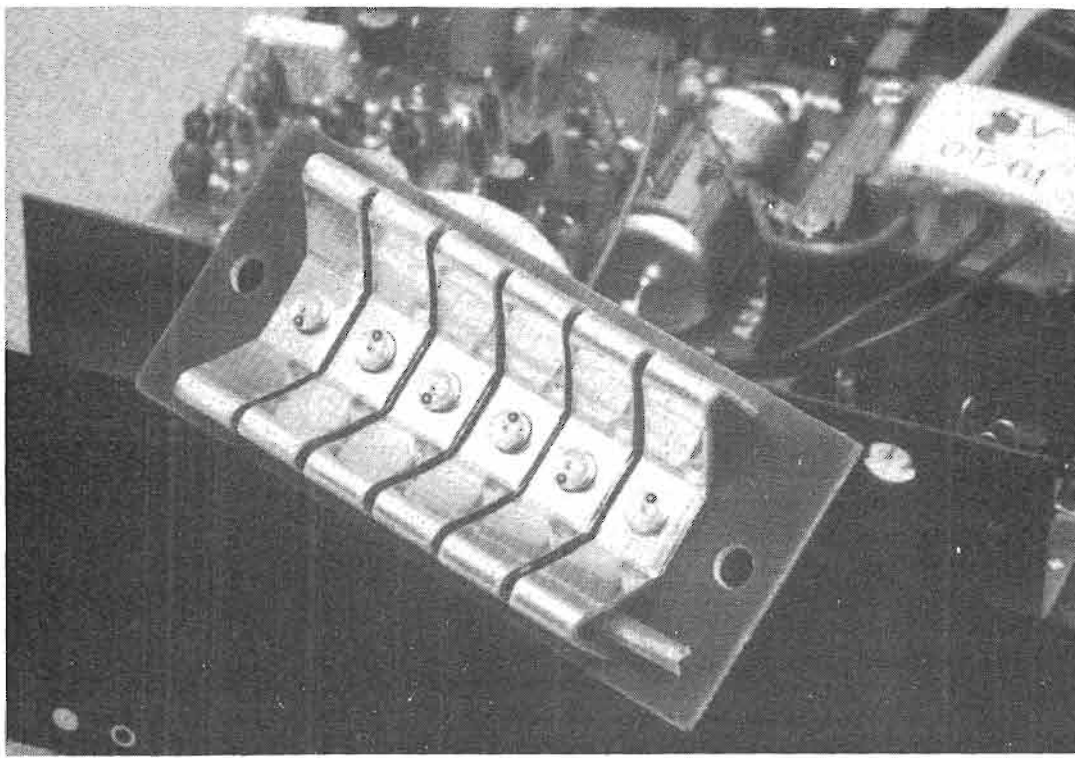


Photo 2. - Les radiateurs concentrateurs de l'émetteur. Six diodes, six radiateurs.

automatique coupe le courant de charge lorsque la tension de la batterie indique que cette dernière est complètement chargée.

Le récepteur est disponible sous deux formes : un casque avec récepteur intégré, et un récepteur seul terminé par une prise femelle pour casque. La section récepteur est identique pour les deux appareils, seule la disposition change. Dans les deux cas, le photo détecteur est absolument invisible. Pour réduire les effets du rayonnement externe, ne serait-ce que celui de l'image de télévision, les diodes ont été cachées derrière un filtre infra-rouge, ce dernier étant constitué sur le récepteur tout simplement par la matière même des boîtes des récepteurs, la matière plastique choisie jouant parfaitement le rôle de filtre IR. L'emplacement de la diode se repère par une plage lisse sur l'avant du casque ou du récepteur.

Le casque choisi est un K 140 dont le volume des écouteurs a été modifié pour recevoir une électronique et des batteries. C'est un casque de type cardan, les volumes

arrières des écouteurs sont solidaires de l'arceau tandis que les coussinets, contenant les transducteurs sont articulés sur un véritable cardan. Ce type de casque, léger (270 g électronique comprise) s'adapte très rapidement aux dimensions de la tête, il n'y a aucun réglage à faire, le repose-tête est tiré vers le bas par deux cordons élastiques, lorsque le casque est installé, les écouteurs prennent automatiquement leur place.

Ce casque ne se contente pas de sa fonction infra-rouge, il peut aussi servir de casque conventionnel. Dans ce cas, on utilisera un cordon de raccordement spécial et les deux écouteurs seront alors utilisés dans toute leur gamme de fréquence, la courbe de réponse qui était de 30 Hz à 12 500 Hz passe alors à 20-20 000 Hz.

Le récepteur E 10 WL se pend autour du cou ou se place dans une poche dont il doit évidemment sortir pour que les ondes infra-rouges, puissent atteindre la cellule. Il est lui aussi alimenté par batterie et peut servir soit à l'écoute à partir d'un casque

conventionnel, soit encore en générateur de signal audio. Il dispose d'une sortie audio qui permet de le raccorder à un amplificateur HiFi, dont on bénéficiera de la puissance et de la qualité des enceintes, la qualité de la transmission étant limitée par celle du récepteur et de l'émetteur. Cette sortie peut aussi être utilisée pour enregistrer, sans cordon, un programme de télévision.

Casque et récepteur disposent chacun d'une commande de volume, plus besoin de se déplacer pour commander le niveau sonore. L'autonomie des batteries cadmium-nickel peut atteindre 15 heures et pour tirer profit de l'alimentation longue durée, le casque et le récepteur sont équipés d'un interrupteur électronique qui coupe l'alimentation dès que le champ infra-rouge disparaît, soit parce que l'utilisateur quitte le champ, soit encore parce que l'émetteur vient d'être coupé. Cet interrupteur électronique ne décharge pratiquement pas la batterie, après plus d'un mois de stockage, la batterie conserve plusieurs heures de réserve.

La section électronique est réalisée par la firme allemande Körting qui distribue le produit en Allemagne en tant qu'accessoire pour ses téléviseurs. L'appareillage est également commercialisé, toujours en Allemagne par Görler, firme du groupe. Ces deux marques diffusent le casque AKG associé à une électronique vendue sous les deux marques de téléviseurs.

Nous n'avons évidemment pas eu beaucoup d'informations au sujet de ces produits, ils sont relativement récents et le constructeur ne semble pas disposé à révéler tous ses secrets. Nous n'avons au droit qu'à des blocs fonctionnels.

Le signal d'entrée arrive sur deux bornes, l'une à haute impédance, 470 k Ω en série avec un condensateur de 1 500 pF l'autre à basse impédance. Le circuit de commande automatique de gain travaille en shunt, un transistor à effet de champ type BF 245 est installé en parallèle sur l'entrée, si bien que l'impédance de l'entrée sensible varie en fonction du niveau d'entrée. Si un condensateur est placé en série avec cette entrée, on pourra observer une variation de la courbe de réponse en fonction du niveau d'entrée. Cette commande automatique de gain ne comprime pas le signal, son temps de retour est en effet de plusieurs secondes. Après une préamplification et une préaccentuation (cette dernière sert à améliorer le rapport signal sur bruit en remontant les aigus à l'émission pour les atténuer à la réception, une fois que le bruit de souffle de la transmission aura fait son apparition), on attaque un modulateur. Ce dernier est un multivibrateur astable travaillant à la fréquence porteuse et délivrant des impulsions rectangulaires. Ce multivibrateur est modulé en fréquence par le signal BF. La sortie du multivibrateur attaque un transistor de puis-

sance BD 375 qui délivre le courant nécessaire à l'émission. Cette dernière est assurée par six diodes montées en série. Chacune est pourvue d'un radiateur servant d'une part pour la dissipation des calories dégagées dans la jonction, d'autre part de réflecteur. Le chargeur d'accus utilise un autre enroulement du transformateur d'alimentation. Un jack installé en façade permet d'alimenter le casque. Lorsque les accumulateurs sont vides, le fonctionnement reste possible ; dans ces conditions, le casque sera pourvu de son cordon ombilical le reliant à l'émetteur.

Le récepteur utilise la diode BPW 34, elle attaque un étage amplificateur accordé qui limite la bande passante pour éliminer une partie des parasites comme ceux produits par le secteur. A la sortie de cet amplificateur se trouve un circuit intégré SO 41P, circuit limiteur, amplificateur et démodulateur MF à faible consommation. Une self installée à la sortie du démodulateur permet le décodage. Le circuit intégré détecte aussi l'absence de fréquence porteuse, cette absence est utilisée pour couper le circuit d'alimentation du casque. La mise en service n'est pas automatique, il aurait fallu en effet autoriser une consommation permanente pour assurer cette fonction. Pour la mise en route, il faut donc appuyer sur un poussoir, le verrouillage électronique s'opère uniquement si la porteuse est là. A la sortie de la démodulation, on trouve le circuit de désaccentuation. On notera aussi la présence d'une sortie située après la démodulation. Cette sortie est commune avec l'entrée du chargeur de batterie, la résistance et le condensateur éliminent les interactions des deux circuits, tandis que la diode bloque le passage du courant qui pourrait décharger la batterie. Cette dernière se trouve donc très bien protégée contre les décharges intempestives. Le potentiomètre de niveau

sonore est accessible de l'extérieur, il n'est pas très facile à trouver à la main.

FABRICATION

L'émetteur est monté dans un coffret de tôle d'acier replié. Il a bien entendu été perforé pour laisser passer l'air de refroidissement des diodes LED. Les composants sont montés sur un circuit imprimé tandis que le transformateur est monté sur des pattes solidaires du châssis. Les composants sont soudés à la vague, ce qui prouverait que la fabrication se fait en série relativement importante. Les radiateurs des diodes sont réalisés astucieusement, comme les diodes sont montées en série, leurs anodes se trouvent toutes à des potentiels différents. Le constructeur a subdivisé son radiateur en six unités indépendantes. Les diodes sont absolument invisibles de l'extérieur, la face avant de l'appareil est

fermée par une plaque de matière plastique transparente aux infra-rouges. Cette plaque paraît noire de l'extérieur, mais le soleil apparaît en rouge, par transparence, fortement atténué.

Le circuit imprimé du récepteur est beaucoup plus petit, sa forme, circulaire épouse le volume arrière du casque. La batterie est installée dans l'autre écouteur, celui qui a le commutateur. La sortie des deux écouteurs est disponible à la partie inférieure de chaque élément. On dispose également, repéré d'une couronne jaune, de la prise de charge et de sortie du signal audio. Le récepteur indépendant n'est pas facilement démontable, son ouverture est pratiquement inviolable. Le récepteur est identique à celui du casque K 140 WL.

UTILISATION

Ayant cet ensemble entre les mains, il nous était difficile de ne pas l'essayer. Nous

avons bien sûr fait quelques mesures pour trouver que la commande automatique de gain fonctionnait parfaitement sur l'entrée à haute impédance et un peu moins, bien sûr, sur l'autre entrée, il manque en effet une résistance série qui peut être en principe incorporée à l'appareil source de signal. Dans ce cas, la CAG fonctionnera à merveille. Si la source a une impédance trop faible, ce qui était le cas de notre générateur AF, la régulation, par atténuateur shunt n'est pas très efficace, le générateur imposant sa tension.

Cette commande automatique de gain n'apporte pas beaucoup de distorsion ; avec un niveau d'entrée de -20 dBm soit 77 mV, le taux de distorsion est de 0,75 %. Pour une tension d'entrée de 4 V, la distorsion est de 2,3 %. Ce taux de distorsion est valable non seulement pour l'émetteur mais pour la chaîne de transmission complète. Nous n'avons pas augmenté la tension d'entrée au-dessus de 4 V. Pour toutes ces mesures,

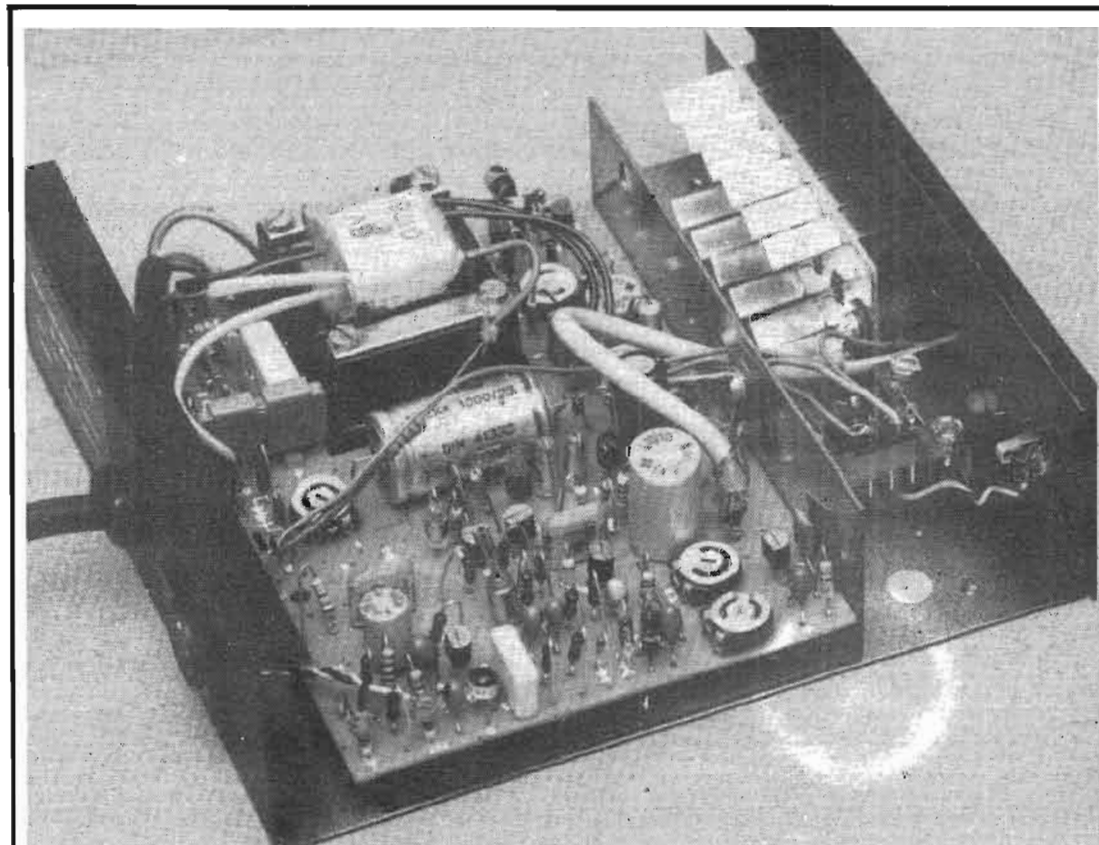


Photo 3. - Vue interne de l'émetteur.

nous avons réglé le niveau de sortie du récepteur à 1,5 V donc à un niveau élevé. La variation de 40 dB à l'entrée s'est traduite par une variation de la tension de sortie de 10 dB. Notons également que pour ces 10 dB, une grande variation se produit au-dessus de - 20 dB. A partir de - 20 dB la variation totale n'est que de 1 dB environ.

La bande passante mesurée à la sortie du récepteur est assez étroite puisque nous avons pu mesurer une largeur de bande de 185 Hz à 6 kHz à - 3 dB et de 100 Hz à 10 000 Hz à - 6 dB.

Le bruit de fond est aussi une performance intéressante pour ce type de transmission. Nous avons pu mesurer un rapport signal/bruit de 68 dB pondéré en masquant une lampe à incandescence placée face au casque. Une fois ce masque enlevé, le bruit de fond remonte de 8 dB, en mesure pondérée. Le soleil, en augmentant le courant dans la diode est aussi une source de bruit perturbatrice, pas question donc d'utiliser ces appareils sur la plage ensoleillée où vous aurez emmené votre téléviseur.

Pratiquement, ces chiffres se traduisent par une audition très confortable, même sur le plan support du casque. Si on détourne la tête de la direc-

tion de l'émetteur, le bruit de fond commence à faire son apparition. Ces essais ont été faits à environ quatre mètres de l'émetteur, ce qui est une distance de vision normale pour un téléviseur. Pas question de vous servir de cet ensemble dans un rayon dépassant 5 à 6 mètres, le moindre écart de direction vous ferait perdre la qualité. Cette perte se ressent si par exemple on baisse les yeux pour regarder son programme de télévision.

La charge automatique des accumulateurs évitera tout souci, il est en effet pratiquement impossible d'estimer quelle est la quantité d'énergie qui aura été consommée au cours d'un débat télévisé. Cet ensemble se prête donc très bien à une utilisation par un public non averti. Ce public risquera simplement de porter l'appareil chez le revendeur le jour où il se sera aperçu que l'écoute est impossible, les batteries étant vides ! Ce phénomène arrive déjà avec les postes à transistors, alors pourquoi pas avec ce casque sans piles. Sur le plan qualité sonore, la restriction de la bande passante se traduit par l'absence d'efficacité du correcteur d'aigu de l'amplificateur ; mais comme l'équilibre général est bon et qu'une bande de 6 000 Hz est large-

ment suffisante pour écouter la télévision, nous ne dirons rien. Constatons simplement que pour arriver à une qualité HiFi, il faudra encore que certains progrès soient accomplis. Il faudra en outre ajouter une seconde voie, ce n'est pas si simple. Le casque sans fil est réellement très pratique, nous avons pu apprécier cette qualité. L'univers de l'électronicien est composé de fils, nous en avons maintenant un de moins où se prendre les pieds. La seule chose à regretter est sans doute le prix de l'ensemble.

Comme vous ne pouvez utiliser le casque pour une écoute HiFi, vous aurez une compensation. La suppression du fil vous apporte une nouvelle liberté, vous pourrez maintenant aller changer de chaîne sans vous prendre les pieds dans le fil, à moins que vous n'ayez un système de télécommande, à ultra-sons cette fois et peut-être aussi bientôt à infra-rouges.

Nous n'avons pas parlé d'un problème inhérent au système d'émission hertzienne ou plus précisément sans fil. Un seul émetteur peut attaquer toute une série de récepteurs, si vous disposez d'un émetteur, pas besoin d'en acheter un pour chaque récepteur, la normalisation est là, ils travaillent tous en prin-

cipe sur 95 kHz avec une excursion normalisée elle aussi.

CONCLUSION

Le fonctionnement de cet ensemble est correct, il y a bien sûr quelques restrictions, le but du constructeur était de faire un appareil pour la télévision, pas question d'écouter la télévision sans regarder le poste, c'est un cas spécial et pour lequel le bruit de fond apparaissant lors d'un détournement d'attention, s'il est irritant ne sera pas prohibitif. Vous voilà maintenant forcé à contempler votre téléviseur, ce casque vous oblige, malgré vous à rester tourné vers le poste !

Les techniques mises en œuvre sont modernes, la construction est sérieuse, nous n'avons pas eu de panne à déplorer, autre qu'un accumulateur vidé...

E. LEMERY

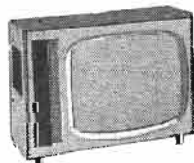
* HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN GOUDERT
au service de l'amateur exigeant

* 85 — ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39

A MARSEILLE

**VENTE DE TÉLÉVISEURS
OCCASIONS**



59 cm - 3 chaînes
à partir de **300 F**

EXPÉDITION DANS TOUTE LA FRANCE DU MATÉRIEL SUIVANT
SPÉCIALEMENT SÉLECTIONNÉ :

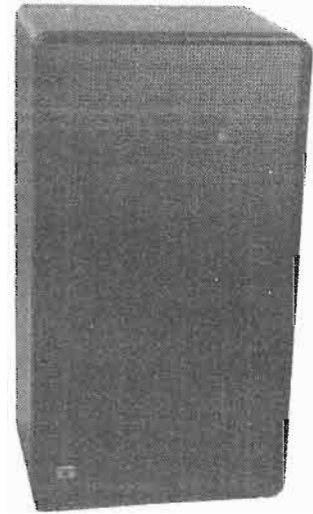
3 CHAINES MULTICANAUX - 59 cm 350 F
POUR TOUTE COMMANDE ENVOYEZ CHÈQUE OU CCP + 55 F de port

COMPTOIR ÉLECTRONIQUE PHOCÉEN
30, COURS JOSEPH-THIERRY MARSEILLE 1^{er}
TÉL. 62.66.57

L' ENCEINTE ACOUSTIQUE

assistée

HECO



« DYNAMIC 5000 »

ENCEINTES asservies, enceintes assistées. Ce sont deux termes qui reviennent parfois dans les conversations de salons ou même dans les publicités. L'asservissement consiste à réduire une membrane de haut-parleur à l'esclavage, il s'agit en effet de la rendre esclave d'un capteur qui détient la vérité acoustique. Une enceinte asservie dispose donc d'un élément de contrôle actif, d'un amplificateur ou d'un rhéostat électronique, qui se chargeront de traiter le signal issu du capteur. L'énergie transmise au haut-parleur ne peut être modifiée par l'amplificateur/préamplificateur qui le précède, l'asservissement a lieu dans l'enceinte acoustique qui se retrouve

pourvu d'un amplificateur et du système d'asservissement proprement dit. Si un jour on vous propose une enceinte asservie à 690 F ttc et avec un tigre dans son ébénisterie, méfiez-vous, l'asservissement n'existe peut-être que dans la tête du commerçant-construc-teur.

L'enceinte assistée est différente. L'assistance consiste à aider l'un des haut-parleurs de l'enceinte ; comme se sont les fréquences basses qui sont le plus à plaindre, les haut-parleurs de basses sont assistés. Cette assistance peut se manifester par la présence d'un autre haut-parleur qui combine ses effets à ceux du transducteur principal. Ce type est utilisé dans les systèmes à haut-parleur interne

comme l'une des enceintes de Scan Speaks, l'Axord ou encore dans les enceintes à plusieurs haut-parleurs de basse couplés, par exemple les enceintes Audax de la série Eurytmique. Ces assistances sont du type passif, elles absorbent de l'énergie qu'elles tirent des amplificateurs. Dans une direction de voiture, l'énergie nécessaire à l'assistance de la direction ou du freinage est tirée du moteur. C'est ce qui se passe dans les enceintes de Heco, qui possèdent un amplificateur réservé aux fréquences basses ; tandis que les haut-parleurs de médium et d'aigu seront attaqués par l'amplificateur normal. Nous retrouvons ici une solution utilisée parfois sur des enceintes

asservies, un amplificateur normal sert pour attaquer l'enceinte, les haut-parleurs de médium et d'aigu sont attaqués par l'ampli, un amplificateur de grave asservi transmet son énergie de sortie au boomer.

L'enceinte assistée Dynamic 5000 d'Heco possède un amplificateur d'une puissance 50 W musique, dénomination toujours en application en Allemagne, pays d'origine de cette enceinte. La puissance efficace de cet amplificateur est de 25 W. L'enceinte peut être utilisée avec un amplificateur d'une puissance allant de 10 à 100 W par canal. L'enceinte Dynamic 5000 est équipée d'un haut-parleur de basses de 200 mm, d'un médium à calotte sphérique

de 50 mm et d'un tweeter de 25 mm. La bande passante de cette enceinte, mesurée dans un local d'écoute va de 22 à 25000 Hz. Le taux de distorsion harmonique de l'amplificateur est inférieur à 0,1 % ; performance désormais courante pour les amplificateurs, le niveau des graves à 70 Hz peut être modifié de plus ou moins 2 dB, cette modification de niveau se fait par l'intermédiaire d'un potentiomètre de puissance placé sur le bloc amplificateur et accessible à l'arrière. La mise en marche de l'enceinte est automatique. L'enceinte est en veille permanente, dès qu'une tension suffisante apparaît à l'entrée, un relais se commutent et met sous tension l'amplificateur ; à ce moment, un voyant vert s'allume et signale cet état de fait. Le rendement est de 86 dB à 3 m dans un local normal, pour une puissance de 0,8 W. L'amplificateur peut avoir une impédance de charge de 4 à 16 Ω , l'impédance d'entrée n'est pas annoncée par le constructeur, elle est faible aux fréquences moyennes et aigues, c'est-à-dire lorsque le haut-parleur de basses n'est pas en service, elle est élevée pour les fréquences basses, c'est donc une enceinte qui ne devrait pas faire souffrir les amplificateurs ! Les dimensions restreintes, 46 x 25 x 21 cm en font une excellente enceinte de bibliothèque, son volume n'est en effet que de 23 litres.

Elle se présente sous un aspect « professionnel » dit son constructeur, ou plus précisément ligne studio : entourage de façade en matière moulée gris sombre, grille perforée de métal, ébénisterie de noyer ; existe aussi en noir ou en blanc laqué. La face arrière est garnie d'un amplificateur dont le chassis en alliage moulé porte les ailettes se chargeant du refroidissement des transistors de puissance. Cet amplificateur dispose évidemment de la prise secteur et d'une embase pour prise DIN. Le cordon secteur



Photo 1. - Heco, vue arrière.

n'étant pas solidaire de l'enceinte, les opérations de démontage et d'installation seront très simplifiées. Même remarque pour le cordon de l'enceinte qui sera un modèle normalisé disposant d'une

prise DIN à chaque extrémité.

Les haut-parleurs. Le haut-parleur de basses a un diamètre nominal de 20 cm, sa suspension est de section semi-circulaire et sa mem-

brane est en papier pressé suivant la tradition. Le saladier est en tôle emboutie, et les ouvertures de ce dernier sont bouchées par un tissu fraignant légèrement le passage de l'air et empêchant aussi la laine de verre de venir en contact avec la membrane. L'aimant est vraisemblablement en céramique, il est enrobé de matière plastique. Les sorties de tous les haut-parleurs sont soudées sur les cosses. Un cercle de carton entoure le haut-parleur de basses, sans doute pour empêcher le passage de la laine de verre, il peut aussi jouer un rôle acoustique, on ne sait jamais. Les dômes des haut-parleurs de médium et d'aigu sont en matière plastique moulée, les aimants sont également en céramique. La fixation de ces deux haut-parleurs est originale, ni vis ni écrou, mais une fixation élastique. Ces haut-parleurs se présentent avec une flasque plane, encastrée dans un chassis de matière plastique moulée. Avant montage, on place un

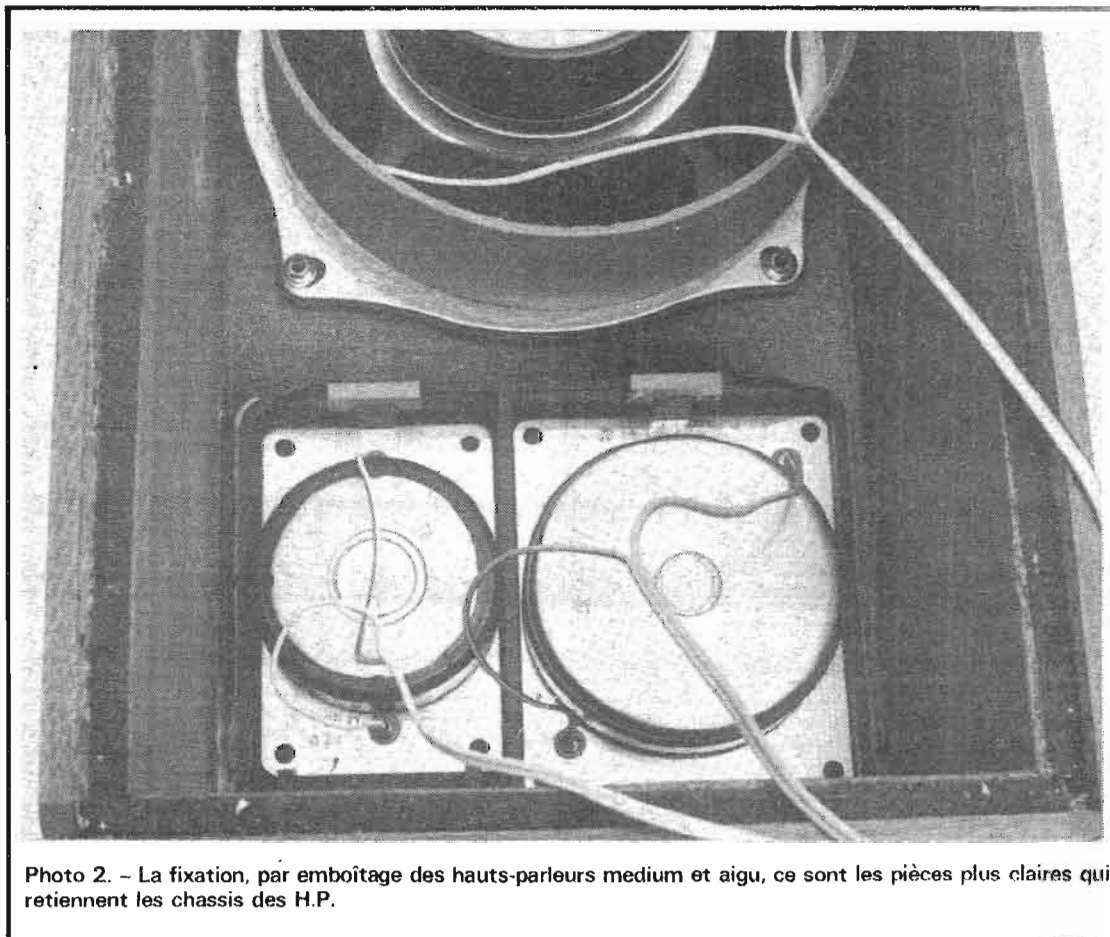


Photo 2. - La fixation, par emboîtement des hauts-parleurs médium et aigu, ce sont les pièces plus claires qui retiennent les chassis des H.P.

joint de caoutchouc mousse synthétique, élastique, la plaque est ensuite mise en place et verrouillée par une pièce de matière plastique, il suffit d'une seconde pour que chaque haut-parleur soit en place. Le haut-parleur de basses est fixé d'une manière plus conventionnelle, quatre boulons noyés dans l'ébénisterie et quatre écrous de fixation.

La construction de l'ébénisterie est robuste, le bois suffisamment dense et épais. Les arêtes sont arrondies suivant une méthode allemande, pas de risque d'éclatement du bois aux angles. La face arrière est vissée sur le tout, après mâtage par laine de roche ou de verre, un joint rend le tout hermétique. L'amplificateur de puissance est monté sur la face arrière, dans un trou où il s'encastre parfaitement. Il se

présente sous la forme d'un châssis moulé. Les transistors de puissance sont plaqués par un ressort en lame directement sur le radiateur. Les composants, filtres, amplificateurs sont montés sur plusieurs circuits imprimés placés perpendiculairement les uns aux autres. La qualité de la réalisation est très bonne, sans défaut. Les circuits imprimés sont maintenus en place par des supports moulés. Le transformateur d'alimentation est directement vissé sur le châssis de l'amplificateur.

ETUDE DU SCHEMA

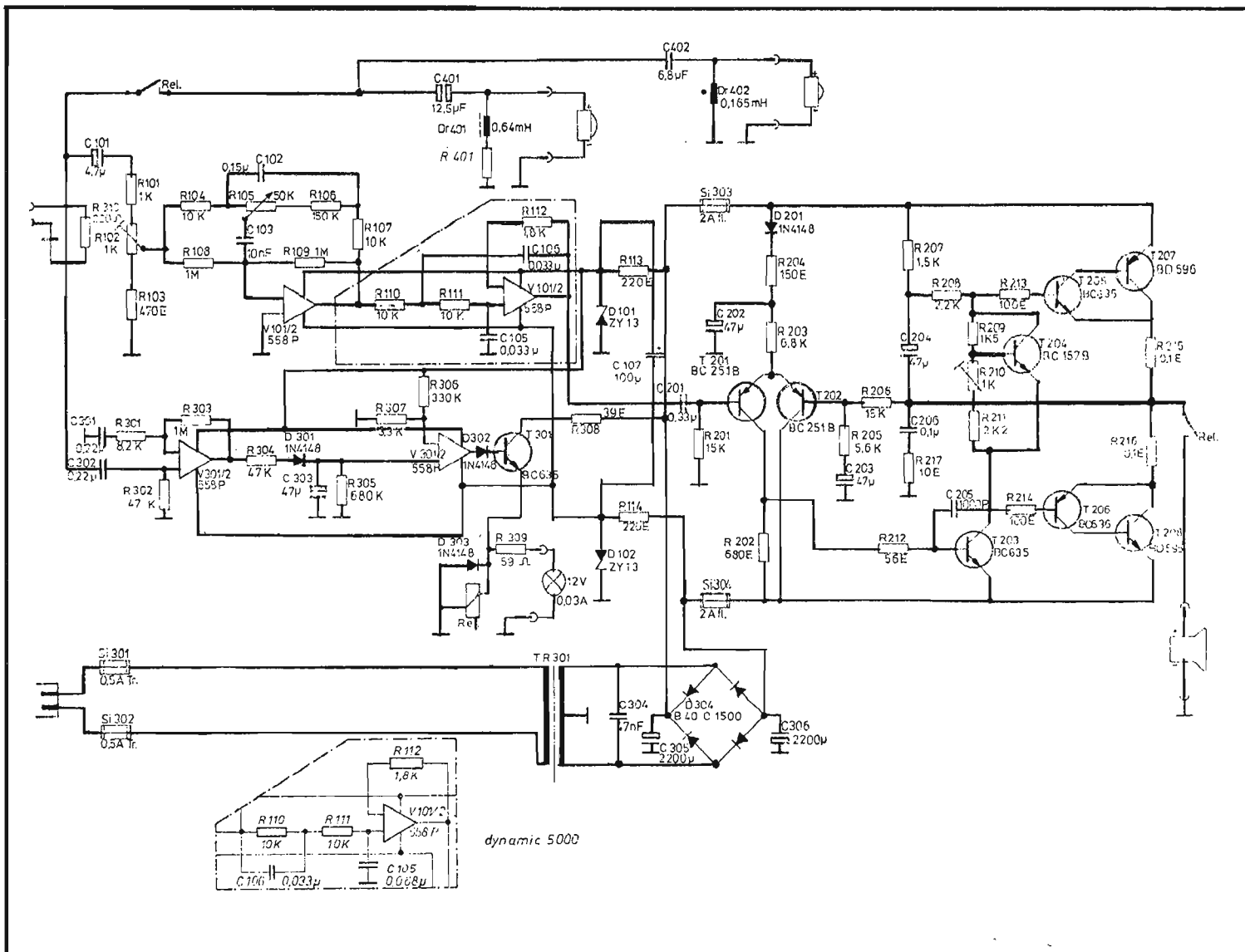
Ce schéma se subdivise en plusieurs parties. En haut, nous trouvons la section clas-

sique, elle se compose des filtres passe-haut des haut-parleurs de médium et d'aigu. Le haut-parleur de médium reçoit tous les signaux dont la fréquence est située au-dessus de la fréquence de coupure du haut-parleur de basses. Le haut-parleur d'aigu prend la relève et « assiste » le haut-parleur de médium pour les fréquences très hautes, nous avons là un double système assisté. Les deux filtres ont une structure en L à pente de 12 dB par octave. La self du tweeter est à air, celle du haut-parleur de médium est bobinée sur noyau de ferrite. La ferrite permet d'obtenir un coefficient de qualité supérieur pour la bobine, un encombrement réduit, mais risque de se saturer si l'entrefer est trop étroit.

Le haut-parleur de grave

est alimenté par l'intermédiaire d'un amplificateur de puissance dont la structure est assez classique. L'étage d'entrée est différentiel, celui de sortie est symétrique, la sortie de la puissance se fait sur les émetteurs de Darlington complémentaires, ou si vous préférez sur le collecteur des transistors T 207 et T 208. Pour éviter les bruits de coupure des haut-parleurs, un contact du relais coupe le haut-parleur de basses au moment de la mise hors-tension, la mise sous tension se traduit par un léger bruit dans l'enceinte.

On notera que malgré la spécialisation de l'amplificateur de grave, les condensateurs n'ont pratiquement pas été modifiés par rapport à ce que l'on peut trouver dans un amplificateur à bande plus



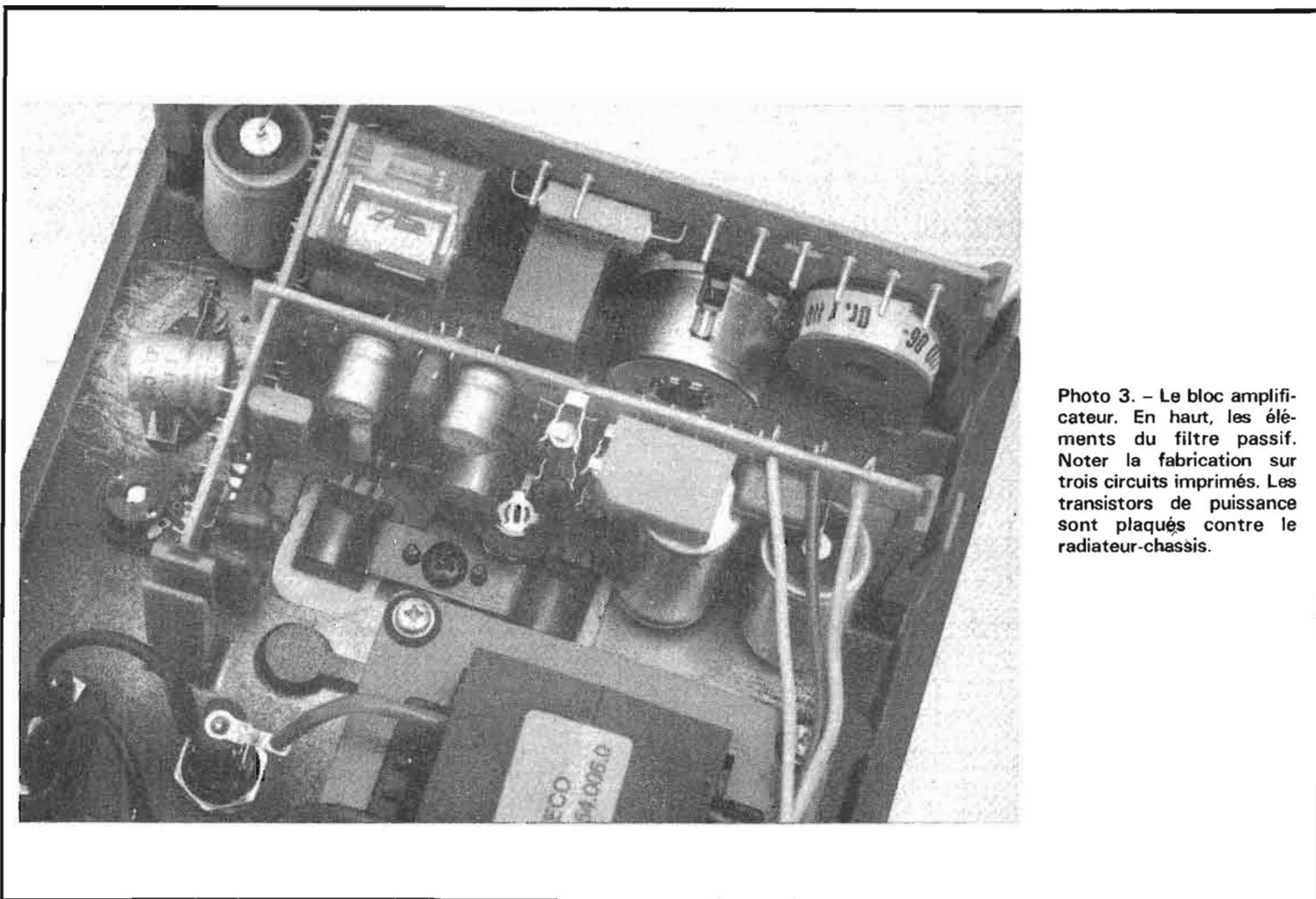


Photo 3. - Le bloc amplificateur. En haut, les éléments du filtre passif. Noter la fabrication sur trois circuits imprimés. Les transistors de puissance sont plaqués contre le radiateur-chassis.

large. Seul, le condensateur placé entre collecteur et base de T 203 est un peu plus gros que celui qu'on est habitué à trouver.

En amont de l'amplificateur se trouve le filtre électronique, il utilise une structure à source contrôlée pour l'enceinte dynamic 4000 (encadré pointillé du haut) et un système de deux filtres pour la 5000. L'attaque de l'amplificateur de basses est confié à un circuit de correction destiné à compenser certains accidents dus à l'enceinte et au couplage du haut-parleur. Ce circuit est monté dans la boucle de contre réaction de V 101/2.

Le circuit de mise sous tension utilise deux circuits intégrés, il s'agit d'abord d'un amplificateur à gain relativement élevé suivi d'un redressement à diode classique puis d'un amplificateur à courant continu à grande impédance

d'entrée. Cette haute valeur de l'impédance d'entrée permet de disposer d'une constante de temps relativement longue après la disparition du signal. Le dernier étage, T 301 est celui de puissance, il commande le relais établissant la liaison entre le haut-parleur et la sortie de l'amplificateur de puissance. En l'absence de musique, l'enceinte consomme une certaine quantité d'énergie puisque tous les circuits sont alimentés.

L'alimentation se fait par un transformateur avec secondaire à point milieu, un pont intégré délivre deux tensions symétriques qui conviennent parfaitement, après stabilisation par diode zener, à l'alimentation des circuits intégrés. Ces derniers disposent d'une stabilisation par diode zener, une positive, une négative. Pas de protection électronique, elle n'est pas utile sur un amplificateur dont la sortie ne sera pas char-

gée par n'importe quoi. Seuls, quelques fusibles, au primaire et au secondaire veillent au grain.

CONCLUSIONS

L'enceinte Dynamic 5000 est une réussite technique. La qualité de fabrication, faisant appel à des matières plastiques particulières, est très bonne et un bon nombre d'astuces ont été mises à profit, pour simplifier la fabrication. La qualité sonore est très bonne compte-tenu en particulier de la petite taille de l'enceinte. Nous avons également apprécié l'utilisation de l'amplificateur de puissance source de modulation attaquant l'enceinte à un régime réduit ne le surchargeant pas. Le facteur d'amortissement des fréquences basses est meilleur que celui de beau-

coup d'enceintes, on gagne ici toute la longueur habituelle du câble des installations. Ces câbles ne véhiculent en effet qu'une fraction de l'énergie transmise au boomer. L'utilisation d'un filtre spécial permet de bien contrôler l'adaptation du haut-parleur à l'enceinte, nous n'avons pas ici de phénomène d'asservissement mais une compensation des irrégularités d'adaptation. Cette formule d'enceinte est sans doute un premier pas vers l'asservissement, on connaissait déjà la formule qui consistait à placer plusieurs amplificateurs dans une enceinte, nous avons ici un autre système, il exige un amplificateur d'une puissance convenable alors que les autres ne demandent qu'un préamplificateur sans puissance. Heureusement pour cette enceinte, les préamplificateurs seuls sont assez rares !

E.L.

LA CHAÎNE COMPACTE



SALORA 2001

LA chaîne compacte Salora 2001 est d'origine finlandaise, elle est importée par Teleton France et construite dans la ville de Salo. Elle se compose d'un tourne-disques Thorens TD 160 modèle dont la renommée est déjà acquise, d'un amplificateur et d'un tuner. Ce dernier est à stations pré-réglées, ce qui était la seule formule valable pour un appareil aussi compact, car réellement, cette chaîne mérite cet adjectif « compacte ». Vue du dessus, rien ne la distingue d'un tourne-disques. De côté, elle se distingue du tourne-disques par une hauteur un peu plus grande qu'elle doit à son socle monté sur plastique moulé.

La face avant a reçu, sur sa gauche une série de potentiomètres ajustables servant à choisir les stations M.F. un peu plus à droite, les potentiomètres à curseur, aigu, grave, volume gauche et volume droit, le déplacement est latéral. Un peu plus vers la droite : l'indicateur d'accord pour la radio, le voyant stéréo et une série de touches ou plus exactement un bloc de touches tant elles sont concentrées. Un peu au-dessous, un jack stéréo, pour le casque.

La face arrière est pratiquement constituée d'un grand radiateur qui suffira amplement à dissiper les calories des amplificateurs de puissance. Dans les espaces !

sont placées les prises, elles sont toutes au standard DIN. Nous y trouvons également une prise pour casque au standard DIN, ce qui ne devra pas désorienter les possesseurs de casque répondant à ce standard.

L'ébénisterie est en teck, nous retrouvons en elle un style nordique connu.

CARACTÉRISTIQUES CONSTRUCTEUR

48 transistors (2 MOS FET, 1 FET et 45 bipolaires), 22 diodes, 3 circuits intégrés. Filtre céramique. Alimentation 220 V 50/60 Hz, consommation 15/110 W.

Commandes : volume sur chaque canal, correction physiologique commutable.

Basses : ± 16 dB à 50 Hz.

Aigus : ± 14 dB à 10 kHz.

5 stations pré-réglées sur 87 à 108 MHz.

Touches :

Physiologique, filtre passe-haut, filtre de bruit d'aiguille, mono, commande automatique de fréquence. Enceintes 1, casque, enceintes 2. Sélecteur d'entrée : magnétophone 1 et 2, cellule magnétique, cellule céramique, microphone, MF.

Filtres passe-haut : 75 Hz, 12 dB/octave.

Passe-bas : 7,5 kHz, 12 dB/octave.

Amplificateurs :
Sensibilité d'entrée : magnéto et monitor ; 1 : 350 mV à 11 V sur 1 M Ω ; 2 : 400 mV/47 k Ω ; phono magnétique : 3,5 à 110 mV/47 k Ω ; phono céramique : 350 mV à 11 V/1 M Ω ; microphone : 1,5 à 45 mV/1 k Ω .

Niveau de sortie :
Niveaux : 11 V max. sur 4 Ω .

Casque : 8 Ω 10 mW, 2 000 Ω 3 mW.

Magnétophone : 1 mV/k Ω .

Puissance de sortie : 2 x 30 W/4 Ω .

Réponse en fréquence :

Phono : 25 à 20 000 Hz \pm 2 dB.

Autres entrées : 25 Hz à 20 000 Hz - 3 dB.

Taux de distorsion harmonique : moins de 0,3 % à 2 x 6 W.

Taux de distorsion par intermodulation : moins de 0,5 % à 2 x 6 W.

Rapport signal/bruit : mieux que 55 dB A à 50 mW/canal.

Radio :

Gamme de fréquence : 87 à 108 MHz, accord électronique, CAF commutable.

Sensibilité typique : 2 μ V.

Atténuation des parasites : mieux que 46 dB à 1 kHz.

Atténuation de la fréquence pilote : 55 dB.

Atténuation de la sous-porteuse : 60 dB.

Antenne : 240 Ω .

Distorsion : moins de 0,5 %.

Largeur de bande du discri. : 1,2 MHz.

Sélectivité à - 3 dB : 250 kHz.

Sélectivité à - 55 dB : 800 kHz.

Suppression de la MA : mieux que 45 dB.

Réjection de la fréquence image : 75 dB.

Réjection de la FI : 90 dB.

Réponse en fréquence à - 3 dB : 20 Hz à 15 kHz.

Tourne-disques :

Moteur 16 pôles synchrone, 2 vitesses, plateau amagnétique de 3,2 kg.

Pleurage et scintillement : 0,06 % DIN 45507 pondéré.

Bruit de fond : - 43 dB non pondéré, - 65 dB pondéré.

ETUDE TECHNIQUE

Section tuner.

D'emblée, on se rend compte des efforts du constructeur. L'entrée se fait sur un transformateur à large bande, la résistance RC 9 placée au secondaire du transfo d'entrée amortit, le circuit accordé pour lui donner une largeur de bande importante. Ce secondaire est accordé par diodes à capacité variable. Le signal arrive sur la porte d'un transistor MOS à double porte. La seconde porte est utilisée pour polariser le MOS-FET, aucune commande automatique de gain n'est en effet employée par le constructeur. Le signal HF est ensuite filtré par un filtre

de bande à deux enroulements accordés par diodes varicaps. Le second transistor MOS-FET est utilisé en convertisseur, le signal d'entrée arrive sur une porte et celui de l'oscillateur sur la seconde. L'oscillateur utilise un transistor bipolaire, on retrouve également un accord par diode à capacité variable. Le signal de commande de la fréquence arrive par le bloc de potentiomètres, ils sont mis en service à la demande du clavier de sélection de programme. Ce bloc de potentiomètres PG 5-9 reçoit également la tension de commande automatique de fréquence issue d'un amplificateur constitué d'un transistor bipolaire et d'un transistor à effet de champ, TB 2 et TB 3. Ces deux transistors reçoivent le signal continu de sortie du discriminateur et agissent dans le sens convenable sur la tension d'accord pour réduire la valeur de la tension d'erreur, nous avons là un véritable système asservi. Un écreteur à diodes limite la

valeur de la tension de CAF.

A la sortie du convertisseur TC2, le signal est filtré, il ne reste plus alors que celui à la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Le signal est amplifié par un ampli aperiódique TB1 qui adapte l'impédance du montage à celle d'entrée du filtre céramique.

A la sortie du filtre céramique, on retrouve une résistance de 330 Ω destinée à adapter le filtre au circuit intégré. Ce dernier est un MC 1355 P, il est constitué de quatre étages différentiels. Un dernier transistor se charge de délivrer le niveau HF nécessaire à la démodulation qui se fait par détecteur de rapport, suivant une configuration connue. L'indicateur galvanométrique à zéro central est branché à la sortie du discri. Le signal audio passe ensuite dans le décodeur stéréo. Nous retrouvons là un MC 1310 P bien connu puisqu'il s'agit d'un décodeur à boucle de phase asservie. La stabilité en fréquence de l'oscillateur local est confiée à une résistance à

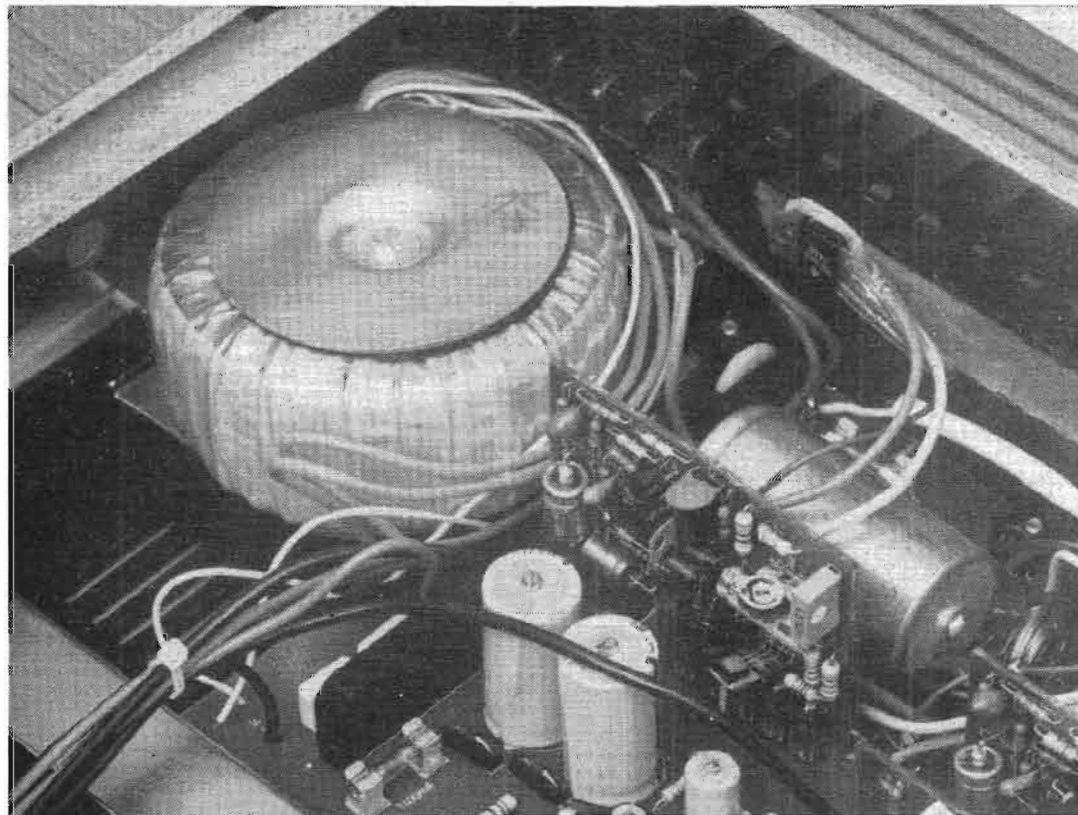
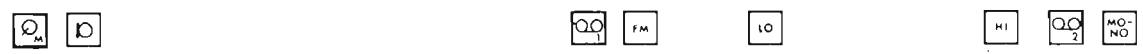
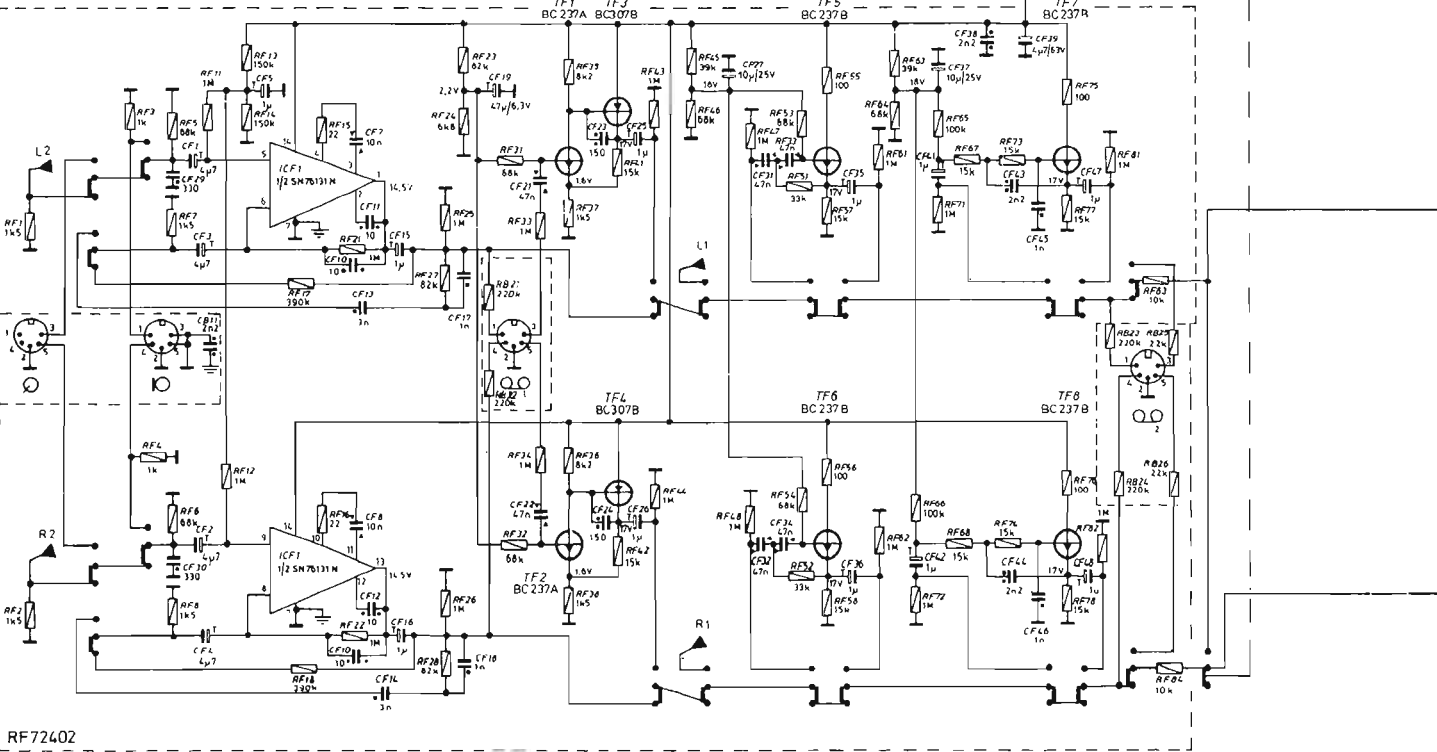
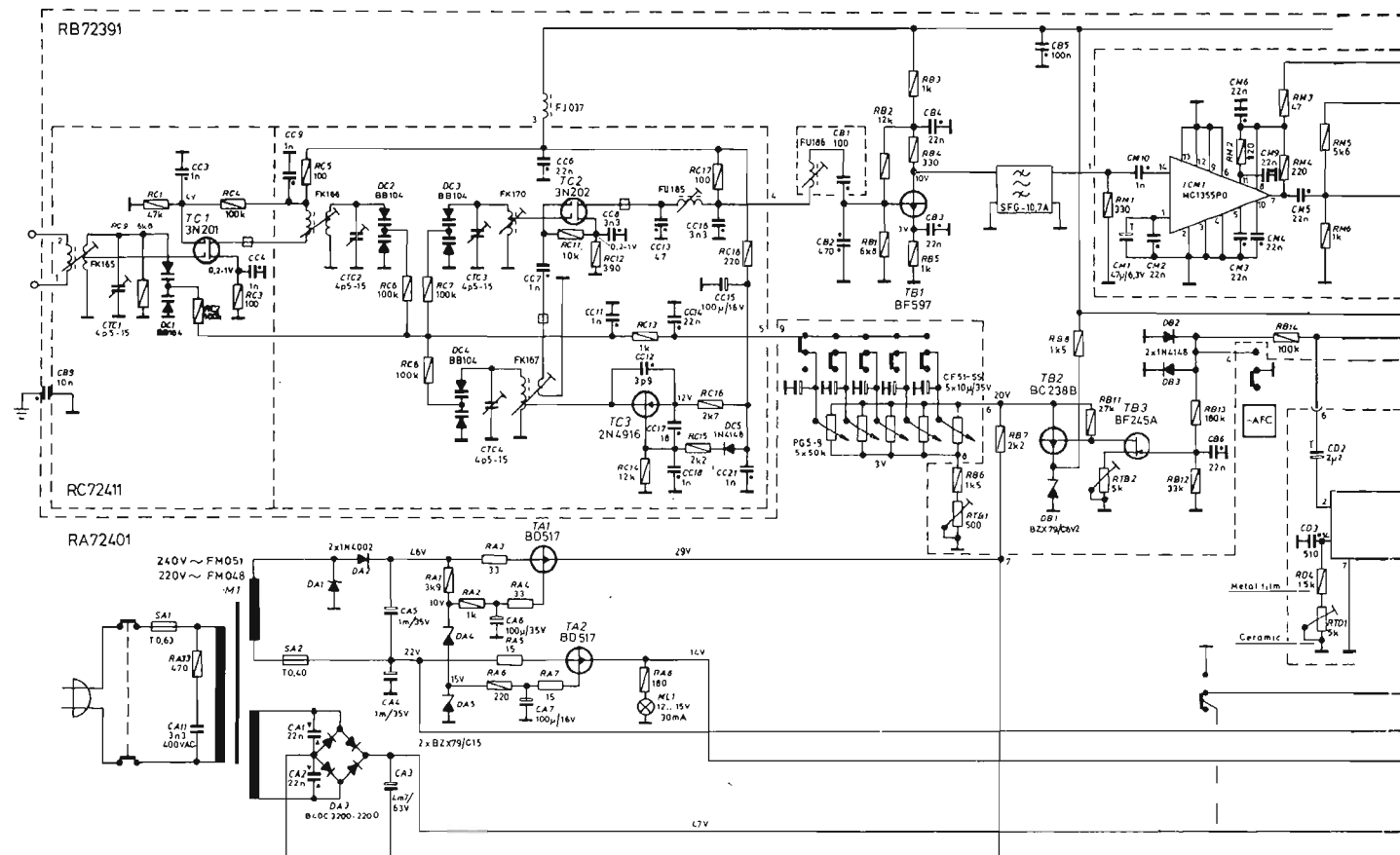
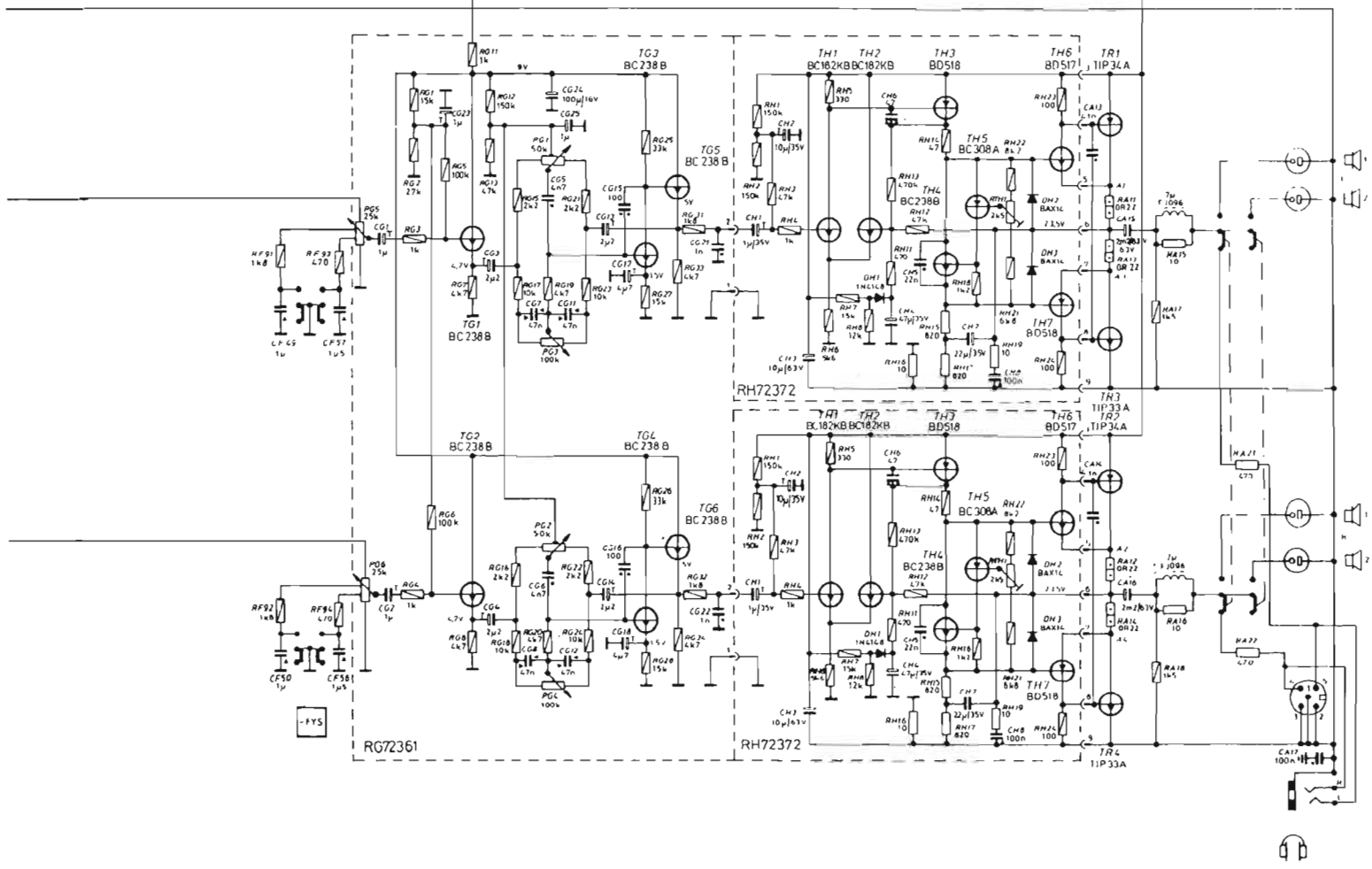
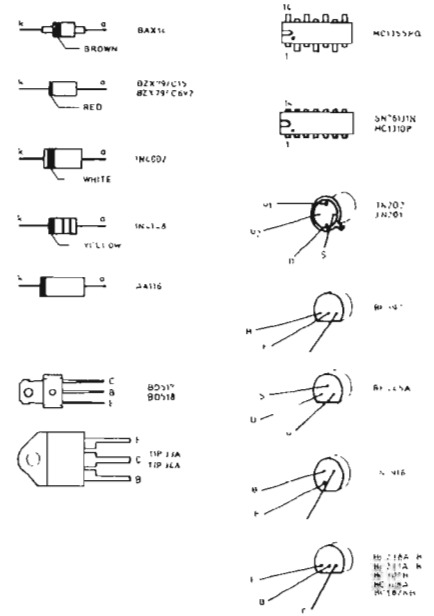
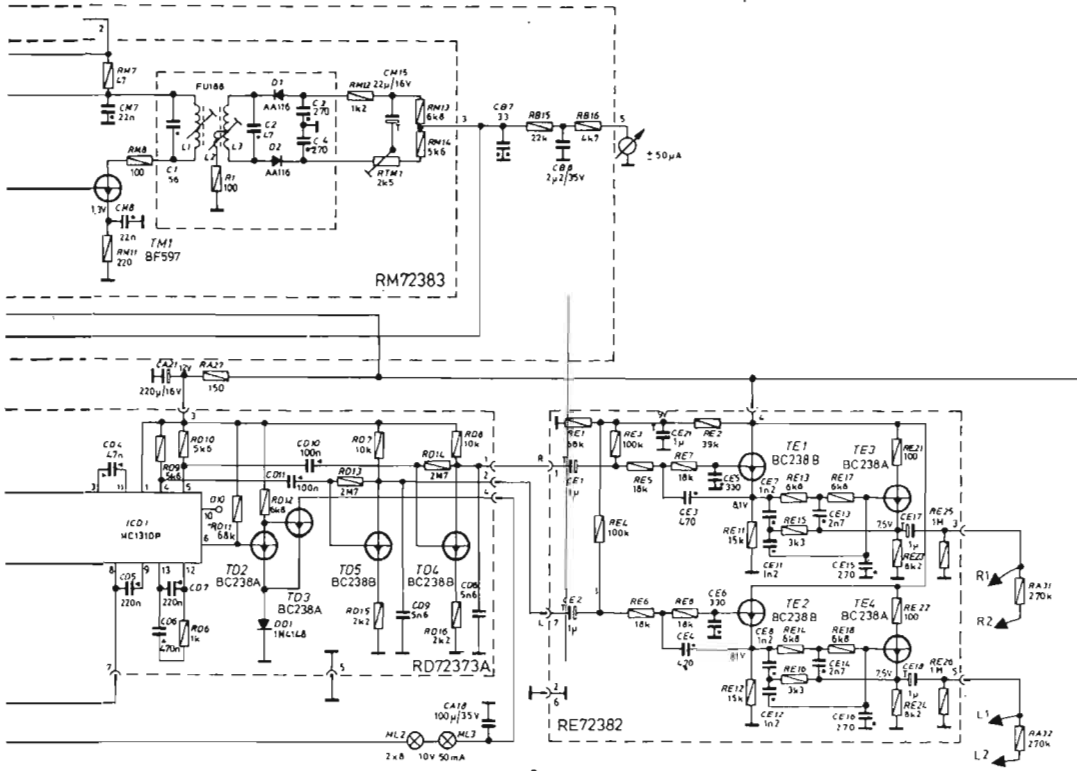


Photo 1. - Transformateur toroïdal utilisé pour limiter les rayonnements magnétiques qui pourraient être captés par la tête de lecture.





film métallique et à un potentiomètre ajustable du type Cermet donc d'une haute qualité. Suivant le code des condensateurs adopté par le constructeur, le condensateur d'accord est au polystyrène. Le voyant stéréo, illuminé par deux ampoules est commandé par un amplificateur à transistors, le courant de sortie du circuit intégré n'étant pas suffisant. Deux étages amplificateurs suivent le décodeur, on notera que la désaccentuation se fait sur les collecteurs des transistors TD 4 et TD 5. Le décodeur est suivi de filtres actifs d'une rare complexité, ce sont eux qui se chargent d'éliminer les résidus de sous-porteuse et de fréquence pilote (filtre passe-bas à 18 kHz suivi d'un filtre à double T ponté).

Section amplificatrice.

Le pré-amplificateur d'entrée est utilisé pour amplifier les tensions d'une cellule magnétique ou ceux du micro. Dans ce dernier cas, le circuit de contre-réaction est apéri-

dique et constitué des résistances RF 17 et 18. En correction RIAA, le circuit est plus complexe, on trouve en effet dans ce rôle une résistance de 82 k Ω et deux condensateurs de 3 et 1 nF. Le circuit intégré est le 1N7613 de Texas qui est équivalent au TBA231 de SGS ou au μ A 739 de Fairchild, CI double à faible bruit.

Une série de commutateurs permet de choisir les entrées. Une possibilité peu fréquente est offerte dans cet appareil, il s'agit de celle d'enregistrement d'un disque en écoutant la radio. Le constructeur utilise des circuits à transistors complémentaires pour ses préamplificateurs comme TF 1, TF 2, TF 3 et TF 4. Cette structure est peu sensible aux ronflements et le gain est déterminé par le rapport des résistances RF 37 et 41 d'un côté, 38 et 42 de l'autre. Les filtres passe-haut et passe-bas sont à base de filtres actifs à source contrôlée. Ces filtres relativement simples ont une pente de 12 dB/octave.

Les amplificateurs de puissance sont précédés d'un correcteur de timbre à contre-réaction. Le montage est classique. Les deux étages, gauche et droit sont polarisés par le pont RG 12, RG 13, et le courant de base des transistors TG 5 et TG 6 passent par les contacts des potentiomètres de timbre.

L'amplificateur de puissance est symétrique. Par contre, l'alimentation se fait sans point milieu si bien qu'il y a un condensateur de sortie entre le point milieu de l'amplificateur et la sortie. Les commutateurs mettent en service les enceintes et les casques. La protection des étages de sortie est simplement assurée par des diodes qui limitent la tension base-émetteur des drivers, en réalité, la limitation a lieu lorsque la tension de base des transistors dépasse un seuil, cette tension étant la somme de la tension base-émetteur des drivers et de la chute de tension dans la résistance d'émetteur des drivers. La stabilité thermique

des étages de sortie est confiée à deux transistors alors que les montages usuels n'en utilisent qu'un. L'entrée de la section puissance est symétrique, ce n'est pas une nouveauté. La protection par fusible est plutôt limitée, il n'y a en effet qu'un seul fusible dans le secondaire des alimentations auxiliaires et un autre au primaire du transformateur. C'est une formule qui se justifie parfaitement, si un court-circuit intervient dans le circuit de puissance, il se répercutera automatiquement au primaire du transformateur.

Le tourne-disque est un modèle classique. Originalité : la poulie à embrayage qui patine lors de la mise en rotation d'un plateau très lourd.

FABRICATION

Cette fabrication est remarquable. Nous ne dirons rien de l'ébénisterie ou du tourne-disque relativement classique, par contre, l'électronique a fait l'objet de soins attentifs. Les radiateurs ont été surdimensionnés, ce qui ne devrait poser aucun problème de refroidissement, même dans les pays les plus chauds. Sans doute s'agit-il là d'un radiateur utilisé sur plusieurs appareils. Quand on compare cette surface à celle offerte par certains radiateurs japonais, on constate une réelle différence de classe. Le transformateur d'alimentation est toroïdal, ce type de transformateur, onéreux car difficile à bobiner par rapport à un transfo traditionnel, permet toutefois de réaliser des appareils compacts sans problème de rayonnements parasites analogues à celui que l'on peut constater avec un transformateur traditionnel. Ici, le transformateur n'induit aucun ronflement dans la tête de lecture de disques, malgré la proximité relative des deux éléments.

Le constructeur a fait appel à des techniques modulaires.

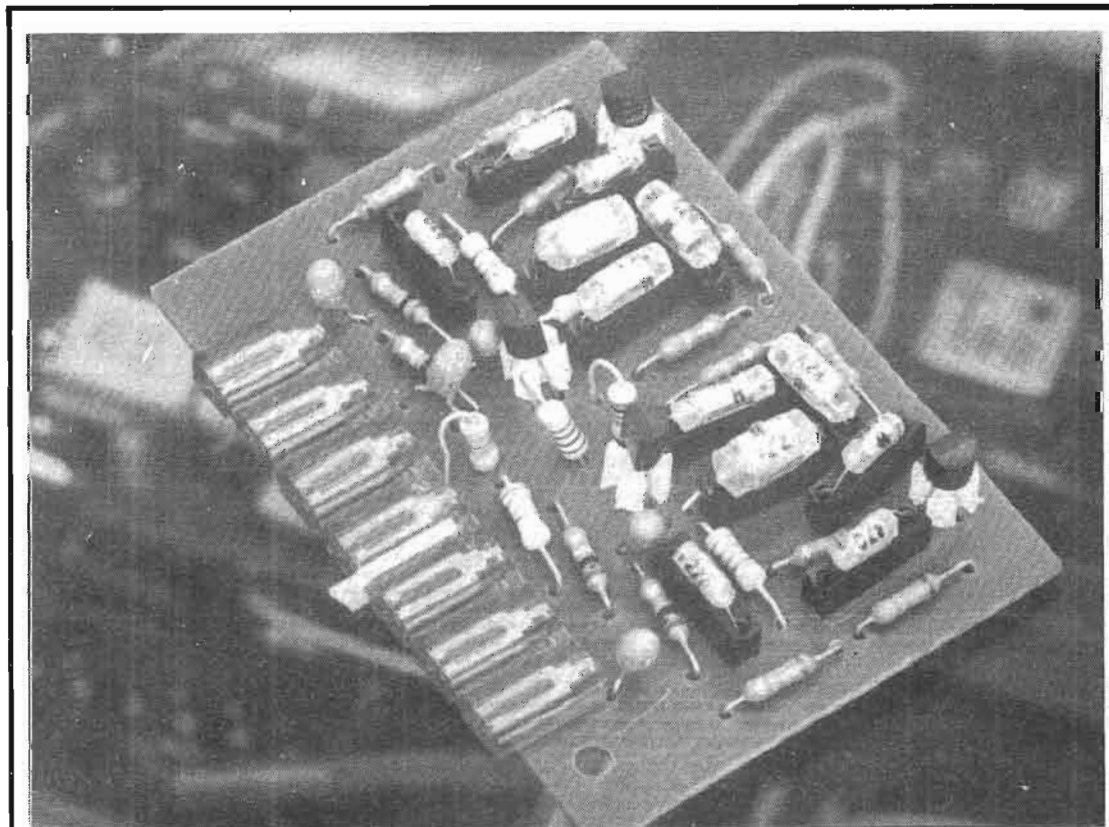


Photo 2. - Un des modules de l'appareil. On notera le montage des condensateurs et des transistors sur supports.

Une partie des circuits est en effet montée perpendiculairement au circuit de base qui n'aurait pas eu une surface suffisante pour recevoir tous les composants.

Les composants sont montés avec un soin rare. Par exemple les transistors drivers, en boîtier plastique sont montés sur des supports de matière plastique, ce n'est pas tout, certains condensateurs aux fils sensibles sont, eux aussi, installés sur des berceaux, les maintenant en place. Les raccordements se font par câbles terminés par des connecteurs. On trouve par exemple un de ces connecteurs à l'extrémité du faisceau de fils d'alimentation et de sortie du tourne-disques qui peut ainsi se désolidariser de l'ensemble quelques secondes après avoir enlevé les quatre vis de fixation. L'enlèvement du tourne-disque est une chose importante, car c'est lui qui donne accès à l'électronique.

UTILISATION

Tout n'est pourtant pas merveilleux dans cet appareil, on regrettera par exemple l'absence de butées de caoutchouc pour amortir la fin de la course du couvercle de plexiglas fumé. Autre reproche, le déchiffrement des inscriptions du bloc de touches est une opération assez complexe et l'accès à une fonction est relativement longue. Peut-être qu'une coloration de certaines touches en fonction de leur rôle aurait permis d'améliorer cet accès. Une dispersion des touches aurait aussi pu simplifier les opérations, mais l'appareil n'aurait pas été aussi compact. Pour terminer avec ces touches, la disposition verticale du tableau de commande ne facilite pas les opérations lorsque l'appareil est placé sur un meuble bas. Il faudra donc de préférence ins-

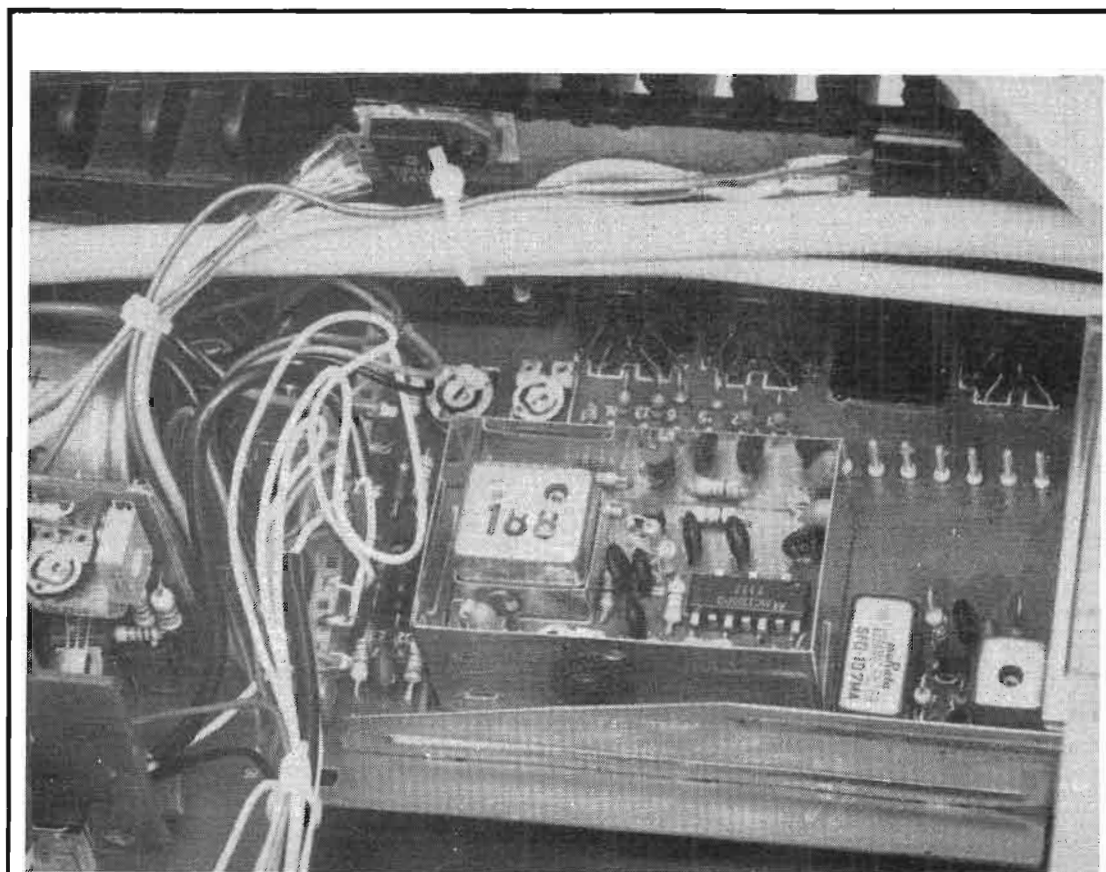


Photo 3. - Filtre céramique et circuits intégrés dans le tuner M.F.

taller le Salora 2001 en hauteur, mais pas trop haut, le tourne-disque doit rester accessible.

MESURES

La puissance de sortie du 2001 est de deux fois 16,5 W sur 8 Ω et à 1 000 Hz, les deux canaux en service. Sur 4 Ω , la puissance de sortie passe à 26,5 W, un seul canal étant chargé, on trouve une puissance de 19 W sur 8 Ω et 30 W sur 4 Ω .

Le taux de distorsion harmonique à pleine puissance et 1 000 Hz est de 0,09 % sur 8 Ω et 0,12 % sur 4 Ω . Avec une puissance réduite de 30 dB, on trouve respectivement 0,07 et 0,08 % deux résultats excellents. A 30 Hz, la distorsion est de l'ordre de 0,12 % avec des écarts assez faibles en fonction de l'impédance. Par contre, à 10 000 Hz, l'amplificateur se comporte

très bien sur 4 Ω où on peut mesurer les mêmes résultats qu'à 1 000 Hz, sur 8 Ω , nous avons mesuré 0,14 à 0,13 %.

Compte tenu de la tête de lecture montée sur le tourne-disque (Shure M 75E), la sensibilité est suffisante pour lire les disques gravés à 0 dB en conservant une marge du quart de la course du potentiomètre de volume (logarithmique). Le bruit de fond de la chaîne de lecture de disque est de 45 dB en mesure non pondérée et de 63,3 dB en mesure pondérée, deux valeurs très bonnes.

L'entrée auxiliaire a une sensibilité de 330 mV, le bruit de fond est situé 76 dB au-dessous de la puissance de sortie.

La distorsion par intermodulation est de 0,28 % à pleine puissance sur 8 Ω , 0,15 % 3 dB au-dessous, 0,35 % à pleine puissance et sur 4 Ω , 0,18 % 3 dB au-dessous. La bande passante va de 13 Hz à 36 000 Hz. Les filtres ont une

fréquence de coupure de 90 Hz pour le passe-haut et 7 050 Hz pour le passe-bas, les pentes sont effectivement de 12 dB par octave.

CONCLUSIONS

Une fois de plus, la preuve est faite que la chaîne compacte peut être aussi bonne qu'une chaîne aux éléments séparés. Cette chaîne particulièrement compacte sera appréciée lorsqu'on aura pas pour but essentiel d'éblouir ses collègues et voisins. La qualité de la fabrication est très bonne, les constructeurs nordiques ont toujours conçu leurs appareils avec un soin extrême, en voilà une preuve de plus. Un nouveau matériel européen spécialement conçu pour les petits locaux. Des possibilités intéressantes dans un mini volume et une platine renommée !

E.L.

ROQUETTE ELECTRONIC

IMPENSABLE ! PLATINE GARRARD 2025 T

- Changeur tous disques 16, 33, 45, 78
- Mécanique de grande précision



**AU PRIX
EXCEPTIONNEL 165 F**

Nue **165 F.** 225 F.
Avec socle et capot

MODELE 70

- Changeur automatique 33, 45 tours
- Contrepoids. Réglage de pression
- Correcteur de poussée latérale anti-skating
- Tête de lecture à coquille enfichable
- Fonctionne sur 110/220 V
- Peut recevoir n'importe quel type de cellule.

PRIX : 340 F (frais d'envoi 25 F).
Socle : 65 F. Capot plexi : 60 F.

**NOUS POUVONS VOUS FOURNIR
tous les modèles de
PLATINES GARRARD**

ENCEINTES ACCOUSTIQUES BOX 12-15 WATTS

12-15 watts. HP 210 mm. Avec tweeter incorporé. Bande passante 40 à 18 000 Hz. Dimensions 430 x 240 x 155.
PRIX 150 F. La paire 290 F. (Frais d'envoi 12 F)

VOICI DANS LA NOUVELLE SERIE DES REMCO « LE 105 » A CASSETTE

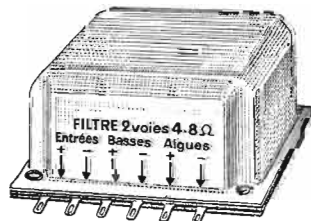


Piles/secteur/accus 12 V
Puissance 1 W.
Micro incorporé.
Enregistrement automat.
Ejection de la cassette en fin de bande.
Prise pour micro extérieur ou enregistrement direct.
Sortie : HP supplémentaire, casque et amplificateur.
Dimensions :
205 x 120 x 55 mm
Poids : 0,950 kg

LIVRE COMPLET avec housse, cassette et cable alimentation secteur.

PRIX 385 f (frais d'envoi 25 F)

FILTRE A 2 VOIES



4-8 Ω pour HAUT-PARLEUR
Puissance 20-25 W. Dimensions 85 x 70 x 40 mm. Poids 250 g.

50 F (frais d'envoi 7 F)

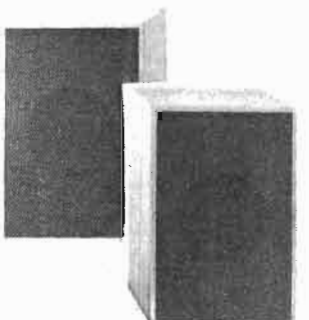
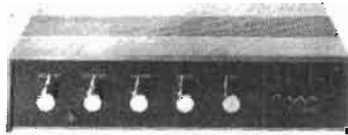
UNE CHAINE en PROMOTION

**AMPLI
"STEREO 250"**
2 x 10 Watts efficaces

**PLATINE
GARRARD**
changeur tous disques

**2 ENCEINTES
15 Watts**
(HP diamètre 21 cm
avec tweeter incorporé)

**AU PRIX
SUPERPROMOTIONNEL
de 1030 F.**
(frais d'envoi 45 F.)



Le complément de cette chaîne
**TUNER STEREO
PO - GO - OC - FM**
pris avec l'ensemble....
EXCEPTIONNEL 500 F

CHAINE STEREO HI-FI « COMPACT ITT » ULTRA PLATE 2 x 10 WATTS



- Circuits intégrés. Bande passante 30 à 20 000 Hz
- Prise DIN, enregistrement et reproduction
- Réglage par 6 potentiomètres à curseur
- Platine BSR, changeur tous disques
- Touche marche/arrêt. Dimensions 515 x 176 x 381.

- LIVREE AVEC 2 ENCEINTES CLOSES et CAPOT PLEXI FUME
- Très luxueuse présentation, bois ou laqué blanc

PRIX 1 030 F

(frais d'envoi 35 F)

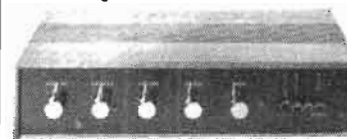
TUNER STEREO AM-FM « 2000 »
4 gammes d'ondes PO-GO-OC-FM CAF pour modulation de fréquence - CAG pour modulation d'amplitude 7 transistors - 5 diodes - 2 circuits intégrés. Cadre ferrite 200 mm orientable. Modulomètre pour réglage visuel FM. ALUMAGE AUTOMATIQUE d'un voyant lumineux lors de la réception d'un signal stéréo. Alimentation : 120/240 V. Dimensions 380 x 200 x 90 mm. Poids 3 kg.



PRIX : 550 F (Frais d'envoi 25 F)

AMPLI-PREAMPLI « STEREO 250 » 2 x 10 watts efficaces

- Circuits intégrés doubles
- 16 transistors
- Impédance de sortie 5 à 8 ohms
- Entrées radio, magnétophone, P.U., cristal, P.U. magnétique
- Dimensions : 385 x 220 x 90 mm
- Poids 3 kg.



PRIX 460 F (Frais d'envoi 25 F)

AMPLI TUNNER "IMPERATOR"

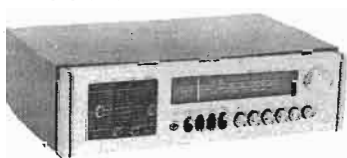
2 x 20 Watts efficaces - PO - GO - OC - FM
Secteur 110/220 V. Sensibilité 2 mV
Modulomètre pour réglage visuel en FM
Réglage : balance, volume, graves/aigus par potentiomètre à curseur
4 Touches magneto PU cristal ou magnétique : radio, mono/stéréo
Prise casque - 4 sorties H.P.
Dimensions 460 x 240 x 105 - Poids 4,3 kg
Présentation en bois noyer d'Amérique.



PRIX 1050 F frais d'envoi 30 F.

AMPLI PREAMPLI TUNER 2 x 10 Watts efficace - PO - GO - FM

- Entrée : PU piezzo : piezzo magnétique, magnétique auxiliaire.
- 4 sorties HP. PRISE casque sur face avant.
- Commutation par touches
- Réglage par potentiomètre à curseur.



PRIX 670 F. Frais d'envoi 30 F

MICRO EMETTEUR A MODULATION DE FREQUENCE LONGUE PORTEE



- Modulation de fréquence
- Tout transistors
- Peut se caler entre 88 et 108 Mcs FM
- Micro piezzo
- Qualité de modulation radio-diffusion
- Fonctionne sur pile miniature 9V non fournie
- Micro incorporé
- Encombrement inférieur à un paquet de cigarettes américaines
- Portée possible jusqu'à 300 m

EN ETAT DE MARCHÉ
PRIX INCROYABLE 65 F.
(Frais d'envoi 12 F)

POSSIBILITÉ DE CRÉDIT

ROQUETTE ÉLECTRONIC

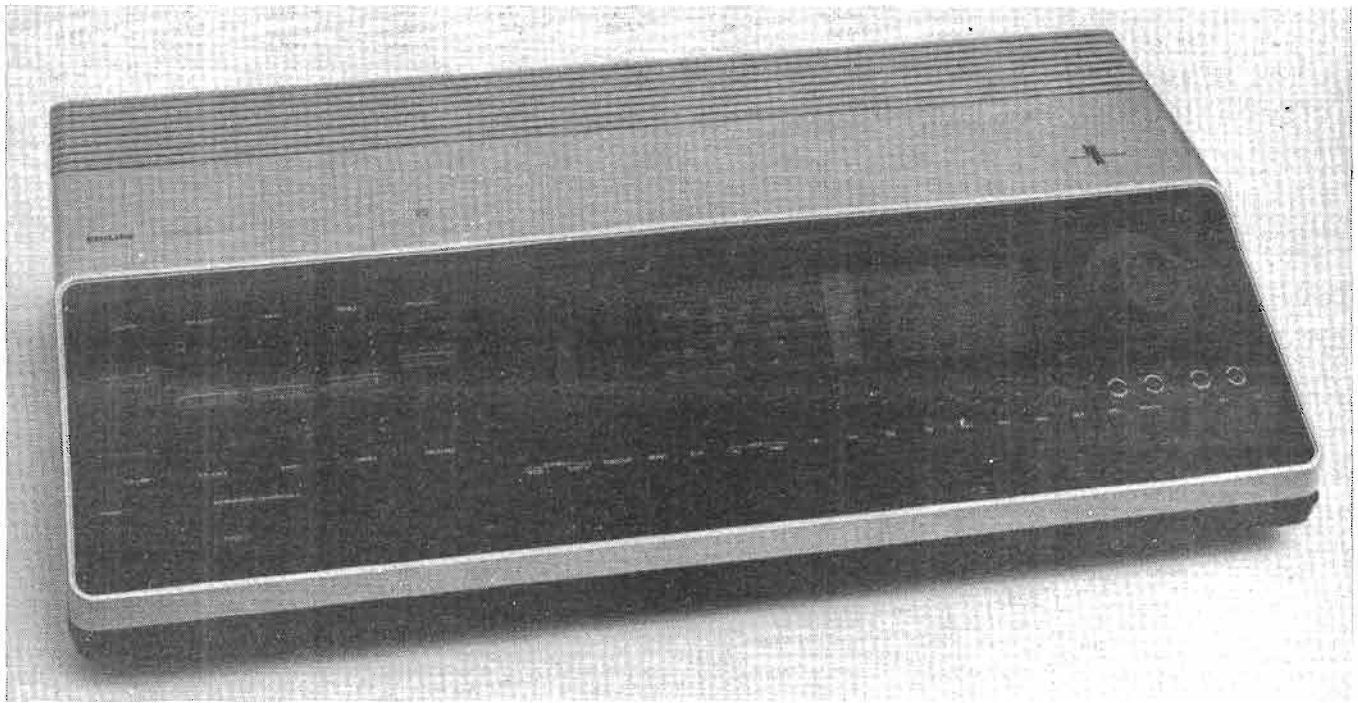
127 bis, rue de la Roquette - PARIS (11^e)

Tél. : 357-89-63 - Métro : Voltaire
C.C.P. 3223-47 PARIS

LE MAGASIN EST OUVERT du MARDI au SAMEDI inclus
de 10 h à 13 h et de 15 h à 19 h

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



PHILIPS 22 RH 752

L'AMPLI-TUNER RH 752 se distingue des autres ampli-tuners contemporains par un dispositif de recherche automatique de stations. Cette recherche automatique et de surcroît électronique se fait sur la gamme modulation de fréquence uniquement puisque c'est la seule section à être équipée de diodes d'accord. Outre cette particularité, le 752 se présente comme un vaste pupitre. Pupitre bordé dans le bas d'une impressionnante série de touches. La section radio remplit la droite de la partie supérieure de ce pupitre, les commandes de niveau, de balance, de timbre sont à droite. Une trappe coulissante donne accès à la prise micro et à celle du casque. Ces deux prises sont évidemment au standard DIN. Les potentiomètres de préréglage des

stations sont camouflés sous le bandeau et placés au-dessous des touches de sélection, disposition on ne peut plus logique mais hélas peu fréquente.

La partie arrière du 752 est de couleur plus claire ou de la même couleur que la section de commande. Une série d'ouvertures allongées laisse passer l'air de refroidissement des transistors de puissance.

CARACTÉRISTIQUES

Tuner :

Gammes d'ondes : GO, 857-2200m(150-350kHz); PO, 187 - 577 m (520-1 605 kHz); OC, 31 - 50 m (5,95 à 9,78 MHz); MF, 87,5 à 104 MHz.

Antennes : cadre ferro-captur pour PO et GO.

Antenne filaire pour OC et MF.

Sensibilité : MA : $90 \mu\text{V}$ pour 26 dB de S/B ; MF : $2 \mu\text{V}$ sur 300Ω pour 26 dB de rapport S/B et 40 kHz de déviation.

Sélectivité : MA : S9 = 100 fois ; MF : S300 = 300 fois.

Largeur de bande FI : MA : B 1,4 = 4,5 kHz ; MF : B 1,4 = 135 kHz.

Distorsion : moins de 1 % pour 75 kHz de déviation.

Suppression de la fréquence pilote : - 35 dB à 19 et 38 kHz.

Diaphonie : - 40 dB à 1 000 Hz.

Puissance de sortie sur 4Ω : 2 x 30 W en régime sinusoïdal continu.

Taux de distorsion harmonique : moins de 1 % pour 2 x 30 W, moins de 0,1 % pour 2 x 20 W.

Bande passante en puissance : 20 Hz à 50 000 Hz à - 3 dB.

Réponse en fréquence : 20 à 325 000 Hz + 1,5, - 3 dB.

Rapport signal/bruit : mieux que 55 dB pour 2 x 30 W.

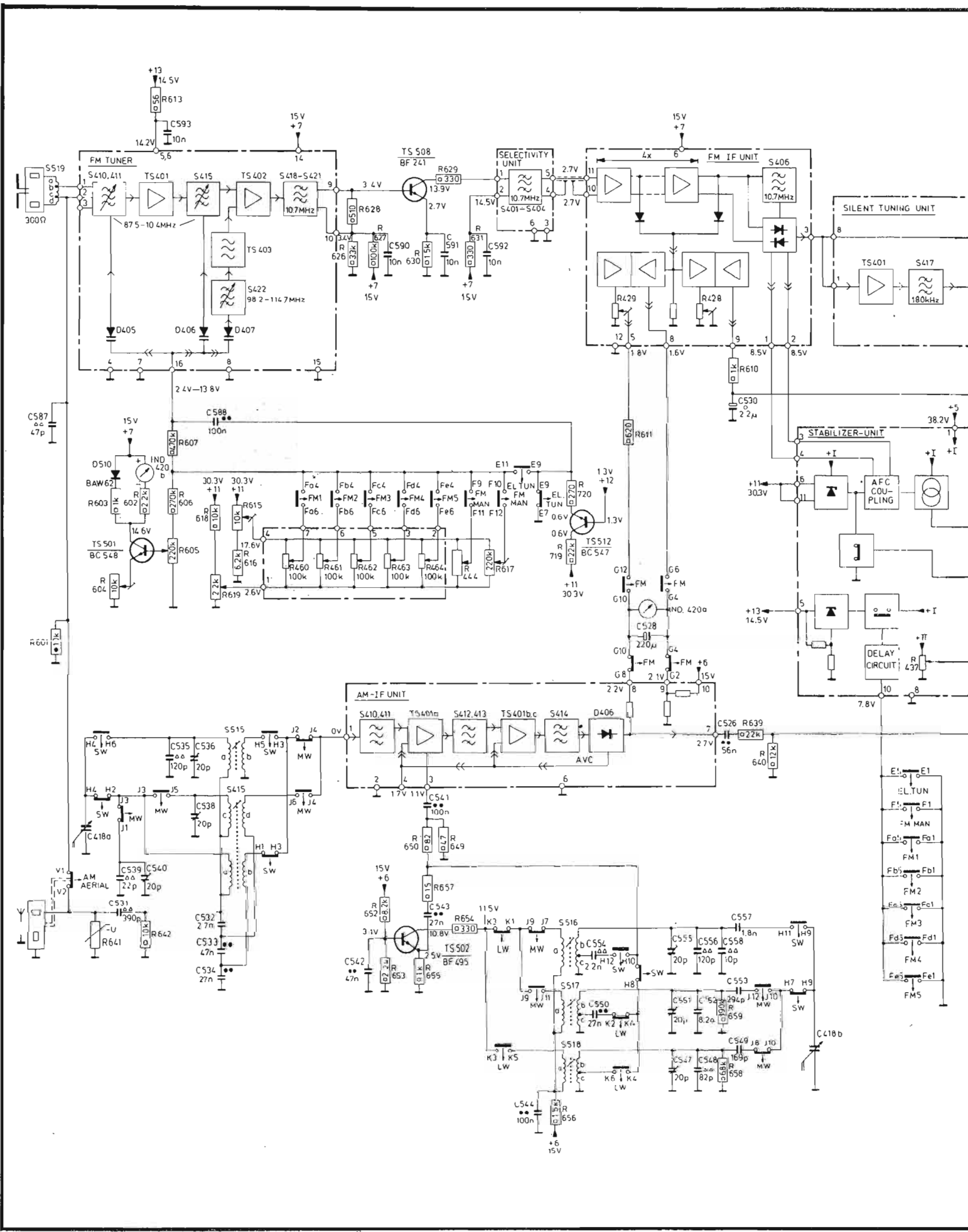
Diaphonie : - 40 dB à 1 000 Hz ; - 30 dB entre 250 et 10 000 Hz.

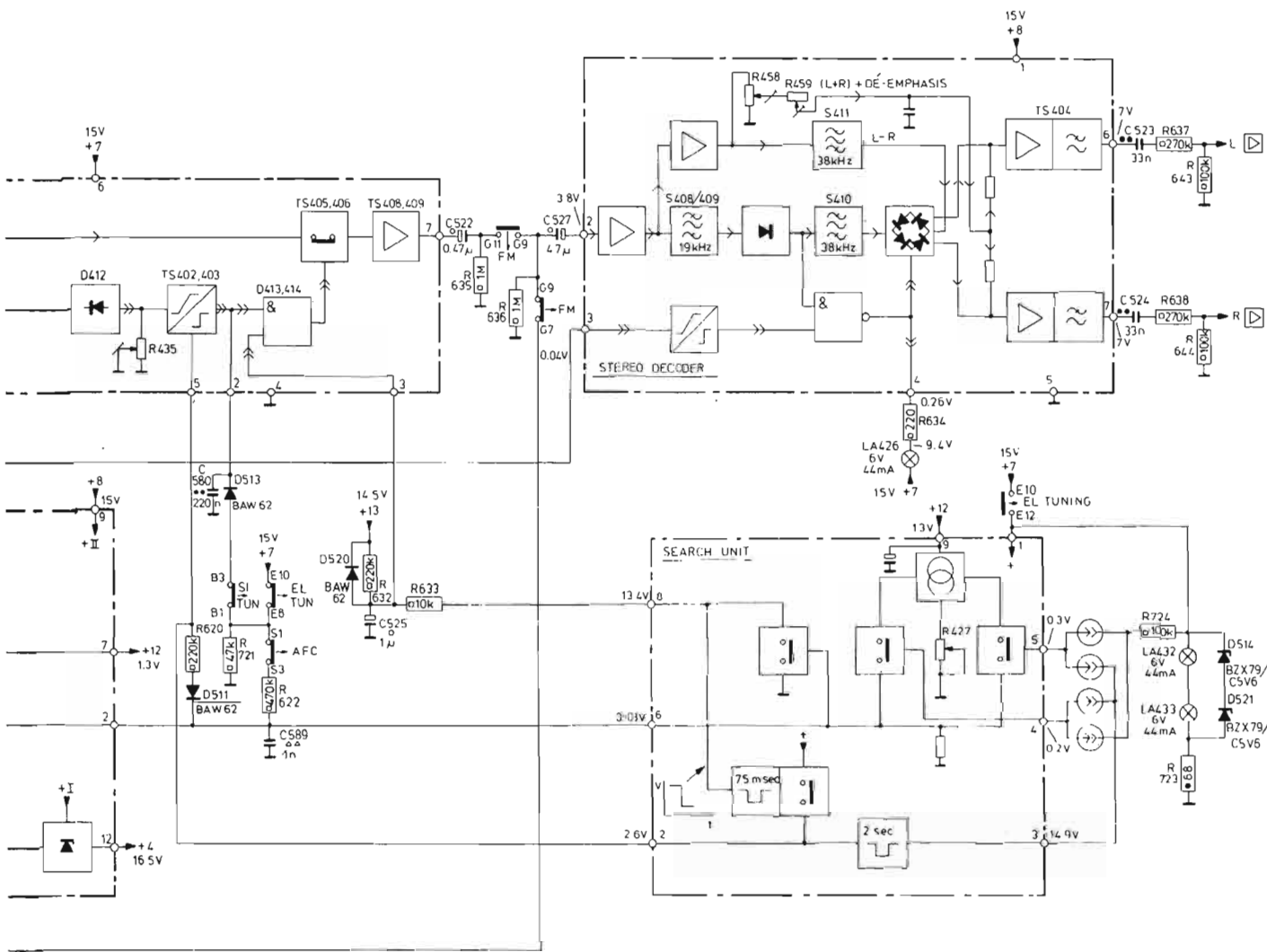
Commande de timbre : grave : ± 15 dB à 50 Hz ; aigu : ± 13 dB à 10 000 Hz.

Correction physiologique : + 10 dB à 50 Hz ; + 4 dB à 10 000 Hz.

Présence : ± 6 dB à 2 000 Hz. Facteur d'amortissement : 20 sur 4Ω .

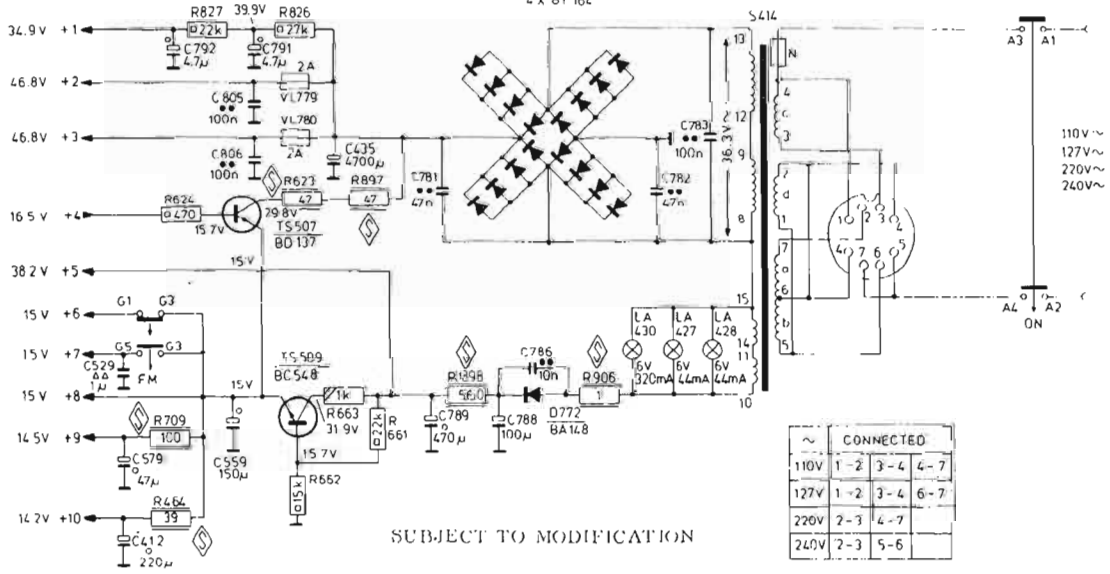
Sensibilité d'entrée pour une puissance de sortie de 30 W : phono : 2 mV sur $50 \text{ k}\Omega$; magnétophone 1 : 200 mV/100 $\text{k}\Omega$; magnétophone 2 : 130 mV/150 $\text{k}\Omega$; microphone : 1 mV sur $150 \text{ k}\Omega$.





D767-770
L X 8Y 16L

ANTI-PLOP



SUBJECT TO MODIFICATION

~	CONNECTED
110V	1-2 3-4 4-7
127V	1-2 3-4 6-7
220V	2-3 4-7
240V	2-3 5-6

Prises de sortie : 2 x 2 prises type DIN pour haut-parleurs ; 1 prise DIN pour casque 4/8 Ω .

Semi-conducteurs.

3 circuits intégrés, 54 transistors, 23 diodes.

Tension d'alimentation : 110 - 127 - 220 - 240 V 50/60 Hz.

Consommation : maximum 150 W.

Dimensions : 630 x 344 x 122 mm.

ETUDE TECHNIQUE

Les informations parues sur cet appareil sont assez succinctes ; le constructeur fait appel à une construction modulaire et sur son schéma de principe ne fait figurer que des petits symboles. Les repères des éléments permettent de savoir s'il s'agit d'un transistor ou d'une self, pas plus. En outre, on retrouve les mêmes repères pour un certain nombre de transistors.

Section tuner.

Le premier bloc est relié à l'antenne par un adaptateur d'impédance, un transformateur à prises. L'entrée est symétrique ou assymétrique, le circuit d'entrée disposant selon toute vraisemblance d'un point milieu à la masse. Le constructeur indique l'emploi d'une antenne filaire, jusqu'à nouvel ordre, les antennes filaires ne sont pas symétriques. La tête HF comporte deux circuits accordables sur la fréquence du signal, un circuit accordable sur celle de l'oscillateur local, tous ces accords se font par diodes varicaps commandées de diverses façons suivant la fonction désirée. La tension d'accord de la tête VHF est également envoyée sur un galvanomètre indicateur de fréquence. Le circuit de commande n'est pas linéaire, ce qui permet d'obtenir une bonne lisibilité théorique. Pratiquement, cette lisibilité est quelque peu ternie par la

finesse de l'aiguille. L'oscillateur local travaille en supradyné, sa fréquence est égale à celle de la fréquence incidente augmentée de la fréquence intermédiaire. Un transistor se charge d'attaquer le filtre de bande, filtre à quatre circuits accordés classiques type LC. Ce filtre précède un circuit intégré TCA 420A qui sert d'amplificateur FI pour la section MF. Ce circuit intégré comprend les fonctions suivantes : amplificateur symétrique pour la FI avec un gain de 65 dB, démodulateur symétrique à quadrature, circuit de commutation pour le décodeur stéréo, circuit de commande de l'indicateur de champ, circuit de commutation silencieux et circuit de suppression automatique des réponses latérales avec possibilité d'ajustage manuel. L'amplificateur FI est suivi d'un circuit de silencieux pour l'accord. En l'absence de tension d'entrée, ou lorsque cette dernière est insuffisante, le circuit coupe le trajet de passage de la fréquence audio.

La recherche automatique des stations est couplée à l'amplificateur FI et au circuit de stabilisation électronique. Ce circuit de stabilisation est sorti des laboratoires du groupe Philips il y a à peu près un an. Il s'agit d'un TCA 750, commercialisé en France par RTC, il permet un ajustement du facteur de CAF jusqu'à 5 avec une excursion de tension

pouvant atteindre 2,2 V. La stabilité de la tension de sortie est fonction d'une référence externe.

La CAF peut être éliminée par application d'une impulsion, sa commutation peut être différée de 2 secondes grâce à un condensateur extérieur. Le courant de CAF disponible permet d'utiliser le circuit pour une recherche automatique des stations par adjonction de quelques transistors extérieurs, c'est ce qui a été fait ici, une plaquette comportant 7 transistors, quelques condensateurs et résistances autorisent cette fonction. Plusieurs tensions sont disponibles pour l'alimentation de la tête HF ou d'un étage pré-amplificateur BF. Une de ces alimentations se prête également à l'alimentation du voyant stéréo.

Le circuit de recherche automatique de stations fonctionne de la façon suivante. Il dispose de quatre boutons ou plus précisément de quatre touches à effleurement, progrès oblige. Deux de ces touches servent à l'avance rapide, dans les deux sens. Dans ce cas, l'aiguille du galvanomètre indicateur de fréquence se déplace assez rapidement, dans un sens ou dans l'autre, pendant ce balayage, l'aiguille de l'indicateur de champ indique par une déviation rapide la présence d'une station. Cette fonction sera employée pour l'approche de la station.

Les deux autres touches à effleurement fonctionnent autrement, la déviation est plus lente, et l'aiguille s'arrête sur chaque station suffisamment puissante pour que la déviation de l'indicateur de champ soit bien visible. Si on relâche le doigt, le circuit autorisera le passage du signal audio, si on maintient le doigt en place, l'aiguille restera deux secondes sur la station, le temps de la reconnaître puis poursuivra son voyage en marquant un arrêt de 2 secondes à chaque station.

En fonctionnement avec accord automatique, le circuit intégré « stabilizer unit » commande le transistor TS512. Ce circuit intégré reçoit la tension de CAF du discriminateur et règle la tension de base de ce transistor pour que celle de sortie du discriminateur soit toujours nulle. Donc, une fois que l'émetteur est reçu, la CAF entre en action, et quelle que soit la tension d'accord, le circuit intégré la maintiendra. Le fonctionnement de cet ensemble est relativement complexe, car le circuit d'accord électronique tient compte de la présence d'une émission, détectée par la diode D412, pour autoriser la remise en service de la CAF. Ce système d'accord électronique présente un défaut, il ne possède pas de mémoire si bien que dès sa mise en service, l'aiguille de recherche automatique de station est dans le bas de la gamme, à 87,5 MHz, fréquence que l'on retrouve chaque fois que l'on passe en fonctionnement automatique.

Le décodeur stéréophonique utilise le circuit intégré TCA 290 A qui est un décodeur de type matriciel. La commutation mono/stéréo est automatique, le décodage est commandé par l'intensité du champ.

La section modulation d'amplitude utilise des transistors bipolaires discrets. La réception se fait sur un cadre qui permet une bonne réception (6 émetteurs sur les grandes ondes à Paris, sans recher-

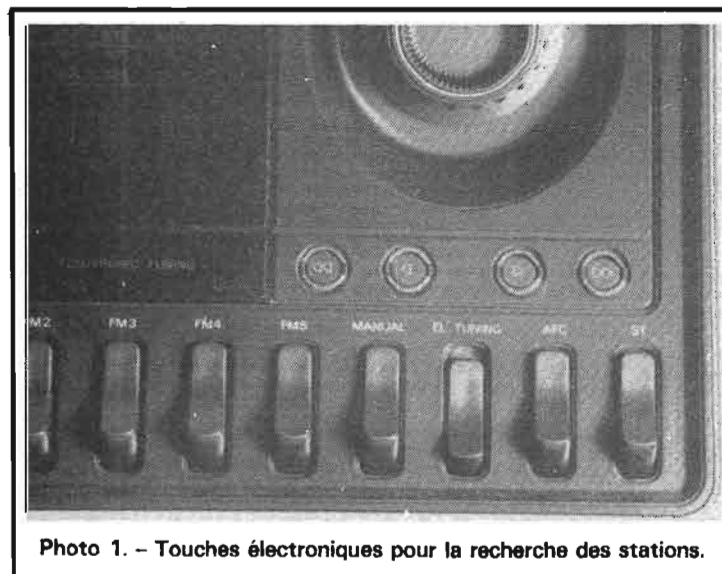


Photo 1. - Touches électroniques pour la recherche des stations.

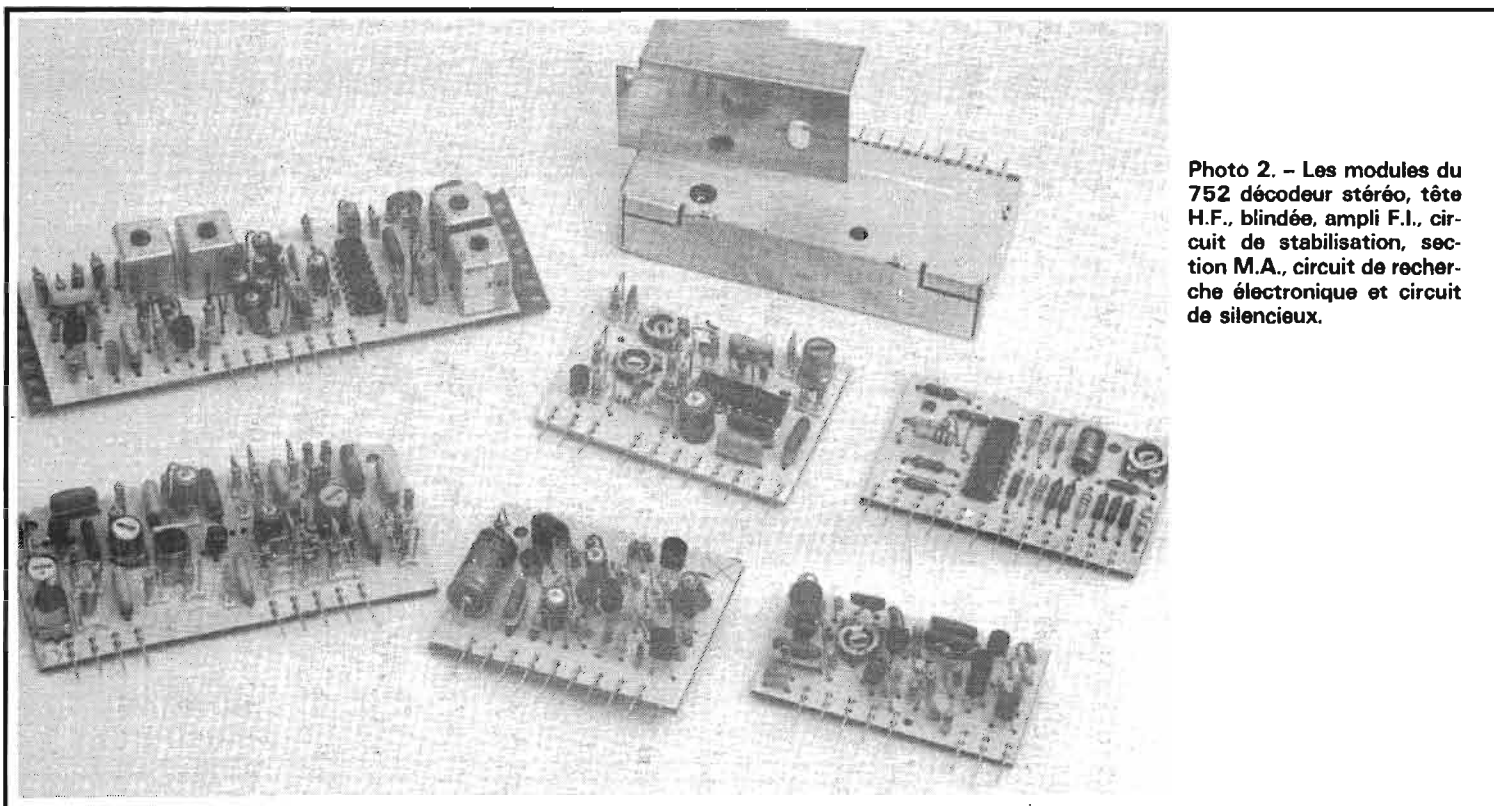


Photo 2. - Les modules du 752 décodeur stéréo, tête H.F., blindée, ampli F.I., circuit de stabilisation, section M.A., circuit de recherche électronique et circuit de silencieux.

che particulière de l'orientation du cadre et dans du béton).

Ce dernier est en effet fixe, ce qui est le cas de beaucoup d'appareils européens, priorité à la modulation de fréquence. Le premier étage de la MA est un convertisseur, le constructeur utilise un transistor séparé pour la fonction oscillatrice. Le tuner MA à trois gammes d'ondes est équipé de seulement quatre transistors, nombre suffisant si on considère les résultats obtenus. Les ondes courtes se reçoivent sur l'antenne MF, un commutateur élimine la liaison lorsqu'une antenne MA est installée.

AMPLIFICATION

Le pré-amplificateur d'entrée est utilisé pour toutes les entrées, la sensibilité est commutée en fonction de celle demandée. En entrée micro, les touches magnétophone et phono sont enfoncées, la résistance R681 est court-circuitée, la résistance R 703 est en service. Lors du fonctionnement en correcteur

RIAA, la résistance de 51 k Ω est en court-circuit, le réseau est composé des résistances R705, R701, C571 et C569. Pour les entrées à haut niveau, la résistance R681 est en service, le taux de contre-réaction est augmenté.

Aussitôt après le pré-amplificateur, est installé le correcteur physiologique commutable et le potentiomètre de volume. Cette disposition évite de saturer les correcteurs de timbre. Il faut noter que cette formule est née du transistor et qu'avec les tubes pour lesquels la saturation était plus lointaine, on disposait d'une réserve de tension relativement importante, les tensions d'alimentation étaient en effet beaucoup plus élevées que celle des transistors. Le correcteur de timbre a sa structure personnalisée par le constructeur, on retrouve toujours les potentiomètres séparés pour le grave et l'aigu et, ici quelques éléments additifs.

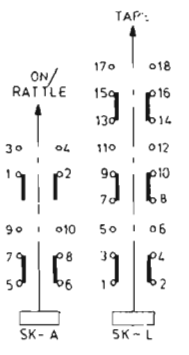
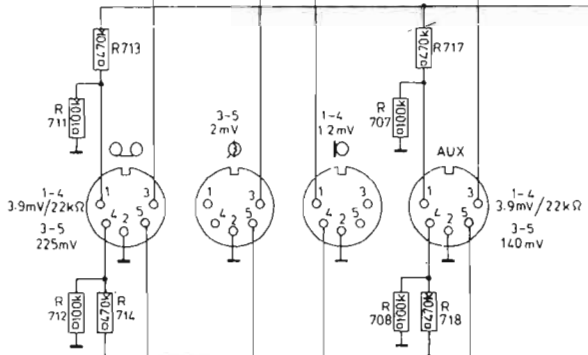
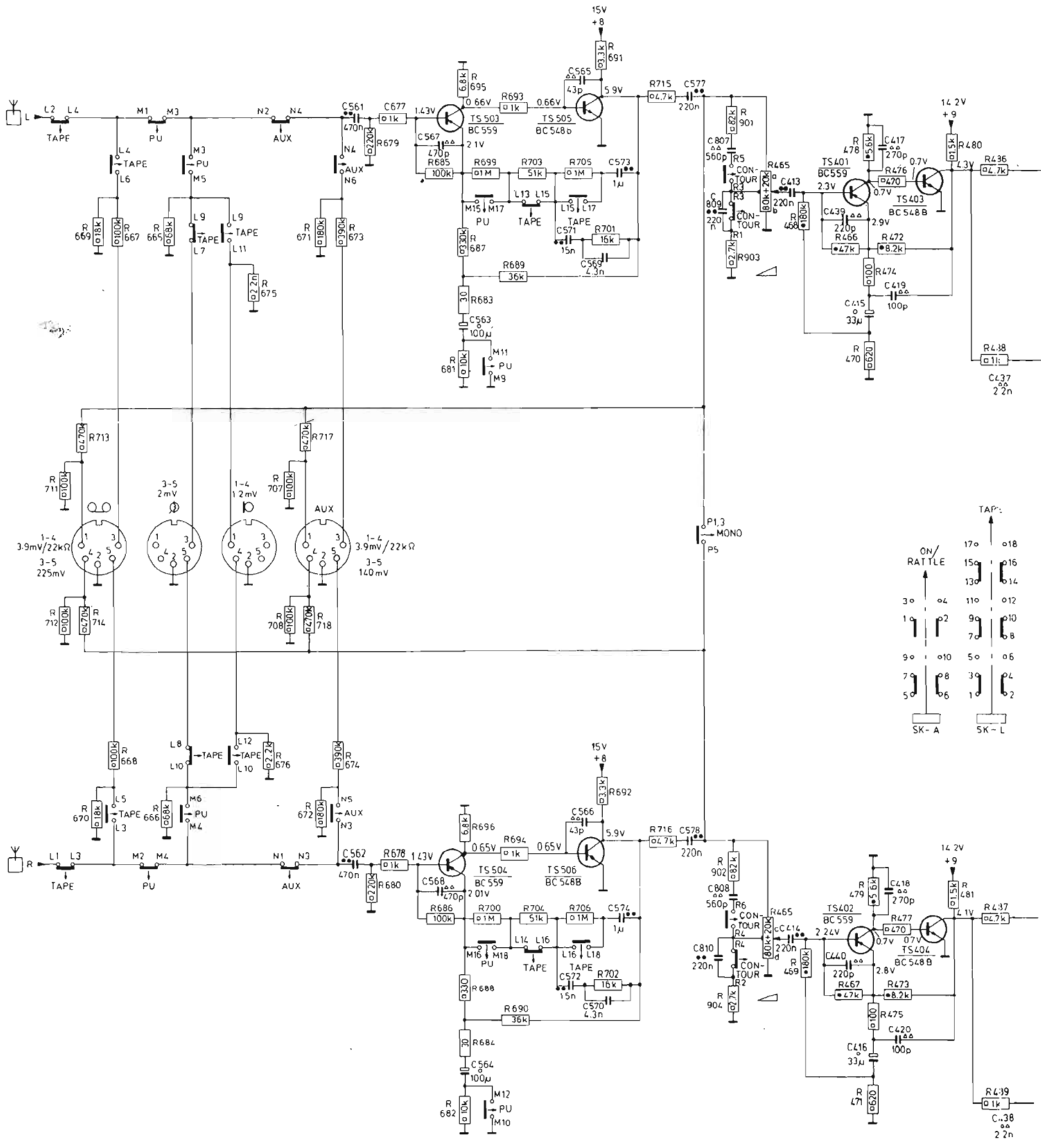
Le correcteur de présence est installé après ces circuits, le circuit en est relativement simple. Le potentiomètre de balance est suivi d'un contact qui se ferme pour l'arrêt de

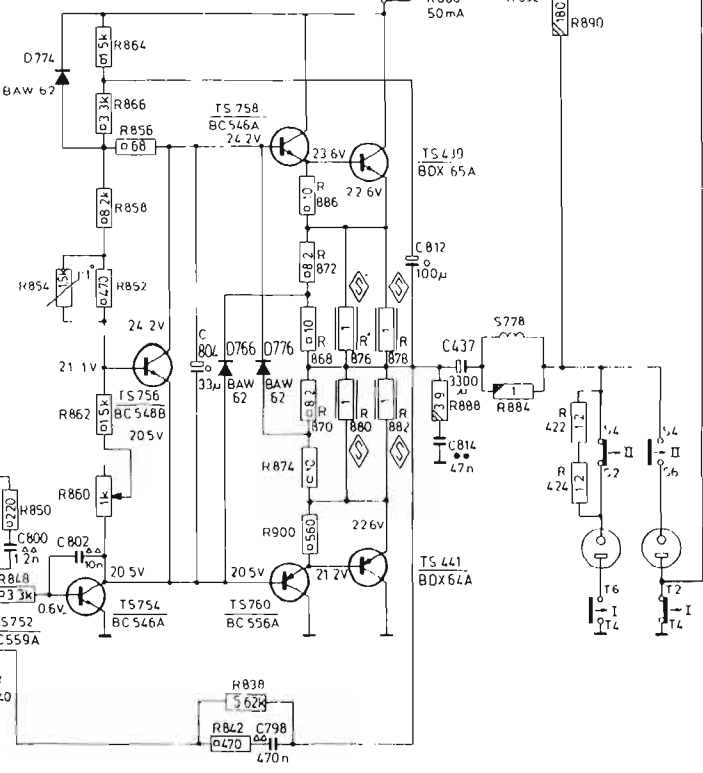
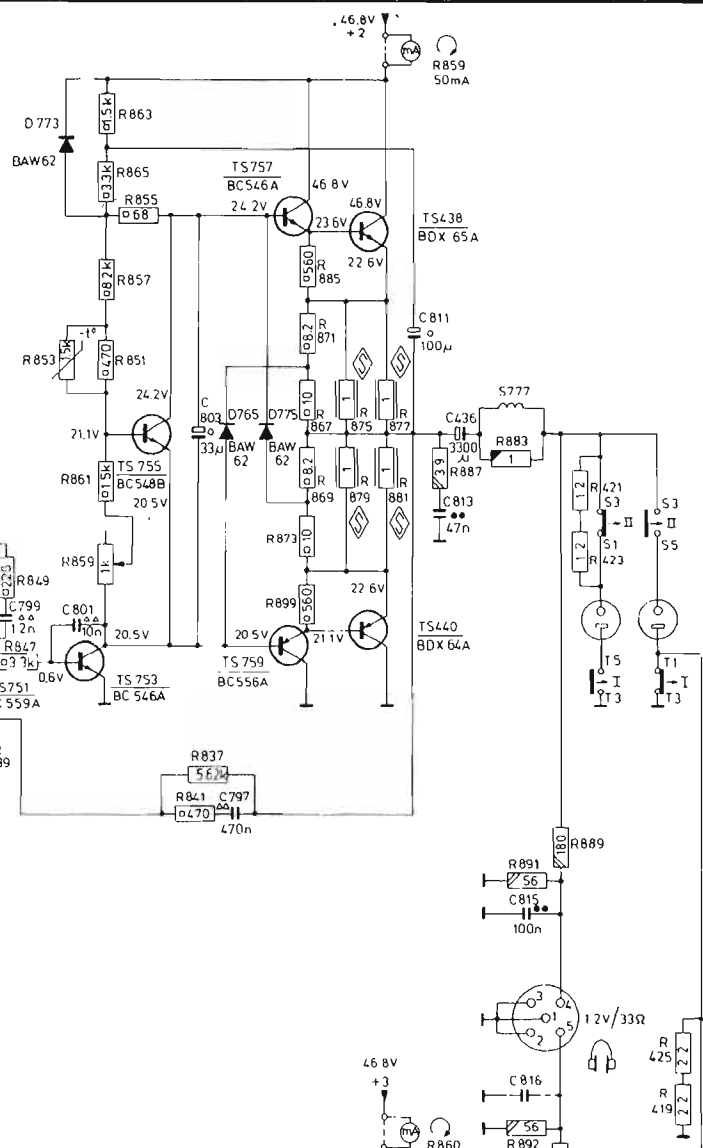
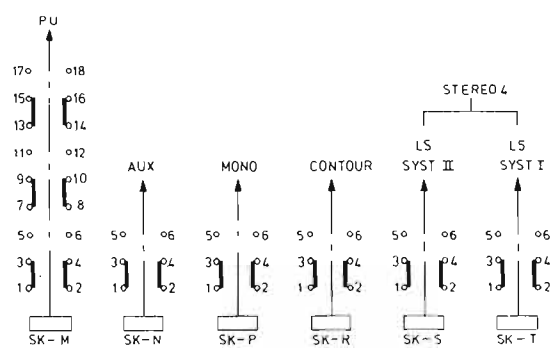
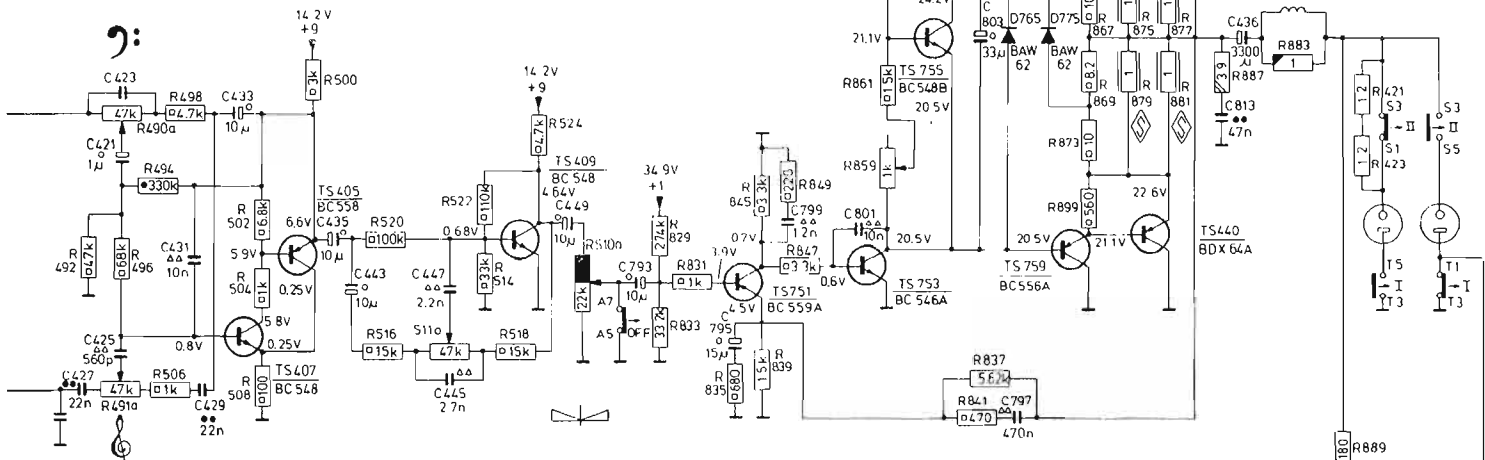
l'appareil, il évite l'émission vers l'amplificateur de puissance des tensions transitoires qui pourraient provoquer de larges déplacements de la membrane des haut-parleurs de grave. L'amplificateur de puissance est symétrique, les transistors complémentaires de sortie sont montés en Darlington et leur sortie se fait sur l'émetteur. La protection électronique est assurée par les diodes D776, 766, 775 et 765. La liaison aux haut-parleurs est assurée par des condensateurs de 3 300 μ F, valeur élevée nécessaire pour une bonne transmission des basses, d'autant plus que la contre-réaction de l'amplificateur est prise en amont du condensateur. Le fonctionnement ambiophonique des enceintes est prévu, dans ce cas, les résistances R425 et 419 et les contacts T1/T3 et T2/T4 ouverts permettent de relier les enceintes arrière en série. La sortie de casque n'est pas commutable, les écouteurs peuvent être branchés en permanence, la mise hors-service des enceintes est manuelle et ne correspond pas à l'insertion de la fiche du casque dans la prise. L'alimenta-

tion est pourvue d'un redressement utilisant quatre ponts redresseurs montés en parallèle. Les alimentations des amplificateurs de puissance sont les seules à être pourvues d'un fusible de protection.

UTILISATION

Contrairement à ce que l'on aurait pu penser, la multiplicité des commutateurs ne nuit pas à la recherche des fonctions. La partie gauche est réservée aux fonctions audio, branchement des enceintes, raccordement du micro, sélection de l'entrée, toute la partie de droite sert à la partie radio. Les curseurs des potentiomètres sont larges, ils sont pourvus d'une fenêtre où apparaît le point de réglage, d'une façon assez parlante. Le bouton d'accord moleté profondément se prend bien en main, on reprochera l'absence de volant gyroskopique dont le confort est indiscutable. La sélection électronique des stations est bien agréable et sera appréciée dans un lieu où il y aura plus de cinq stations à recevoir, les touches pré-ré-





glées étant sur ce point d'un accès plus rapide. Ce dispositif assez simple ne grève pas trop le prix de vente de l'appareil et s'il n'est pas indispensable est d'un attrait certain.

MESURES

La puissance de sortie de cet ampli-tuner est de 2 x 18 W sur 8 Ω , les deux canaux chargés à la fois. Sur une charge de 4 Ω , la puissance passe à 2 x 27,5 W, chiffre proche de la valeur annoncée par le constructeur. Nous avons limité nos mesures à l'apparition de l'écrêtage, le constructeur annonce une puissance de sortie pour une distorsion de 1 %, ce qui lui permet de donner une puissance supérieure à la nôtre. Un seul canal en service, la puissance ne bouge pas, la limitation de puissance n'étant pas imputable à une chute de l'alimentation mais au système de protection de l'amplificateur.

Le taux de distorsion harmonique est très bon, à la puissance maximale de sortie, nous avons en effet mesuré 0,04 % à 1 000 Hz sur 8 Ω et aussi sur 4 Ω . A 30 Hz, sur 8 comme sur 4 Ω , la distorsion est de 0,06 %. A 10 000 Hz, elle passe à 0,12 % sur 8 Ω et 0,15 sur 4 Ω . A mi-puissance, la distorsion diminue légèrement sur 8 et 4 Ω à 1 000 Hz pour passer à 0,03 %, elle reste identique à celle mesurée à pleine puissance à 30 Hz tandis qu'à 10 000 Hz, la distorsion passe à 0,06 et 0,08 % sur 8 et 4 Ω .

Le taux d'intermodulation mesuré avec les fréquences 50 Hz et 6 000 Hz dans un rapport 4/1 est de l'ordre de 0,3 % sur 4 Ω à pleine puissance et de 0,15 % à mi-puissance. Sur 8 Ω , on relève des valeurs semblables.

Le rapport signal/bruit de l'entrée phono est de 73 dB pour une sensibilité ramenée à 5 mV, sur l'entrée auxiliaire, il est de 68 dB. Cette différence

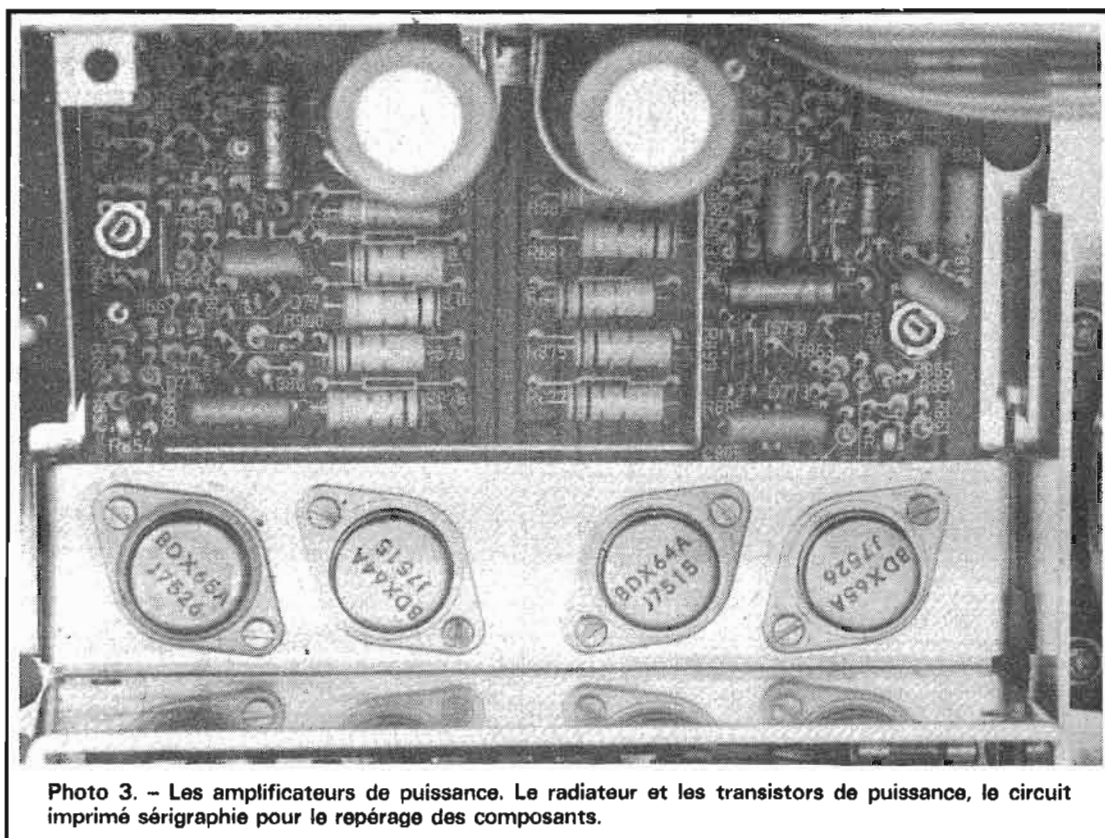


Photo 3. - Les amplificateurs de puissance. Le radiateur et les transistors de puissance, le circuit imprimé sérigraphié pour le repérage des composants.

tient au fait que la sensibilité de l'entrée phono est de 2 mV et que nous avons modifié la position du potentiomètre de volume pour faire cette mesure. Pour celle sur entrée auxiliaire, le potentiomètre était poussé à fond. Les deux chiffres sont excellents pour le premier, et bons pour le second. La bande passante va de 20 Hz à 36 kHz.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2 mV, la saturation se fait à 72 mV.

FABRICATION

Le constructeur a fait appel à une construction modulaire. Nous avons ainsi un module pour la tête HF, enfermé dans un boîtier de tôle épaisse, un module amplificateur FI, un module filtre de bande, un module décodeur stéréo, un module stabilisation, un module silencieux, un module recherche automatique des stations et un module réception MA. Les liaisons sont assurées par le circuit imprimé de base, les modules

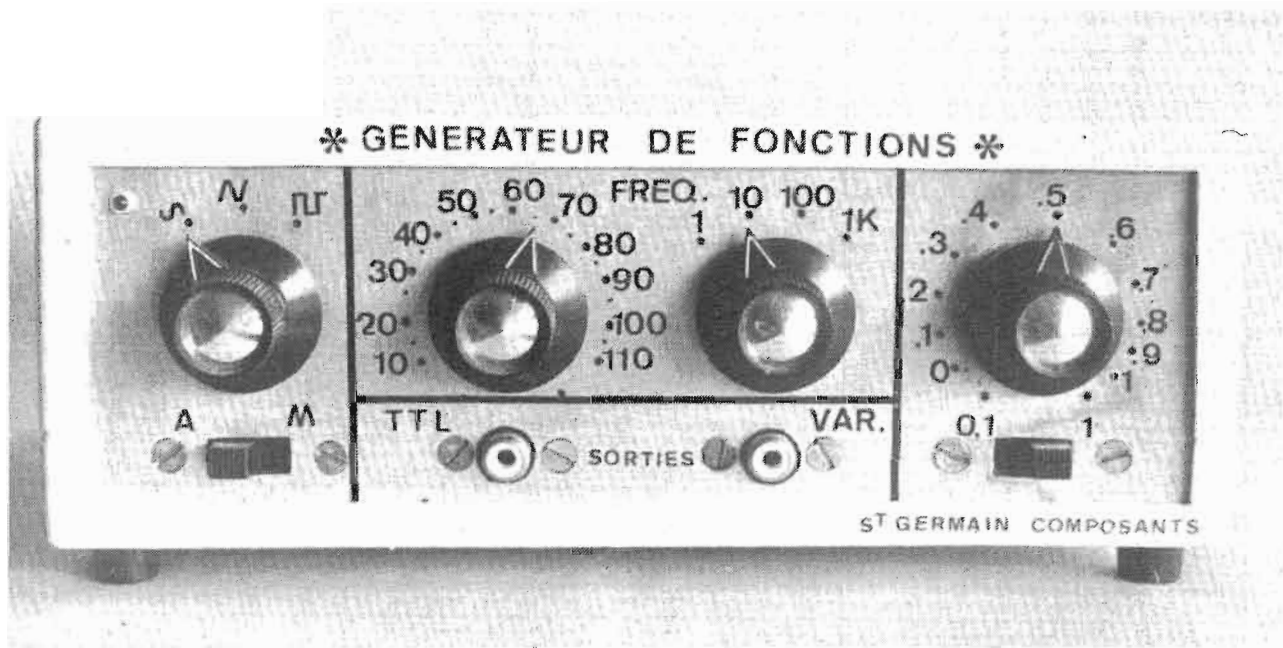
sont maintenus en place par un support moulé. Une partie des composants, comme les résistances de certains modules sont montés sur une plaque leur servant de support individuel. Ce support assure un parallélisme parfait entre les composants et améliore considérablement l'aspect de ces modules. Ces supports sont sans doute utilisés pour l'insertion automatique des composants. Les circuits imprimés de base sont sérigraphiés, ils portent les repères des composants et, en grisé le câblage imprimé. Des raidisseurs de tôle donnent de la rigidité aux circuits fabriqués en XXXP. Le transformateur d'alimentation, à circuit magnétique en double C est directement fixé sur le châssis de l'appareil.

CONCLUSIONS

Le 752 de Philips montre que les Européens sont toujours en avance, technologiquement parlant, sur l'industrie japonaise, même si les pro-

duits ne bénéficient pas auprès d'un certain public amoureux des façades anodisées et des boutons brillants d'une même image de marque. Les performances de cet appareil sont au moins aussi bonnes que celles des appareils concurrents, avec ici la certitude du suivi du service après vente. Les distributeurs de la firme sont répartis dans toute la France, et la plupart sont capables de dépanner le matériel. C'est un point qu'il ne faut pas négliger lors de l'achat du matériel. Sur le plan esthétique, vous avez le droit d'en préférer un autre. Le 752 est un appareil fonctionnel, facile à utiliser et aux performances d'un haut niveau. La recherche automatique des stations est attrayante et les touches pré-réglées très efficaces. La CAF couvre une plage suffisamment large pour qu'un faux mouvement (de 1 cm de déplacement de l'aiguille du cadran) ne modifie pas l'accord. Un appareil intéressant et d'une puissance confortable, un peu encombrant peut-être.

16 – CONSTRUCTION D'UN GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS



Présentation générale de l'appareil

(Suite voir N° 1544)

FAISANT suite à l'article précédent consacré à une première description, relativement simple, du générateur de fonctions utilisant un circuit intégré, et compte tenu du grand intérêt présenté par cet appareil, nous présentons aux lecteurs une nouvelle version comportant quelques aménagements qui n'augmenteront pas le coût de façon importante, mais permettront d'obtenir des performances sensiblement améliorées, notamment du point de vue de l'amplitude de sortie.

Nous avons d'ailleurs précédemment envisagé l'introduction de quelques améliorations, mais il nous a semblé

que la description en restait un peu vague quant à leur intégration dans l'appareil. C'est la raison pour laquelle nous avons envisagé de reprendre la définition du circuit imprimé et d'apporter quelques modifications de câblage.

Pour ne pas trop perturber les lecteurs qui auraient approvisionné quelques composants, précisons que cette version ne remet pas en cause les composants déjà choisis : elle ne prévoit que quelques compléments à ceux-ci. Par ailleurs, la gravure de la face avant et le perçage du fond du coffret restent rigoureusement identiques.

VERSION AMÉLIORÉE SYNOPTIQUE GÉNÉRAL

On trouvera sur la figure 1 la présentation fonctionnelle des circuits de l'appareil.

Nous avons suffisamment insisté, dans le précédent article, sur les performances du circuit intégré XR2206 CP qui est l'âme de ce montage, pour ne pas avoir à y revenir. Rappelons simplement que ce circuit est un oscillateur fournissant des signaux triangulaires ou sinusoïdaux et rectangulaires avec une fréquence de

réurrence réglable au moyen d'un condensateur et d'une tension continue entre 10 Hz et 100 kHz (dans notre exemple). Le réglage original que nous avons adopté présentait, en outre, l'avantage d'être quasiment linéaire.

La sortie rectangulaire peut être utilisée pour générer une synchronisation ou, après une mise en compatibilité, constituer une source de signaux TTL à très faible temps de montée. Ces signaux sont disponibles en permanence.

Le commutateur de sortie sinus/triangle/rectangle permet de choisir le mode de fonctionnement du signal envoyé dans une chaîne

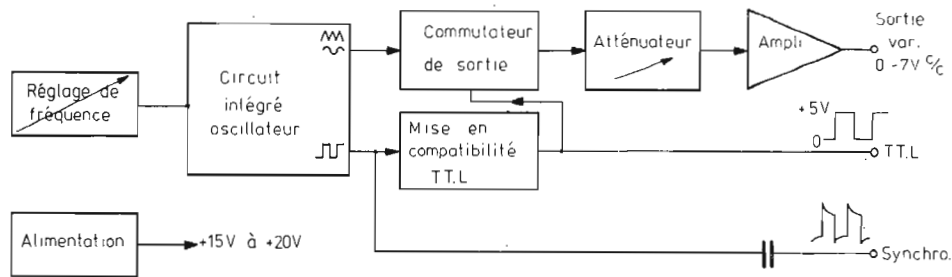


Fig. 1. - Synoptique du générateur de fonctions.

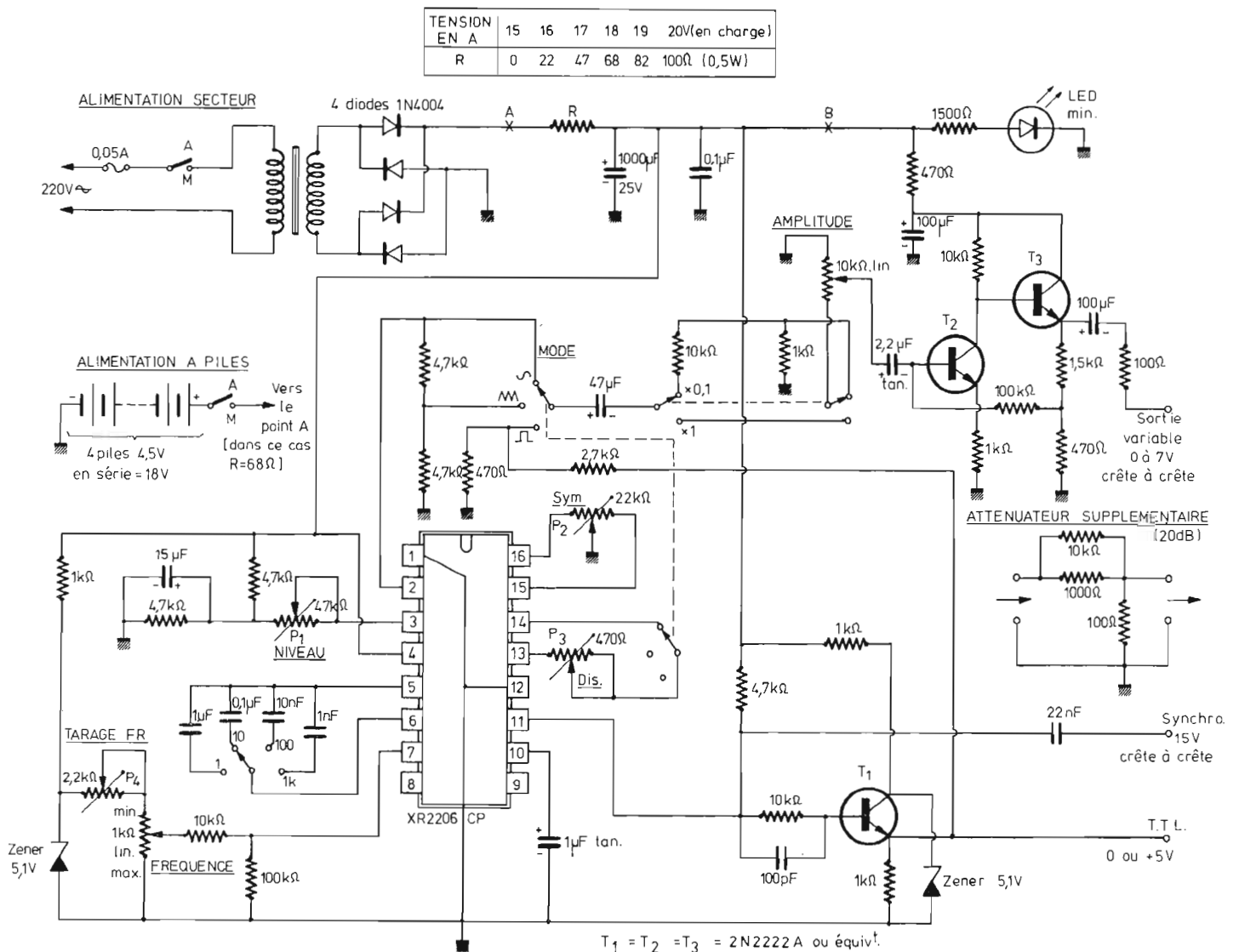


Fig. 2. - Schéma complet du générateur de fonctions (version améliorée).

d'amplification à niveau de sortie réglable.

Les amplitudes obtenues sont les suivantes :

- Synchro : créneaux de 15 V environ (crête à crête) isolés en continu,
- TTL : créneaux rectangulaires 0 ou +5 V (niveau 1),
- Sortie variable : sinus/triangle/rectangle 0 à 7 V c. à c.

LE SCHÉMA MODIFIÉ

La figure 2 représente le schéma complet de l'appareil. Nous n'attirerons l'attention du lecteur que sur les points qui diffèrent de l'ancien schéma. Les parties non citées ont été décrites dans le précédent numéro.

Les principales améliorations résident dans l'égalisation des tensions crête à crête des signaux de la sortie variable, quel que soit le mode de fonctionnement et, surtout, l'augmentation de la valeur du niveau maximal sur cette sortie, ce qui rend l'utilisation de ce générateur beaucoup plus souple.

Nous avons déjà observé

que la tension disponible sur la borne 2 du C.I. (sinus/triangle) était à impédance moyenne et que, pour obtenir une tension d'amplitude suffisante en sortie sinus, il était nécessaire de disposer d'une tension d'alimentation d'au moins 18 V. Encore que, dans ce cas, la tension efficace de sortie ne pouvait excéder 1 V.

La disposition d'un atté-

nuateur directement sur la sortie avait le double inconvénient de réagir sur la source en position de tension maximale, ce qui pouvait entraîner l'écrêtage de la tension triangulaire et de faire varier l'impédance de sortie.

C'est la raison qui nous avait poussé à préconiser la disposition d'un amplificateur de +10 dB entre l'atténuateur et la sortie. Si l'on résolvait ainsi le problème du niveau, on apportait, tout de même, une complication relative du montage (2 circuits imprimés) et la variation d'impédance de sortie subsistait.

Le commutateur de mode fonctionne suivant le même principe que précédemment. On lui a cependant adjoint des résistances destinées à égaliser les niveaux. En position sinus il n'existe aucun affaiblissement. Ce signal est obtenu « par synthèse » depuis une tension triangulaire dont l'amplitude crête à crête est 2,35 fois supérieure. Tenant compte de ce rapport, on dispose un pont diviseur de deux résistances de 4 700 Ω en position triangle (la résistance en pied « voit » celle de l'atténuateur qui suit, de sorte que l'affaiblissement est voisin de 2,3).

La tension rectangulaire de 5 V crête est, de la même façon, amenée par un diviseur 2 700/470 Ω à une tension crête à crête voisine de celle du sinus.

Les valeurs mesurées sont les suivantes :

— **référence** (tension sinus) : 280 mV eff. soit 790 mV crête à crête.

— tension triangle avant affaiblissement : 1,85 V crête à crête.

— tension triangle après affaiblissement : 800 mV crête à crête.

— tension rectangle avant affaiblissement : 5 V crête à crête.

— tension rectangle après affaiblissement : 750 mV crête à crête.

Le condensateur de 47 μ F sert à isoler la tension conti-

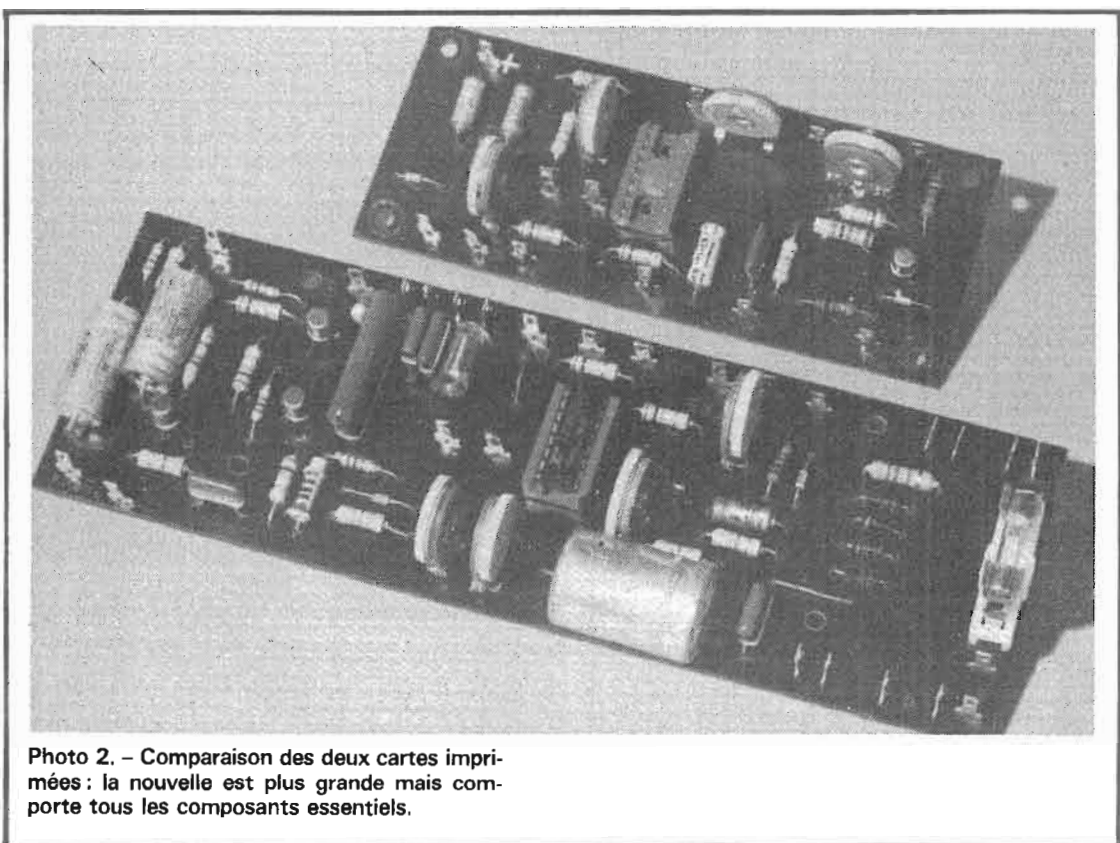


Photo 2. — Comparaison des deux cartes imprimées : la nouvelle est plus grande mais comporte tous les composants essentiels.

nue vers l'atténuateur. Ce dernier a deux positions x 0,1 et x 1. Ses caractéristiques sont un peu différentes de celles du précédent puisque le potentiomètre de variation continue de niveau a une valeur de 10 k Ω (au lieu de 1 k Ω précédemment). Le curseur de ce potentiomètre est envoyé, à travers un condensateur d'isolement vers l'amplificateur de sortie à deux étages.

L'amplificateur a déjà été décrit. Il tire ses avantages d'une contre-réaction multiple qui lui confère une bonne stabilité, une faible distorsion et une bande passante très large.

La sortie s'opère sur l'émetteur de T₃. Le condensateur de 100 μ F arrête le continu. La résistance de 100 Ω est prévue pour qu'en cas de court-circuit accidentel en sortie il n'y ait aucun dommage sur l'amplificateur. De la sorte, l'impédance pratique d'utilisation reste constante et voisine de 200 Ω .

Le fait d'avoir disposé l'atténuateur devant l'amplificateur diminue le niveau d'entrée et, donc, conserve à la distorsion harmonique, en

mode sinus, une faible valeur, ce qui sera apprécié des puristes.

Le niveau maximal de sortie variable est de 2,5 V eff. en sinusoïdal, soit +10 dB (référence 0 dB = 0,79 V). Le gain de l'amplificateur est donc de 9 en tension (soit environ 19 dB). Naturellement, comme dans le cas précédent, la tension de sortie, une fois réglée à la valeur convenable, ne varie pratiquement pas dans toute la gamme (moins de 0,5 dB).

L'alimentation peut se faire de deux façons.

Avec quatre piles de 4,5 V on obtient environ 18 V. Cette tension est appliquée à l'entrée d'un filtre (point A) composé d'une résistance de 68 Ω et d'un condensateur de 1 000 μ F, doublé, pour les fréquences élevées et les transitoires brusques, d'un 0,1 μ F. A partir de ce point, sont réparties les différentes voies d'alimentation : soit directement vers le circuit intégré, soit avec un filtrage, vers l'amplificateur de sortie, soit, par régulation zener 5 V, vers le conformateur TTL ou le réglage de fréquence.

En utilisant un transformateur de 220 V/12 à 16 V et 4 diodes 1N4004, on obtiendra une alimentation secteur qui sera branchée en A. La valeur de la résistance R série sera choisie en fonction de la valeur en A pour obtenir +15 V en B (voir tableau). Dans ce cas, le condensateur de 1 000 μ F associé à la résistance R sert au filtrage de la tension résiduelle de redressement.

LA CARTE IMPRIMÉE

Le circuit a été complètement redessiné pour recevoir le maximum de composants. Ses dimensions ont été augmentées à 180 x 60 mm, mais les points de fixation sont les mêmes que sur l'ancien circuit.

La configuration de la carte imprimée de la figure 3 correspond à la version à alimentation secteur qui est la plus complexe du point de vue de l'implantation des compo-

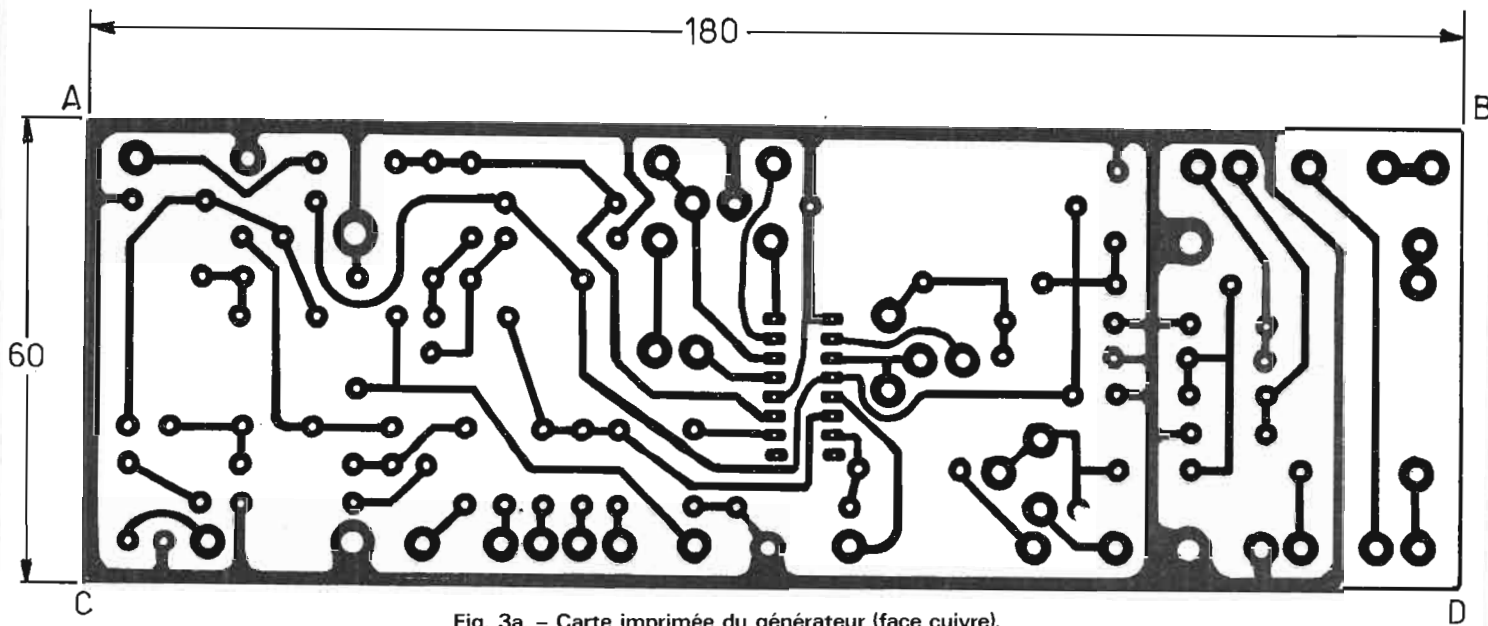


Fig. 3a. - Carte imprimée du générateur (face cuivre).

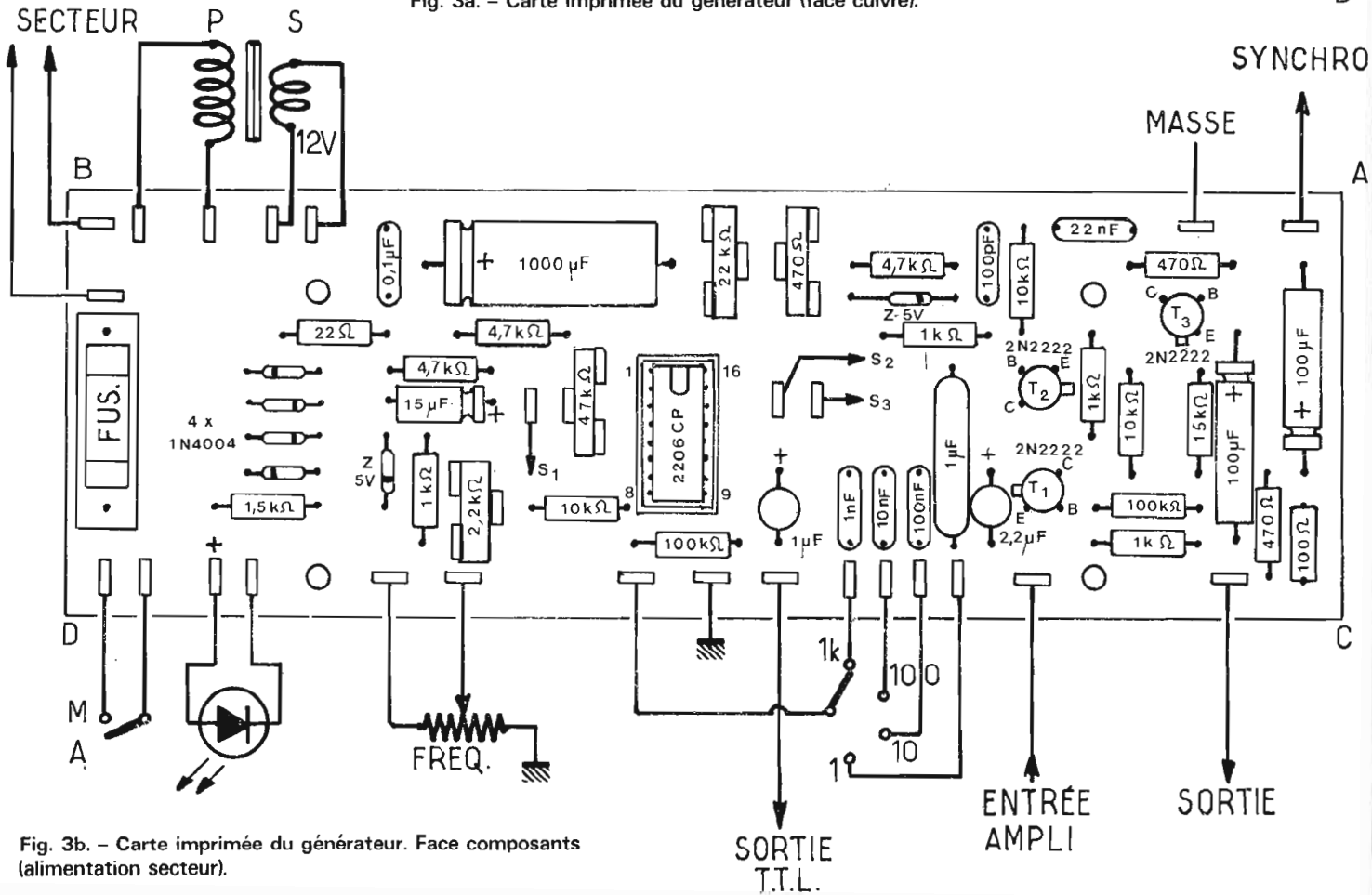


Fig. 3b. - Carte imprimée du générateur. Face composants (alimentation secteur).

nts. La face cuivre est cependant la même pour les deux versions d'alimentation.

Le cordon secteur, le transformateur d'alimentation (primaire et secondaire) et le commutateur AM sont branchés directement sur le circuit ce qui facilite le câblage.

Le circuit reçoit également

un support pour fusible tubulaire, les quatre diodes de redressement, la résistance R, le condensateur de filtrage et la résistance série du voyant LED.

Les composants associés à l'oscillateur ont été regroupés autour du circuit intégré. On notera la présence des quatre

condensateurs de définition des gammes sur la carte, ce qui libère le commutateur et rend son câblage plus aisé.

L'amplificateur de sortie est totalement incorporé sur la carte.

La masse est ramenée en un point unique de connexion. Les bornes du circuit

imprimé, enfin, ont été redistribuées de façon à rendre les connexions plus courtes.

On trouvera sur la figure 4 la disposition des composants valables dans le cas d'une alimentation à piles. Les modifications à apporter sont suffisamment visibles pour qu'il soit besoin d'insister.

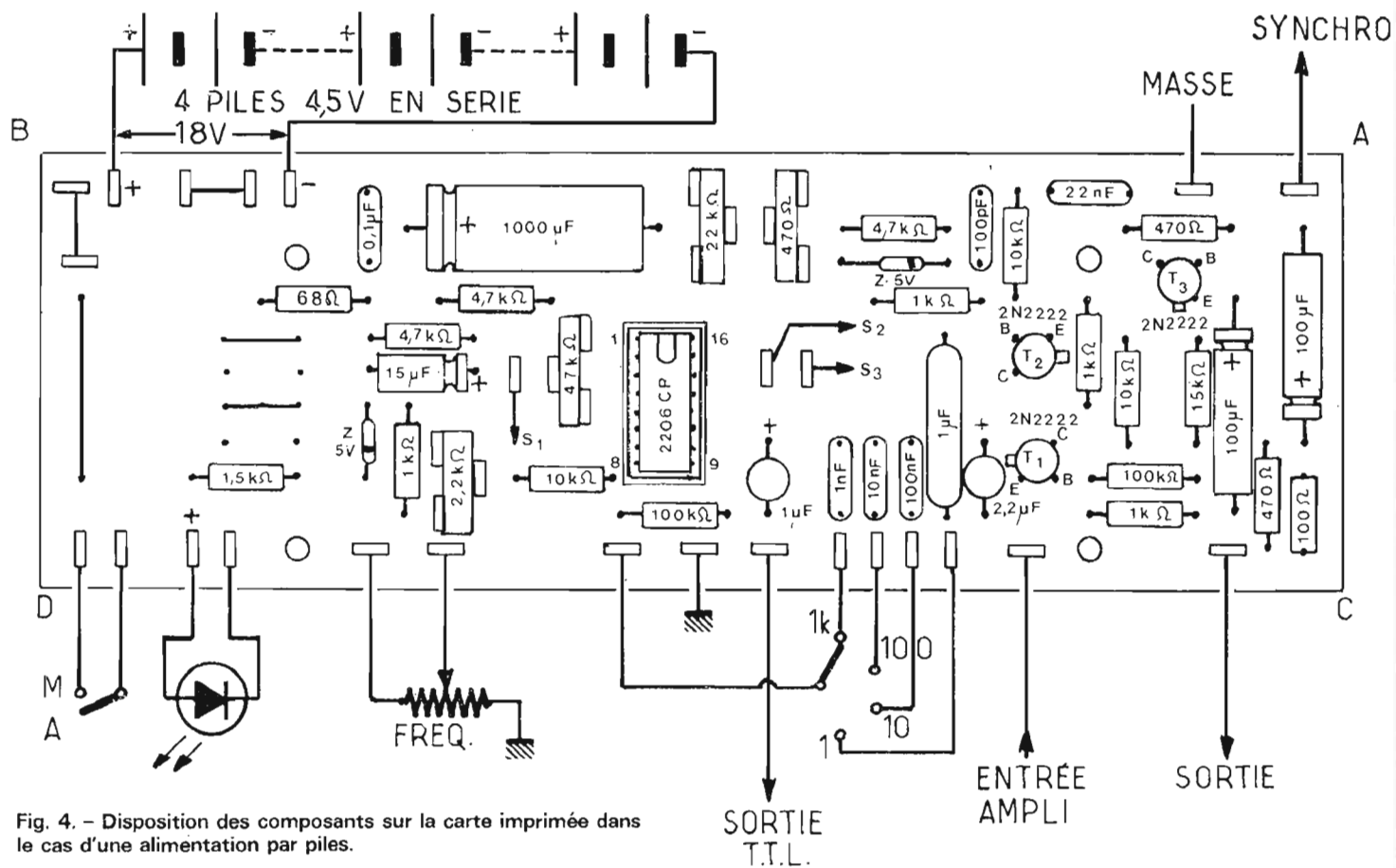


Fig. 4. - Disposition des composants sur la carte imprimée dans le cas d'une alimentation par piles.

Nomenclature des composants du générateur de fonctions en version améliorée (avec alimentation secteur).

1	Coffret Vero 75/1511D	1	22 Ω 0,25 W 0,5 %
1	Circuit imprimé 180 x 60	1	100 Ω 0,25 W
1	Transfo d'alimentation 220 V/12 V	3	470 Ω 0,25 W
2	Inverseurs doubles à glissière	5	1000 Ω 0,25 W
1	Contacteur 2 circuits 3 positions	2	1500 Ω 0,25 W
1	Contacteur 1 circuit 4 positions	1	2700 Ω 0,25 W
1	Potentiomètre linéaire 1 000 Ω (bob.)	5	4700 Ω 0,25 W
1	Potentiomètre linéaire 10 kΩ graph.	4	10 kΩ 0,25 W
3	Embases Cinch	2	100 kΩ 0,25 W
12	Vis 3 x 10 TF	1	Résistance ajustable 470 Ω Ohmic
4	Vis 3 x 15 TF	1	Résistance ajustable 2,2 kΩ Ohmic
20	Ecrous de 3	1	Résistance ajustable 22 kΩ Ohmic
2	Rondelles éventail 3	1	Résistance ajustable 47 kΩ Ohmic
4	Entretoises 5 x 5	1	Condensateur céramique 100 pF
1	Support de fusible tubulaire (pour CI)	1	Condensateur polyester 1 nF *
1	Fusible tubulaire miniature 0,1 A	1	Condensateurs polyester 10 nF *
4	Boutons à index	1	Condensateurs polyester 100 nF *
50 cm	Fil nu étamé 0,8	1	Condensateur polyester 1 µF *
1 m	Fil de câblage souple isolé	1	Condensateur polyester 22 nF
1	Cordon secteur avec prise	1	Condensateurs polyester 100 nF
26	Cosses à souder pour circuit imprimé	1	Chimique 25 V 1000 µF
1	Passe fil caoutchouc	2	Chimique 25 V 100 µF
1	Support de circuit intégré DIL 16 broches	1	Chimique 25 V 47 µF
1	Circuit intégré XR2206 CP Tekelec	1	Chimique 25 V 16 µF
4	diodes 1N4004	1	Chimique tantale 1 µF
2	Diodes zener 5,1 V	1	Chimique tantale 2,2 µF
1	Diode LED miniature		
3	2N2222A ou équivalent		

* : triés

CÂBLAGE GÉNÉRAL

Ainsi que nous l'avons indiqué, il se réduit au câblage simplifié du panneau avant (voir fig. 5).

On notera les points suivants :

— Les diviseurs de tension ainsi que le condensateur de liaison vers l'atténuateur de sortie sont câblés directement sur le commutateur de mode. Cette disposition est, en fin de compte, plus simple que celle qui aurait consisté à rassembler les composants sur la carte.

— Le câblage du commutateur de mode tient compte du fait qu'un certain nombre de cosses inutilisées peuvent servir de relais de câblage. Ceci est particulièrement facile sur le modèle de 2 x 6 positions ramené à 2 x 3 positions.

— Le commutateur de gammes est d'un type différent : ceci n'est que le fait du hasard de la récupération, rien ne s'oppose donc à ce qu'il soit

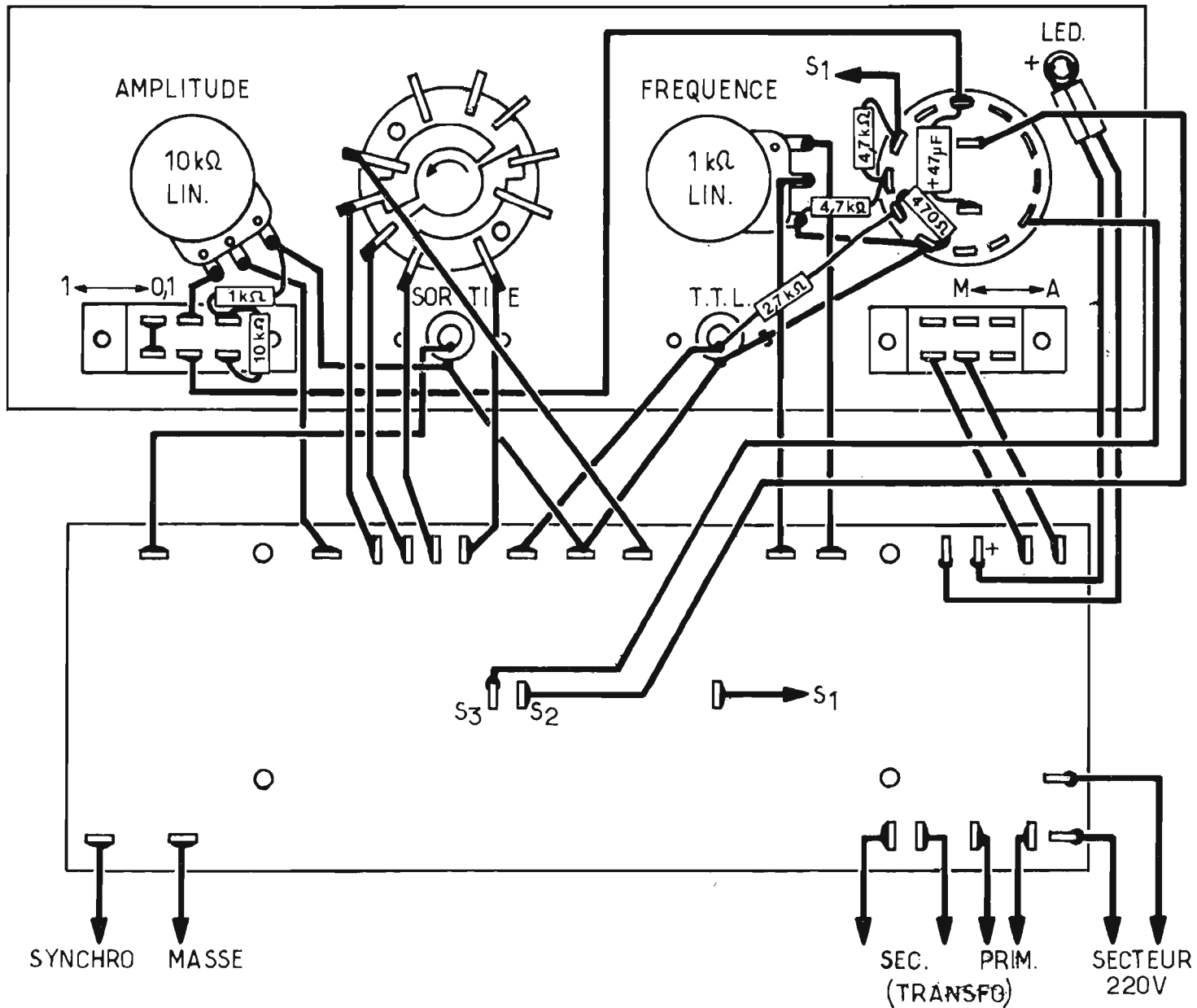


Fig. 5. - Le câblage du générateur.

du même modèle que celui de mode.

— Le potentiomètre de niveau est de 10 kΩ linéaire, au carbone. Celui de commande de fréquence (1 000 Ω linéaire) sera, de préférence, bobiné ou à piste moulée. Mais un bon modèle de technologie courante pourra quand même convenir.

— La connexion reliant le commutateur de mode à l'atténuateur sera plaquée

contre le métal de la face avant et y sera assujettie au moyen de morceaux d'adhésif.

— Les connexions de liaison vers la diode LED seront disposées de façon à ne pas être coincées par l'une des colonnes moulées à l'intérieur du couvercle du coffret. Il est bon de faire une présentation préalable pour s'en assurer.

— On veillera à bien respecter la polarité de branchement

de la diode LED. Ses connexions de sortie seront protégées du court-circuit par des manchons isolants.

MISE AU POINT

On se référera à l'article précédent pour ce qui concerne l'étalonnage en fréquence de l'appareil, ainsi que

le réglage de la symétrie et celui de la distorsion minimale.

Pour ce qui est du niveau, on procédera de la façon suivante :

La fréquence sera réglée au voisinage de 50 Hz. On se placera en mode sinusoïdal et au maximum de niveau.

Un voltmètre alternatif (multimètre) réglé sur une sensibilité de 3 à 5 V efficaces sera placé entre la sortie varia-

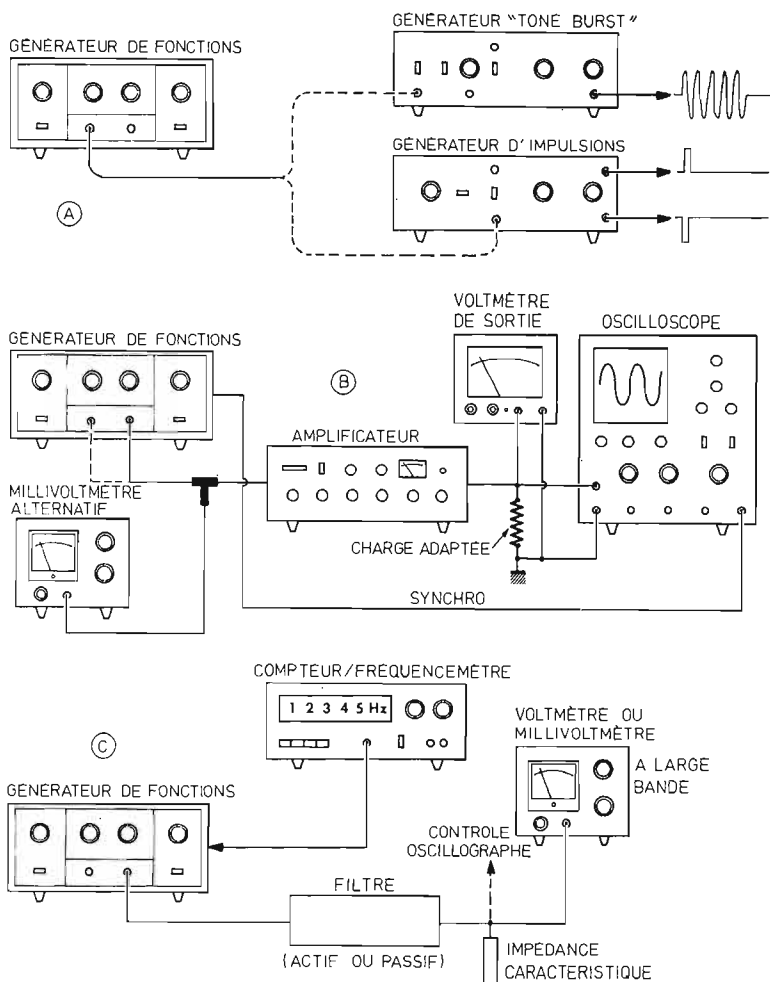


Fig. 6. - Quelques applications du générateur de fonctions.

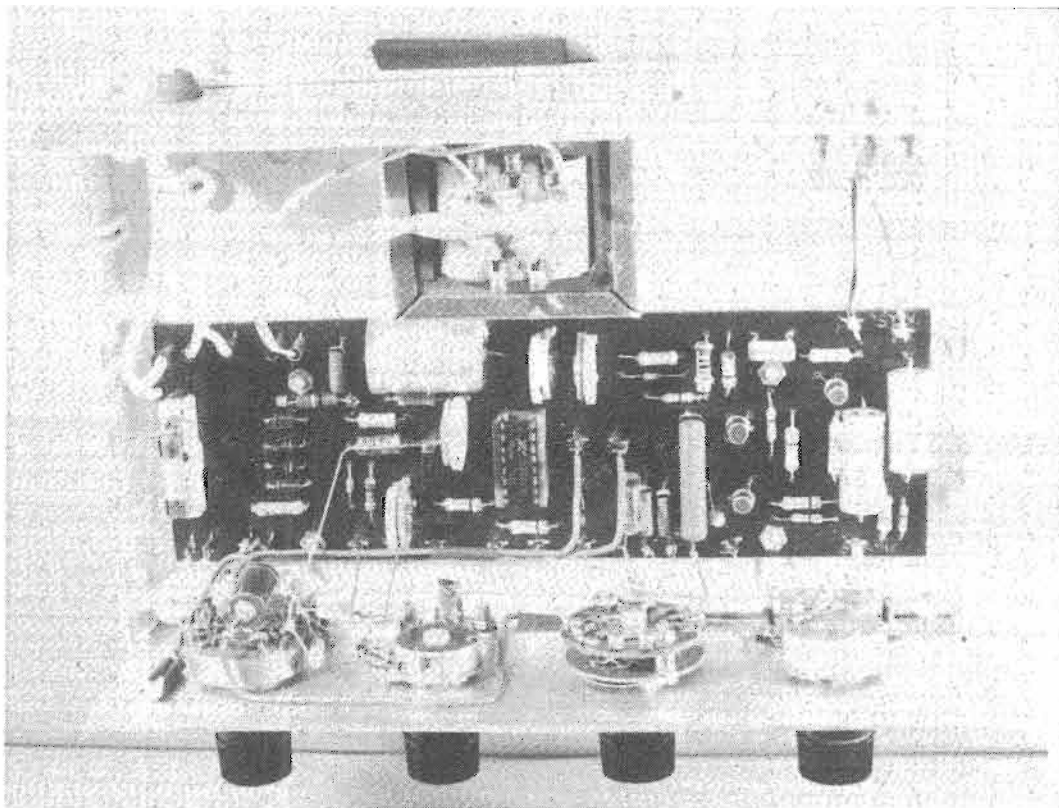


Photo 3. - Vue d'ensemble de l'appareil câblé.

ble et la masse. Le niveau sera alors ajusté au moyen de P_1 de façon à ce que la tension de sortie lue sur le voltmètre atteigne 2,5 V eff. (ou le niveau + 10 dB, si on a une échelle en décibels).

On vérifiera que l'atténuateur fixe de 20 dB remplit bien son office et que le potentiomètre d'amplitude agit bien de façon progressive.

L'étalonnage des graduations du potentiomètre de l'atténuateur pourra être réalisé en dB, ce qui permet, ainsi que nous l'avons déjà indiqué, de calculer rapidement le gain d'un montage. A ceux qui souhaiteraient réaliser cette opération nous indiquons les valeurs de tension correspondantes :

- + 10 dB : 2,45 V eff. (pleine échelle).
- + 9 dB : 2,2 V eff.
- + 8 dB : 1,95 V eff.
- + 7 dB : 1,75 V eff.
- + 6 dB : 1,54 V eff.
- + 5 dB : 1,4 V eff.
- + 4 dB : 1,23 V eff.
- + 3 dB : 1,1 V eff.
- + 2 dB : 980 mV eff.
- + 1 dB : 860 mV eff.
- 0 dB : 780 mV eff.
- 5 dB : 440 mV eff.
- 10 dB : 245 mV eff.

De la sorte, par l'utilisation de l'atténuateur fixe solidaire de l'appareil, et celle du potentiomètre, on pourra faire varier le niveau de + 10 dB à - 30 dB soit de 2,45 V à 24,5 mV eff.

Si l'on utilise un atténuateur fixe extérieur supplémentaire de 20 dB (voir fig. 2) on pourra baisser le niveau jusqu'à moins de 3 mV eff.

APPLICATIONS DU GÉNÉRATEUR

Nous l'avons déjà indiqué. Avec un tel générateur et un bon oscilloscope on peut faire du travail de mise au point très sérieux sur la plupart des montages exploitant des signaux dont la fréquence de récurrence ne dépasse pas

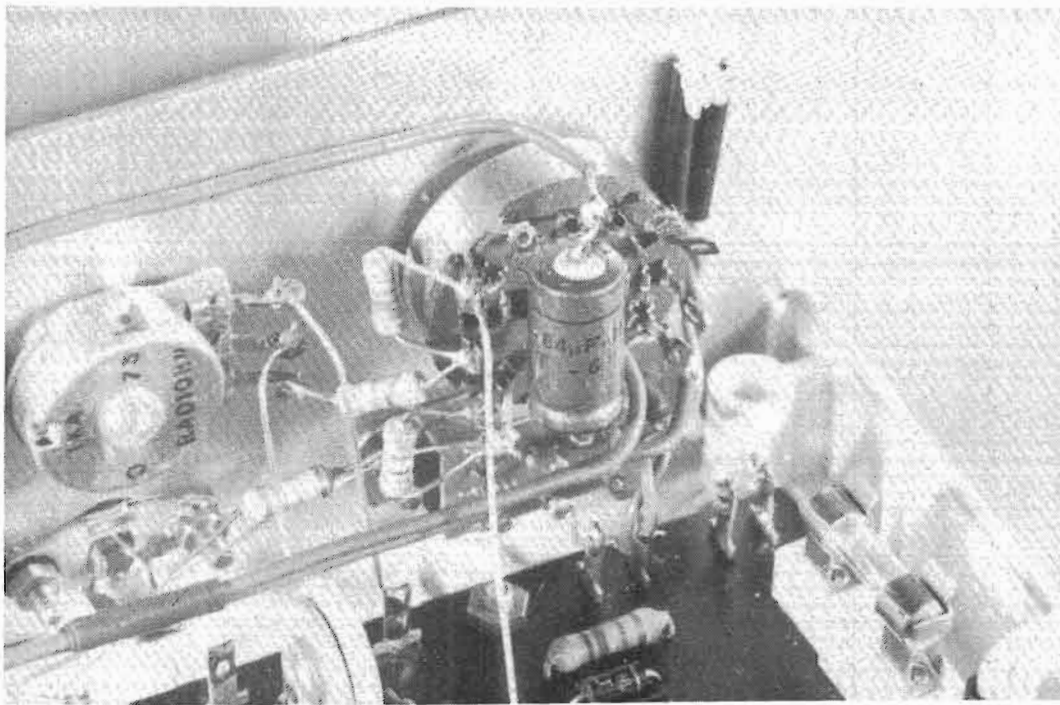


Photo 4. - Détail du câblage du commutateur de mode.

100 kHz. La figure 6 présente quelques applications typiques de ce générateur.

— En A) on utilise le générateur de fonctions pour piloter un autre générateur : soit le générateur « Tone Burst » décrit dans le H.P. n° 1511 (page 119 et la suite), soit le générateur d'impulsions du n° 1513 (page 91 et la suite). Dans l'un et l'autre cas, le

générateur de fonctions, utilisé en sortie TTL, fixe la valeur de la fréquence de répétition.

— En B) est présentée une utilisation plus classique qui est celle d'un banc de mesure d'un amplificateur audio-fréquence. Le générateur (mode sinus) est contrôlé en amplitude par un milli-voltmètre alternatif (H.P. n° 1490, pages

181 à 183). La tension de sortie peut être mesurée, aux bornes d'une charge appropriée par un milli-voltmètre identique (position 10 ou 50 V eff.) ou par un multimètre. Si l'on utilise les signaux triangulaires ou rectangulaires, l'emploi d'un oscilloscope est indispensable. A ce sujet, on notera que pour obtenir des signaux rectangulaires impec-

cables à basse fréquence il est préférable d'utiliser la sortie TTL.

— En C) le générateur est utilisé pour le relevé de la caractéristique de réponse en amplitude d'un filtre actif ou passif. On pilotera la fréquence au moyen d'un compteur digital tel que celui qui a été décrit dans le H.P. n° 1526 (p. 246), 1530 (p. 224) et 1535 (p. 274) ou n° 1539 (p. 179). La tension de sortie sera mesurée au milli-voltmètre à large bande (déjà cité). Il est indispensable que le filtre soit fermé sur son impédance caractéristique. Le contrôle oscillographique est souhaitable.

On peut aussi utiliser ce générateur pour l'alimentation d'un pont de mesure, la vérification de la bande passante d'un multimètre, la modulation AM ou FM d'un générateur haute fréquence, la vérification du rapport de transformation d'un transformateur, l'appréciation de la variation de caractéristique d'un composant en fonction de la fréquence, etc.

Pour compléter l'information du lecteur, nous indiquons sur la figure 7 l'allure des signaux obtenus, en régime triangulaire, à la sortie d'un montage amplificateur.

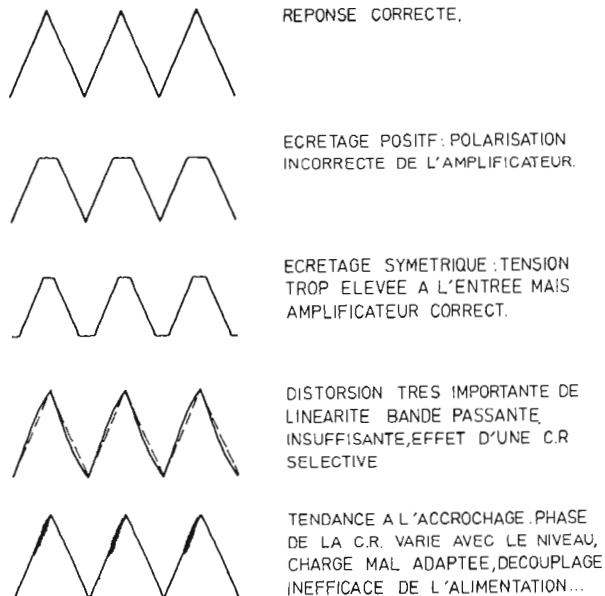
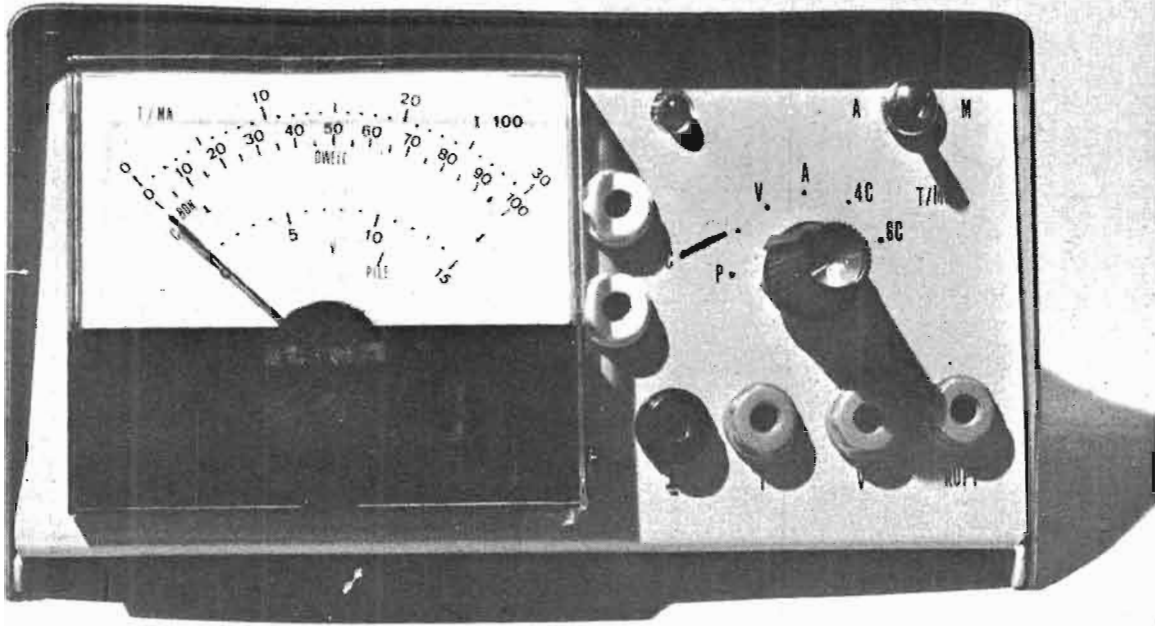


Fig. 7. - Comment interpréter les oscillogrammes.

J.C.

L'AUTOCONTRÔLEUR



(suite voir N° 1544)

IV - PRÉPARATION DU COFFRET

Pour loger l'autocontrôleur, nous avons choisi un coffret métallique de la marque.

Sa face avant légèrement inclinée rend les lectures faciles, et son gainage plastique le protège efficacement contre les rayures : c'est une qualité importante pour un appareil qui a davantage sa place dans le coffre d'une voiture que derrière une vitrine d'exposition.

On percera la face avant conformément aux cotes de la figure 15. Nous n'avons pas précisé les dimensions des

perçages destinés au galvanomètre, car elles dépendent de l'appareil choisi.

La face arrière (figure 16), ne reçoit que les quatre trous de 3 mm de diamètre, pour la fixation du circuit imprimé. Enfin, le fond des boîtiers recevra deux trous pour la fixation de la pile. Les photographies qui accompagnent cet article nous dispensent d'en donner les cotes.

V - LE MONTAGE DE L'AUTOCONTRÔLEUR

On commencera par porter toutes les indications utiles sur la face avant, en utilisant

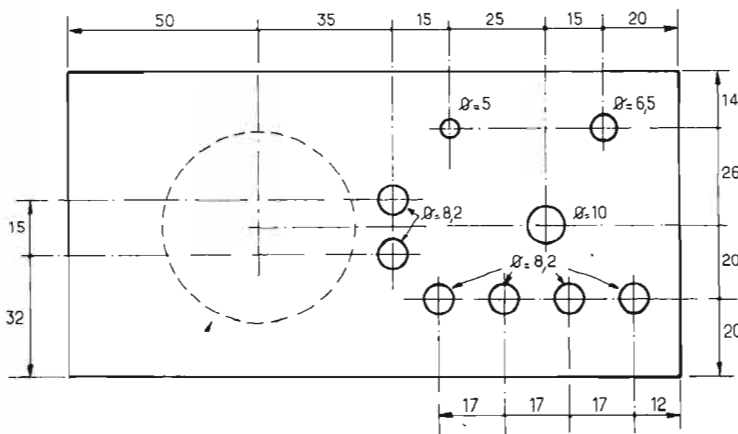
par exemple des lettres à transfert, qu'il est indispensable de protéger par une couche de vernis transparent. Ensuite, on montera toutes les bornes, l'interrupteur de mise en marche, et la diode LED qui est immobilisée par collage à l'Araldite. La photographie de la figure 17 illustre ce stade du travail.

Graduation du galvanomètre

Il est évident qu'on ne trouvera pas dans le commerce, un galvanomètre gradué pour les échelles nécessaires à l'autocontrôleur. Il faudra donc partir d'un galvanomètre

de 1 mA ayant une échelle quelconque, et refaire cette dernière.

Le dessin direct n'étant pas d'une application très facile, nous pensons que la méthode la plus simple est un procédé photographique. Nous avons donc dessiné toutes les graduations, à une échelle arbitraire (figure 18). Il suffira au réalisateur de l'appareil, de photographier cette figure, puis d'en effectuer un tirage sur papier. Pour obtenir un résultat convenable, il est indispensable de travailler sur papier extra-dur, afin que les indications ressortent en noir



Ø EN FONCTION DU GALVA

Fig. 15

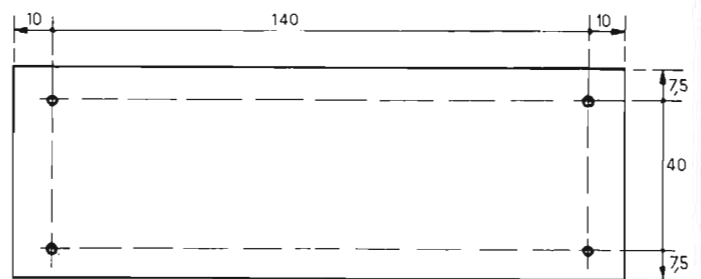


Fig. 16

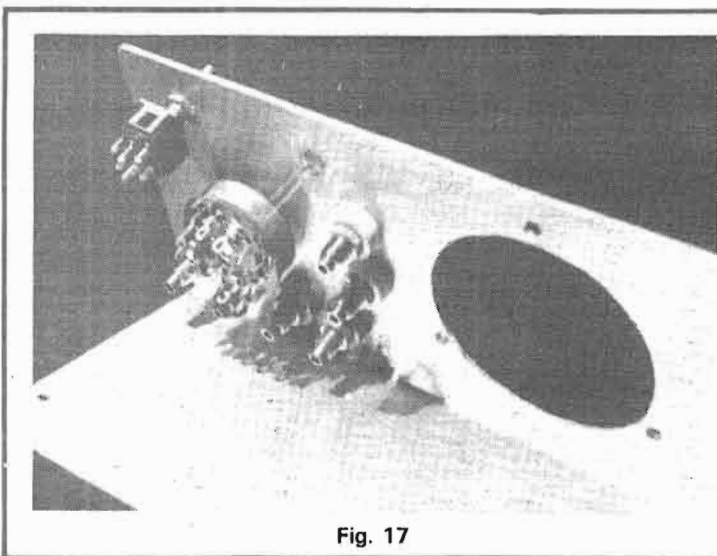


Fig. 17

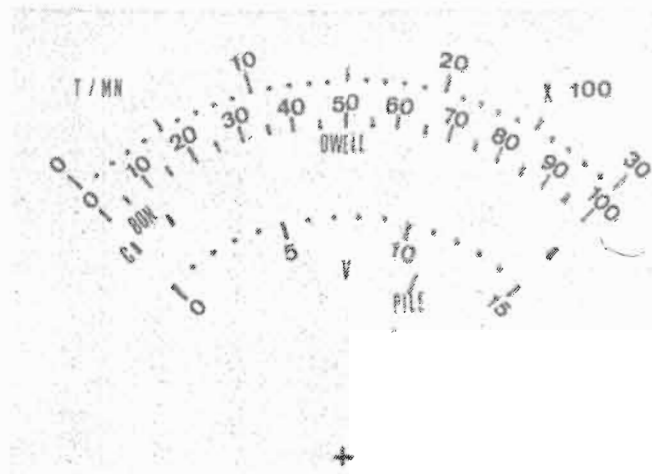


Fig. 18

profond, tout en laissant le fond parfaitement blanc. Ce papier sera glacé, les moindres aspérités risquant de freiner ou même de bloquer l'aiguille.

Lors du tirage, on choisira évidemment, pour l'épreuve finale, des dimensions convenant au type de galvanomètre dont on dispose. Comme tous les modèles « standard » ont une déviation maximale de 90°, n'importe quel rapport de réduction est adoptable. Les photographies des figures 19 et 20 illustrent ce travail.

Montage mécanique

On installera d'abord, sur la face avant, les différentes bornes, l'interrupteur de mise en marche, le commutateur K, le galvanomètre et la diode électroluminescente. Cette dernière est maintenue en place par une goutte d'Araldite.

Le circuit imprimé étant équipé de tous ses fils, on raccordera ces derniers aux composants de la face avant. En fixant ceux du galvanomètre, il faudra penser à mettre en place le condensateur d'intégration C₅. Enfin, on installera la pile, dont les fils de sortie peuvent être tout simplement soudés sur les lamelles (attention à la polarité, la petite lame correspond au pôle positif).

VI - LES OPÉRATIONS D'ÉTALONNAGE

L'étalonnage et la mise au point, comportent la succession suivante d'opérations :

- Réglage de la tension de sortie de l'alimentation stabilisée.
- Réglage de la sensibilité du voltmètre.
- Étalonnage du mesureur d'angle de came.
- Étalonnage des deux échelles du compte-tour.

1) Tension de sortie de l'alimentation :

On branchera, entre la masse et le collecteur de T₈, un voltmètre continu commuté sur une sensibilité de 5 volts. La résistance ajustable AJ₅ permet alors de régler la tension de sortie à 3,5 volts.

2) Sensibilité du voltmètre :

Il est souhaitable de disposer d'une source de tension délivrant près de 15 volts, pour effectuer l'étalonnage en fin d'échelle (la précision étant alors maximale). On pourra,

par exemple, utiliser trois piles de 4,5 volts branchées en série. Cette source étant connectée entre la masse et la borne « volts », et un contrôleur universel mesurant la tension, on placera le commutateur K sur la position 3 et on réglera la résistance AJ₁ pour obtenir la même indication sur le contrôleur universel et sur « l'autocontrôleur ».

3) Étalonnage du mesureur d'angle de came :

Le commutateur K est maintenant placé en position 4. Sur l'entrée A (angle de came) de l'autocontrôleur, on applique des signaux rectangulaires, d'amplitude au moins égale à 5 volts, et parfaitement symétriques, en provenance d'un générateur basse-fréquence. La fréquence de ces signaux sera

comprise entre 20 Hz et 50 Hz. On agira alors sur la résistance AJ₂ pour que l'aiguille du galvanomètre s'arrête sur la division 50 de l'échelle « Dwell ».

Si on ne dispose pas de générateur BF, on pourra effectuer l'étalonnage en utilisant le montage de la figure 21. Le transformateur doit délivrer, au secondaire, une tension de 20 à 25 volts efficaces ; avec une tension inférieure, il y aurait une erreur due au fait que le basculement du trigger ne s'effectue pas au passage par zéro. Là encore, il suffit d'ajuster AJ₂ pour amener l'aiguille sur la division 50.

4) Étalonnage des échelles « compte-tours »

La référence de fréquence sera fournie par le secteur : elle est donc de 50 Hz. A cette fréquence de 50 Hz, c'est-à-dire de 50 périodes par seconde, correspondent :

$$50 \times 60 = 3\,000$$

périodes par minute. Or on sait que, dans un moteur à quatre temps, chaque cylindre s'allume une fois tous les deux tours. Donc, 3 000 périodes par minute correspondent à un régime de 1 500 tours/minute pour un moteur à 4 cylindres, et 1 000 tours/minute pour un moteur à 6 cylindres.

Donc, à partir du même montage que celui de la figure 20, mais en plaçant successivement le commutateur

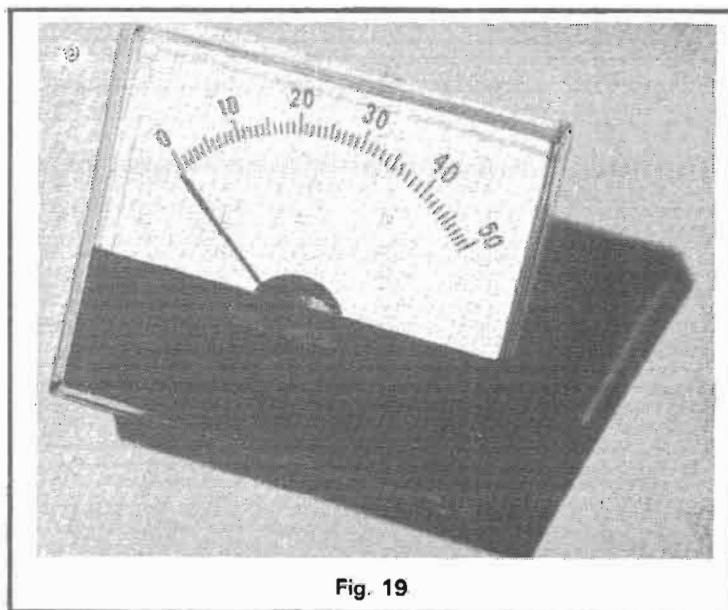


Fig. 19

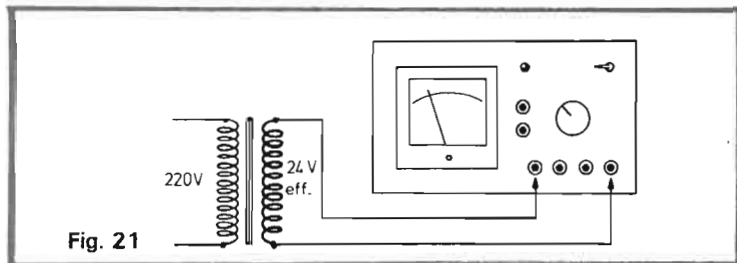
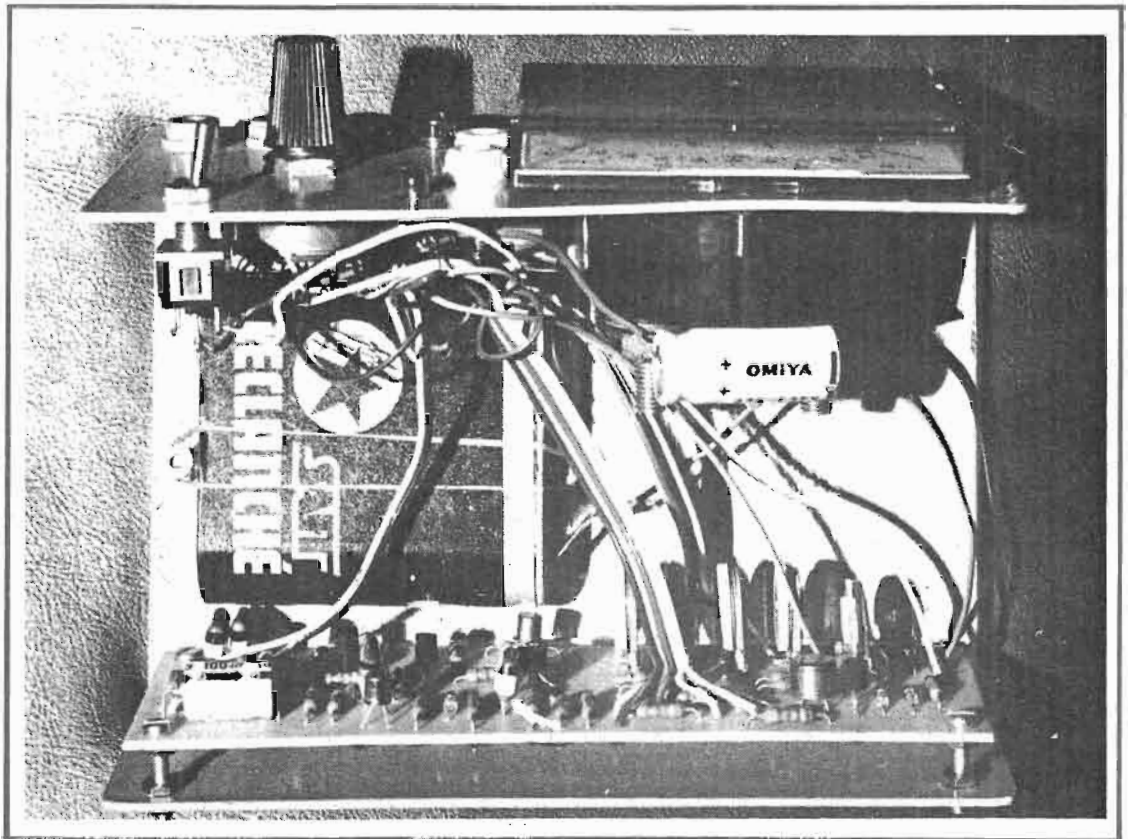
K dans les positions 5 et 6, on règle les résistances ajustables AJ_3 et AJ_4 pour que l'aiguille du galvanomètre s'arrête, sur l'échelle « T/MN », respectivement en face des graduations 1 500 puis 1 000.

L'autocontrôleur est maintenant complètement réglé, et il ne reste plus... qu'à l'utiliser !

VII - QUELQUES EXEMPLES PRATIQUES D'UTILISATION DE L'AUTO-CONTRÔLEUR

1) Réglage du régime de ralenti :

En supposant que les circuits d'allumage et de carburation du moteur soient en bon état, le réglage du ralenti s'effectue très simplement en vissant ou en dévissant la vis de butée de la commande d'accélération. Il faudra donc :



— Raccorder la borne de masse de l'autocontrôleur à la masse du véhicule.

— Raccorder la borne « Rupteur » à la sortie du rupteur (c'est-à-dire, par exemple, au pôle + du condensateur).

— Placer le commutateur K en position T/MN, 4 cyl. ou 6 cyl. suivant le type de moteur.

— Agir sur la butée d'accélération pour obtenir le régime désiré, que tous les constructeurs indiquent dans leurs notices.

2) Réglage de la richesse du mélange air-essence :

Pour une position donnée du papillon, au ralenti, le meilleur réglage de richesse est celui qui donne la vitesse de rotation maximale. On se ramène donc à une mesure de régime, mais cette fois on agit sur la vis de richesse du carburateur, et non sur la butée d'accélération.

3) Réglage de l'angle de came :

Le branchement sur la voiture est le même que précédemment, mais le commutateur K de l'autocontrôleur est placé en position A (angle de came). Si la valeur lue ne correspond pas à celle que précé-

nise le constructeur, il faudra enlever la tête du distributeur, et régler l'écartement des vis platinées. En se reportant à la figure 4, on voit qu'on augmente l'angle de came en rapprochant les vis platinées et qu'on le diminue en écartant les vis platinées.

4) Utilisation du circuit « test » :

Le rôle de ce circuit est suffisamment évident pour que nous n'insistions pas : il permet de contrôler l'état d'une ampoule (LED allumée si le filament est bon, éteinte s'il est coupé), et d'une façon

générale la continuité de tous les circuits électriques. Le commutateur K peut être placé dans n'importe quelle position. Les cordons de mesure sont branchés entre la borne de masse et la borne « T ».

5) Vérification de l'état d'un condensateur :

Les condensateurs utilisés dans les circuits d'allumage sont des modèles au papier. A l'état neuf, leur résistance de fuite doit être de plusieurs mégohms. La panne la plus courante réside dans un claquage du diélectrique : alors, la résistance peut descendre très bas, presque à zéro.

Le condensateur à essayer est donc branché entre les bornes « C » et le commutateur mis sur cette même fonction. Si le condensateur est bon, l'aiguille du galvanomètre ne doit pratiquement pas dévier. Les valeurs des résistances R_{21} et AJ_2 , figure 10, sont respectivement de 1,5 k Ω et 2,2 k Ω .

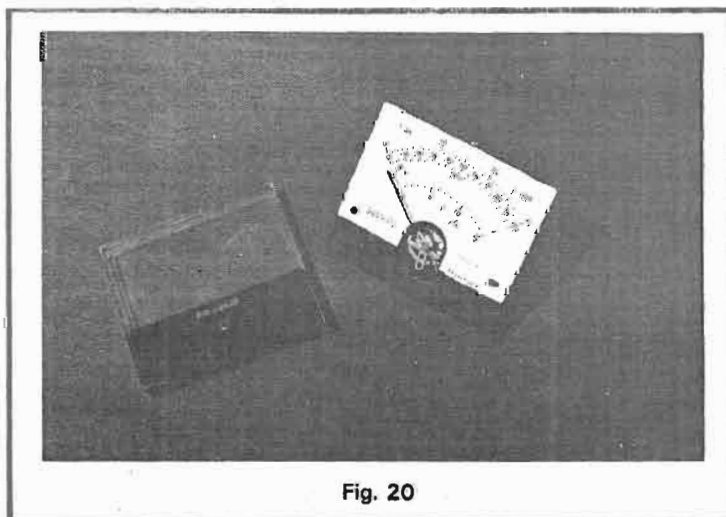


Fig. 20



ATTENUATEUR ELECTRONIQUE

UN atténuateur électronique encore appelé « FADER » est un dispositif électronique souvent utilisé en sonorisation. Dans un grand magasin où l'on diffuse de la musique à longueur de journée, on est quelques fois obligé de superposer un deuxième signal pour une annonce publicitaire. Ce deuxième signal doit alors avoir la priorité sur la musique d'ambiance pour une bonne compréhension de la parole du speaker. L'atténuation de la musique doit se faire automatiquement sans toutefois disparaître totalement et reprendre son rôle principal à la fin de l'annonce au microphone.

L'étude que nous vous pro-

posons permet cette commande automatique. Comme l'indique la figure 1, l'atténuateur est représenté par une boîte qui permet de raccorder à l'entrée un microphone et une entrée haut-niveau tel qu'un magnétophone ou un récepteur de radio.

La sortie de cette boîte est à raccorder à une entrée auxiliaire d'un amplificateur de puissance.

1- LE SCHEMA ELECTRONIQUE

Le schéma de principe est proposé à la figure 2, le fonctionnement de cet atténuateur

ne demande que 5 transistors.

L'étage d'entrée composé des transistors Q_1 et Q_2 -BC108 réalise un amplificateur différentiel auto-déphaseur. Les signaux en opposition de phase sont prélevés sur les collecteurs de Q_1 et Q_2 par les condensateurs C_2 -15 μ F et C_4 -2 μ F.

Quand une modulation est appliquée à la base de Q_1 -BC108 au travers de R_1 -33 k Ω et C_1 -0,22 μ F, on retrouve deux signaux identiques mais en opposition de phase sur les collecteurs de Q_1 et Q_2 .

La résistance R_7 -15 k Ω atténue le signal de Q_2 tandis que R_8 -470 Ω et Q_3 -MPF105 provoquent une atténuation variable du signal de Q_1 .

En l'absence de modulation à l'entrée 2 (entrée pour microphone) la porte de Q_3 -MPF105 est mise à la masse par la résistance R_{10} -1 M Ω , la résistance source-drain de Q_3 provoque une différence de potentiel de + 2 V qui est appliquée par la résistance R_{11} - 1 k Ω et l'ajustable RV_1 -10 k Ω à la source de Q_3 . Cette disposition permet un couplage direct de l'entrée 2 (porte de Q_3).

Le transistor Q_5 permet le raccordement de l'entrée 2. Le condensateur C_{12} -100 μ F contrôlant la tension sur la porte de Q_3 est rapidement déchargé par Q_5 dès l'apparition d'une modulation sur sa base. Quand la voix cesse, C_2 se charge à nouveau à travers

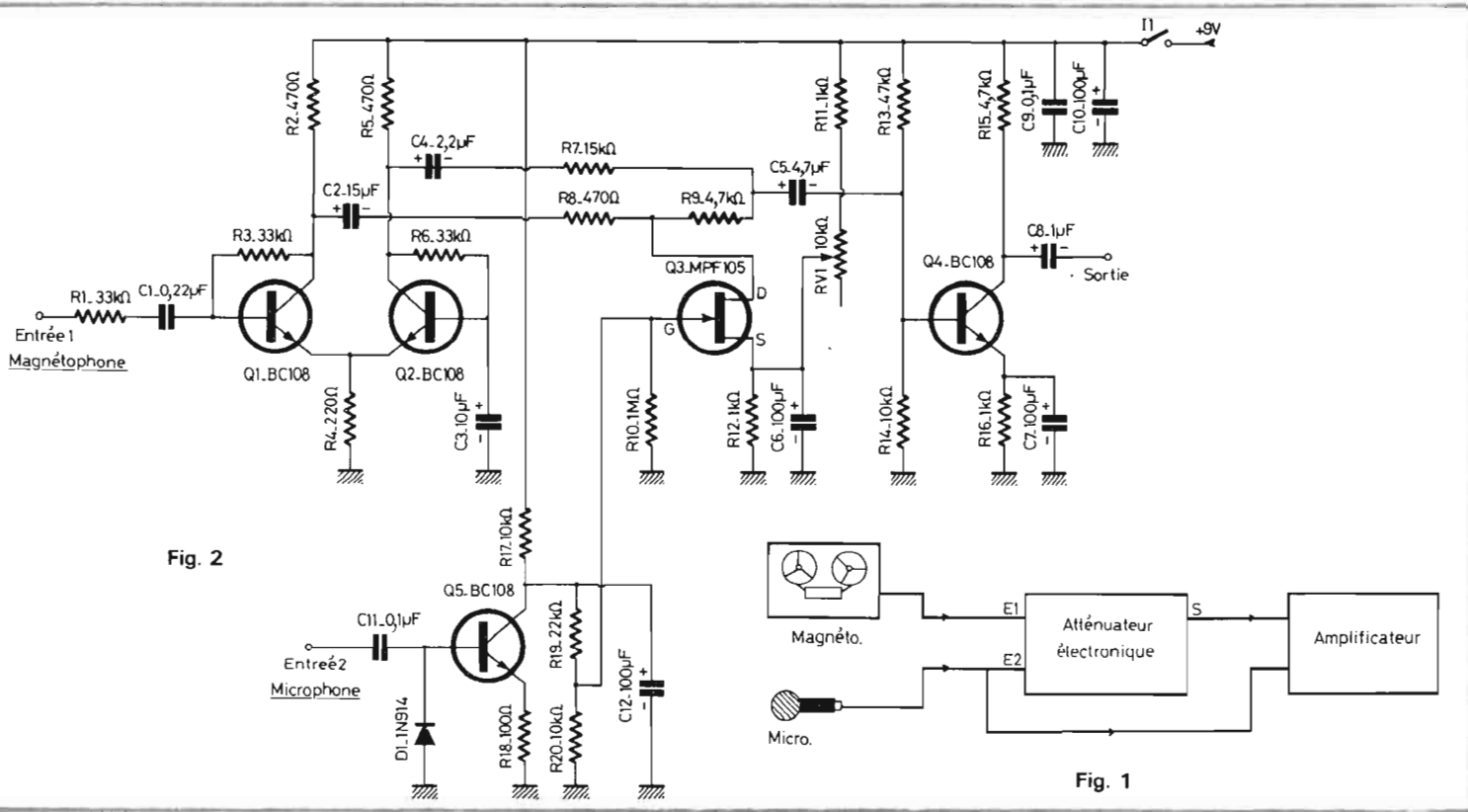


Fig. 2

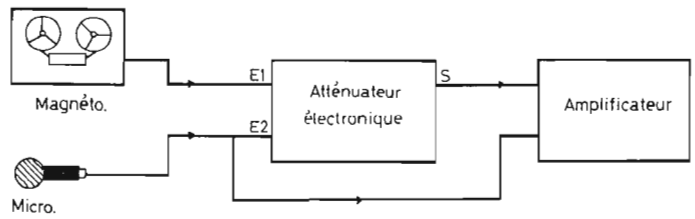


Fig. 1

$R_{17} - 10 \text{ k}\Omega$, le niveau de la musique remonte alors en 1,5 seconde environ.

Le transistor Q_5 est commuté par une tension continue intermittente obtenue par le redressement du signal alternatif produit par le microphone et ce par la diode $D_1 - 1N914$.

Les variations de la polari-

sation de base de Q_5 sont enregistrées en sortie par le condensateur $C_{12} - 100 \mu\text{F}$. Le module est alimenté par une tension continue de + 9 V. Cette tension obtenue par le couplage de 2 éléments de 4,5 V est filtrée par $C_{10} - 100 \mu\text{F}$.

Le transistor $Q_4 - BC108$ est monté en émetteur commun,

donc en amplificateur en tension. Il reçoit sur sa base la modulation du magnétophone ou du microphone par le condensateur de liaison $C_5 - 4,7 \mu\text{F}$.

Le pont de résistances $R_{13} - 47 \text{ k}\Omega$ et $R_{14} - 10 \text{ k}\Omega$ polarise la base de Q_4 . Le collecteur est chargé par $R_{15} - 4,7 \text{ k}\Omega$ et l'émetteur est polarisé par

$R_{16} - 1 \text{ k}\Omega$, résistance découplée par $C_7 - 100 \mu\text{F}$.

La modulation amplifiée est transmise à la prise de sortie par $C_8 - 1 \mu\text{F}$.

L'impédance d'entrée en E_1 est de l'ordre de $33 \text{ k}\Omega$. En E_2 elle est de $1 \text{ M}\Omega$ environ.

La consommation est sensiblement de 15 mA.

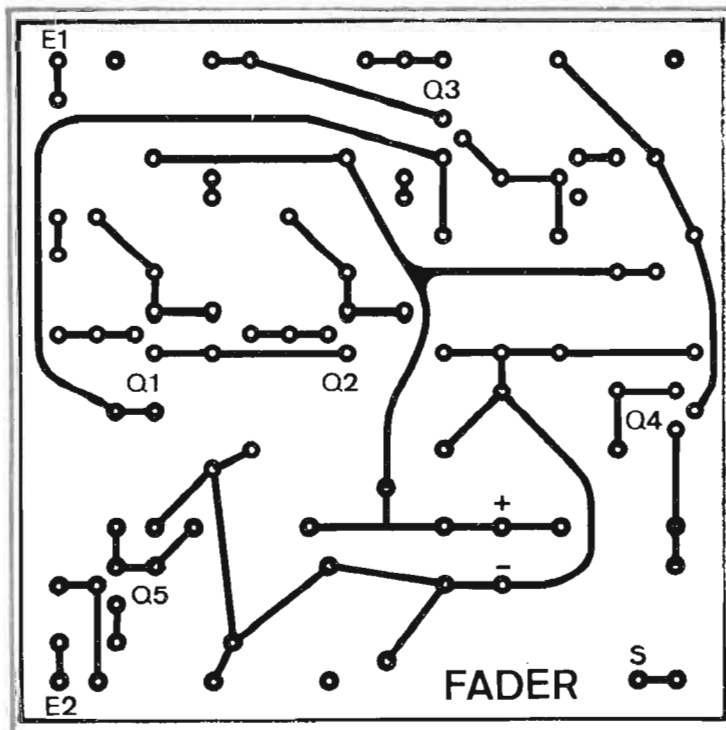


Fig. 3

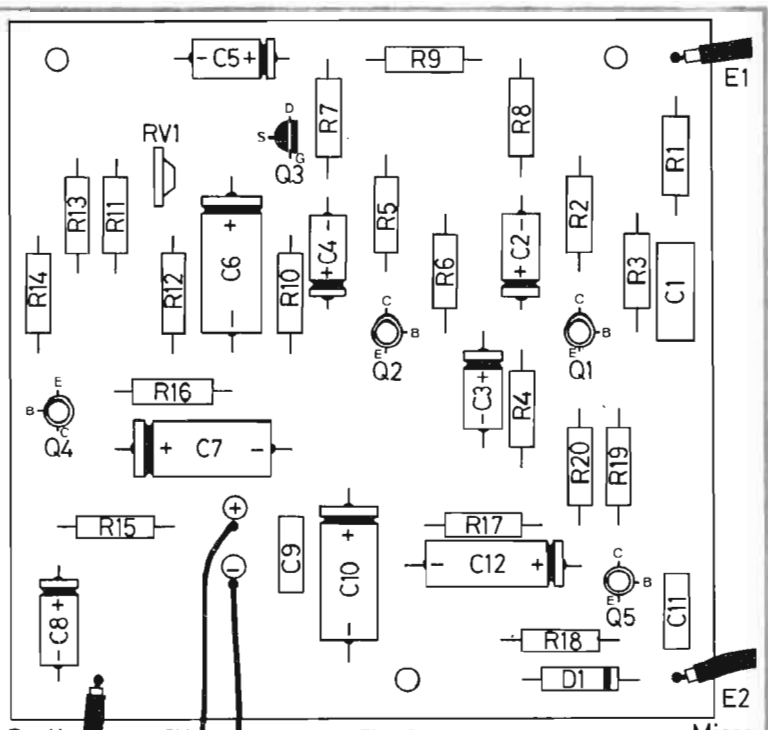


Fig. 4

2 - LE CIRCUIT IMPRIME

Celui-ci est proposé figure 3 à l'échelle 1, afin de faciliter le travail des lecteurs.

Les dimensions de la plaquette sont de 92 x 91 mm.

Toutes les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm et les liaisons peuvent être établies avec du ruban ayant une largeur de 1 mm, vu la très faible consommation du module.

Nous avons repéré les entrées et sorties, ainsi que l'emplacement des transistors afin de limiter les risques d'erreurs au câblage.

La plaquette gravée, on effectue les perçages avec un foret de $\varnothing 1$ mm. Les 3 points de fixation seront repris avec un foret de $\varnothing 3,2$ mm.

Veiller à bien désoxyder les pistes cuivrées avant de commencer le câblage, on frotera celles-ci avec un tampon JEX.

3 - CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est celui de la figure 4, comme nous avons l'habitude de le faire, tous les composants sont repérés par un symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale de chacun.

Bien veiller à l'orientation des composants polarisés et des semi-conducteurs.

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

4 - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Résistances à couche $\pm 5\%$ -1/2 W.

R₁ - 33 k Ω .

R₂ - 470 Ω .

R₃ - 33 k Ω .

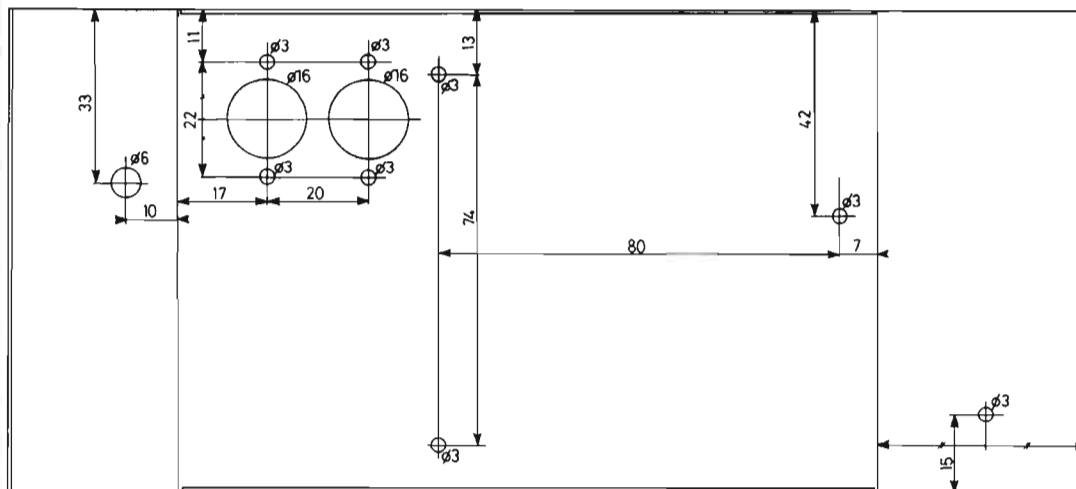


Fig. 5

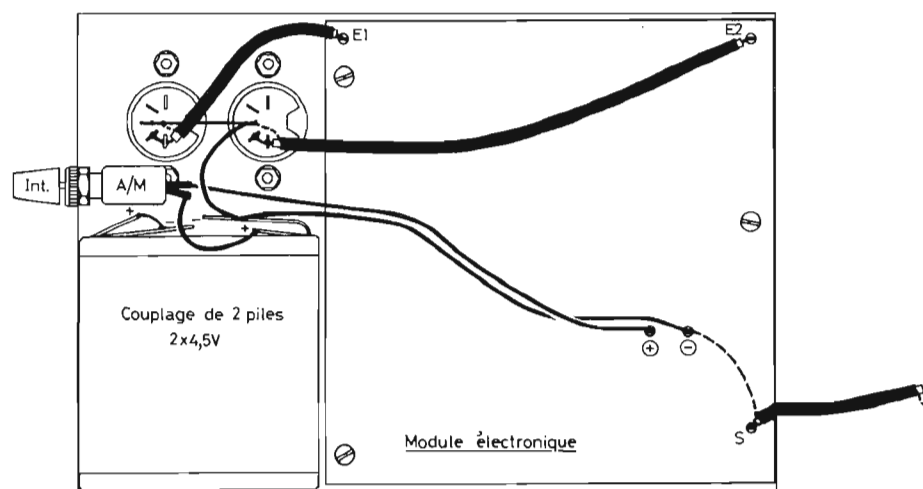


Fig. 6

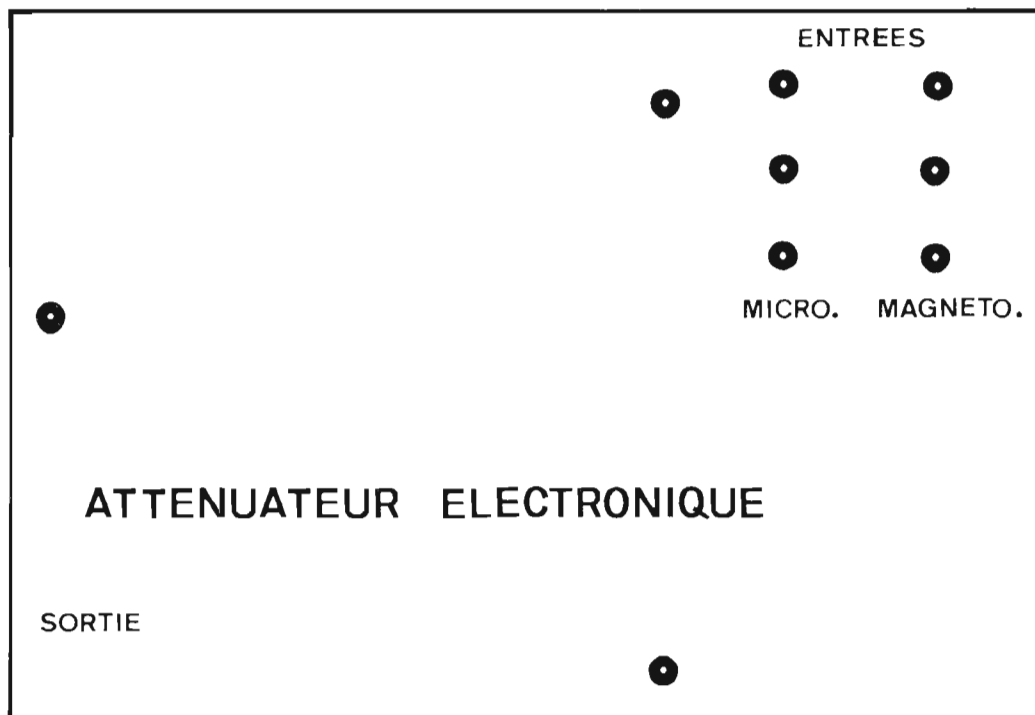
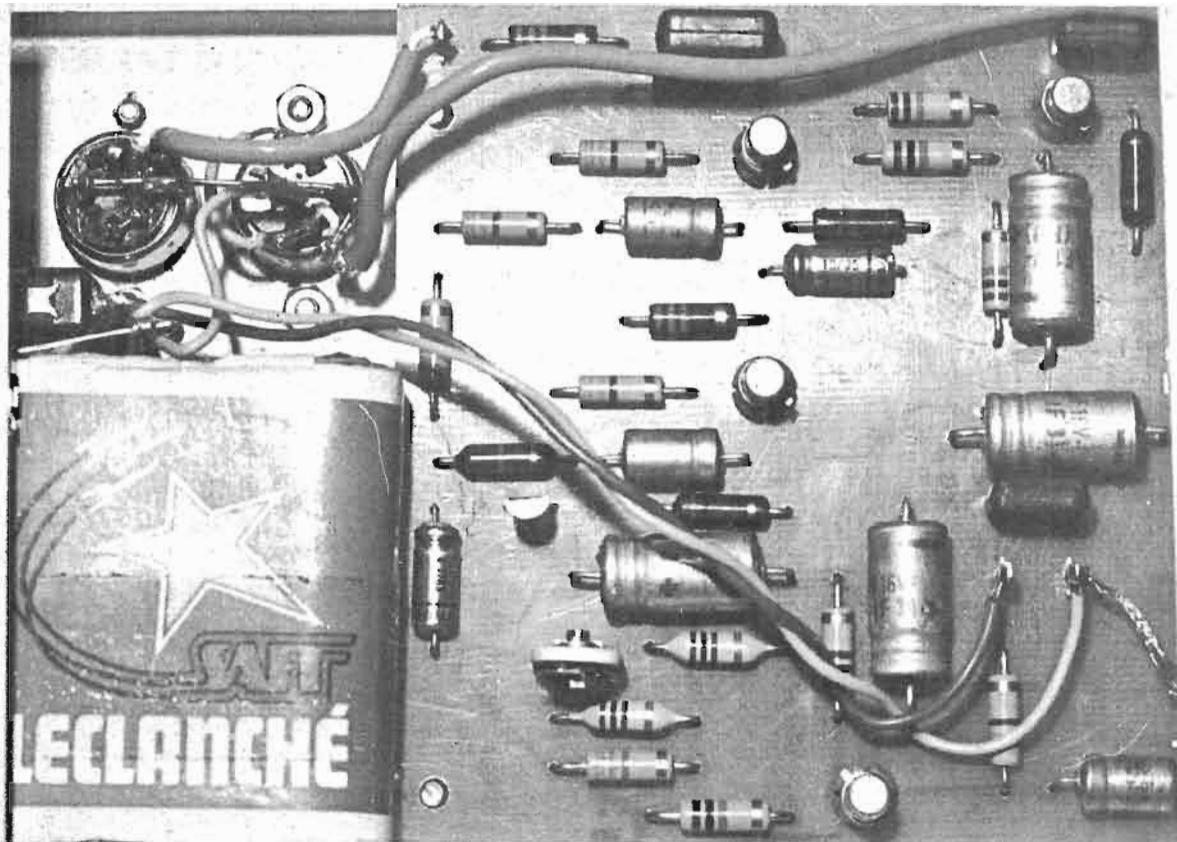


Fig. 7



- R₄ - 220 Ω.
- R₅ - 470 Ω.
- R₆ - 33 kΩ.
- R₇ - 15 kΩ.
- R₈ - 470 Ω.
- R₉ - 4,7 kΩ.
- R₁₀ - 1 MΩ.
- R₁₁ - 1 kΩ.
- R₁₂ - 1 kΩ.
- R₁₃ - 47 kΩ.
- R₁₄ - 10 kΩ.
- R₁₅ - 4,7 kΩ.
- R₁₆ - 1 kΩ.
- R₁₇ - 10 kΩ.
- R₁₈ - 100 Ω.
- R₁₉ - 22 kΩ.
- R₂₀ - 10 kΩ.

*** Condensateurs**

- C₁ - 0,22 μF/100 V non polarisé.
- C₂ - 15 μF/16 V.
- C₃ - 10 μF/16 V.
- C₄ - 2,2 μF/35 V.
- C₅ - 4,7 μF/35 V.
- C₆ - 100 μF/16 V.
- C₇ - 100 μF/16 V.
- C₈ - 1 μF/35 V.
- C₉ - 0,1 μF/63 V non polarisé.
- C₁₀ - 100 μF/16 V.
- C₁₁ - 0,1 μF/63 V non polarisé.
- C₁₂ - 100 μF/16 V.

* Potentiomètre ajustable ohmic VAOSV.

RV₁ - 10 kΩ.

* Semi-conducteurs MOTO-ROLA.

Q₁ - Q₂ - Q₄ - Q₅ - BC108.

Q₃ - MPF105.

D₁ - 1N914.

**5 - ETUDE
MECANIQUE**

Nous avons utilisé un petit coffret du commerce de la marque OPELEC. Celui-ci se trouve notamment aux Etablissements ACER et porte la référence : A. Ses dimensions sont de 150 x 100 x 50 mm.

Nous indiquons à la figure 5 les différents perçages à effectuer dans la partie supérieure du coffret (couleur gris clair).

Pour une bonne compréhension de cette figure, les deux côtés ont été repliés à 90° en arrière.

Le plus délicat est le perçage des deux trous de

16 mm. On doit respecter une bonne précision, sinon il sera impossible de visser les 2 prises DIN.

**6 - MISE EN PLACE
DES COMPOSANTS
DANS LE COFFRET**
Figure 6

On visse les deux prises DIN 5 broches et on met en place l'interrupteur A/M du type miniature. Aux trois emplacements réservés à la fixation du module électronique, on visse 3 entretoises ayant une hauteur de 10 mm. On utilise pour cela de la visserie de 3 x 16 mm.

Avant de mettre en place, le module, on soude tout de suite sur le circuit les 3 fils blindés et les 2 fils de l'alimentation.

L'alimentation est réalisée avec 2 piles de 4,5 V (petit modèle et non modèle standard) que l'on soude en série. Ces deux piles sont bloquées à l'intérieur du boîtier lorsque

l'on met en place le module électronique.

Le raccordement de ce module aux différents composants extérieurs est indiqué à la figure 6.

Le câble blindé de sortie sera muni à son autre extrémité (extérieure à l'appareil) d'une prise DIN ou CINCH suivant le type d'Amplificateur utilisé.

**7 - FACE AVANT
DE L'APPAREIL**

On vérifie les tensions suivantes, par rapport à la masse :

Collecteur de Q₁ - 5 V.

Source de Q₃ (avec RV₁ en position médiane) environ 1,5 V.

Collecteur de Q₄ - 5 V.

La consommation de la maquette est de 20 mA.

Si on remarque que les tensions ont une valeur éloignée de celles-indiquées, il y a lieu de localiser le ou les composants défectueux, ou un éventuel court-circuit. **B.D.**

Réalisation d'un ANALYSEUR ELECTRONIQUE



*pour la détermination
du filtrage à l'agrandissement
d'une photo en couleur*

GRACE aux efforts considérables faits depuis quelques années par les fabricants de matériel de laboratoire et de surfaces sensibles pour simplifier les opérations de tirage sur papier des photographies en couleurs, de plus en plus nombreux sont les amateurs qui tirent eux-mêmes leurs épreuves à partir d'un négatif couleurs ou de diapositives. Avec les produits modernes la durée de traitement n'est guère supérieure à celle néces-

saire pour obtenir une image noir et blanc. Une opération reste cependant délicate c'est le filtrage de la lumière lors de l'impression du papier couleur sous l'agrandisseur. Pour déterminer ce filtrage trois solutions sont possibles : l'évaluation à l'œil qui suppose une grande habitude et le plus souvent deux bouts d'essai préliminaires au moins, l'utilisation de mosaïques (Unicube ou Simpard par exemple) qui permettent en un seul essai sur une feuille

9 x 12 cm de déterminer filtrage et temps de pose, ou enfin l'emploi d'un analyseur électronique. Cette dernière méthode est la plus satisfaisante car au prix d'un étalonnage préalable aucun essai, du moins en théorie, n'est nécessaire. Le papier couleur est cher surtout celui utilisé pour tirer les diapositives et l'économie réalisée est vite considérable. Si malheureusement les analyseurs sont des appareils coûteux l'amateur photographe qui est aussi électroni-

cienn peut être tenté de les construire lui-même. C'est une telle construction qui va être décrite dans ce qui suit.

I - LES PRINCIPES DE BASE

Comme toutes les surfaces sensibles polychromes, le papier couleur est constitué par la superposition sur un support blanc de trois couches sensibles respectivement au

bleu, vert et rouge dans lesquelles au développement apparaissent des colorants de teinte complémentaire c'est-à-dire jaune, magenta (mauve lilas) et cyan (bleu-vert). Pour obtenir une couleur donnée sur l'épreuve ces trois couches doivent recevoir chacune une quantité déterminée de lumière. Le rôle de l'analyseur électronique est donc de mesurer dans le flux lumineux issu de l'agrandisseur la proportion de bleu, de rouge et de vert : Ceci sera obtenu en utilisant trois détecteurs photoélectriques sensibles sélectivement à ces trois couleurs et dont les indications permettent de choisir les filtres qui agissent chacun sur l'intensité d'une seule d'entre elles ;

— filtre jaune qui laisse passer rouge et vert mais absorbe le bleu.

— filtre magenta qui laisse passer bleu et rouge mais absorbe le vert.

— filtre cyan qui laisse passer bleu et vert mais absorbe le rouge.

Tous les systèmes automatiques de détermination des valeurs de filtrage, même ceux qui équipent les grands laboratoires sont basés sur le postulat que toutes les couleurs d'une épreuve mélangées entre elles donnent du gris. Ce phénomène apparemment surprenant est vérifié avec une bonne approximation pour les épreuves ordinaires bien équilibrées chromatiquement. Il est bien évident cependant que la photographie d'une rose rouge sur un fond rouge ne comporte pas de bleu et met en défaut le principe précédent. Pour cette raison l'opérateur doit toujours contrôler l'analyse et intervenir manuellement pour les sujets aux couleurs déséquilibrées.

Par tâtonnements, à partir d'un négatif moyen bien exposé on réalise d'abord un tirage le plus parfait possible. On place ensuite sous l'objectif un diffuseur qui a pour rôle de mélanger toutes les couleurs de l'image, le plateau de

l'agrandisseur se trouve alors éclairé par une lumière de teinte uniforme qui, si le postulat exposé ci-dessus est exact, est celle qui donnerait après développement une teinte grise sur le papier sensible utilisé. Pour tout autre négatif le problème est, en interposant des filtres convenables et en jouant éventuellement sur l'ouverture du diaphragme, de se ramener à cette même teinte moyenne.

On sait que l'intensité de coloration d'un filtre est caractérisée par ce que l'on appelle sa densité optique D . Si I_0 est l'intensité incidente d'un faisceau lumineux ayant la couleur complémentaire de celle du filtre et I_1 l'intensité émergente, cette densité est donnée par l'expression :

$$D = \log_{10} \left(\frac{I_0}{I_1} \right)$$

Ainsi un filtre a une densité de 1 si 1/10^e seulement de la lumière est transmis. En pratique on utilise l'unité de filtrage qui vaut 100 fois le chiffre précédent. Ainsi un filtre jaune ne laissant passer que 10 % de la lumière bleue qu'il reçoit a comme densité 100 unités. Il faut savoir qu'un filtre de 5 unités apparaît à l'œil comme à peine coloré, presque incolore (tableau fig. 1).

Densité en unités de filtrage	Densité optique	Pourcentage de lumière	
		Absorbée	Transmise
5	0.05	10	90
10	0.10	21	79
20	0.20	37	63
30	0.30	50	50
40	0.40	60	40
50	0.50	58	32
60	0.60	75	25
100	1.00	90	10

Fig. 1. - Densité des filtres et absorption

II - LE CHOIX DES DETECTEURS PHOTOELECTRIQUES

Il existe sur le marché de très nombreux composants sensibles à la lumière mais leur utilisation pour l'application envisagée n'est pas aisée. En effet les négatifs sont souvent masqués par un colorant orangé et la quantité de lumière bleue qui parvient sur le plateau de l'agrandisseur est faible. Or les photodétecteurs solides, photorésistances et photodiodes sont peu sensibles au bleu. Ils sont par contre très sensibles à l'infrarouge (λ entre 0,7 et 0,9 μm) qui est très abondant dans le rayonnement émis par les

lampes d'agrandisseur et qui de plus traverse très bien tous les filtres colorés bleu - vert et rouge que l'on utilise pour la sélection des couleurs, provoquant ainsi des erreurs de mesures inadmissibles.

Deux solutions seulement sont alors possibles :

1) Utiliser des filtres de sélection bleu - vert et rouge qui ne laissent pas passer l'infrarouge. Ce sont des filtres interférentiels très coûteux et qu'il est très difficile de se procurer en petites dimensions (les pièces standard ont un diamètre de 20 mm alors que 5 fois moins suffiraient à couvrir une photodiode). De plus, il faut des photodiodes ou photorésistances, avec une sensibilité la

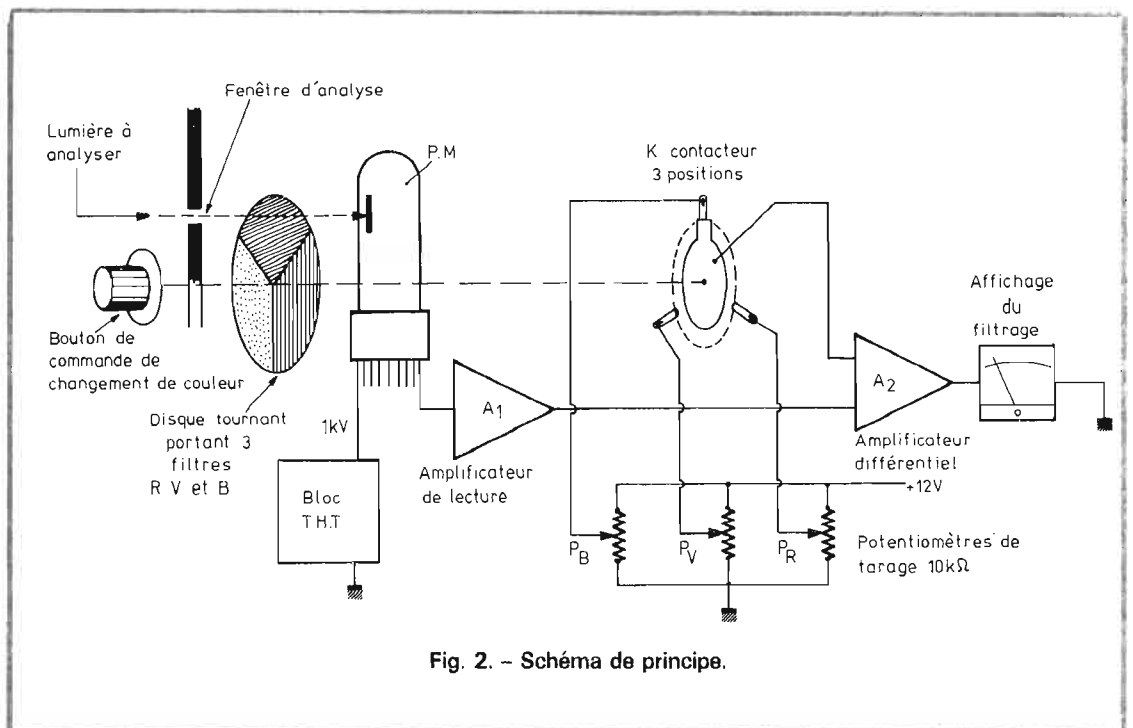


Fig. 2. - Schéma de principe.

plus grande possible dans le bleu, qui ne sont pas faciles à trouver.

2) Utiliser des photodétecteurs insensibles à l'infrarouge, c'est le cas de certains photomultiplicateurs (PM) dont le prix bien qu'élevé (de l'ordre de 100 F) est très inférieur à celui des filtres interférentiels précédents. C'est la solution que nous avons retenue ici. Cependant il est exclu d'utiliser 3 PM en parallèle et l'analyse dans les trois couleurs devra se faire successivement, par ailleurs une tension d'alimentation élevée 800 à 1 000 V et régulée est nécessaire.

III - DESCRIPTION GENERALE DE L'APPAREIL ET MODE OPERATOIRE

La tête de mesure contient le photomultiplicateur et un disque tournant portant trois

filtres colorés, rouge, vert et bleu que l'on peut amener à volonté devant la fenêtre de mesure. Ce disque est solidaire d'un commutateur à trois positions dont nous verrons plus loin l'utilité (fig. 2). La photocathode du PM est polarisée par une tension de l'ordre de 1 000 V générée par un bloc alimentation THT à transistors. Le courant anodique du PM qui est proportionnel au flux lumineux qu'il reçoit est appliqué à un amplificateur de courant A_1 , dont la tension de sortie est comparée à une tension de référence qui est ajustée une fois pour toutes pour chaque couleur en utilisant le négatif test de filtrage connu. L'amplificateur différentiel A_2 délivre un signal qui renseigne immédiatement sur la densité du filtre qu'il faut faire intervenir pour revenir au filtrage neutre.

Le mode opératoire est le suivant : le négatif test est placé dans le porte-film de

l'agrandisseur et les filtres nécessaires à son tirage correct sont dans le porte filtres. Le diaphragme de l'objectif est réglé sur une valeur moyenne de l'ordre de $f/8$ en général. Dans ces conditions la durée d'exposition du papier est connue. On amène alors le diffuseur sous l'objectif et la sonde de l'analyseur est placée au centre du plateau. Un premier filtre, le bleu par exemple, étant positionné derrière la fenêtre de mesure l'amplificateur de lecture délivre une tension que l'on équilibre à l'entrée de l'amplificateur différentiel A_2 en agissant sur le potentiomètre P_6 de façon à amener l'aiguille du galvanomètre de sortie au milieu de l'échelle (zéro central). On change alors le filtre coloré devant le PM, ce qui a pour effet de faire tourner d'un cran le commutateur K . En agissant sur le potentiomètre ainsi connecté on ramène de nouveau l'aiguille à la

même position que précédemment. On opère de la même façon pour la dernière des trois couleurs fondamentales. Ce réglage préliminaire est fait une fois pour toutes et il ne faudra plus par la suite, toucher aux trois potentiomètres de tarage.

Un nouveau négatif est alors introduit dans le passe vues, le diffuseur étant toujours en place. Le galvanomètre de sortie indique trois valeurs, en général différentes de zéro, lorsque les trois filtres d'analyse sont commutés devant le PM. Pour une couleur déterminée la déviation a lieu dans le sens positif si la lumière reçue est plus intense qu'avec le négatif test, dans le sens négatif dans le cas contraire. Cette déviation par rapport au zéro renseigne directement sur la densité de filtrage à ajouter ou à retrancher. A titre d'exemple supposons que l'analyseur indique + 10 unités, lorsque le fil-

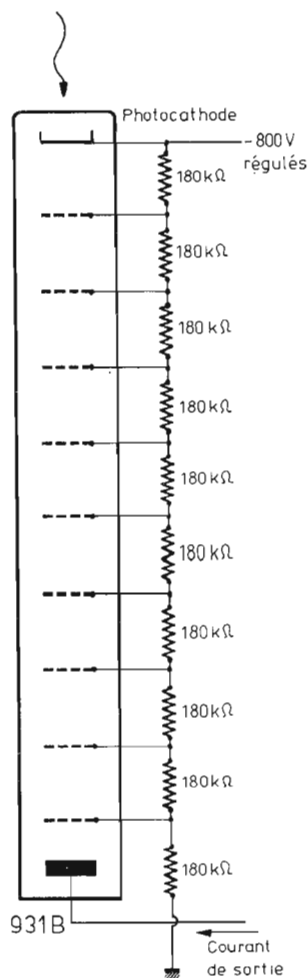


Fig. 3. - Photomultiplicateur et circuits de polarisation des dynodes.

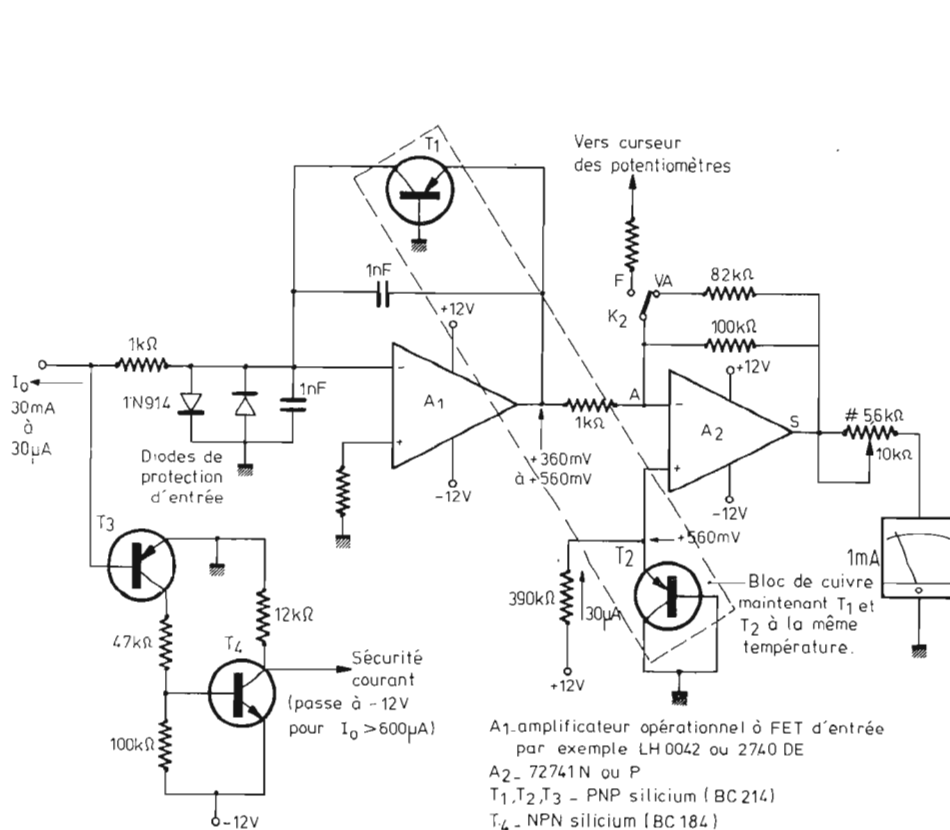


Fig. 4. - Amplificateur de mesure.

tre bleu est utilisé devant le PM, - 20 avec le filtre vert, - 10 avec le rouge. Pour revenir à l'équilibre chromatique de référence il faut atténuer le bleu de 21 % et pour cela introduire un filtre jaune de densité 10 mais aussi augmenter l'intensité en vert de 37 % (correspondant à 20 unités de filtrage) et celle en rouge de 21 % (10 unités). Pour cela on ouvre le diaphragme de l'objectif de façon à ramener au zéro la correction en vert, l'intensité totale est donc augmentée de 37 % (20 unités). Il y a alors trop de bleu $10 + 20 = 30$ unités et de rouge $- 10 + 20 = + 10$ unités que l'on absorbe avec un filtre jaune de densité 30 et cyan de densité 10. Le filtrage de correction est donc : 30 de jaune, 00 de magenta, 10 de cyan, que l'on écrit 30Y.00M.10C ou 30.00.10.

L'intensité et la coloration de la lumière obtenue en mélangeant les couleurs de l'image ainsi filtrée, sont les mêmes qu'avec le négatif test, un bon tirage sera obtenu avec le même temps de pose que pour ce dernier. Par ce procédé tous les négatifs sont donc tirés avec le même temps d'exposition.

IV - DETAIL DES CIRCUITS

Le photomultiplicateur choisi est le 931 B fabriqué par RCA. Alimenté sous 800 volts régulés sa stabilité est excellente ainsi que sa sensibilité et c'est, de plus, un des moins chers du marché. Il est utilisé ici avec un courant anodique compris entre 30 nA et 30 μ A, un circuit spécial, décrit plus loin, limite ce courant très en-dessous de la valeur dangereuse 1 mA. Il est monté de façon très classique (fig. 3).

La densité optique étant une grandeur logarithmique il faut si l'on désire une échelle linéaire en unités de filtrage sur le galvanomètre de sortie, utiliser un amplificateur logarithmique, c'est ce qui est fait

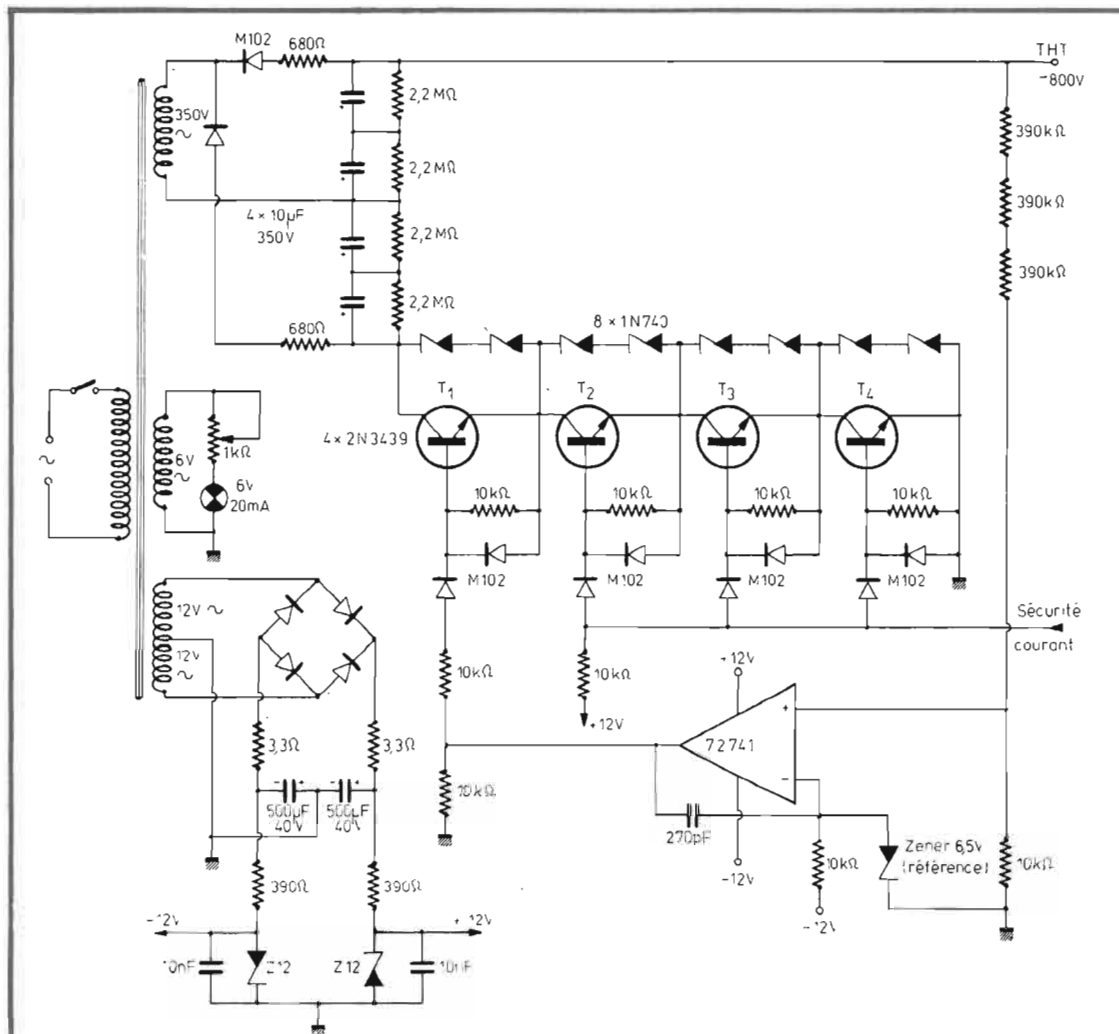


Fig. 5. - Ensemble alimentation.

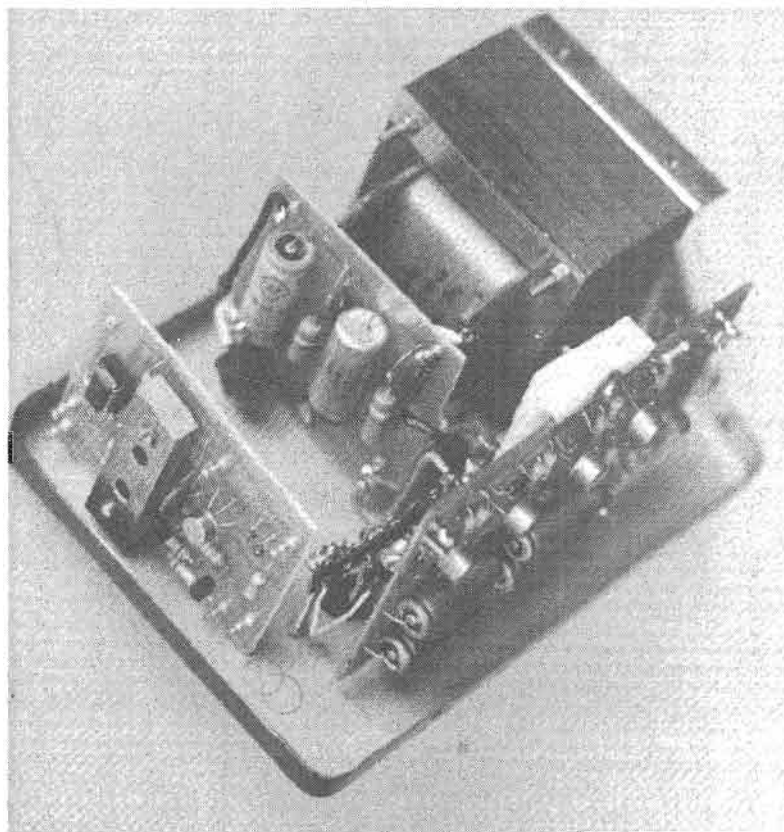


Fig. 6. - Fixation des plaquettes imprimées sur le fond du boîtier avant câblage de liaison.

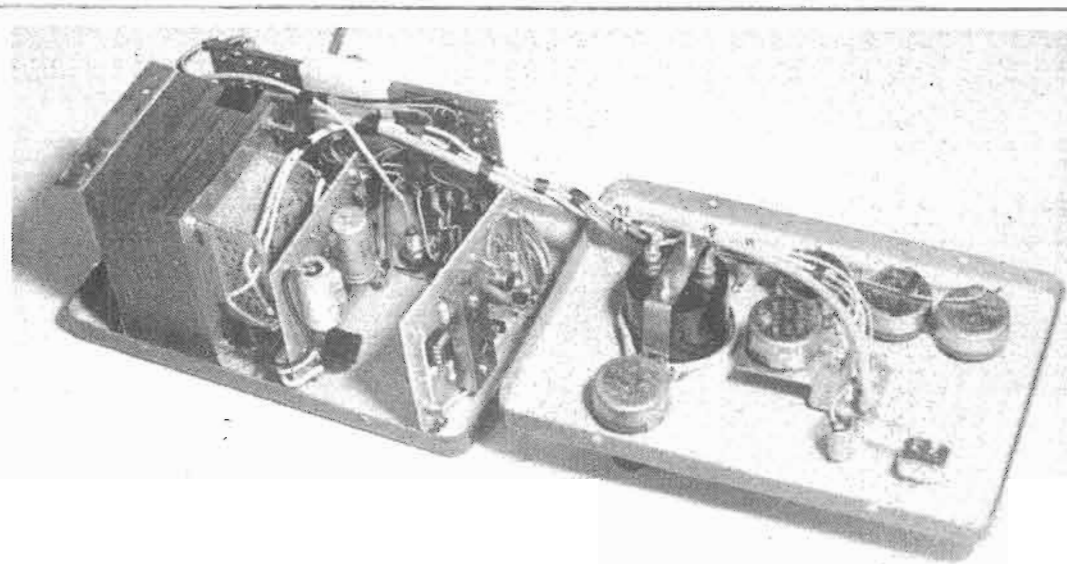


Fig. 7. - Aspect intérieur câblage terminé.

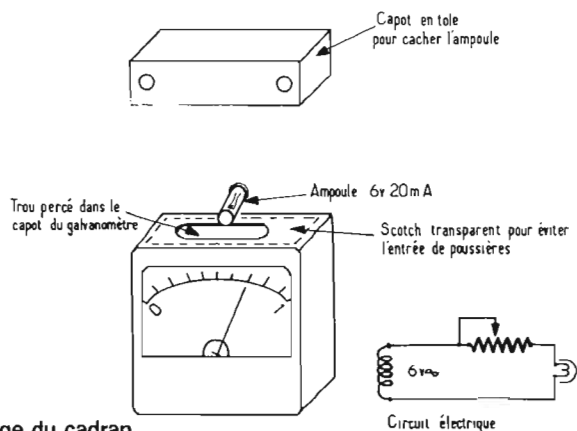


Fig. 8. - Eclairage du cadran.

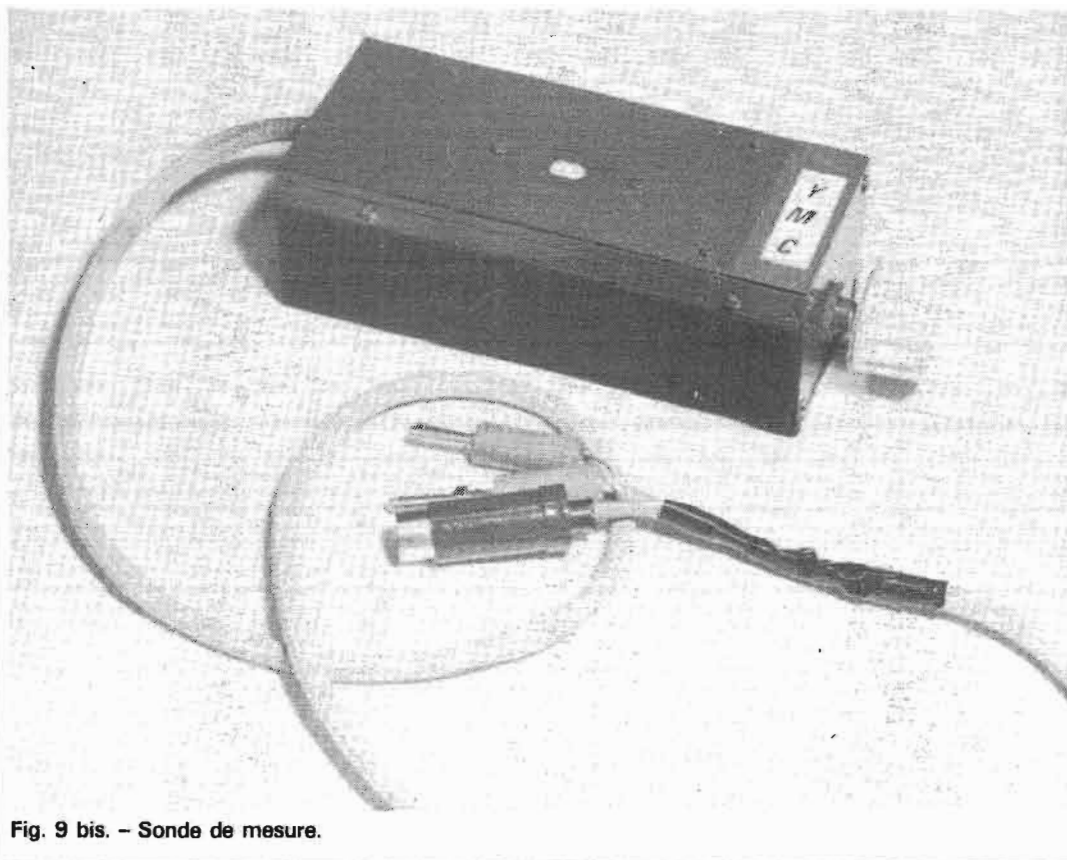


Fig. 9 bis. - Sonde de mesure.

sur le montage représenté sur la figure 4 où A_1 est monté en circuit « transdiode ». Pour compenser la dérive de température qui fausserait la mesure, un transistor T_2 identique à T_1 monté en diode est placé sur l'entrée + de l'amplificateur comparateur A_2 . La tension de tarage provenant des potentiomètres P est ajoutée sur l'entrée - de A_2 . Il est souvent commode pour les réglages de connaître la valeur absolue du courant d'entrée, c'est-à-dire de l'éclairement pour chaque couleur, il est alors nécessaire d'éliminer l'action des potentiomètres P , ceci est obtenu en basculant l'interrupteur K_2 en position VA (valeur absolue). Pour éviter que l'aiguille de l'indicateur ne parte en butée une résistance supplémentaire est connectée en parallèle sur A_2 de façon à réduire son gain. Le circuit constitué par les deux transistors T_3 et T_4 , délivre un signal lorsque le courant d'entrée dépasse $600 \mu A$, qui appliqué à l'alimentation THT fait chuter la tension de polarisation du PM pour éviter de l'endommager.

La haute tension du PM doit être stable, une erreur de 15 V correspondant à une variation de 5 unités de filtrage environ. Une stabilisation par des zénères est à la limite de l'acceptable, de plus il est dans ce cas, difficile d'abaisser brutalement la tension si un éclairement trop important est appliqué au PM. Pour ces raisons nous avons préféré ajouter quelques transistors et construire une véritable alimentation stabilisée (fig. 5).

En fonctionnement normal la tension est régulée grâce à T_1 piloté par l'amplificateur 741 qui compare une fraction de la tension de sortie à la tension fournie par la diode zéner de référence. Les transistors T_2 T_3 T_4 sont saturés ; ils se bloquent lorsque le signal « sécurité courant » leur parvient ce qui abaisse la THT en dessous de 200 V. Les diodes zéner 1 N 740 (140 V) sont

indispensables pour protéger les transistors.

Les tensions ± 12 V sont stabilisées simplement par deux zéner.

Le transformateur doit posséder un enroulement 350 V pour la THT et un 12 ou 15 V à partir duquel on fabriquera la basse tension, ce dernier pourra être utilisé également pour l'éclairage du cadran du galvanomètre. Le modèle que nous avons utilisé possédait trois secondaire 350 V, 2 x 12 V et 6 V, mais une adaptation du schéma est facile à imaginer pour un modèle différent.

V - REALISATION PRATIQUE

L'ensemble des circuits sont réunis dans un boîtier standard en tôle, modèle Ato-

melec A B 3. Comme le montre la photographie ci-jointe, les trois plaquettes de circuits imprimés sont fixées sur la façade arrière du boîtier autour du transformateur d'alimentation (fig. 6). Une barrette à cosses sert de relais de câblage, il en part un faisceau unique de conducteurs vers le panneau avant (fig. 7). On trouve sur ce dernier :

- les 3 potentiomètres d'ajustage des 3 couleurs ;
- l'interrupteur d'arrêt marche ;
- l'interrupteur permettant la lecture de la valeur absolue (VA) ;
- un réglage de l'intensité d'éclairage du galvanomètre. Si comme c'était le cas ici on ne dispose pas d'un modèle de galvanomètre éclairable on y remédie en plaçant une petite ampoule en face d'une fenêtre ouverte

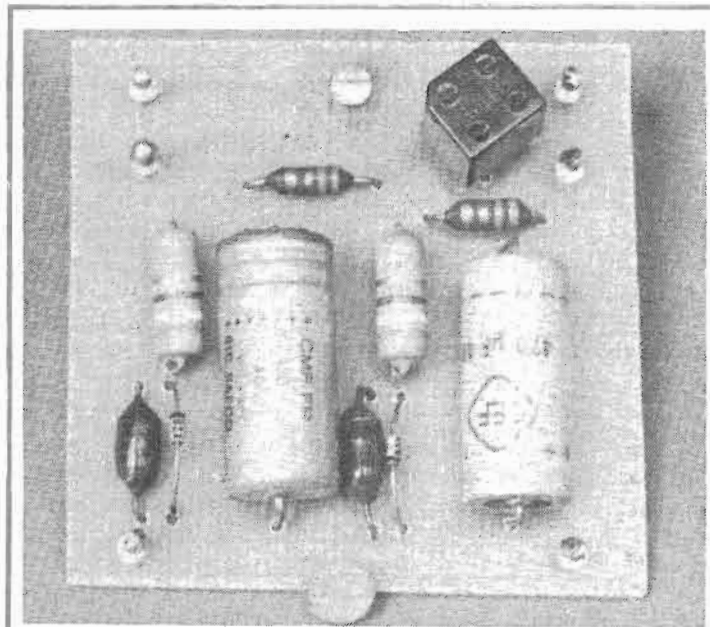


Fig. 10. - Alimentation ± 12 V.

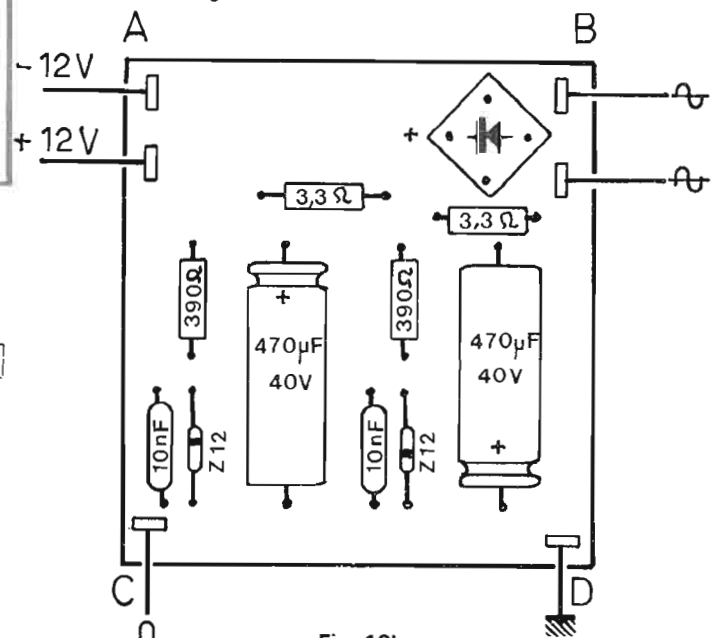
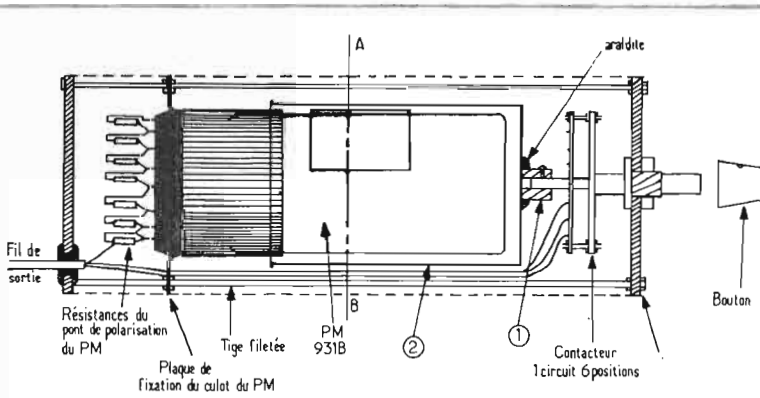


Fig. 10b

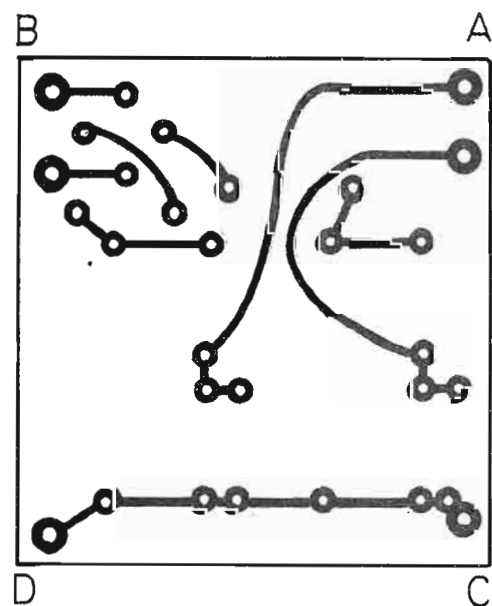


Fig. 10c

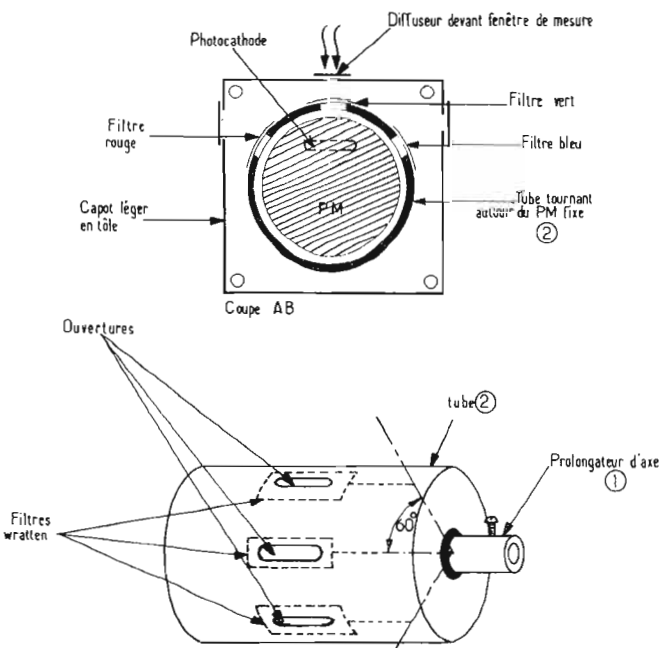


Fig. 9. - Tête de mesure, détails de construction.

dans le capot de l'appareil (fig. 8). Alimentée sous 6 volts alternatifs et placée en série avec un potentiomètre de $1\text{ k}\Omega$ une ampoule type téléphonique de $6\text{ V } 20\text{ mA}$ convient parfaitement.

Un potentiomètre dont l'axe est fendu pour permettre un ajustage par tournevis (etal[®]) est placé en série avec la sortie de l'amplificateur de mesure, il permet de régler le gain de façon à faire correspondre les graduations du cadran avec un nombre simple d'unités de filtrage par exemple ± 50 unités à partir du centre.

Les indications sur la face avant on été composées avec du « Letraset » sur une feuille de papier calque au travers de laquelle on a exposé une plaque d'aluminium sen-

sibilisé ce qui donne un texte blanc sur fond noir.

La sonde (fig. 9) est la partie la plus délicate à construire. Pour en limiter les dimensions le disque porte filtres de la figure 2 a été remplacé par une boîte cylindrique (pièce N° 2 sur la figure 9) portant trois orifices à 60° l'un de l'autre sur lesquels sont collés les filtres et qui tourne autour de l'ampoule de verre du PM. Sur le fond de cette boîte est fixé (vissé ou collé) un prolongateur d'axe 1 qui est bloqué sur l'axe du contacteur K dont une position sur deux est utilisée (pour faire un angle de 60° entre deux positions de mesure). Mécaniquement cet ensemble est maintenu par trois plaques de $50 \times 60\text{ mm}$ reliées par quatre tiges filetées. Sur la plaque intermé-

diaire est fixé le support du PM et le contacteur est bloqué sur la plaque formant la façade droite. Un capot léger en tôle recouvre l'ensemble, il porte à la partie supérieure un orifice d'entrée de lumière face à la photocathode du PM. Pour atténuer la directivité du système un morceau de papier calque diffuseur doit être fixé devant cette fenêtre de mesure. Les trois filtres sélecteurs sont des filtres Wratten Kodak N° 47 B pour le bleu, 61 pour le vert, et 29 pour le rouge.

VII - MISES AU POINT

Le câblage ne doit pas poser de problèmes particuliers, le dessin des circuits imprimés est reproduit ci-joint (fig. 10-11-12). Si aucune erreur de connexion n'a été commise le montage fonctionne dès la mise sous tension, il est cependant prudent de tester indépendamment le montage amplificateur de mesure et la haute tension.

L'enroulement 350 V n'étant pas relié à la plaquette THT on procède d'abord au contrôle de l'ampli de mesure. Pour cela une résistance de

$390\text{ k}\Omega$ est connectée entre l'entrée courant et le -12 V .

Une tension voisine de 560 mV doit être mesurée à la sortie de l'amplificateur d'entrée A_1 , elle doit être voisine de celle présente sur l'entrée $+$ de A_2 (fig. 4). Dans ces conditions l'aiguille du galvanomètre se trouve proche du zéro (à gauche).

Des tensions différentes des valeurs indiquées peuvent être observées si les transistors T_1 et T_2 sont très différents, il faudra dans ce cas les remplacer par d'autres apairés.

On remplacera alors la $390\text{ k}\Omega$ précédente par une $22\text{ M}\Omega$ le courant d'entrée est réduit dans un rapport $22\text{ M}\Omega/390\text{ k}\Omega = 56$ soit environ $1,75$ on doit observer à la sortie de A_1 une tension de $560 - (60 \times 1,75) = 455\text{ mV}$, (on sait en effet que la tension aux bornes d'une jonction varie de 60 mV lorsque le courant varie dans un rapport 10).

Si tout ceci est vérifié l'amplificateur fonctionne normalement, on relie alors le 350 V et l'on mesure la THT qui doit être d'environ 800 V .

On passe ensuite dans la chambre noire pour brancher la sonde. Avec le circuit uni-

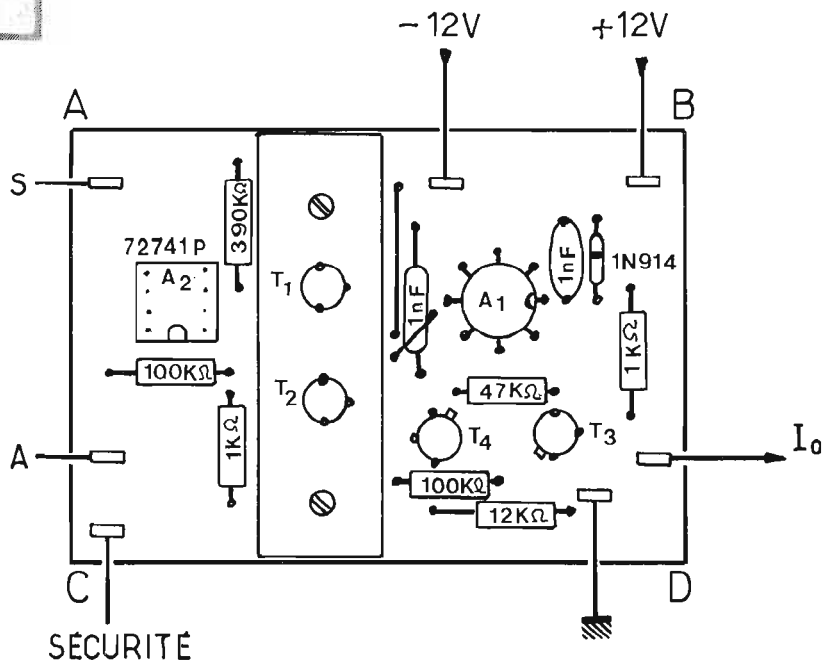
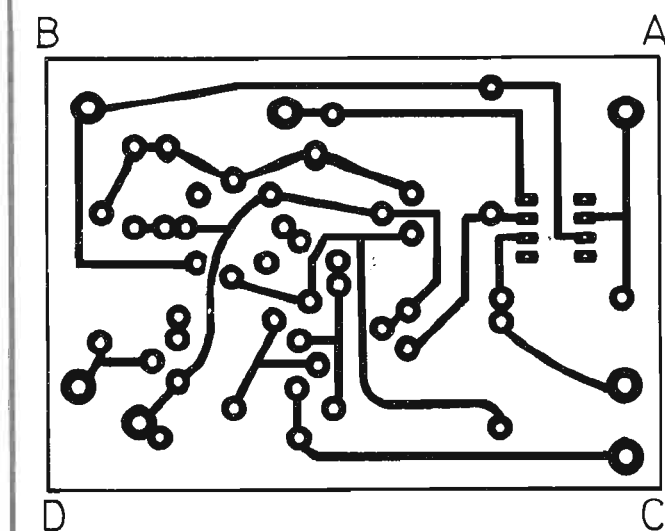
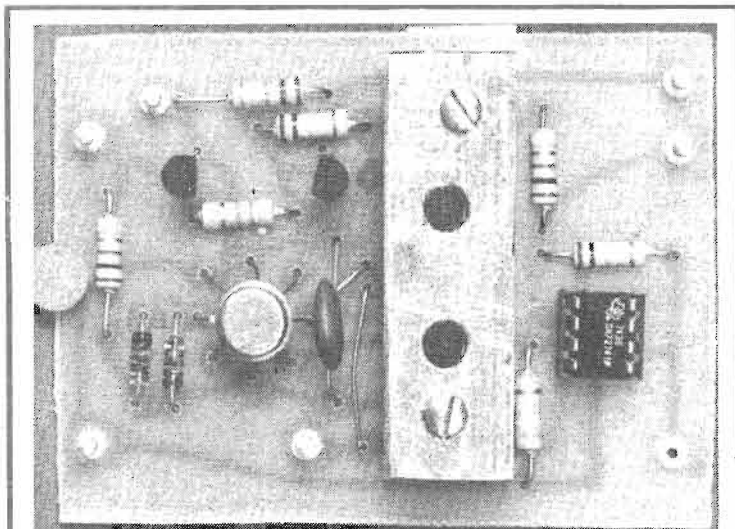


Fig. 11. - Amplificateur de mesure.

lisé l'aiguille du galvanomètre est d'autant plus à droite du cadran que la lumière est faible. Il faut avec un négatif moyen obtenir sur la position VA (valeur absolue) une indication proche du milieu du cadran. Si on doit réduire la sensibilité de la sonde on ajoutera une épaisseur au papier diffuseur placé devant la fenêtre de mesure. On peut aussi agir sélectivement en modifiant les dimensions des fenêtres du tube porte filtres.

Il reste enfin à procéder à l'étalonnage permettant un affichage direct des densités. Pour cela on agit sur le potentiomètre réservé à cet effet après avoir introduit dans le tiroir à filtres un filtre de densité connue (attention le support du filtre atténue l'ensemble du spectre d'environ 5 unités de filtrage, il y a lieu d'en tenir compte, pour éviter toute erreur le plus simple est de ne pas changer le nombre de filtres utilisés en remplaçant par exemple un 10 par un 40).

Nous utilisons depuis un an un appareil conforme à ce schéma et qui nous donne toute satisfaction. Un mode d'emploi un peu différent peut être proposé, l'analyse ponctuelle d'un négatif par exemple, il suffit de réduire le diamètre de la fenêtre de mesure.

LISTE DES COMPOSANTS UTILISES

Photomultiplicateur RCA 931 B.
Filtres Kodak wratten 47 B, 61, 29.
Amplificateur Operationnel à FET d'entrée LH 0042 ou 2740 DE.
2 Ampli-op 72741 (Texas).
3 transistors PNP Si BC 214 ou analogues 1 NPN BC 184.
4 transistors haute tension 2 N 3439 (RCA).
6 diodes 1 000 V, M 102 (Silec) ou analogues.

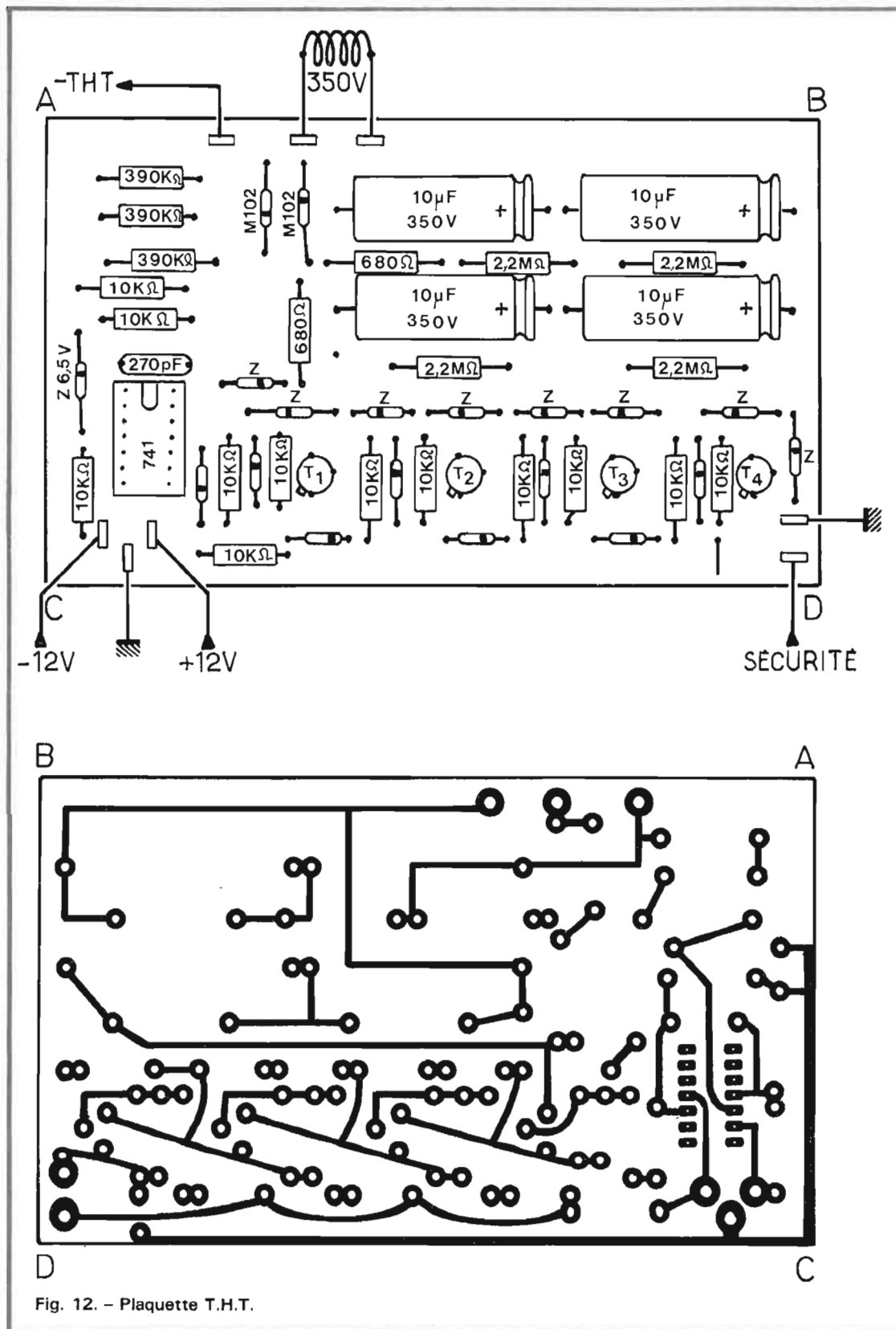


Fig. 12. - Plaquette T.H.T.

8 diodes zener 1N 740 (Sescosem).
2 Zener 12 V une 6,5 V.
6 diodes 1N 914 - 1 pont de redressement 0,5 A.
Condensateurs électrochimiques 10 µF 40 V (2), (Novea).
3 potentiomètres 10 kΩ, 1 de 1 kΩ bobiné.

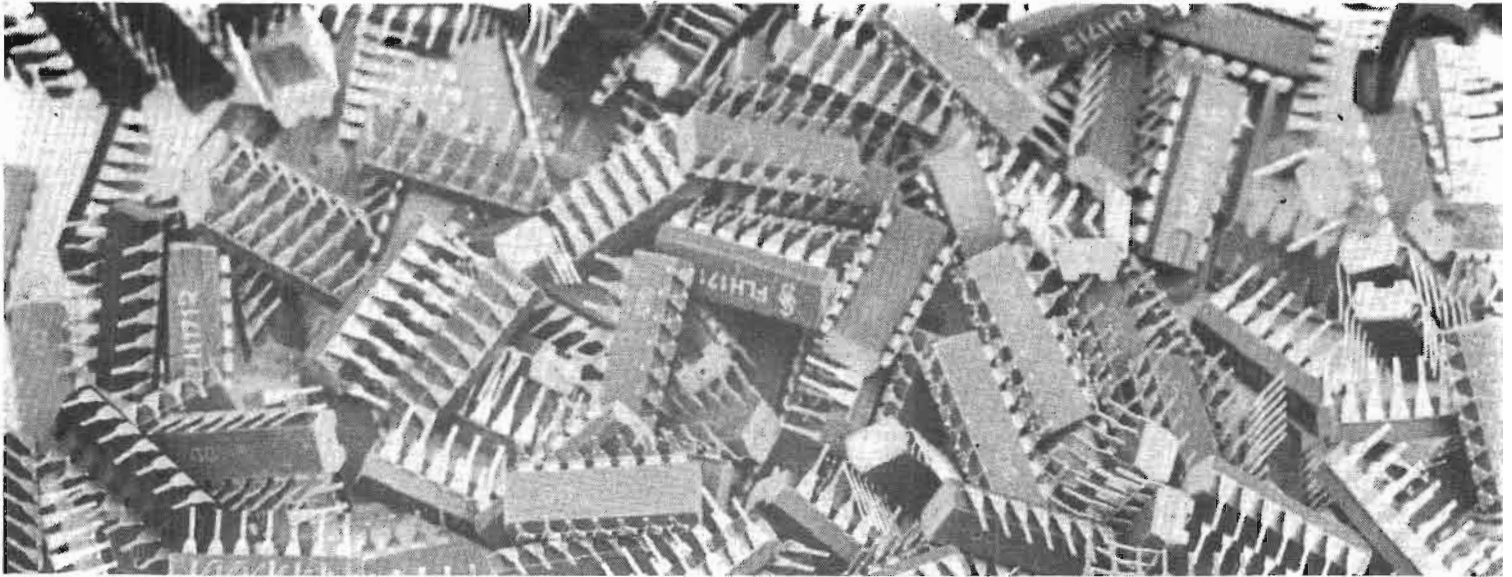
1 galvanomètre 1 mA.
Transformateur avec enroulements 350 - 2 x 12 - et 6 V (au minimum 350 V et 12 V).
1 interrupteur unipolaire et un inverseur (Secme).

Capacités céramiques 10 nF et 1 nF.

Boîtier Atomelec AB 3 ou équivalent.
Résistances à couche carbone 1/2 W.
1 commutateur, 1 circuit 6 positions (Jean renaud).

J. AUVRAY

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

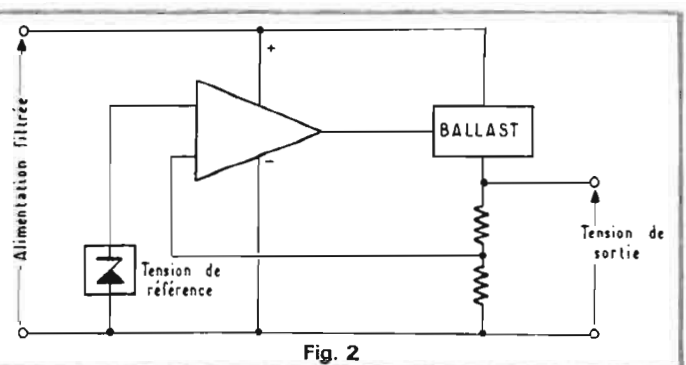
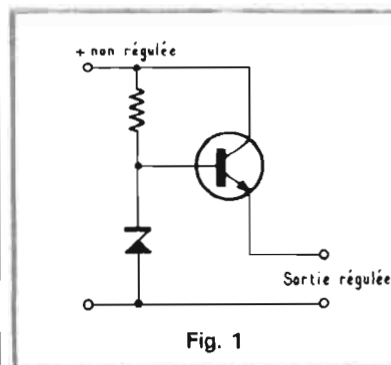
UNE ALIMENTATION 12 V/1 A

LE circuit intégré est un composant qui se prête à la réalisation d'alimentations, ne serait-ce que pour alimenter les autres circuits intégrés ! Pour réaliser une alimentation à circuit intégré, plusieurs solutions vous sont offertes. Le plus simple est d'acheter un circuit intégré spécial qui, dans un boîtier à trois pattes vous offrira une alimentation complète, avec son transistor ballast incorporé. Si vous avez de la chance, vous trouverez ces alimentations, il en existe de toutes sortes et elles délivrent des tensions fixes. Dans une autre catégorie, on trouve des circuits intégrés spécialisés pour la réalisation d'alimentations variables. Ces circuits possèdent un transistor ballast dont les possibilités sont limitées à une centaine de milliampères alors que les modèles évoqués précédemment sont nettement plus coûteux puisqu'ils délivrent leur

ampère, à condition toutefois de les avoir dotés d'un radiateur d'une surface suffisante. La seconde catégorie de circuits, qui en réalité fut la première dans le temps, autorise par ses facultés d'adaptation la réalisation d'alimentations de tous types avec des protections électroniques, des limitations de courant et aussi des performances très intéressantes. Pour augmenter la puissance de sortie de ces circuits on leur adjointra un transistor ballast doté de son radiateur.

Nous avons utilisé un autre type de circuit intégré beaucoup plus courant puisqu'il s'agit d'un amplificateur opérationnel. L'amplificateur opérationnel à entrée différentielle se prête remarquablement à ce type de fonctionnement. Une alimentation stabilisée est une source de tension. Si on prend un amplificateur opérationnel, que l'on fixe par une diode zener ou un autre moyen la tension de l'une des entrées et que le circuit travaille avec un gain unité, la tension de sortie sera

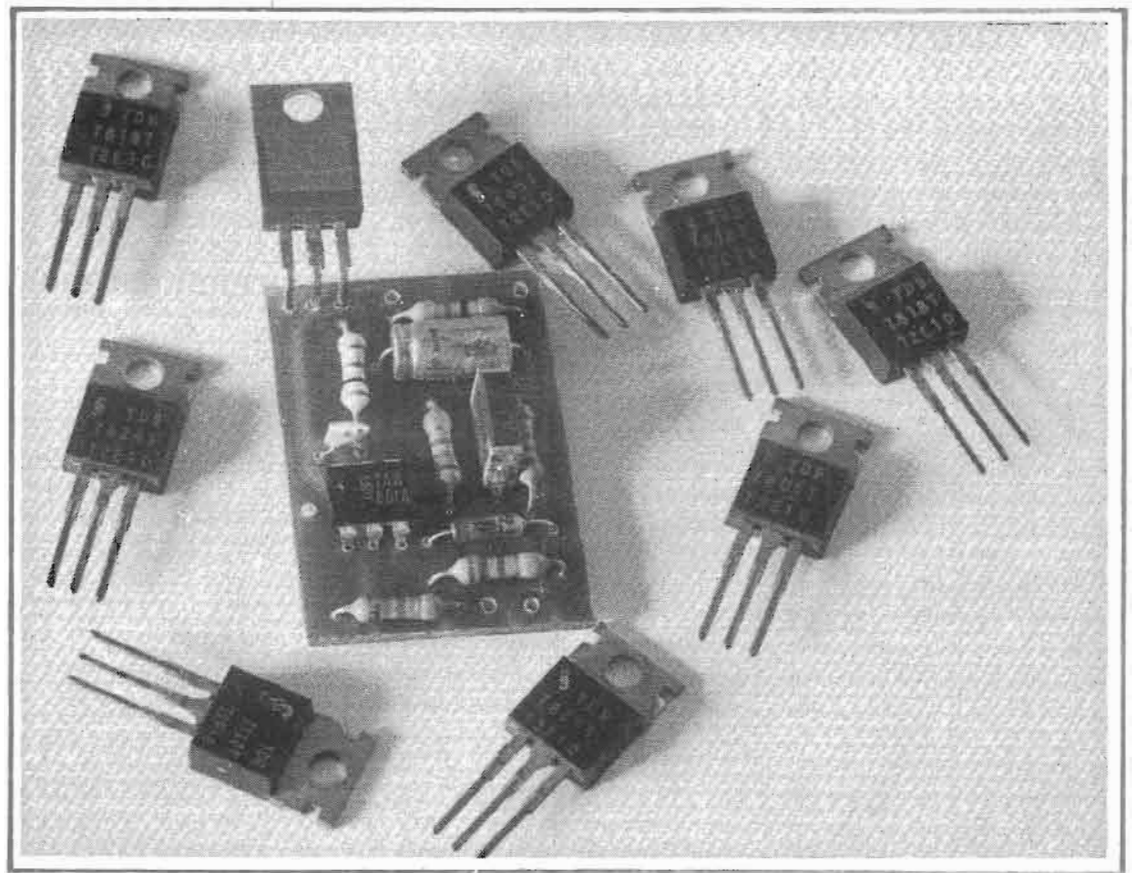
égale à la tension d'entrée. Si le gain est par exemple de 2, la tension de sortie sera deux fois plus grande que celle d'entrée, la plus simple des alimentations stabilisées est en effet un émetteur suiveur (fig. 1) réalisé à partir d'une diode zener, d'une résistance et d'un transistor qui débitera le courant. Avec ce montage simplifié, on recueille une tension de sortie égale à la tension de la diode zener diminuée de la tension base-émetteur du transistor. Cet ensemble se compose des deux éléments



indispensables à la réalisation d'une alimentation stabilisée : la tension de référence et l'amplificateur. Le fonctionnement est le suivant : lorsque la charge demande du courant, la tension de sortie a tendance à diminuer. Donc la tension base-émetteur augmente, et cette augmentation de tension se traduit par une augmentation du courant de base dans le transistor qui répond ainsi en autorisant le passage d'un courant de sortie plus élevé. Comme une très faible variation de la tension base-émetteur suffit pour libérer le courant de collecteur, la tension de sortie variera peu en fonction du courant de sortie.

Le principe de l'alimentation est exposé sur la figure 2. L'alimentation a été schématisée par son bloc fonctionnel. Nous avons trois blocs qui sont une alimentation de référence qui pourra simplement être constituée d'une diode zener, un amplificateur différentiel, avec une entrée inverseuse et une entrée non inverseuse, et enfin un bloc dit « ballast » qui est un transistor de puissance, PNP ou NPN. Suivant le type de montage adopté, la sortie du ballast sera en phase ou avec la phase inverse de la tension de sortie du circuit intégré, ce qui explique pourquoi, dans cette explication de principe nous n'avons pas porté les signes conventionnels à l'entrée de l'amplificateur opérationnel.

L'une des entrées du circuit intégré est portée au potentiel de la tension de référence. Cette tension de référence sera



par exemple une diode zener. On prend dans ce cas une diode dont la tension de zener est de 6 V environ, ce sont en effet ces diodes qui ont la plus faible résistance interne et le coefficient de température le plus bas. La tension d'entrée, appliquée sur l'autre entrée est une fraction de la tension de sortie prise aux bornes d'un diviseur potentiométrique. L'amplificateur opérationnel est, comme d'habitude un amplificateur dont le gain est très élevé et l'impédance d'entrée très grande. Comme la tension de sortie est finie, nous considérerons qu'en dehors des conditions de satu-

ration de l'amplificateur opérationnel, la différence de tension à l'entrée est très faible. La tension de sortie du circuit intégré se débrouillera pour que celle, différentielle, d'entrée soit la plus faible possible. Une fois cette condition obtenue, la tension d'entrée du circuit intégré sera égale à celle de référence, comme la tension d'entrée est déterminée par la valeur des résistances du pont de résistances placées à la sortie, nous aurons donc une tension de sortie constante et indépendante, dans certaines limites du transistor ballast. Si la tension de référence est fixe et stable, la

tension de sortie le sera également. Nous avons là un montage amplificateur à contre-réaction de tension, et de gain réglable par le pont de résistances.

MONTAGE PRATIQUE

Le schéma définitif est représenté sur la figure 3. L'alimentation se précise. Le transistor de sortie est un transistor de puissance PNP, le circuit intégré est un TAA 861 A de Siemens que l'on trouve sous une autre référence, SFC 2861 DC chez Sescosem. Ce circuit intégré n'exige qu'un condensateur pour sa compensation en fréquence et sa sortie se fait à collecteur ouvert, c'est-à-dire que la sortie du circuit intégré se fait sur le collecteur d'un transistor NPN dont l'émetteur est relié à la masse et dont le collecteur n'est chargé par aucun élément de sortie. La charge de collecteur du transistor de sortie est constituée par la résistance R_1 et le

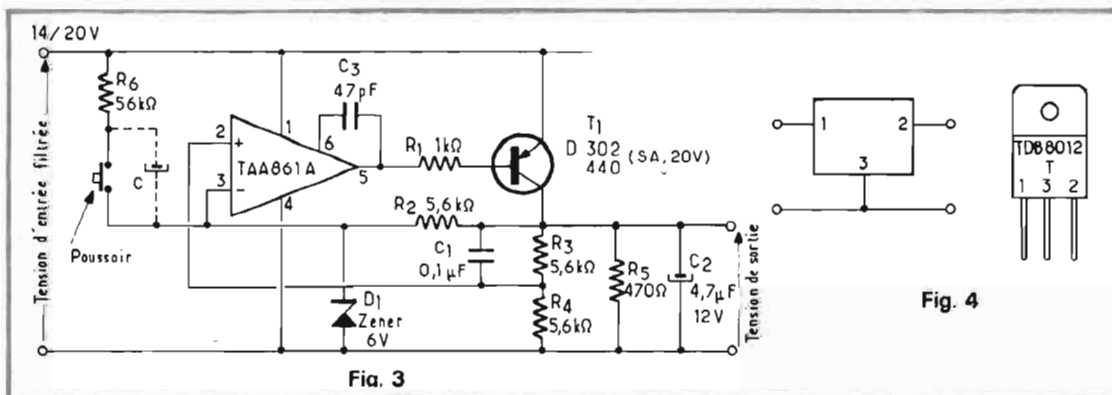


Fig. 3

Fig. 4

courant de sortie du circuit intégré traverse la jonction base-émetteur du transistor T_1 . Le courant de collecteur est maintenant fixé par la valeur de la résistance qui chargera l'alimentation.

La tension de référence est prise à la sortie du montage. La diode zener est donc alimentée par un courant relativement constant, sa tension sera donc en principe d'une bonne stabilité. La valeur du courant est fixée par la résistance R_2 .

La tension de la diode zener est de 6,2 V, valeur normalisée et le pont de résistances a été choisi avec un rapport de 1/2, nous aurons donc une tension de sortie voisine de 12 V, à la tolérance des résistances et de la tension de zener près. La résistance R_5 sert à charger en permanence la sortie. Le montage possède un gain élevé, augmenté encore par l'utilisation du transistor de sortie en émetteur commun, avec une charge trop faible, des oscillations apparaissent, nous les avons supprimées en imposant par R_3 un débit de 25 mA au transistor. Le condensateur C_1 , introduit dans la boucle de contre-réaction évite les oscillations du circuit, nous retrouvons aussi le traditionnel condensateur de 47 pF assurant la compensation du circuit intégré.

PROTECTION DE L'ALIMENTATION

Cette alimentation est protégée. La limitation du cou-

rant de sortie se fait par la résistance R_1 . Comme cette dernière limite le courant de base, nous aurons automatiquement une limitation du courant de sortie puisque le courant de sortie sera égal à bêta fois le courant de base. Avec une résistance de 1 000 Ω et une tension amont de 20 V, le courant de base de T_1 sera limité à 20 mA, si le transistor a un gain de 100, le courant de sortie sera limité à 2 A. Nous avons un autre phénomène de limitation, lorsque la sortie se met en court-circuit, la tension de référence devient nulle, la tension d'entrée également, à ce moment, les deux tensions d'entrée sont nulles, le transistor T_1 se bloque. C'est une particularité de ce circuit intégré ; lorsque en effet les deux entrées sont à la masse, ce qui est un cas extrême d'utilisation de ce circuit intégré, il travaille en tout ou rien ou presque, le courant de sortie est nul. Nous avons vérifié ce phénomène sur plusieurs échantillons. Cette annulation du courant de sortie provoque un autre phénomène, la coupure de la tension de sortie. Plus de tension de sortie, plus de référence, plus de réamorçage, nous avons là un disjoncteur électronique parfait ! Signalons également qu'au départ, il n'y a pas non plus de tension de sortie et que dans ces conditions, il faudra amorcer le système à la mise en route. C'est le rôle du bouton-poussoir que nous avons installé, il permet d'alimenter la diode zener lorsque la tension de sortie est nulle. Cette résistance peut être installée en permanence, mais dans ces

conditions, il n'y a plus de disjonction électronique, le courant de sortie est seulement limité par la résistance R_1 .

On peut aussi imaginer un dispositif de démarrage automatique de l'alimentation, ce dispositif consiste à mettre en parallèle sur les contacts du poussoir un condensateur de 10 μF environ. Le courant de charge du condensateur donnera une tension positive sur la diode zener et donnera l'illusion nécessaire pour que le circuit intégré se mette à conduire. Une fois le condensateur chargé, aucun courant ne circulera dans le condensateur.

REALISATION

C'est devenu un lieu commun de dire qu'elle ne posait pas de problème, il faut loger un circuit intégré, cinq résistances, une diode zener, trois condensateurs sur un circuit imprimé, le travail est simple et si vous prenez un minimum de précaution, vous ne devrez pas avoir de problème. Une précaution à prendre, toutefois, c'est de monter le transistor sur un radiateur. Pour un courant de 1 A, avec une tension d'alimentation de 20 V, on utilisera un radiateur constitué d'une plaque d'aluminium de 10 cm de côté et de 4 mm d'épaisseur. Si l'alimentation doit fonctionner dans des conditions moins draconiennes, il suffira de plaquer le transistor sur la face arrière du montage, en ayant pris soin de placer entre le boîtier et le « radiateur » un iso-

lant de mica ou de mylar, isolant que vous vous procurerez en achetant le transistor.

PERFORMANCES

Faire une alimentation stabilisée, c'est bien, à condition que la stabilisation soit correcte. Plusieurs paramètres permettent de déterminer la qualité de l'alimentation, nous ne les avons pas tous abordés. Nous avons branché un voltmètre digital en sortie, sur lequel nous disposons de quatre chiffres significatifs. La tension mesurée était de 11,86 V, nous sommes bien près des 12 V demandés, en plaçant une résistance de forte valeur en parallèle sur l'une des résistances du pont, on peut modifier la valeur de la tension, ce qui n'est d'ailleurs pas indispensable, à moins que l'on ne soit épris de précision et que l'on veuille à tout prix arriver aux 12 V exigés, les montages électroniques ne sont pas si exigeants. Dans le cas où vous auriez besoin de réaliser une alimentation symétrique, on peut alors exiger une meilleure précision.

Nous avons fait varier la tension amont entre 14 et 20 V sans avoir pu noter de variation de la tension de sortie, notre voltmètre manquait de chiffres.

Nous avons également fait varier la charge et avons là aussi constaté la parfaite indépendance de l'alimentation. Pour une variation du courant de sortie de l'ordre de 1 A, nous n'avons pas pu noter de

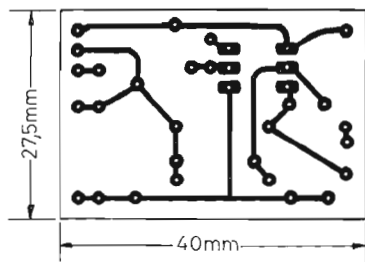


Fig. 5

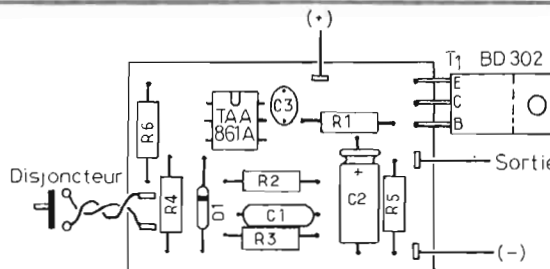


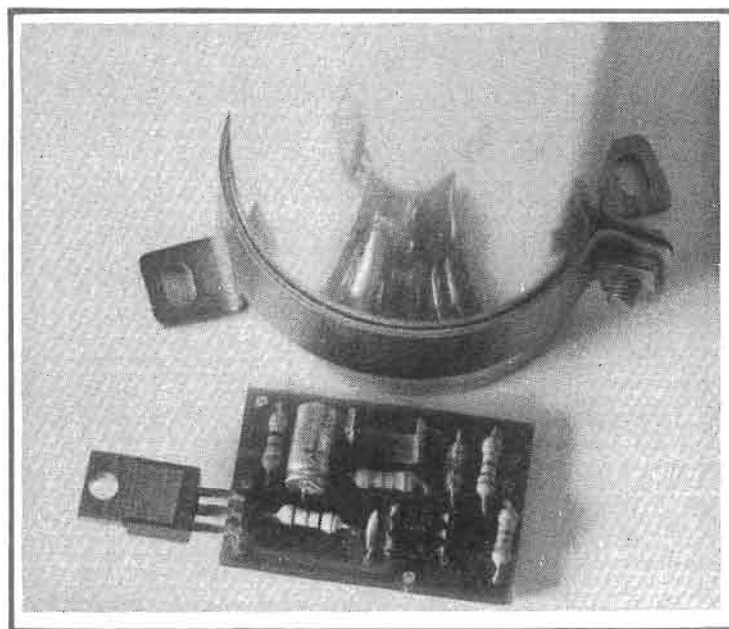
Fig. 6

variation de tension. A 1,3 A, la chute de la tension de sortie commence pour atteindre 0 au court-circuit, c'est normal. Il ne passe alors que quelques milliampères, et, une fois le court-circuit éliminé, la tension de sortie reste à 29 mV avant d'actionner le bouton de réarmement.

La tenue en température n'est pas aussi satisfaisante, l'approche d'un fer à souder de l'une des pattes de la diode zener se traduit par une variation évidente de la tension de sortie.

Le bruit de fond d'une alimentation est un problème important par exemple, si on veut alimenter un générateur BF qui servira à mesurer une distorsion. Si l'alimentation est « bruyante », le bruit risque de se répercuter à la sortie. Nous avons mesuré ici, et en pleine charge une tension de bruit de 30 mV environ, avec une ondulation à l'entrée de 0,1 V. La diode zener peut être une source de bruit, les effets d'avalanche sont assez erratiques et les diodes zener sont des générateurs de bruit blanc connus. Pour éliminer une bonne partie de ce bruit, on mettra en parallèle sur la diode zener un condensateur de 1 μ F, la tension de bruit en sortie sera alors de 30 μ V environ, valeur que nous avons pu mesurer sur notre prototype. Les diodes zener planar sont aussi moins bruyantes.

Comme vous pouvez le constater, le circuit intégré permet d'obtenir, avec un nombre de composants limité, des performances que l'on peut qualifier de bonnes. Le circuit proposé peut s'adapter à diverses circonstances d'utilisation comme une tension de sortie différente, une règle à respecter, la tension de sortie sera supérieure à celle de la diode zener. Pour faire une alimentation à tension variable, on remplacera la résistance R_3 par une résistance variable, ou encore l'ensemble des résistances par un poten-



tiomètre à qui on pourra adjoindre des résistances de butée.

LA SOLUTION « PARESSEUSE »

Nous avons utilisé pour cette solution pratique mais plus délicate à mettre en œuvre un circuit intégré TDB 7812, c'est un circuit fabriqué par Siemens et qui existe sous d'autres appellations chez beaucoup de constructeurs, on retrouve d'ailleurs dans les appellations le chiffre 78 suivi de la tension que délivre le composant. On trouve des alimentations depuis 5 V jusqu'à 24 V avec une répartition qui satisfait la plupart des applications courantes. Le montage est réduit à sa plus grande simplicité, nous avons trois broches pour le circuit, une pour faire entrer la tension d'alimentation, une qui sert de référence et qui va être reliée à la masse et enfin la dernière qui sera la borne de sortie. Bien entendu, ce type d'alimentation est entièrement protégé. Nous avons fait des mesures sur ce type d'alimentation, et avons constaté pratiquement la même chose qu'avec le modèle à semi-conducteurs discrets, ou plus exactement avec l'alimentation dont

l'intégration a été moins poussée. Une différence, le niveau de bruit de fond de l'alimentation intégrée est plus important : 60 à 80 μ V. Dans ce cas, pas question d'accéder à la diode de référence qui n'est d'ailleurs pas obligatoirement responsable de cet état de fait. La présence d'un condensateur est obligatoire à l'entrée et à la sortie du montage. Nous avons le même problème avec l'alimentation à composants discrets. Pour cette seconde alimentation, on montera le circuit intégré sur radiateur. Une différence à noter par rapport à l'autre alimentation, le potentiel du radiateur est celui de la masse, il n'est pas toujours nécessaire de prévoir la présence d'une rondelle de mica isolante.

CONCLUSIONS

Ces deux types d'alimentation ne nécessitent qu'un nombre limité de composants, et plus particulièrement le second montage ! Le premier permet plus de fantaisie et offre des possibilités de réglage de la tension de sortie tout en conservant des performances d'un niveau élevé. De toute façon, si vous utilisez une alimentation faisant appel à la tension du secteur, vous

devrez filtrer le courant, ce qui demandera un condensateur chimique d'autant plus encombrant qu'il sera efficace. On pourra donc se demander pourquoi avoir miniaturisé le montage. Si vous avez déjà construit un appareil, même d'une bonne taille, vous avez certainement eu des problèmes d'installation et de répartition des composants dans la boîte, et bien, plus le circuit est petit et plus il sera facile de le loger dans un coin. L'argumentation est simple, aussi simple que le circuit !

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 = résistance 1/4 W 1 000 Ω .

$R_2 = R_3 = R_4$ = résistances 5,6 k Ω 1/4 W.

R_5 = résistance 1/4 W 470 Ω .

R_6 = résistance 1/4 W 56 k Ω .

C_1 = condensateur mylar 0,1 μ F.

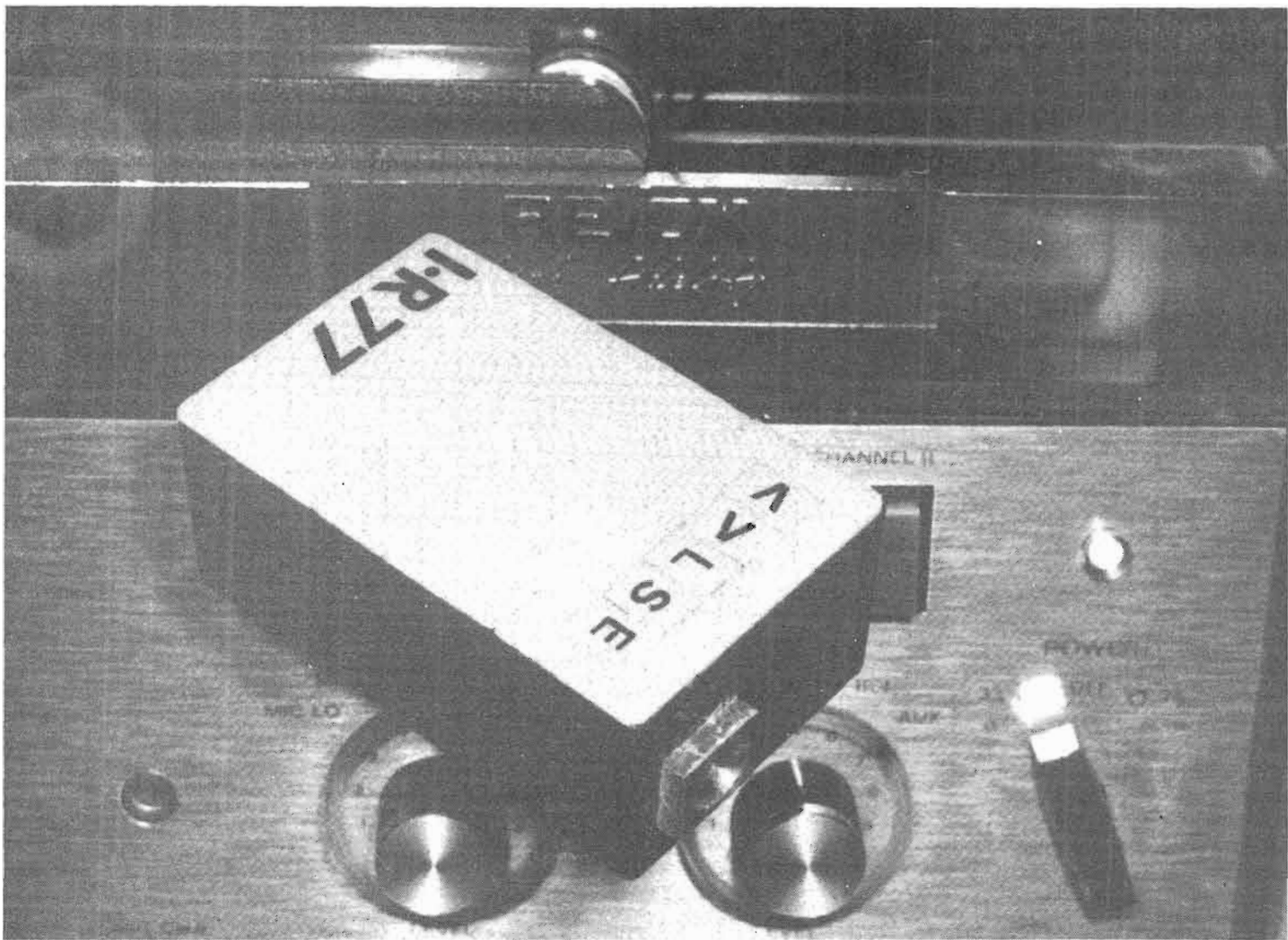
C_2 = condensateur chimique 4,7 μ F 12 V.

C_3 = condensateur 47 pF.

Circuit intégré, TAA 861 A ou équivalent.

T_1 = transistor PNP puissance, 2 à 5 A, 25 V genre BD302, 440, etc., boîtier TO220.

D_1 = diode zener 6,2 V 1/4 W.



Télécommande à infra-rouges POUR REVOX A77

(suite voir N° 1539)

NOUS avons vu dans le dernier numéro comment réaliser une télécommande utilisant deux fils de transmission et susceptible d'assurer la commande à distance de cinq fonctions et cela à partir de plusieurs postes que l'on pouvait relier en parallèle.

Nous abordons maintenant le problème de la transmission par infrarouges, ce système utilisera un récepteur à photo-diode planar de grande surface (BPW 34), un démodulateur et un système de

conditionnement du signal ; ce conditionnement étant nécessaire pour assurer la bonne compréhension des ordres. Il serait infiniment regrettable de passer brutalement de la marche avant rapide à la lecture, la bande magnétique ne résistant pas à ces mauvais traitements, la moindre de ses déformations étant vraisemblablement un simple étirement.

L'émetteur de télécommande utilise comme élément rayonnant une diode électroluminescente fonctionnant

dans le domaine de l'infrarouge. Il n'y a pas d'émission radio-électrique et de ce fait, ce système de télécommande ne demande aucune autorisation de la part des Postes et Télécommunications. De plus, le rayonnement est pratiquement indétectable.

Le rayonnement infrarouge a la propriété de se réfléchir contre les parois d'une pièce, cette propriété est exploitée ici en permettant d'assurer un fonctionnement sûr à l'intérieur d'une pièce. Par contre, en champ libre, la distance

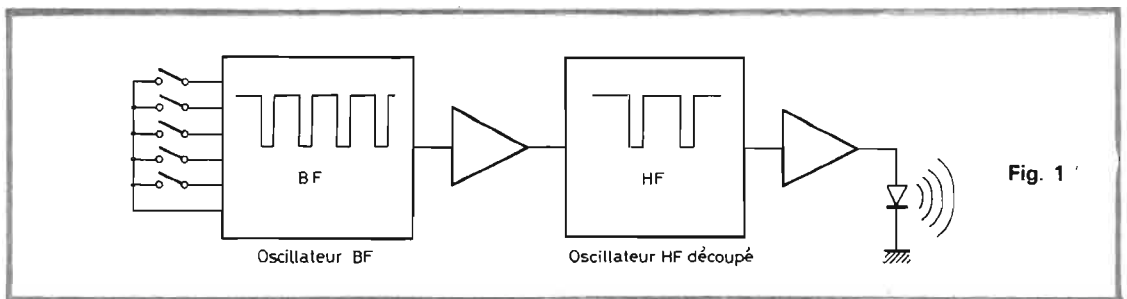
utile est réduite. L'utilisation de systèmes optiques sur l'émetteur et le récepteur permet de multiplier la distance par un nombre élevé qui sera fonction de la taille et de la dimension de l'optique ; seulement, la directivité ainsi obtenue ne sera pas obligatoirement compatible avec la facilité de manipulation, émetteur et récepteur devant être perpétuellement tournés l'un vers l'autre.

La puissance d'émission peut paraître ici relativement élevée compte tenu des dis-

tances relativement faibles couvertes (une dizaine de mètres) par ce système. Le rendement des émetteurs est relativement faible, mais la diode est sensible, les progrès technologiques ont permis d'augmenter sa fréquence de coupure tout en conservant une surface utile importante (9 mm² pour la BPW 34), tandis que son bruit de fond est très bas. La diode recueille pourtant une infime partie du rayonnement utile puisqu'elle n'est pas directive et que, condition défavorable, elle reçoit toutes sortes de rayonnement indésirables comme ceux venus des tubes fluorescents.

La diode d'émission est, elle aussi, peu directive, ce qui explique l'intérêt d'une réception en local fermé dont toutes les parois sont soumises au rayonnement I-R.

Ces données obligent à adopter un courant élevé dans la diode d'émission. Nous avons pris ici un courant de 300 mA environ, bien que les diodes utilisées ici, et qui ont spécialement été mises au point par Siemens supportent un courant de 1 A à condition qu'on les refroidisse. Un courant aussi important étant incompatible avec une alimentation par piles, nous avons choisi de moduler notre faisceau I-R, d'une part pour nous découpler par rapport



aux sources I-R naturelles comme les lampes à incandescence ou le soleil, d'autre part pour réduire la consommation globale ; nous avons ici un rapport cyclique de 33 % environ pour une onde dont la fréquence est de 50 kHz, donc très loin de celle du réseau (50 Hz). En outre, pour économiser encore un peu d'énergie, nous avons modulé ce faisceau pour envoyer des trains d'impulsions dont la fréquence de récurrence est fonction de l'ordre à exécuter. On peut ainsi diviser encore par quatre ou cinq suivant la fréquence choisie, la consommation totale qui est alors réduite à une trentaine de milliampères, la diode LED ne chauffe plus, à condition de ne pas maintenir trop longtemps le doigt sur les boutons.

La figure 1 donne le schéma synoptique de l'émetteur. Il se compose de quatre sections dont deux font appel à des circuits intégrés. Le premier étage est un modulateur BF, il délivre des signaux

impulsionnels dont la récurrence sera fixée par la valeur des résistances du boîtier de manipulation. Le boîtier utilisé sera de conception identique à celui décrit dans le précédent numéro, mais les valeurs des résistances seront modifiées en fonction des fréquences désirées. Nous donnerons d'ailleurs les valeurs des résistances dans la dernière partie de cet article, partie qui sera consacrée au récepteur et aux circuits de conditionnement du signal.

L'étage suivant l'oscillateur est un inverseur. Son utilisation a été imposée par la polarité du signal de sortie du circuit intégré. Ces derniers sont en effet conçus pour un usage général et cet usage général n'est pas obligatoirement celui qu'on lui réserve.

Le second circuit intégré est employé comme oscillateur HF. HF est ici, un grand mot dans le sens où cette haute fréquence n'est pas si haute que ça, elle est en effet de 50 kHz et aurait pu être

choisie dans une gamme allant de 50 kHz à 200 kHz, les composants choisis autorisent cette fourchette.

Le dernier étage est un étage amplificateur de puissance, c'est lui qui délivre le courant nécessaire à l'émission I-R

SCHEMA PRATIQUE

La figure 2 donne le schéma détaillé dans lequel on pourra reconnaître les blocs fonctionnels évoqués plus haut. Le circuit intégré unique employé ici est un double 555, circuit intégré que l'on trouve chez un grand nombre de constructeurs. Si vous ne trouvez pas précisément le 556 avec lequel nous avons fait notre étude, vous pourrez vous reporter à la figure 3 qui donne les équivalences des broches entre les deux 555 et l'unique 556. Le premier étage est monté en oscillateur asta-

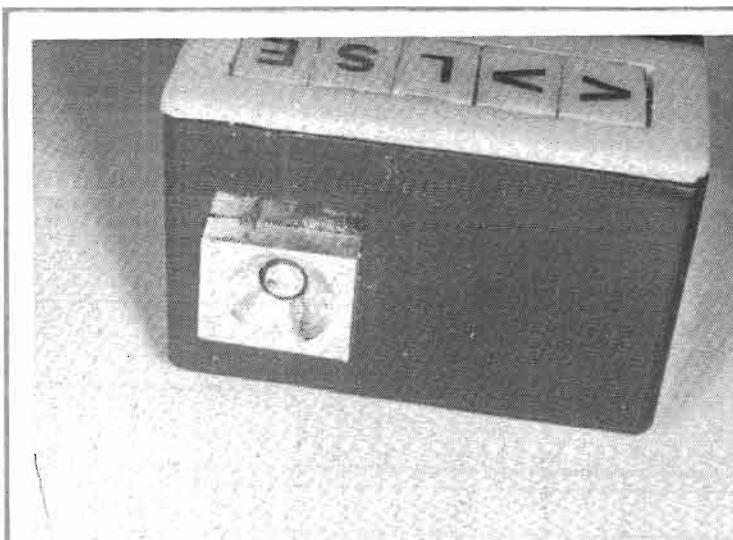


Photo 1. - Les touches et le réflecteur de la diode LED.

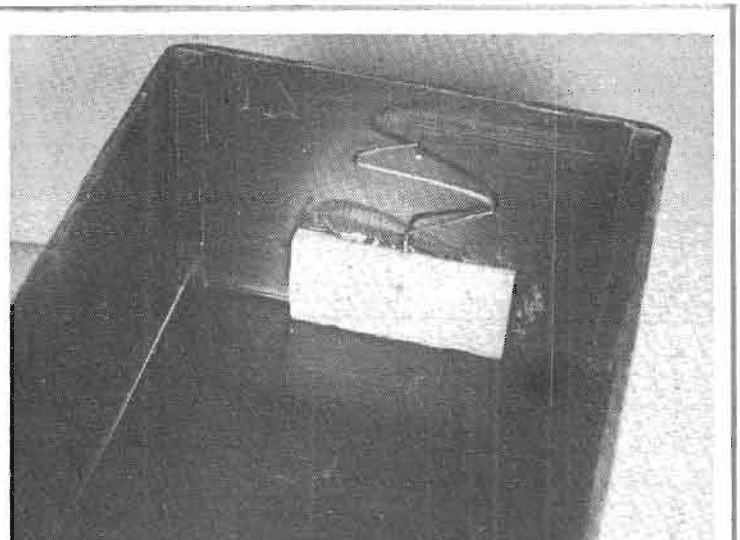
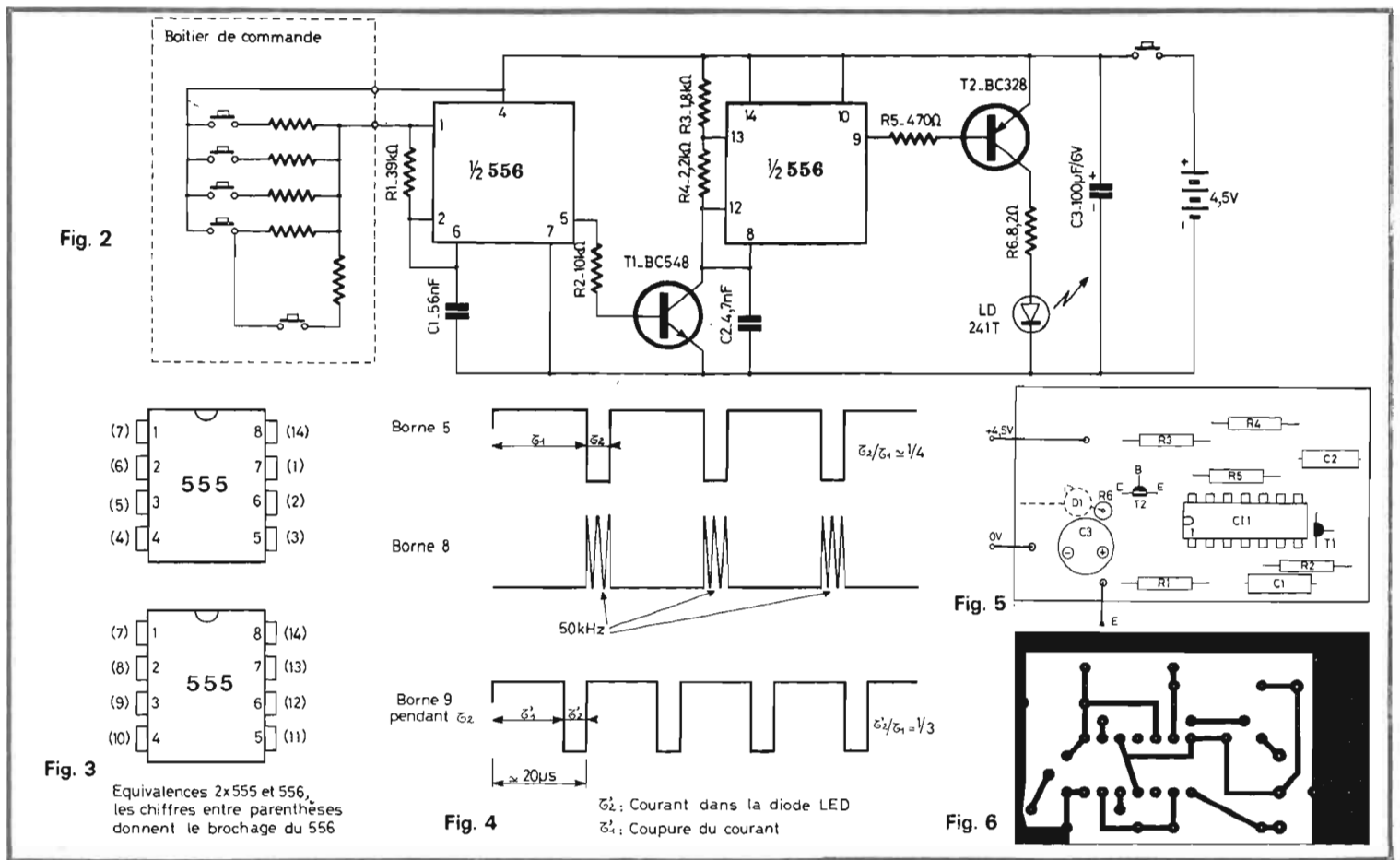


Photo 2. - Système à ressort pour fixation du couvercle.



ble. Sa sortie délivre des tensions rectangulaires dont la stabilité en fréquence est très grande. La constante de temps du multivibrateur est donnée par la valeur des résistances R_1 et de celle du boîtier de commande et aussi par celle du condensateur C_1 . La formule donnant la fréquence est la suivante :

$$F = 1,44 (R \text{ boîtier} + 2 R_1) C_1$$

Le rapport cyclique est donné par :

$$D = R_1 / (2 R_1 + R \text{ boîtier})$$

Sur la sortie du premier 1/2 556, c'est-à-dire la borne 5, on obtient un signal impulsionnel dont la durée du signal haut est toujours supérieure à celle du signal bas. Comme nous avons besoin d'un signal inverse, le signal de la borne 5 est envoyé sur un transistor,

T_1 . Lorsque la sortie 5 est positive, le transistor est saturé et le condensateur C_2 est chargé, le courant des résistances R_3 et R_4 passe au travers de T_1 , l'oscillateur HF est alors bloqué. Le second circuit intégré est monté lui aussi en oscillateur astable, cette fois à fréquence fixe, le rapport cyclique et la fréquence sont déterminés une

fois pour toutes. Ces circuits intégrés disposent d'une borne permettant de bloquer l'oscillation, mais l'arrêt des oscillations se traduit par l'apparition d'une tension qui n'a pas, cette fois encore la polarité compatible avec la faible consommation désirée. Nous avons donc dû utiliser la méthode de blocage de l'oscillation par l'intermédiaire du

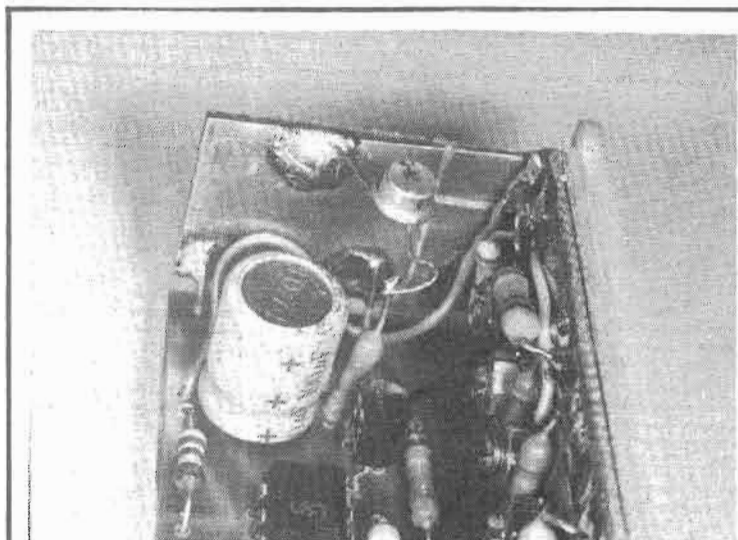


Photo 3. - Montage souple de la diode LED.

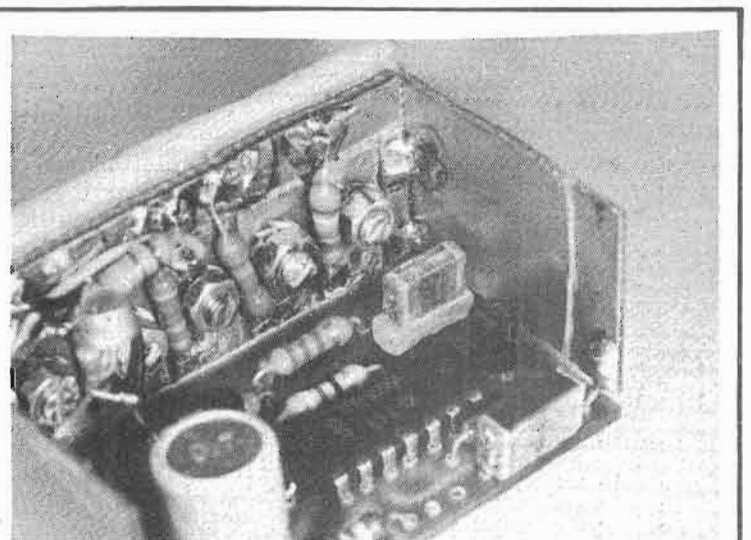


Photo 4. - Vue de l'émetteur, on notera les contacts ajustables.

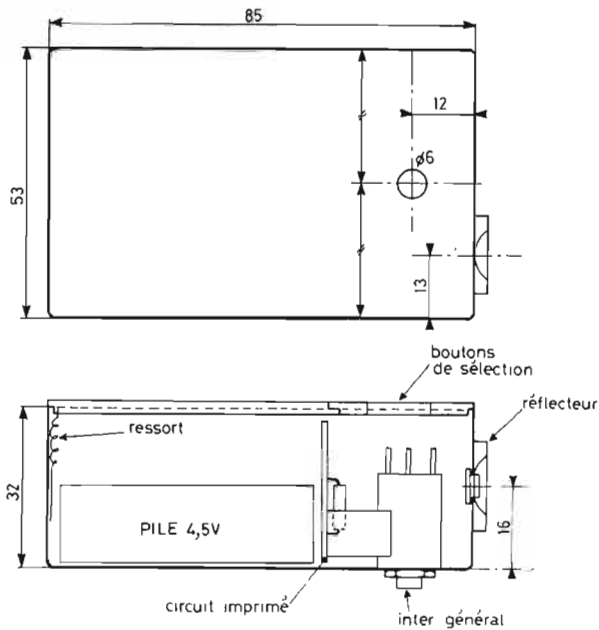


Fig. 7

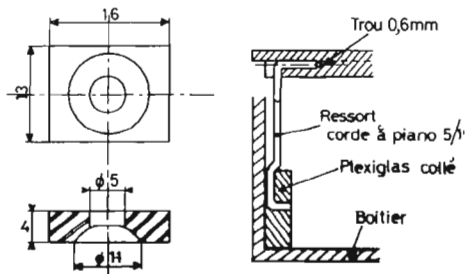


Fig. 8

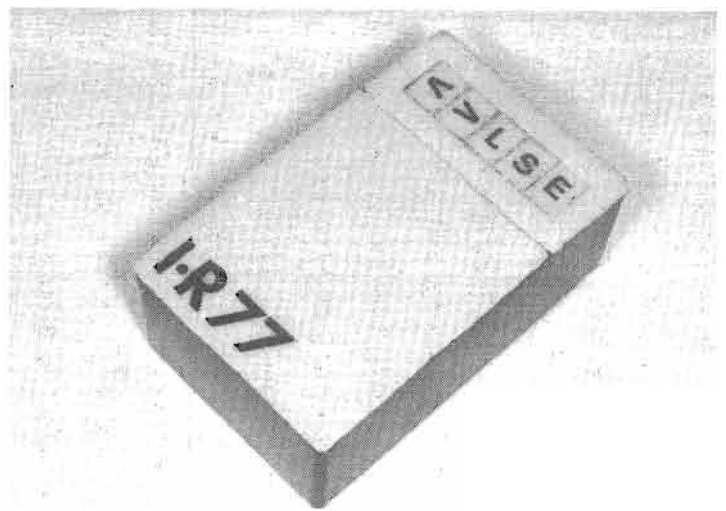


Photo 5. - Le boîtier.

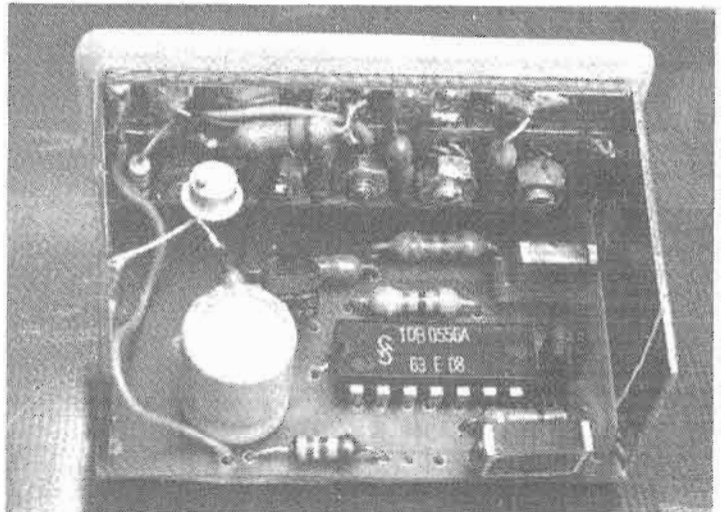


Photo 6. - L'unique circuit intégré peut être remplacé par deux 555.

condensateur dont on empêche la charge. Les signaux de sortie convenables sont maintenant disponibles sur la borne 9, un transistor à fort courant de collecteur (1 A) se charge maintenant d'exciter la diode LED infrarouge. Une résistance série de $8,2 \Omega$ limite l'intensité débitée, le transistor fonctionne en tout ou rien, il ne dissipe pratiquement aucune énergie et n'exige donc pas de radiateur. Un condensateur chimique de $100 \mu\text{F}$ se charge de débiter les pointes de courant et réduit les contraintes appliquées à la pile.

La figure 4 et les photos d'oscillogrammes donnent les tensions que l'on peut obtenir sur l'écran de l'oscilloscope, on voit, sur la borne 8 les oscillations à 50 kHz.

REALISATION

La figure 5 donne le schéma du circuit imprimé, ce schéma a été prévu pour un 556, si vous utilisez deux 555, vous devrez modifier la répartition des composants. Les dimensions extérieures du circuit sont fixées par celles de la boîte qui abritera l'émetteur. Nous avons pris, pour cette dernière un coffret qui recevait des diapositives Agfa, coffret dont la hauteur a été réduite.

La réalisation ne pose pas de problèmes particuliers, nous vous conseillons de faire les recoupements entre le schéma pratique et le théorique, si vous trouvez une incompatibilité, si vous avez un doute, revenez au fonc-

tionnement du circuit intégré et essayez de trouver sur quel dessin se trouve l'erreur ; au besoin, une manipulation avec fils volants (dangereux si on ne fait pas attention) pourra permettre de rétablir la vérité.

Les photos donnent les détails de la réalisation, détails qui seront réalisés en prenant les dimensions des circuits sur place, les tolérances d'usinage des fabrications amateurs étant en général assez larges, nous en savons quelque chose, il vaut mieux prévoir un peu grand pour ajuster ensuite les pièces.

La figure 8 donne quelques indications sur la fabrication du boîtier. Le bouton-poussoir de mise sous tension est placé à la partie inférieure du boîtier, on mettra ainsi sous tension l'émetteur avec l'index

tandis que le pouce manipulera les touches de sélection.

On notera sur ce dessin les usinages de la partie supérieure qui constitue le couvercle donnant accès à la pile. La figure 8 donne les détails de réalisation du système de fermeture par ressort, si vous désirez une formule plus simple à réaliser, mais avec des vis apparentes, un simple système à vis sera suffisant. La partie électronique est maintenue par l'écrou du bouton-poussoir. Le bouton est en effet maintenu par un étrier de verre époxy dont la souplesse est mise à profit pour maintenir le circuit en place.

Attention, si on utilise le système à touches sensibles ; il ne faut pas faire supporter les efforts d'appui par la partie supérieure de plexiglas mais

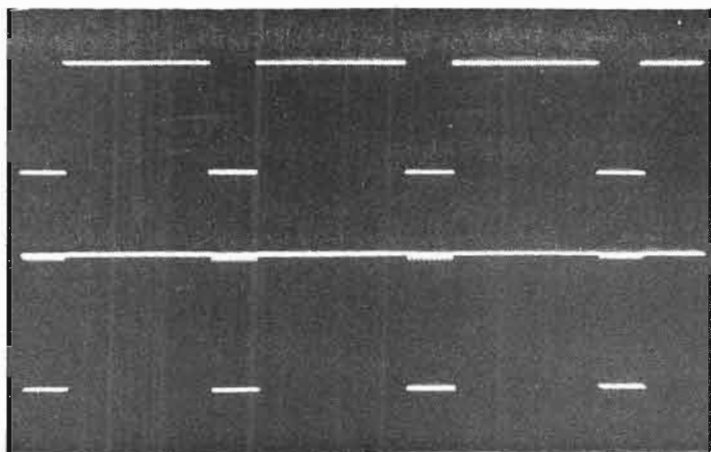


Photo 7. - En haut : Sortie du premier circuit ; en bas : sortie modulée à 50 kHz, second circuit.

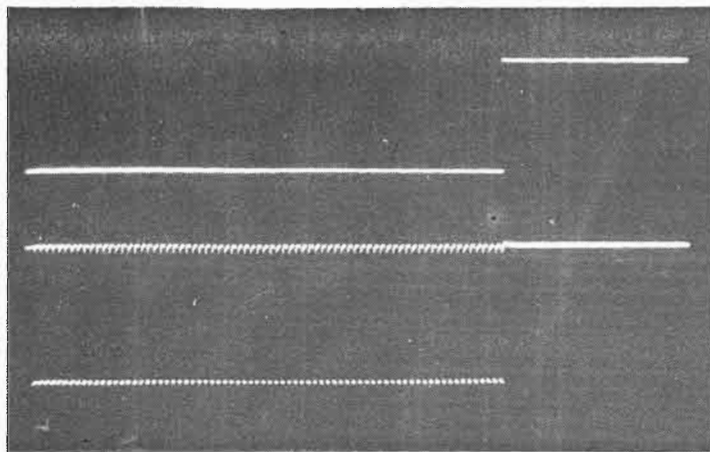


Photo 8. - Détails des signaux, en haut, premier circuit, en bas, le second, découplage à 50 kHz.

par les deux jambes latérales, dans le cas contraire, on risque un décollement de cette partie.

Adjonction d'un réflecteur : Le réflecteur permet d'augmenter le rendement de l'émission particulièrement à grande distance. Suivant les qualités optiques que vous obtiendrez, l'amélioration sera plus ou moins sensible. On pourra utiliser pour le remplacer un réflecteur identique à ceux qui sont installés sur les lampes de poche à jeter après usage. Nous avons réalisé le nôtre dans un morceau de duraluminium de 4 mm d'épaisseur, l'usinage en cuvette parabolique peut se faire à partir d'un outil de coupe confectionné dans l'extrémité d'une vieille lame de scie à métaux qui aura été meulée suivant le profil désiré (principe de la toupie du menuisier). Le morceau de lame de scie sera monté sur un axe de potentiomètre fendu. A défaut, on usinera un cône avec un angle de 90° au sommet. Ce réflecteur sera collé (colle époxy ou néoprène) à l'emplacement prévu pour la diode. Le réglage de la position de la diode se fera au moment de la mise au point du récepteur. Pour ce réglage, la diode sera montée au bout de ses fils, on veillera à leur laisser une certaine souplesse d'adaptation.

Une première vérification du fonctionnement peut se faire sans récepteur, on regardera à l'oscilloscope la forme des signaux, pour ces opérations, on remplacera le boîtier de commande par une résistance de 100 000 Ω.

On surveillera l'élévation de température de la diode LED. Cette dernière, même parcourue par un courant moyen de 30 mA s'échauffe, comme l'échauffement ne dure qu'un temps limité lors d'une utilisation impulsionnelle, il n'y a pas lieu de s'inquiéter. Si toutefois vous désirez améliorer le refroidissement, il vous reste la possibilité d'utiliser à cet effet le concentrateur parabolique dont la masse métallique fera l'affaire. La diode sera alors collée par une colle thermoconductrice ou alors on interposera un joint de graisse silicone entre elle et le métal.

Attention, le boîtier de la diode électroluminescente est au potentiel de l'anode, le condensateur sera donc porté à ce potentiel, si un court-circuit a lieu avec la masse, il sera sans importance, par contre, il faudra éviter de mettre ce point au potentiel positif, aucune résistance autre que la résistance interne de la pile ne viendrait alors limiter l'intensité dans la diode. Pour augmenter la portée de cette télécommande, il est possible de mettre deux diodes LD 241 T en série, elles rayonneront toutes deux et procureront un gain substantiel ; dans ces conditions, il convient de réduire la valeur de la résistance de limitation d'intensité et de la remplacer par une autre de 3,3 Ω.

L'émetteur infrarouge est l'élément le plus simple de la transmission, dans la suite de cet article, nous aborderons le problème de la réception et ceux de la conception du récepteur. Pour la mise au point de ce récepteur, il est pratiquement indispensable

de pouvoir disposer d'un oscilloscope classique dont la bande passante est d'au moins 100 kHz, performance à la hauteur de tous les appareils.

Etienne LEMERY

LISTE DES COMPOSANTS

- R₁ = résistance 1/4 W 5 % 39 kΩ
 - R₂ = résistance 1/4 W 5 % 10 kΩ
 - R₃ = résistance 1/4 W 5 % 1,8 kΩ
 - R₄ = résistance 1/4 W 5 % 2,2 kΩ
 - R₅ = résistance 1/4 W 5 % 470 Ω
 - R₆ = résistance 1/4 W 5 % 8,2 Ω
 - T₁ = BC108, 548, etc.
 - T₂ = BC328 (I_{Cmax} = 1 A)
 - D₁ = diode LD241T Siemens (Cibot)
 - C₁ = condensateur Mylar 56 ou 47 nF
 - C₂ = condensateur Mylar 4,7 nF
 - C₃ = condensateur chimique 100 μF/6 V
- Circuit intégré : TDB556 A Siemens ou XR2556 Exar ou 556 Signetics, etc., ou 2X TDB555 Siemens ou 555 Exar, Signetics, etc.
- Boîtier de commande (résistances à définir en fonction du récepteur), coffret, inter à poussoir, circuit imprimé, pile 4,5 V.

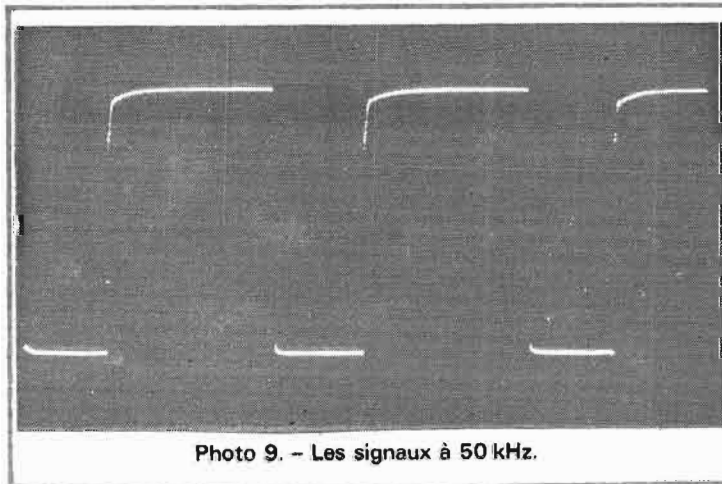


Photo 9. - Les signaux à 50 kHz.

LES CAPTEURS POTENTIOMETRIQUES

ET

LES NOUVEAUX POTENTIOMETRES

UN capteur, ou transducteur, est un dispositif traducteur, qui transforme des phénomènes mécaniques, physiques, chimiques, en signaux électriques pouvant être utilisés, contrôlés, ou enregistrés à distance, après traitement dans un montage électronique, ou assurer la commande d'appareils automatiques.

Ce sont des dispositifs extrêmement répandus et, comme M. Jourdain faisait de la prose sans le savoir, nous employons aussi constamment des transducteurs. C'est ainsi que les microphones traduisent les signaux sonores en signaux électriques ; les phonocapteurs, comme l'indique leur nom, recueillent les vibrations gravées à la surface des disques et fournissent des signaux électriques à fréquence musicale.

Les têtes magnétiques des magnétophones et magnétoscopes transforment les signaux électriques en effets magnétiques, ou inversement ; les haut-parleurs, eux-mêmes, ne sont-ils pas des transducteurs, parce qu'ils jouent le rôle inverse de celui des microphones, et transforment les signaux électriques à fréquence musicale en signaux sonores ?

Mais, en fait, lorsqu'on parle de capteurs on songe surtout aux systèmes d'information et de mesure ; ce sont des dispositifs sensibles de

perception, qui mettent un appareil de mesure et de contrôle quelconque en liaison avec l'élément à contrôler, à commander, ou à mesurer. Il existe ainsi, depuis longtemps, des sondes de contrôle, que nous employons avec nos appareils de mesure et de dépannage.

Lorsque ces capteurs sont reliés à des appareils d'automatisme souvent très complexes, tels que des ordinateurs électroniques, ils peuvent maintenant jouer le rôle des organes de perception sensorielle du corps humain, en quelque sorte, et permettent à des machines très sophistiquées d'automatisme d'être informées à tout instant de la nature et des variations des facteurs extérieurs de toutes sortes : les déplacements, la pression, la température, les caractéristiques électriques, etc.

Les machines aérospatiales et aéronautiques très complexes comportent ainsi des centaines des milliers et même des centaines de milliers de capteurs minuscules, qui peuvent être plus ou moins comparés aux cellules nerveuses de perception humaine.

Les systèmes de capteurs, malgré cette limitation, sont divers et nombreux et plus ou moins complexes malgré leur simplicité apparente. Pour caractériser un dispositif physique, il faut connaître une ou

plusieurs grandeurs qui le distinguent : les dimensions linéaires, la masse, la température, la vitesse de déplacement, la charge électrique, l'intensité, la tension d'un

courant. Il peut s'agir d'émissions lumineuses, de radiations nucléaires, d'une certaine pression, d'effets de force ou de traction.

Les dispositifs à employer

The advertisement features a central image of a man in profile, wearing a white shirt and tie, talking on a telephone. To his right is a large, stylized graphic element resembling a camera or a sensor, with a lens and a flash. The word 'infra' is written in a bold, sans-serif font across the middle of this graphic. Below the graphic, the text 'infra VOUS informe' is displayed. Above the graphic, the text 'tournez la page' is written. The entire advertisement is framed by a large, stylized arrow pointing downwards. Several small 'infra' logos are scattered around the main graphic.

pour la vérification, la mesure, la commande doivent comporter une chaîne d'éléments, avec en premier lieu, le détecteur ou capteur produisant le signal utilisable.

Ce premier élément est généralement suivi ainsi d'un transformateur de signaux produisant des informations électriques transmises à un amplificateur d'un type quelconque, qui, à son tour, met en action un système d'utilisation, de lecture, d'affichage, de régulation, de contrôle ou de commande (fig. 1).

La forme du détecteur et sa complexité peuvent être très variables. Il y a ainsi des systèmes mécaniques très élémentaires, palpeurs, par exemple, des dispositifs de prise de pression dans une conduite et le contrôle des températures est déjà plus compliqué.

Le capteur est constitué normalement par l'ensemble d'un détecteur et d'un transformateur de signaux, et il en existe, en principe, des formes très diverses. Il est toujours actionné par le phénomène à contrôler ou à utiliser et produit, en correspondance, un effet électrique ou électronique utilisable. La cellule photo-électrique est ainsi également un système capteur et transformateur de signaux, puisqu'elle fournit des signaux électriques correspondants aux effets lumineux appliqués sur elle.

Il y a des capteurs mécaniques, optiques, pneumatiques, mais les capteurs électriques sont les plus nombreux, et ceux qui nous intéressent seuls ici.

L'élément détecteur, sensible à la grandeur physique que l'on veut utiliser, la transforme ainsi en grandeur électrique, et ce premier élément est suivi d'un amplificateur qui élève le niveau capté, de façon à agir sur l'appareil d'utilisation; appareil de lecture, acoustique, lumineux, ou magnétique, indicateur ou enregistreur, appareil de télécommande, de télé-indication, de régulation, etc.

LES AVANTAGES DES CAPTEURS ÉLECTRIQUES

La notion de « capteur » est presque toujours liée à celle de la sensibilité, et comme nous venons de le montrer, le complément du capteur est toujours un amplificateur destiné à rendre utilisable l'effet détecté.

Il faut ainsi déterminer la possibilité de traduction du phénomène observé. Le contrôle ou la mesure peut produire un effet quelconque, assurer la déviation d'une aiguille ou d'un index lumineux, faire apparaître un affichage digital, permettre une lecture ou un enregistrement de signaux, commander directement la machine à contrôler.

Toute grandeur physique peut ainsi se traduire en courant électrique; les possibilités des capteurs sont donc presque illimitées. Sans doute, n'est-il pas indispensable de passer par l'intermédiaire de l'électricité pour utiliser ou pour contrôler les grandeurs physiques; mais, dans tous les matériels modernes, on a abandonné l'amplification mécanique au bénéfice de l'amplification électronique.

L'encombrement des multiplicateurs mécaniques est très gênant: leur inertie les empêche de suivre les phénomènes rapides, leur fonctionnement exige une certaine pression, qui peut déterminer des variations et des déformations, en raison des frottements.

L'amplification mécanique ne peut permettre une très haute précision; la fidélité obtenue ne peut être régulière. L'amplification est limitée en pratique à 1 000 environ, et on atteint seulement 10 000 avec des amplificateurs opto-mécaniques.

LES QUALITÉS GÉNÉRALES DES CAPTEURS

Des amplifications élevées des informations initiales ne sont pas toujours indispensables, ni même désirables. Par exemple, en ce qui concerne les vérifications et les contrôles de dimensions, il n'est pas toujours nécessaire évidemment d'utiliser une amplification de l'ordre de 10 000, qui permet d'atteindre aisément une précision du 1/10^e de micromètre, et même au-delà.

Lorsqu'il s'agit d'appareils pratiques courants, une amplification de l'ordre de 10 000 est généralement plus que suffisante, car des actions parasites perturbatrices d'un ordre équivalent supérieur sont inévitables.

Le capteur reste toujours un organe primaire traduisant directement ou par substitution un phénomène de la grandeur désirée, et il existe très peu de capteurs directs; les capteurs électriques et électroniques eux-mêmes peuvent être classés en deux catégories essentielles. Il y a ceux qui sont alimentés par une énergie extérieure, et

ceux qui produisent un signal par leur fonctionnement propre, sans utilisation de source d'énergie extérieure quelconque. L'intérêt des premiers est évident.

Dans ce domaine, les capteurs à contact sont nombreux et variés; ils utilisent surtout des résistances linéaires ou non, des bobinages, des capacités, des semi-conducteurs.

Quelques-uns fonctionnent suivant des principes particuliers, telles que la piézo-électricité, la magnéto-électricité, la magnétostriction, l'électrostriction, la stroboscopie, les effets électrochimiques, ou électrothermiques, la variation de résistance sous l'effet de la chaleur, de la tension, etc.

Avec les éléments électroniques, le contact entre le capteur et l'organe à contrôler peut devenir presque immatériel; il en est ainsi lorsque le rayon lumineux émanant de l'objet à contrôler agit sur une cellule photoélectrique fonctionnant, soit par tout ou rien, soit par action progressive dosée.

La lumière n'est pas le seul agent utilisable pour réaliser un procédé de contrôle sans contact matériel. Toutes les radiations sont dans le même cas; il en est ainsi, par exemple, pour les radiations du laser de plus en plus employées dans tous les domaines, les ultrasons, les ondes électromagnétiques adoptées dans les systèmes de radars de tous genres.

Dans les appareils sans contact, on adopte ainsi des capteurs sensibles à la variation de proximité d'une surface ou d'un objet, qui doit être évalué avec précision; on peut utiliser à cet effet des mesures de capacité, d'induction mutuelle, ou de réluctance.

Chacun des types de capteurs est, d'ailleurs, diversifié également suivant le fabricant et les usages envisagés; les procédés de montage multiplient encore le nombre de:

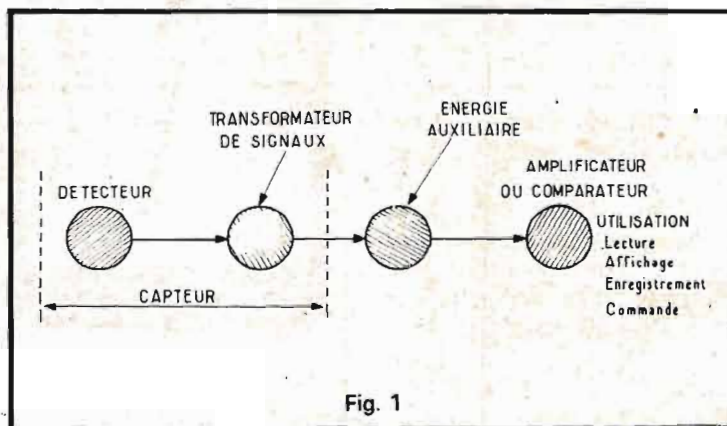
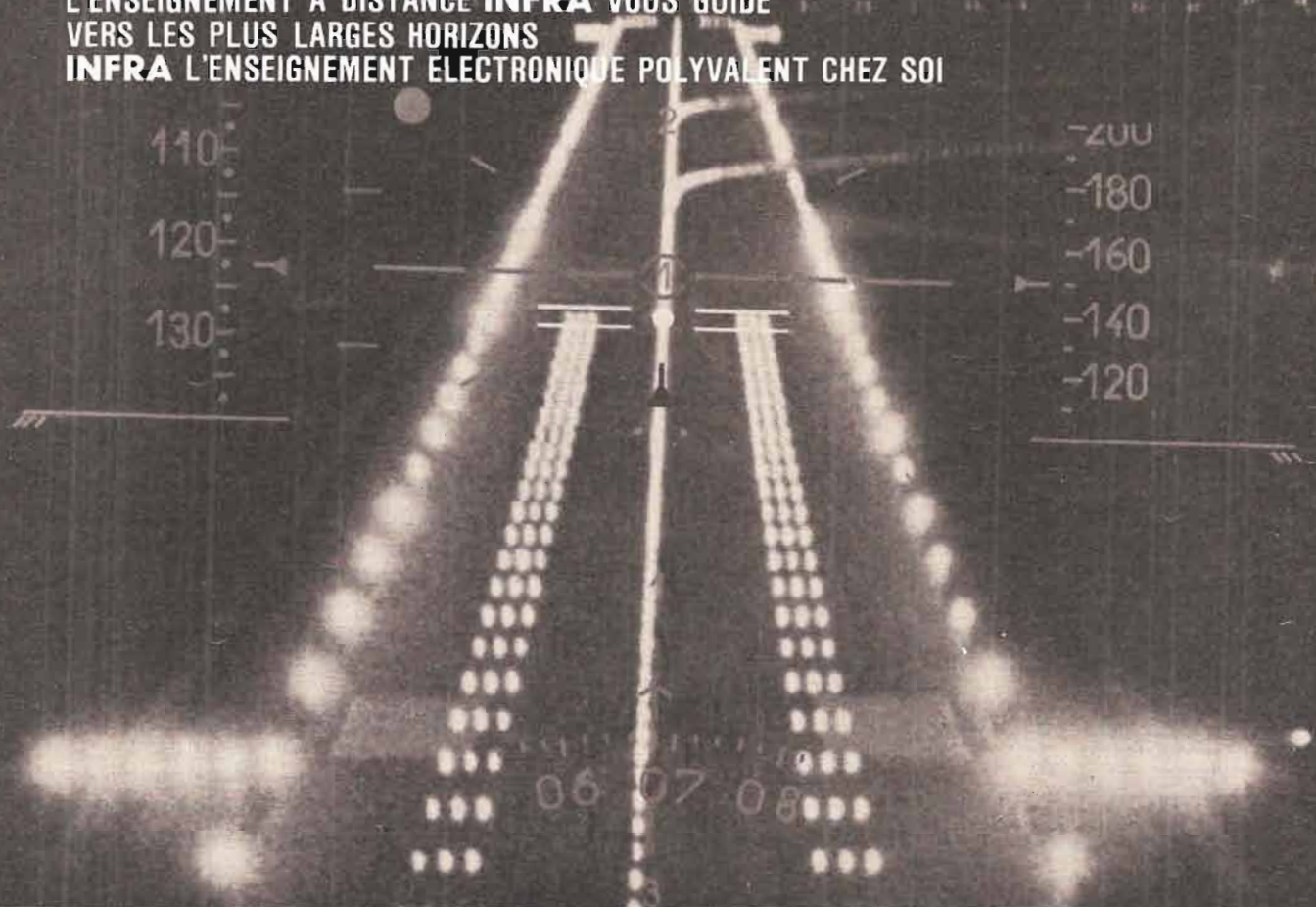


Fig. 1

CAP sur l'électronique

UN OBJECTIF PRECIS... UNE ROUTE SURE
L'ENSEIGNEMENT A DISTANCE **INFRA** VOUS GUIDE
VERS LES PLUS LARGES HORIZONS
INFRA L'ENSEIGNEMENT ELECTRONIQUE POLYVALENT CHEZ SOI



LA RADIO-ELECTRICITE DEVENUE L'ELECTRONIQUE EVOLUE TRES RAPIDEMENT. **INFRA**, CENTRE DE FORMATION PERMANENTE PAR CORRESPONDANCE, VOUS FORME, VOUS PERFECTIONNE, MAINTIENT VOS CONNAISSANCES, IL PEUT AUSSI LES RENOUVELER.

cours progressifs par correspondance **RADIO-TV-ELECTRONIQUE**

COURS POUR TOUS

NIVEAUX D'INSTRUCTION

ÉLÉMENTAIRE, MOYEN,
SUPÉRIEUR

Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Cours utiles aux candidats des carrières de l'industrie privée et aux candidats des diplômes d'état. (CAP - BEP - BP - BTS, etc. Formation théorique). Orientation professionnelles - Facilités de placement.

TRAVAUX PRATIQUES

(facultatifs)

Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.

MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV - Service » : Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages possibles. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés.

FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.

NOUVEAUX PROGRAMMES

★ TECHNICIEN

Radio Electronicien et T.V.
Monteur, chef-monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point.

NIVEAU DEPART : BEPC - Durée 1 an.

★ INGÉNIEUR

Radio Electronicien et T.V.
Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.

NIVEAU DEPART : BAC MATH - Durée 3 ans. (Plate-forme de départ)

★ TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Radio Electronicien et T.V.
Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.

NIVEAU DEPART : BEPC-BAC - Durée 2 ans.

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT :

- DESSIN INDUSTRIEL.
- AVIATION.
- AUTOMOBILE.
- ELECTROTECHNIQUE.

infra

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8^e • Tél. : 225.74-65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

NOUVELLE SECTION : ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE ET ÉLECTROTECHNIQUE

BON

à découper
ou à
recopier

VEUILLEZ M'ADRESSER SANS ENGAGEMENT
VOTRE DOCUMENTATION GRATUITE : HR

(ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi)



Degré choisi

NOM PRÉNOM

ADRESSE

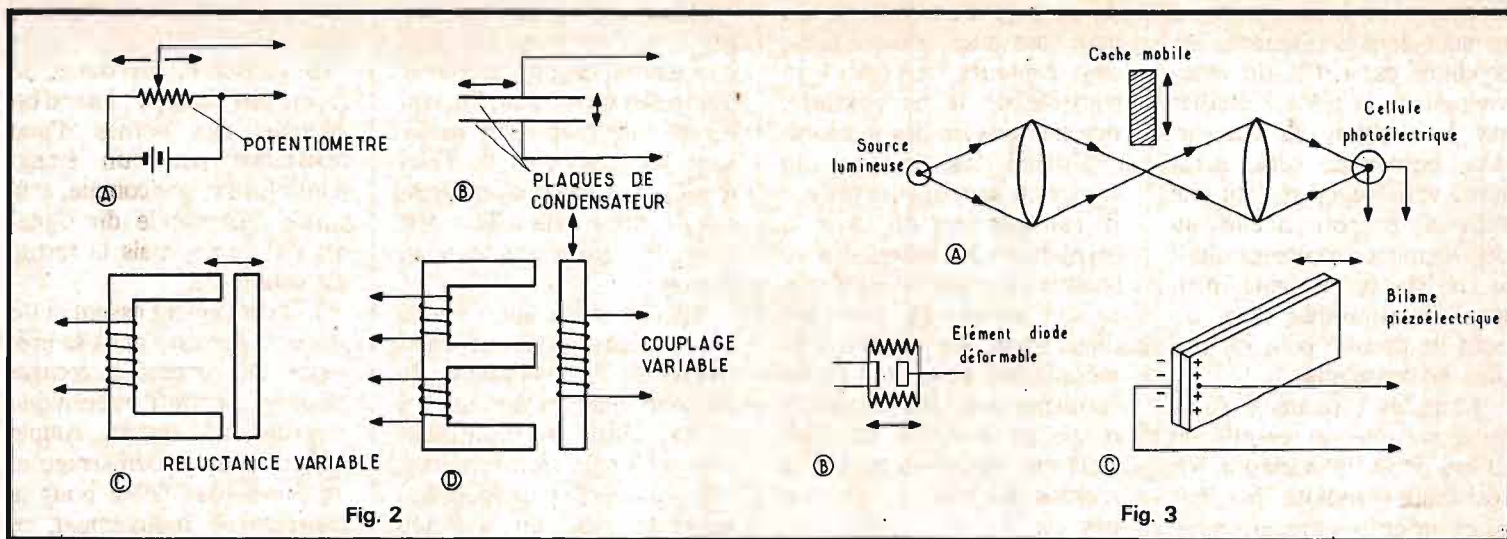


Fig. 2

Fig. 3

formes de réalisation, d'où le très grand nombre de types actuels, qui se chiffre par centaines.

CARACTÉRISTIQUES ET AVANTAGES DES CAPTEURS ÉLECTRONIQUES

Les capteurs électroniques permettent d'obtenir des gains considérables de l'ordre de plusieurs centaines de mille et, lorsqu'il s'agit d'un phénomène physique à contrôler, en assurant une forte multiplication avec un palpeur très léger ou même souvent sans contact matériel avec l'élément à contrôler.

Les détecteurs utilisés sont de plus en plus réduits. Ils peuvent être miniaturisés ou micro-miniaturisés, au fur et à mesure de l'utilisation des éléments à semi-conducteurs, des transistors, des circuits imprimés et intégrés.

Malgré cette réduction du poids et du volume, la robustesse et la fiabilité augmentent constamment. Les éléments sont même simplifiés, beaucoup sont complètement statiques, sans aucune pièce mobile, ce qui leur permet de supporter des chocs et des accélérations violentes. Leur durée de service est extrêmement élevée et peut dépasser 20 000 heures.

Nous avons déjà signalé la nécessité de la précision des capteurs ; elle doit être d'autant plus grande que l'amplification est élevée, mais il faut considérer, d'une part, la précision intrinsèque ou totale de l'instrument, et non pas seulement la précision de lecture ou sensibilité qui ne constitue qu'un élément du problème.

Sans ce rapport, le capteur électronique présente des avantages nombreux et considérables, en raison de sa simplicité et de son caractère statique. Les montages électroniques peuvent être compensés automatiquement suivant les variations de l'ambiance. Le coefficient d'amplification et la fidélité restent constants ; la stabilité est remarquable.

Les capteurs de ce genre sont facilement réglables. On peut modifier leur sensibilité, en agissant sur le système amplificateur et même les employer pour des fonctions différentes. Le même élément permet ainsi de contrôler des vitesses, des amplitudes de déplacement ou des accélérations.

Les appareils réalisés peuvent transmettre des indications à affichage digital, faire apparaître des informations sur un écran d'un tube cathodique, assurer des inscriptions et des enregistrements graphiques, la mise en fonctionnement d'un système d'alarme, d'un servo-moteur de commande, ou de réglage.

Il est possible de séparer normalement la tête, ou sonde de mesure, ou le palpeur proprement dit, du reste du capteur, ce qui permet des modifications souvent très utiles.

Enfin, la rapidité de réponse, c'est-à-dire la mise en fonctionnement plus ou moins rapide, et la traduction également plus ou moins rapide des signaux correspondants aux phénomènes étudiés est une qualité essentielle, lorsqu'il s'agit de suivre des phénomènes à allure rapide.

LES DIVERSES APPLICATIONS DES CAPTEURS ÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES

Les applications de ces capteurs sont extrêmement nombreuses et variées et, en ce qui concerne les grandeurs mécaniques, les principes utilisés sont déjà très divers.

Il en est ainsi pour le contrôle des déplacements, des allongements, c'est-à-dire l'extensiométrie, le contrôle des positions linéaires ou angulaires, la vérification de l'épaisseur et du diamètre des fils des bandes, des câbles, des tubes, etc. Ils permettent de détecter des corps étrangers, de déterminer la proximité de pièces ou d'éléments voisins.

Grâce à eux, on peut contrôler des forces, des temps, des fréquences, des vitesses, des accélérations, des pesées, et des vibrations de tous genres.

Les procédés peuvent être très variables. Pour le contrôle des déplacements, on peut ainsi employer un potentiomètre, c'est-à-dire une résistance à prise variable, linéaire ou circulaire, une capacité variable, une réluctance variable, un système à couplage variable, adopter une cellule photoélectrique, avec faisceau masqué par le déplacement de la pièce à contrôler, utiliser un quartz piézo-électrique ou un cristal à électro-striction, une diode déformable à semi-conducteur ou à vide, une lame flexible avec jauge à fil résistant, etc. (fig. 2 et 3).

Il en est de même par exemple pour le contrôle de l'épaisseur et du diamètre des éléments, pour lesquels on peut employer un capteur à ultrasons, un élément à variation de capacité, un système de détection à rayonnement, sinon ramener la mesure d'épaisseur à une mesure de déplacement, en employant un des systèmes précédents.

L'EMPLOI DES POTENTIOMÈTRES

Pour la mesure des grands déplacements, on peut ainsi adapter des capteurs résistifs,

formés d'un potentiomètre à curseur dont la résistance est modifiée par l'effet du mouvement de la pièce à étudier sur la position du curseur. Aux bornes de cette résistance variable, on obtient une tension proportionnelle au déplacement du curseur, mais la résistance variable peut aussi être insérée dans un pont de mesure pour obtenir plus de sensibilité.

Dans les capteurs à résistance variable, ou résistifs, on utilise ainsi la variation de résistance produite par des phénomènes mécaniques, déplacements ou vibrations, par la chaleur, la pression, ou même le passage d'un courant électrique. En dehors des potentiomètres, on peut ainsi distinguer dans ce domaine, les capteurs à fil tendus, le capteur à varistances et les jauges de contrainte.

Les capteurs potentiométriques, alimentés sous tension constante, servent aussi à la mesure des déplacements angulaires, et on peut même les adapter à la mesure des poids.

Les capteurs à fil tendu ont une résistance variable suivant la longueur du fil. On les emploie pour le contrôle des déplacements, des tractions, et des pressions, en particulier ; on peut également constituer des capteurs avec des éléments au carbone, dont la résistance varie sous l'effet de la compression.

Les varistances sont des résistances particulières, dont la valeur ohmique varie dans de grandes proportions sous l'action de la chaleur ou

du passage d'un courant. On peut constituer, grâce à elles, des capteurs destinés au contrôle de la température, des courants ou des tensions.

Enfin, les jauges de contrainte sont des éléments à fil résistant très fin, dont la résistance varie lorsqu'ils sont soumis à une charge élastique, ce qui permet de contrôler directement des phénomènes mécaniques, et surtout de les combiner avec des dispositifs divers de contrôle, de pression, de température, de la mesure des poids et des forces, etc.

LES CAPTEURS POTENTIOMÉTRIQUES

Les capteurs potentiométriques sont les dispositifs en apparence les plus simples à variation de résistance.

Un élément résistant, en général, a un certain volume, une certaine longueur l , et une certaine section s , offerte au passage du courant déterminé par l'application d'une différence de potentiel entre les extrémités de l'élément.

La nature de la résistance dépend du matériau utilisé et d'une certaine résistivité ρ ; la résistance R est finalement exprimée par la formule élémentaire :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

On peut ainsi, en principe, faire varier la résistance de l'élément du capteur, en agissant sur la longueur l , ce qui

est le cas d'un potentiomètre, sur la section s , ce qui peut être réalisé, en principe, avec des résistances liquides, ou sur la résistivité ρ , en modifiant les propriétés de l'élément sous l'action d'une pression, comme cela a lieu, par exemple, pour les capteurs au carbone.

Au lieu d'agir sur un seul des facteurs, on peut aussi considérer les variations de plusieurs facteurs à la fois ; il en est ainsi, en particulier, avec les jauges de contrainte.

Le capteur le plus simple en apparence est un système potentiométrique comportant un fil linéaire résistant avec un contact glissant disposé sur un curseur, dont la position varie sous l'action du phénomène à contrôler.

On peut ainsi, à titre d'exemple, imaginer un palpeur mécanique relié au curseur, qui permet de mesurer une épaisseur ou un déplacement. La course du palpeur peut être démultipliée par un procédé mécanique, de façon à réduire la course du curseur.

En pratique, on utilise habituellement des potentiomètres circulaires, et il faut passer du mouvement linéaire au mouvement circulaire par une transformation mécanique, de façon à bénéficier des avantages du procédé. Le potentiomètre permet, en principe l'admission d'une puissance importante, et la tension de sortie peut parfois être suffisante pour être employée comme tension d'erreur et de référence dans un montage asservi. Ceci permet de réduire, sinon d'éliminer, une

partie de la chaîne d'amplification.

Il conserve, en outre, la forme des signaux ; lorsqu'on applique aux bornes d'une résistance pure un signal d'une forme quelconque, à la sortie, l'amplitude du signal est différente, mais la forme est conservée.

L'inconvénient essentiel du système consiste dans la présence du curseur à contact glissant, dispositif mécanique exigeant un certain couple moteur pour le démarrage et un autre plus faible pour le maintien du mouvement, ce qui limite la sensibilité du système.

Au point de vue électrique, il se produit entre le curseur et la résistance une certaine résistance de contact pouvant présenter une importance relative, si la résistance du potentiomètre est elle-même assez faible.

De plus, le contact n'est jamais parfait et constant ; il est plus ou moins variable suivant la position du curseur. Il en résulte nécessairement « un bruit de fond » pouvant atteindre 1 millivolt dans les modèles courants, mais que l'on peut réduire à une dizaine de microvolts dans les éléments de haute qualité.

Si les puissances appliquées sont relativement élevées, il peut également se produire au contact du curseur de petites étincelles pouvant attaquer la surface du fil résistant, réduire la qualité du contact, augmenter la résistance en ce point, le niveau du bruit et, par suite, altérer le fonctionnement du capteur.

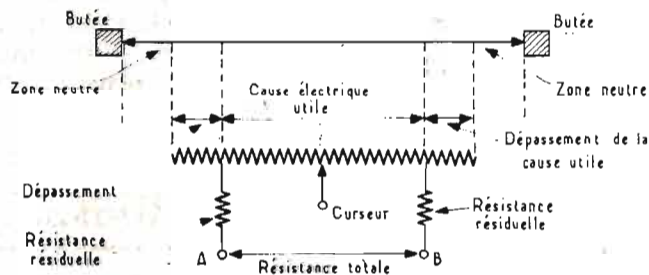


Fig. 4

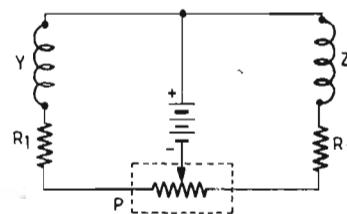


Fig. 5

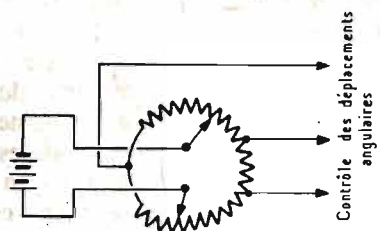


Fig. 6

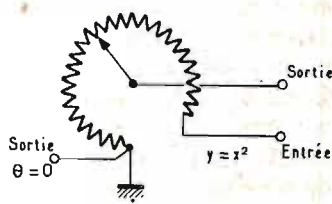


Fig. 7

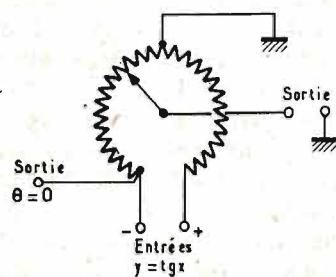


Fig. 8

On utilise normalement des potentiomètres de précision bobinés ou à piste plastique lorsqu'il s'agit de mesurer des déplacements des pressions, des accélérations et des forces. Ces éléments doivent satisfaire un certain nombre de conditions d'essai définies par des normes déterminées, en particulier, dans la spécification française C.C.T.U.

CARACTÉRISTIQUES DES CAPTEURS POTENTIOMÉTRIQUES

On distingue, rappelons-le, la résistance nominale R_n , indiquée sur le potentiomètre et la résistance totale R_t , valeur mesurée entre les bornes de l'élément.

La température nominale de service dépend de la sévérité d'utilisation, c'est-à-dire des conditions extrêmes de fonctionnement en chaleur sèche. La température nominale de service est ainsi de 40 °C en sévérité 5, 55 ° en sévérité 4, 70 °C en sévérité 3, et 85 °C en sévérité 2.

Pour cette température, on considère une dissipation nominale P_n , puissance dissipée sur la totalité du potentiomètre. Les valeurs nominales de dissipation et de résistance permettent de définir l'intensité nominale I_n et la tension maximale de service U_n en continu.

Pour les potentiomètres de faible valeur de résistance, elle est indiquée par l'expression :

$$U_n = \sqrt{P_n R_n}$$

Pour les fortes valeurs, elle est limitée par la tension limite nominale U_n indiquée pour chaque type de potentiomètre. On définit également la tension maximale par rapport à la masse V_0 , pouvant être appliquée en service entre une des bornes de sortie et la masse.

La température maximale de service est la température ambiante maximale d'utilisation, pour laquelle le potentiomètre ne peut plus dissiper de puissance. Le coefficient de température, enfin, est défini par le quotient de la variation de résistance par la variation de température qui l'a produite. Il s'exprime en millièmes par degré C.

LES CARACTÉRISTIQUES PRATIQUES MÉCANIQUES ET ÉLECTRIQUES DES CAPTEURS POTENTIOMÉTRIQUES

Pour utiliser des capteurs potentiométriques nous devons surtout connaître un certain nombre de caractéristiques pratiques propres, mécaniques et électriques.

Les caractéristiques mécaniques indiquées par la figure 4 sont ainsi :

→ La course mécanique entre les butées limites de déplacement du curseur ; la course assurant la continuité des indications, c'est-à-dire la longueur totale de l'élément résistant ; les zones neutres

comprises entre les deux courses précédentes ; la course électrique utile, c'est-à-dire le déplacement entre les prises utiles ; le dépassement de la course électrique utile au-delà des limites d'emploi de la résistance ; les résistances résiduelles entre les prises de sortie et les bornes de sortie elles-mêmes. Les caractéristiques électriques comprennent les valeurs de résistance, coefficient de température et isolement, se rapportant à la variation de la résistance avec l'angle de rotation de l'arbre.

On peut ainsi définir la fonction désirée, relation théorique entre la grandeur électrique à obtenir aux bornes de sortie et la position du curseur pendant la course utile. Cette fonction peut être linéaire, établie suivant la loi du carré, ou logarithmique. Pour le contrôle du déplacement, on utilise la loi de variation linéaire.

La fonction réalisée est la relation existant entre la grandeur électrique aux bornes de sortie, et la position du curseur pendant la course utile, tandis que l'écart de conformité, positif ou négatif, est la différence pour chaque position du curseur entre les deux fonctions précédentes.

La conformité est la valeur exprimée en pour cent du rapport de l'écart de conformité maximal à la valeur maximale de la grandeur électrique, mesurée aux bornes de sortie extrêmes de l'appareil.

Lorsqu'il s'agit d'un potentiomètre à loi de variation linéaire, on définit particuliè-

rement l'écart de linéarité, la linéarité et ce qu'on appelle la linéarité basée sur zéro à l'origine.

La résolution angulaire théorique en degrés et en minutes est, par ailleurs, l'angle de rotation théorique qui fait passer le curseur d'une spire de l'élément résistant à la spire suivante. Elle est habituellement de cinq minutes d'arc et peut être réduite dans les modèles de précision.

On indique également approximativement s'il y a lieu le nombre total nominal de spires de l'enroulement pour chaque valeur de résistance, et on utilise des modèles effectuant 1, 5, 10 ou 25 tours complets de rotation, ou bien des modèles à rotation sans butées.

LES TRANSDUCTEURS POTENTIOMÉTRIQUES PRATIQUES

Les éléments potentiométriques peuvent être équipés avec des bobinages fermés, formés de fils résistants d'un diamètre compris entre 2 et 75 microns, suivant la valeur de la résistance et la résolution désirée ; une piste de glissement formée par un dépôt peut être utilisée lorsqu'on veut obtenir une résolution de haute qualité la plupart de ces composants produisent des tensions de sortie proportionnelles à la course du curseur, comme nous l'avons noté.

Le déplacement des éléments rectilignes est assuré par une tige axiale ; les bornes aux extrémités du boîtier sont connectées aux deux extrémités de l'enroulement de la piste et le contact glissant est relié à une troisième borne par un ressort spiral très fin. L'enroulement de la bobine peut être en alliage au platine iridié et le frotteur réalisé avec un fil d'alliage d'or spécial. La course complète ne dépasse pas quelques millimètres, et la linéarité est supérieure à 1% sur toute la gamme.

Les potentiomètres à déplacement angulaire peuvent permettre une course de 360°. Le curseur rotatif se déplace autour de la piste intérieure de l'enroulement toroïdal ou de l'enduit, et le contact est assuré pour des vitesses de rotation élevées.

Les potentiomètres de ce type permettent le contrôle des déplacements angulaires, tandis que les éléments destinés à contrôler les pressions peuvent être établis sous un certain nombre de formes différentes.

Le bobinage de potentiomètre est monté sur un support fixé au boîtier et le curseur, qui est monté sur un pivot, est actionné par une liaison mécanique attachée à l'extrémité d'un système manométrique. La pression du fluide appliquée sur le manomètre produit une déformation, et le mouvement de son extrémité est transmis par la liaison mécanique au curseur du potentiomètre qui décrit un mouvement proportionnel à la pression appliquée.

Les caractéristiques dynamiques de cet instrument dépendent des effets d'inertie du manomètre et du système de liaison, mais elles peuvent être améliorées en disposant les éléments mobiles dans un boîtier rempli d'huile avec un dispositif destiné à compenser les variations volumétriques de l'huile, dues aux effets de température.

Des dispositifs sont également prévus pour éviter les

effets des vibrations. Le matériau constituant le tube de pression dépend de la gamme de pressions et des applications considérées.

Pour le contrôle des faibles pressions, on utilise plutôt un instrument comportant un soufflet ou une capsule sensible. L'élément potentiométrique peut ainsi être commandé par un soufflet, qui est rappelé par un ressort à boudin de compression, qui fournit la plus grande partie de la force de rappel du système.

Dans cet ordre d'idées, il existe des accéléromètres linéaires à éléments potentiométriques, avec une masse supportée par des ressorts ; le mouvement est placé dans un boîtier rempli d'huile pour assurer un degré contrôlé d'amortissement.

Les valeurs limites des ten-

sions appliquées dépendent de la température limite de l'enroulement du potentiomètre, et de l'intensité du courant admissible dans le contact. Ils peuvent être utilisés directement dans un circuit continu différentiel, comme le montre la figure 5. Le dispositif comporte un appareil de contrôle à bobine mobile avec deux bobinages égaux Y et Z montés sur un pivot commun, obliquement l'un par rapport à l'autre. Ils sont connectés en opposition, et se déplacent dans un champ magnétique non uniforme.

Lorsque des courants passent à travers les bobines, la déviation est proportionnelle à la différence de courant, et elle est sensiblement indépendante des variations de la tension d'alimentation. Le poten-

tiomètre P est monté en série avec des résistances R_1 et R_2 nécessaires pour assurer l'accord de la déviation de l'indicateur pour la gamme totale de sortie de l'élément. On peut également utiliser des galvanomètres d'enregistrement ou un système d'oscilloscope cathodique pour le contrôle rapide.

LES APPLICATIONS PRATIQUES DES CAPTEURS POTENTIOMÉTRIQUES

Les capteurs potentiométriques permettent, nous l'avons vu, de contrôler les déplacements rectilignes, de même que les déplacements angulaires. On emploie, dans ce but, des potentiomètres non linéai-

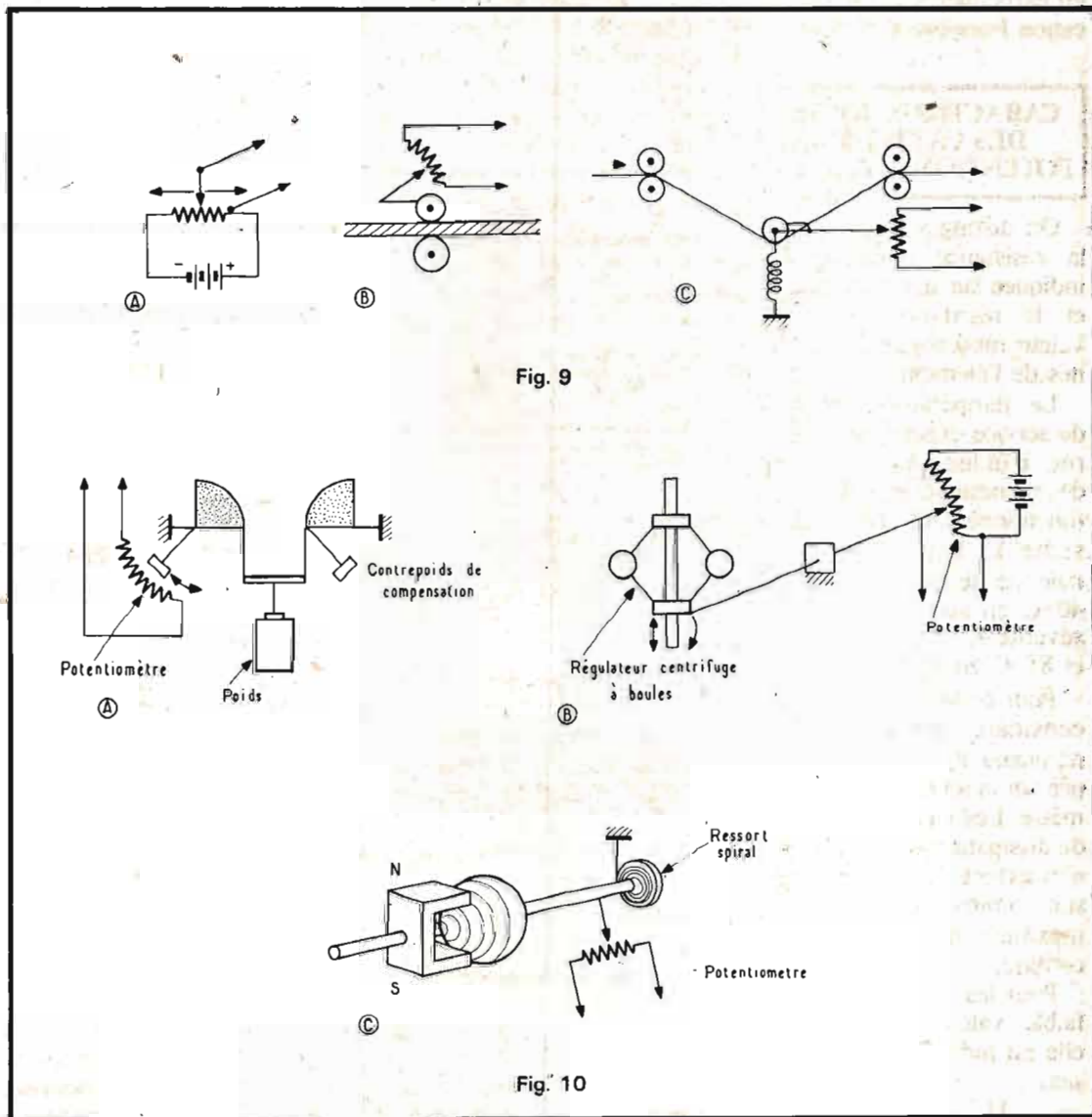


Fig. 9

Fig. 10

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

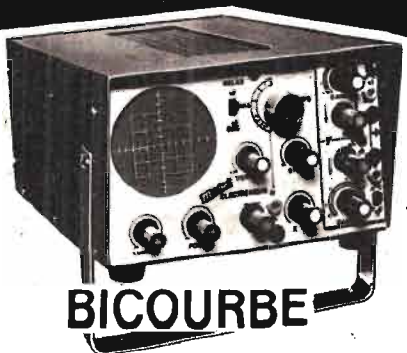
- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967.27.84

COUPON-REPONSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur _____
Adresse _____

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEMME



**ME 103
TOUT
TRANSISTORS**

**DU CONTINU A
4 MHz**
Sensibilité: 50mV
par division
Base de temps
déclenchée
de 20mS à 0,1µS

gratuit!
DOCUMENTATION
GÉNÉRALE
OSCILLOSCOPES ET
APPAREILS DE MESURES
SUR DEMANDE

PRIX EN KIT :

1 150 f. T.T.C.

Tous nos modèles sont
livrés avec un dossier
pratique et technique

Mobel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____ HP 2
ADRESSE _____

res, et il est possible de contrôler des variations de fonctions très diverses, comme on le voit sur les figures 6, 7 et 8.

Des applications pratiques courantes sont représentées sur les figures 9 et 10. Un potentiomètre à curseur rectiligne ou rotatif peut ainsi contrôler directement un déplacement rectiligne ou angulaire d'une pièce mobile. En employant deux rouleaux palpeurs, l'un fixe et l'autre mobile, reliés au curseur d'un potentiomètre, on peut contrôler une épaisseur. Il en est ainsi par exemple, lorsqu'on veut vérifier l'épaisseur d'une bande magnétique ou d'un film en mouvement, sinon d'un disque, grâce à une mesure du déplacement (fig. 9B).

Le contrôle des poids peut être ramené à une mesure de déplacement, en utilisant une bascule à came. Le poids est suspendu à une pièce mobile et agit, d'une part, sur le déplacement d'un levier relié au curseur d'un potentiomètre. Un autre bras porte un contrepoids d'équilibrage (fig. 10A).

Le pesage peut aussi, dans certains cas, être effectué en ramenant le problème au déplacement d'un élément mobile à levier agissant sur le curseur d'un potentiomètre.

La tension d'un fil, d'un film, d'une bande, par exemple, d'une bande magnétique, peut être contrôlée en faisant passer le fil ou la bande autour d'un galet mobile relié au curseur d'un potentiomètre. Celui-ci est constamment rappelé à une position de référence par un ressort à boudin fixé en un point fixe (fig. 9C).

Le contrôle de la marche d'une machine ou de la vitesse peut aussi être réalisé de différentes façons avec un capteur potentiométrique de ce genre. On peut ainsi imaginer de relier le curseur du potentiomètre au collier mobile d'un régulateur de vitesse classique à boules centrifuges, ce qui ramène l'opé-

ration au contrôle d'un déplacement (fig. 10B).

De même, parmi les types de tachymètres, il y en a dans lesquels le contrôle de la vitesse s'effectue par une elongation angulaire, et le problème à résoudre se ramène alors au contrôle d'un déplacement.

On voit ainsi, sur la figure 10C, un type schématique de tachymètre comportant un disque métallique couplé à un équipage mobile relié au curseur d'un potentiomètre. En face de ce disque, et parallèlement à lui, un aimant rotatif relié à l'appareil, dont on veut contrôler la vitesse, produit une action plus ou moins importante qui dépend de cette vitesse. On a ainsi un moyen simple et souvent suffisamment précis pour contrôler la vitesse d'une machine quelconque, électro-acoustique, par exemple.

Mais, pour réaliser des systèmes potentiométriques efficaces, il faut utiliser des éléments de haute qualité. Nous en avons déjà signalé précédemment; de nouveaux progrès ont été obtenus dans ce domaine. Nous les indiquons et, en même temps, nous étudierons d'autres types de capteurs électroniques.

R.S.

ETUDE D'UN MODULE

AF 10 ~ 15 W.

BUT POURSUIVI

Le but poursuivi, en étudiant ce module AF, est évident : réaliser un sous-ensemble intéressant par ses caractéristiques et, aussi, par son faible prix de revient. De plus, ce qui ne gâche rien, le système doit se mettre facilement au point.

Le principal défaut des modules du commerce est l'obligation de conserver,

pour son alimentation, la tension d'alimentation fixée par sa mise au point. Celui que nous proposons, s'accompagnant du mode d'emploi, peut utiliser n'importe quelle tension d'alimentation. Toutefois, il ne faut pas oublier que la tension réagit directement sur la puissance disponible : la figure 1 donne les limites de puissance AF maximale pour une distorsion inférieure à 10 %, ce, pour deux rendements d'attaque dépendant de la bonne linéarité des étages « driver ».

CHOIX DES TRANSISTORS DE SORTIE

Bien que l'emploi en soit décrié par quelques détracteurs inquiets de la qualité des composants actuels, nous avons opté résolument pour les transistors complémentaires. La qualité de l'amplificateur et son faible taux de distorsion dépendront, évidemment, de la symétrie des deux semi-conducteurs utilisés.

Les transistors BDY81 et BDY83 répondent aux espérances du constructeur par leur bon rendement en puissance et leur symétrie acceptable. Selon les exigences du constructeur, on choisira les références A, B ou C ; évidemment, le prix suit la sélection choisie.

Les caractéristiques relevées sur un échantillon BDY83B sont regroupées figure 2. La tension maximale admissible s'élève à 50 V et la puissance dissipable ne doit pas dépasser 36 W sur radia-

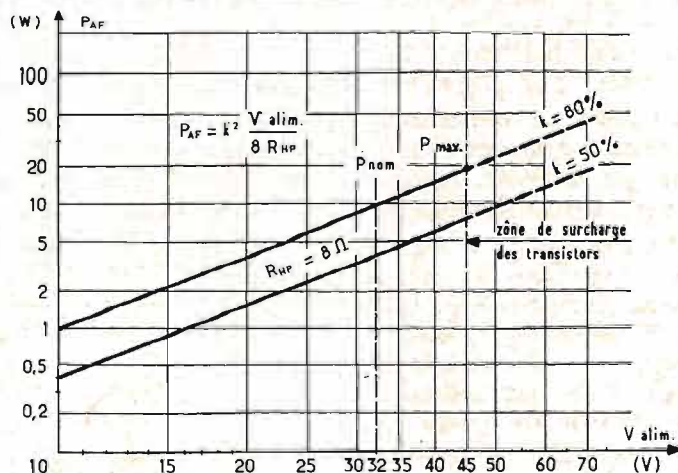


Fig. 1. - Puissance disponible d'un amplificateur alimenté par une tension unique de $V_{alim.}$ (classe B).

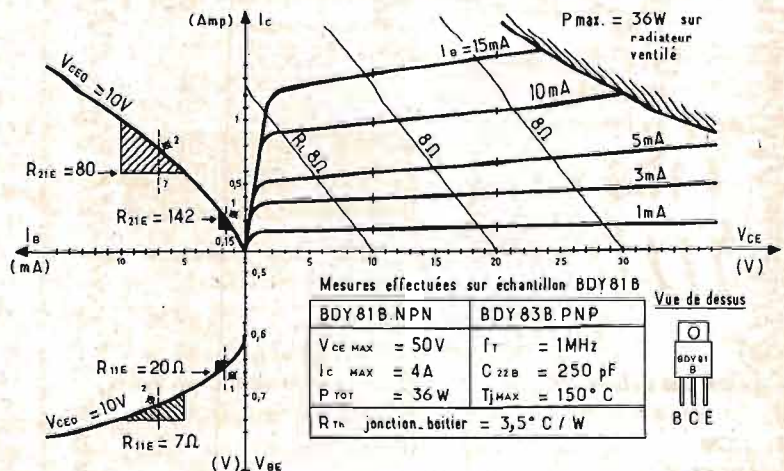


Fig. 2. - Caractéristiques des transistors complémentaires BDY81B et 83B.

teur à ailettes de 8 x 6 cm minimum. D'après l'examen de ladite figure, il serait dangereux de maintenir une charge basse - 8 Ω par exemple - pour une tension élevée - supérieure à 32 V - ; on choisira, pour les fortes tensions, une charge de 16 Ω. En observant également les caractéristiques d'entrée on remarquera, toutefois, une certaine non linéarité des courbes dont, notamment, celle de I_C/I_B . Cette forme est toujours celle des transistors de puissance, ce qui explique qu'il est difficile d'obtenir des puissances supérieures sans distorsion.

Pour palier - en partie - l'action non linéaire des caractéristiques, il convient d'attacher les étages de sortie en courant. Malheureusement, il faut, alors, prévoir une attaque en tension vraiment vigoureuse, ce qui est difficile, vu la disponibilité des sources d'alimentation. On ne peut pas, en effet, prévoir une tension d'alimentation plus élevée pour les étages d'entrée, par suite des liaisons directes employées.

Un moyen élégant consiste en l'emploi du montage Darlington : son impédance d'entrée étant grande, son attaque devient sans problème avec des étages driver normaux.

ETAGE DARLINGTON

En considérant les caractéristiques I_C/I_B , pour une attaque moyenne, les paramètres h_{21} et h_{11} s'élèvent à 80 et à 7 Ω ; avec un haut-parleur de 8 Ω, il apparaît, sur la base des BDY81 et 83, une résistance égale à :

$$R_e = h_{11} + (1 + h_{21}) Z_{HP} \\ = 7 + 81 \cdot 8 \approx 655 \Omega$$

En effet, le montage de la figure 3, par son équivalence simplifiée, montre que l'on a

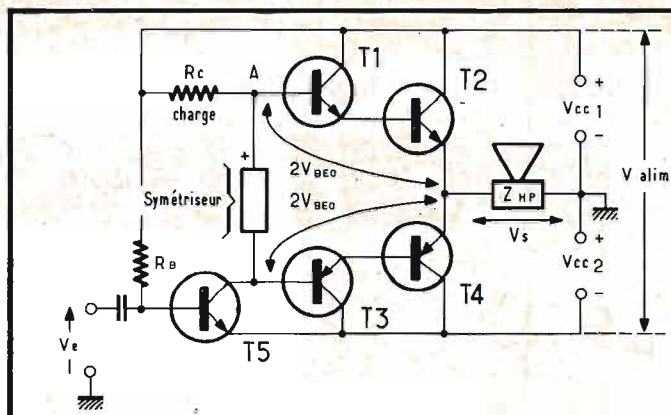


Fig. 3. - Schéma de base de l'amplificateur utilisant une double alimentation.

affaire à des montages « collecteur-commun ». De plus, l'étage étant polarisé en classe B, les transistors fonctionnent alternativement, l'un ignorant l'autre quand il conduit.

Les 655 Ω obtenus par calcul sont faibles vis-à-vis des disponibilités des étages « driver » ; par ailleurs, cette résistance varie dans des proportions considérables : 1150 Ω au voisinage du point 1 ; 655 Ω, au point 2 et, si l'on pousse plus loin l'attaque, à moins de 500 Ω. Cette résistance, nécessairement en parallèle sur la charge du « driver » modifie son gain, en fonction de son attaque, ce qui apporte, évidemment, une forme de distorsion qui limite l'excursion. Avec le montage Darlington, les impédances d'entrées ci-dessus se trouvent encore multipliées par le gain en courant des transistors complémentaires T1 et T3. On arrive, ainsi, à des impédances cent fois plus grandes, ce qui n'influe plus sur la charge R_C du transistor « driver » T5. Celui-ci possède en série dans son circuit collecteur un système symétriseur qui a pour fonction de fixer les points de repos des transistors de sortie, au voisinage de la classe B.

FIXATION DES POINTS DE REPOS

Les étages de puissance doivent avoir, au repos, un point de fonctionnement qui

correspond au départ de la courbure rapide de la caractéristique V_{BE}/I_B . C'est la fameuse « tension de coude » des caractéristiques de diode au silicium, coude tout à fait illusoire - puisque la courbe est une exponentielle - mais qui apparaît par le truchement des échelles linéaires.

On fixe donc le point de repos en classe B c'est-à-dire à 0,6/0,62 V.

Puisqu'on a affaire à une structure Darlington, entre les points A et B de la figure 3, il doit exister environ quatre fois plus : soit 2,5 V.

De plus, le point A doit se situer à +1,25 V de la jonction d'émetteur et le point B à -125 V de cette même jonction.

Moyennant ces précautions, la distorsion de croisement des amplificateurs « classe B » à transistors n'existe plus (fig. 4).

PUISSANCE DISPONIBLE

L'alimentation symétrique étant une servitude facilement évitable, on utilise, figure 5, une alimentation double en tension :

$$V_{alim.} = 2 V_{CC}$$

C'est cette tension qui sert de calcul au graphique de la figure 1 et qui, au coefficient « k » près, détermine la tension crête à crête du signal AF :

$$V_s = \frac{V_{alim.}}{2 \sqrt{2}} \text{ (volts efficaces)}$$

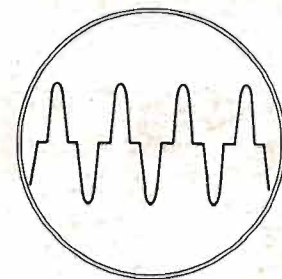


Fig. 4. - Distorsion de croisement due à la classe B qu'il faut à tout prix éviter.

D'où la puissance sur 8 Ω :

$$P_s = k^2 \frac{V_s^2}{8}$$

avec $50 < k < 80 \%$

Signalons qu'il est difficile d'obtenir plus de 80 % d'attaque, ce qui conduit à des puissances maximales ne dépassant pas 25 W pour une tension d'alimentation de 45 V, jugée également maximale pour le transistor.

Il est évident qu'on peut obtenir davantage avec un haut-parleur de résistance plus faible mais celui-ci demanderait des excursions de courant trop élevées pour les possibilités du transistor.

En toute logique, le courant maximal de fonctionnement prescrit par le constructeur étant fixé à 4 A, pour une charge de 8 Ω, la tension maximale devient :

$$\Delta V = 8 \times 4 = 32 \text{ V} = V_{alim.}$$

Toutefois, le courant maximal n'est pas le courant de pointe du transistor, lequel accepte volontiers des crêtes de 8 à 10 ampères. Ceci n'est possible, néanmoins, que si le transistor est convenablement refroidi et que si les pointes restent passagères.

On se contentera volontiers de 4 A de crête et de 32 V d'alimentation, ce qui conduit à une puissance nominale de 10 W.

Des excursions jusqu'à 15 W seront possibles sans trop de distorsion.

Ce mode de calcul permet de rapprocher les notions de puissance nominale (ou effi-

* Isoler électriquement par du mica et une vis plastique

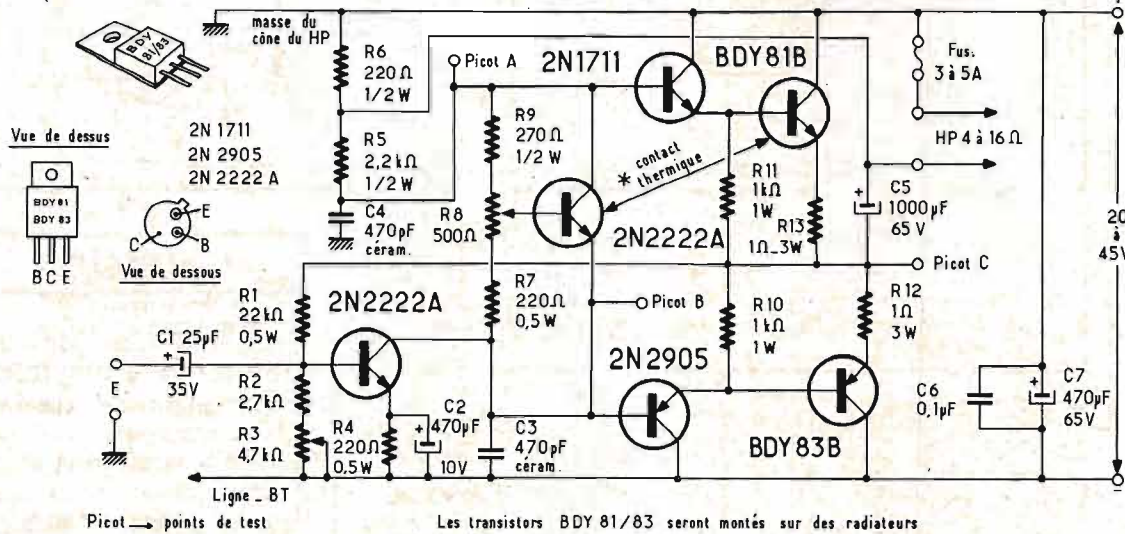


Fig. 5. - Amplificateur AF à transistors complémentaires. Les transistors BDY81/83 seront montés sur des radiateurs à ailettes de 8 x 4 cm environ.

ce) et de puissance « musicale ». Celle nominale est celle que peut fournir l'amplificateur en permanence tandis que la seconde est celle que les transistors peuvent délivrer un court instant (forté). C'est, en somme, la réserve de puissance.

MONTAGE PRATIQUE

Le montage pratique de la figure 5 fait état d'une alimentation « série », ce qui oblige au haut-parleur de se placer

aux bornes d'un transistor via un condensateur de 1000 μF pour bloquer la composante continue et via un fusible de 3 à 5 A (fusible rapide) pour protéger les transistors, dans le cas où l'on ferait fonctionner l'appareil en court-circuit. Les fusibles passeront à 8 A dans le cas d'une source de 16 V avec un haut-parleur de 4 Ω .

La basse tension est convenablement découplée par un ensemble de 470 μF + 0,1 μF valable en BF comme en HF.

Les Darlington sont protégés par des résistances de 1 Ω d'un côté et de 1 k Ω , de l'autre.

Le symétriseur est constitué par un transistor 2N2222A placé en contact thermique (pas électrique : prévoir une isolation par du mica et une vis plastique du support du 2N2222A) avec le radiateur du BDY81B afin rattraper les dérives en température.

Ce transistor est parcouru par le courant du transistor driver 2N2222A suivant l'entrée. Il se développe entre les points A et B une tension continue qui dépend de la position du curseur de R_8 . Comme ce curseur passe sensiblement de 1/4 aux 3/4 de la chaîne des résistances $R_7 - R_8$

- R_9 , la tension V_{CE} varie de 0,8 à 2,5 V environ, car elle reproduit dans la proportion des résistances, la tension V_{BE} qui se développe pour le courant de repos dans le 2N2222A.

La charge de ce dernier transistor est constituée par la résistance R_5 de 2200 Ω , laquelle revient en « boot-strap » sur le haut-parleur, afin de remonter le gain de l'ensemble. R_6 maintient l'alimentation de l'étage en cas de coupure du haut-parleur. Le transistor driver possède un réglage R_3 dans sa base qui a pour fonction de rechercher le meilleur point de repos de

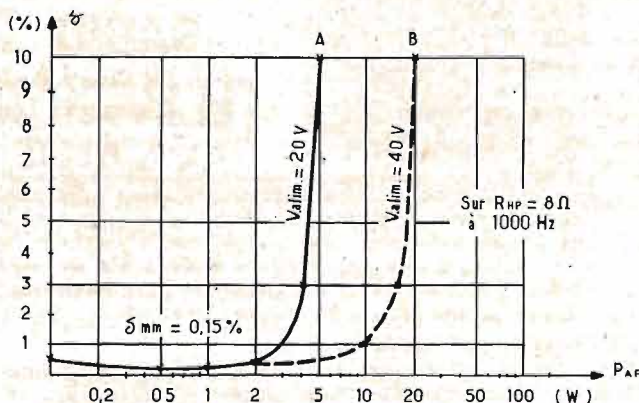


Fig. 6. - Courbe de la distorsion en fonction de la puissance pour différentes tensions d'alimentation.

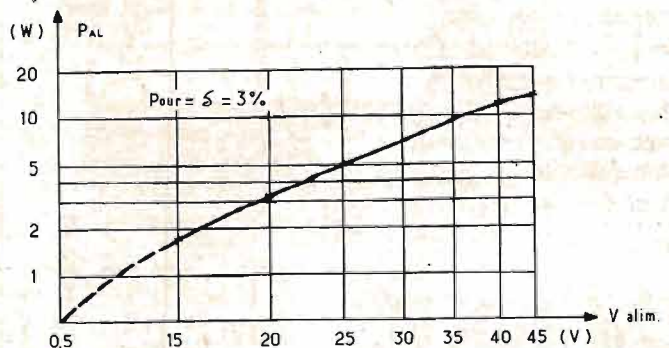


Fig. 7. - Puissance réellement disponible en fonction de l'alimentation.

l'ensemble. La résistance de base R_1 revient en contre-réaction sur le point milieu des transistors. Ainsi, les dérives sont automatiquement compensées.

Enfin, signalons que les condensateurs C_3 et C_4 maîtrisent les éventuelles oscillations.

MISE AU POINT

Pendant la mise au point, le haut-parleur reste branché. Quelle que soit l'alimentation, il faut amener la différence de potentiel apparaissant entre les points A et B, à une valeur comprise entre 2 et 2,5 V, cela quand il se produit un partage par moitié de la tension d'alimentation au point C.

On court-circuite l'entrée afin de ne pas créer d'amplification ou d'oscillation intempestive, on règle tout d'abord R_3 afin qu'il apparaisse $V_{alim.}/2$ au point C (mesure au contrôleur). Ensuite, on règle R_8 de telle sorte qu'on ait :

$$V_{AB} = 2,4 \text{ V et } |V_{AC}| = |V_{BC}|$$

Si l'on éprouve quelques difficultés lors du premier réglage, on peut déconnecter temporairement R_1 du point C et on la ramènera à un pont de résistances égales ($2 \times 2200 \Omega$ 2 W) placées entre le + et le - $V_{alim.}$.

CARACTÉRISTIQUES

Nous ne vérifierons que la disponibilité en puissance, les autres caractéristiques étant ou bonnes ou sans importance.

En se donnant deux alimentations différentes (20 et

40 V), on relève les distorsions des courbes A et B de la figure 6. On remarquera qu'il est difficile de dépasser le cap des 5 W avec $V_{alim.} = 20 \text{ V}$ et celui des 20 W avec $V_{alim.} = 40 \text{ V}$. Ces essais correspondent aux estimations théoriques de la figure 1.

Quant aux résultats obtenus en modifiant progressivement la tension d'alimentation, on obtient une « droite » légèrement incurvée par suite de la non-linéarité des caractéristiques (fig. 7). Si l'on rapproche cette courbe de la figure 1, on voit qu'elle s'inscrit dans le gabarit limité par les coefficients k de 50 et de 80 %.

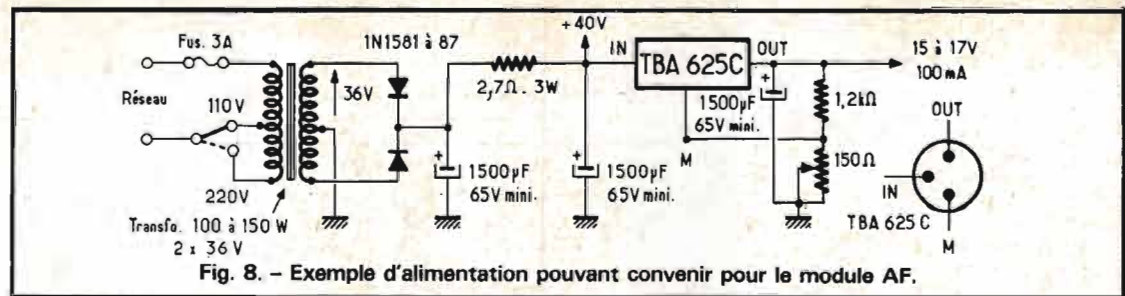


Fig. 8. - Exemple d'alimentation pouvant convenir pour le module AF.

ALIMENTATION

Une alimentation par transformateur suivie d'un redresseur bi-alternance classique suffit amplement. Nous reproduisons, figure 8, un tel schéma, auquel nous associons un système régulateur pour les étages préamplificateurs.

R. Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

Bibliographie : Documents SGS-ATES et SESCO-SEM.

L'ORDRE... transparent!

pour vos petits objets et pièces

PLUS DE 120 KG SUR 1/10^e DE MÈTRE CARRE



CONTROLEC

7 bis, rue Robert Schuman
94 - ABLON (près Orly) 922-20-78

NOUVEAU !
TIROIRS
OPAQUES
super-solides



APPAREILS MODERNES DE MESURE EN BASSE FRÉQUENCE RADIO TÉLÉVISION par F. HURÉ

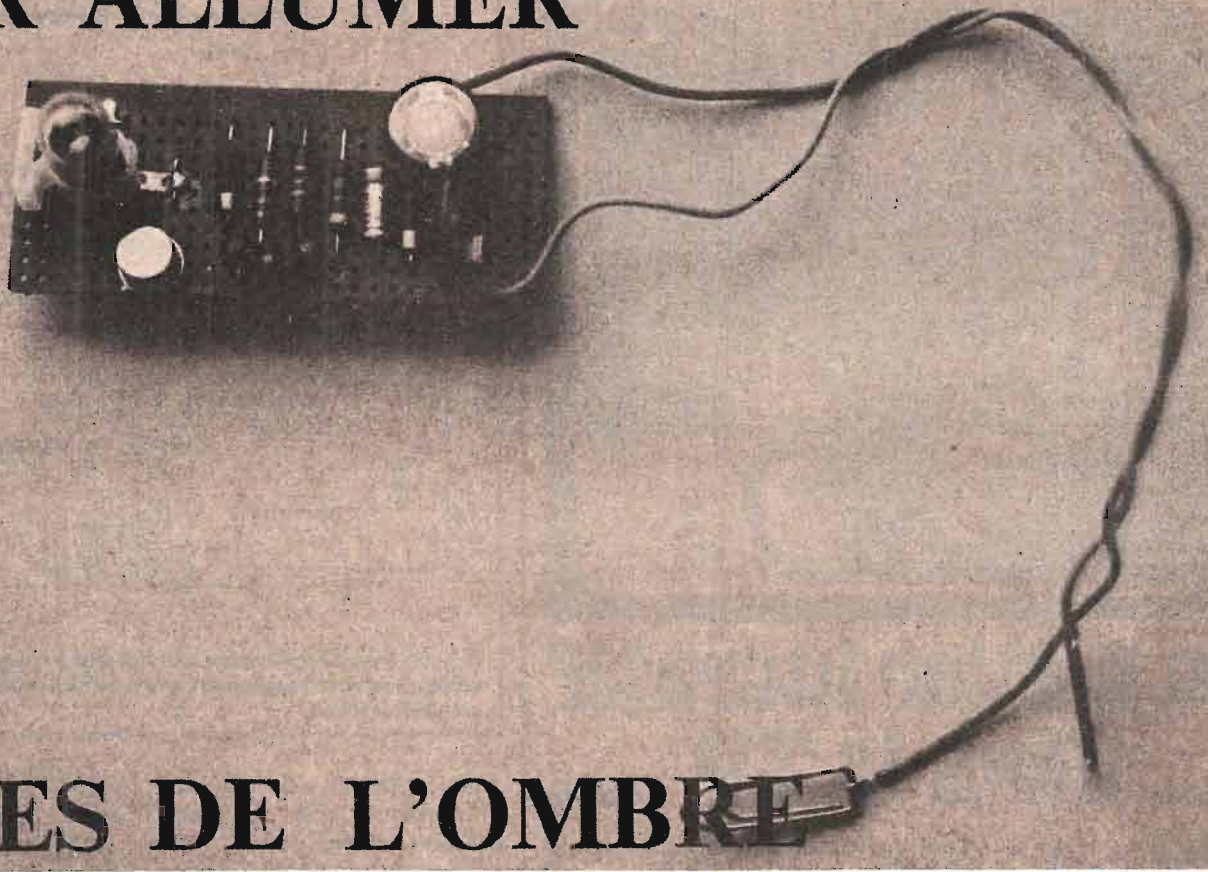
Essentiellement pratique, ce livre est indispensable à tous les électroniciens car aucun travail sérieux ne peut être exécuté sans appareils de mesure. Cet ouvrage décrit une gamme complète d'appareils ultra-modernes, dont la réalisation est à la portée de l'amateur.

EXTRAIT DU SOMMAIRE

Contrôleurs. Voltmètres. Multimètres. Fréquence-mètres. Ohmmètres. Capacimètres. Générateurs. Oscilloscopes. Wattmètres. Wobulateurs. Distorsion-mètres.

UN VOLUME BROCHÉ. FORMAT 15 x 21, 144 PAGES. PRIX : 28 F. EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO - TÉL. : 878-09-94/95 - 43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS - C.C.P. 4940-29 PARIS.

POUR ALLUMER



FAITES DE L'OMBRE

UN indicateur de passage de personnes, à base d'opto-électronique, est en fait une chose assez courante. On utilise, notamment, de tels indicateurs pour la commande automatique d'escaliers roulants. Le plus souvent, ces dispositifs ne fonctionnent correctement que si l'éclairage ambiant est relativement constant et si, de plus la source lumineuse de commande, disposée de l'autre côté du passage à surveiller, travaille à intensité fixe.

De ces barrières photo-électriques, le montage décrit se distingue à la fois par une très grande sensibilité, et une plage d'intensités très étendue. C'est ainsi que cet indicateur peut répondre aux reflets d'une lampe de chevet sur un plafond, sur un reverbère éclairant faiblement une pièce de la rue, et probablement même au clair de lune. Mais, sans retouche de réglage, il fonctionne tout aussi bien à moins de 1 m d'une lampe de 75 W, munie d'un réflecteur.

En fait, l'indicateur ne répond que sur des diminutions de luminosité, telles qu'elles sont provoquées, par exemple, par le passage d'une personne entre la photorésistance et un mur clair, ce mur pouvait être faiblement éclairé la nuit et assez violemment le jour. Dans le cas de la maquette qui n'est qu'un modèle de démonstration, cette réponse se fait par le bref allumage d'une petite ampoule. Bien entendu, le

système peut tout aussi bien servir à déclencher un relais, une minuterie, un éclairage permanent, voire une sonnerie, une sirène, etc.

Le schéma de la figure 1 montre que la photorésistance (Ph) de l'indicateur forme un diviseur de tension avec les résistances R_1 et R_2 . Quand l'éclairage de Ph varie, il y a donc également variation de la tension que C_1 transmet sur la base de T_1 . Ensuite, la dite variation est amplifiée encore

par trois autres étages, travaillant en liaison directe, et dont le dernier commande une ampoule de 4,5 V, 100 mA. Le montage ayant été calculé assez largement, on peut utiliser, pour T_2 et T_3 , des transistors dont le gain en courant est nettement inférieur à celui des types mentionnés dans le schéma. Au repos, T_1 se trouve saturé du fait du courant de base dans R_3 . Une augmentation de l'éclairage ne fait qu'augmenter ce courant de base, c'est-à-dire que T_1 reste saturé, et que l'ampoule ne répond pas. En revanche, T_1 peut être bloqué, quand la résistance de Ph augmente (obscurcissement). Toutefois, ce blocage (qui commande l'allumage de l'ampoule) ne dure que le temps qu'il faut à C_1 pour rééquilibrer sa charge. Au maximum, cette durée peut atteindre quelques secondes. Elle ne sera que d'une fraction de seconde, si la variation relative de résistance de Ph (par rapport à la valeur de $R_1 + R_2$) a été faible. La durée

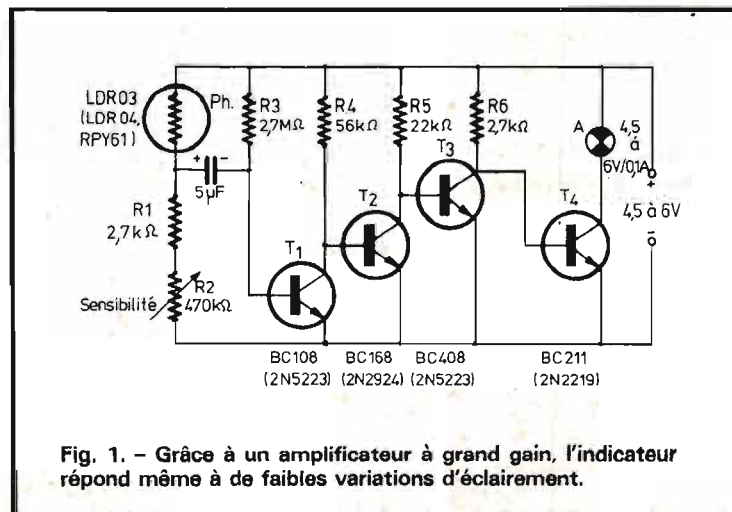


Fig. 1. - Grâce à un amplificateur à grand gain, l'indicateur répond même à de faibles variations d'éclairage.



un métier lucratif dans la TV

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

Selon votre niveau, choisissez :

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

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

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

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

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

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

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

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

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

ETNN

Ecole des
TECHNIQUES NOUVELLES
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

market-publi bourges

POUR VOUS

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

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

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)

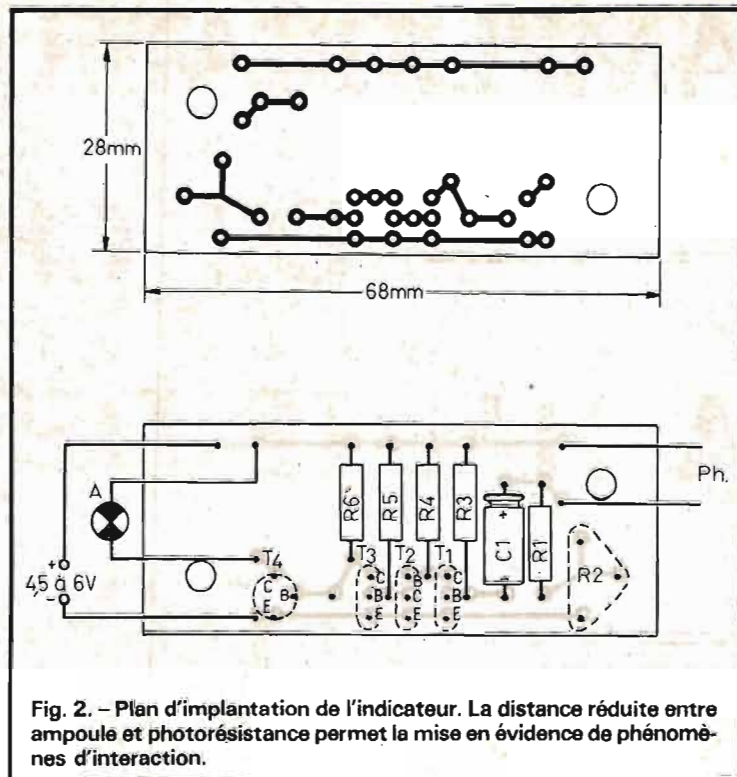


Fig. 2. - Plan d'implantation de l'indicateur. La distance réduite entre ampoule et photorésistance permet la mise en évidence de phénomènes d'interaction.

d'allumage sera ainsi d'autant plus réduite que l'éclairage ambiant est plus fort.

Comme la liaison entre la photorésistance et l'amplificateur se fait par un condensateur, le montage ne peut répondre qu'à des variations relativement rapides d'éclairage. Il est donc insensible aux variations qu'on observe au crépuscule, et pour qu'il soit déclenché par un nuage passant devant le soleil, il faudrait que ce nuage soit bien rapide. Toutefois, il est facile d'augmenter la sensibilité de l'appareil aux phénomènes lents, en augmentant C_1 , et inversement. Comme la durée d'allumage de l'ampoule dépend également de la valeur de C_1 , cette durée risque de devenir trop brève, si on choisit C_1 de façon que l'appareil ne réponde qu'à des variations très rapides.

La résistance ajustable R_2 permet de choisir la plage de sensibilité qu'on désire. Avec $R_2 = 0$, l'appareil fonctionnera bien à l'extérieur, par une journée ensoleillée, mais il ne saura plus répondre à une ampoule d'éclairage se trouvant à une dizaine de mètres. La valeur maximale de R_2 est à conseiller, si on veut faire

une expérience au clair de lune, mais l'appareil risque alors de rester saturé par un éclairage violent et si l'éclairage ne se trouve que faiblement réduit par l'ombre qu'on projette.

Sur la platine imprimée (fig. 2) du modèle de démonstration photorésistance et ampoule d'indication se trouvent à une distance de quelques centimètres seulement. Quand l'éclairage est faible, et quand on le réduit encore, une interaction peut se produire du fait de cette proximité. Quand l'ampoule s'éteint après avoir signalé une première réduction d'éclairage, la photorésistance perçoit une seconde diminution d'éclairage et rallume l'ampoule pendant un certain temps. Et quand elle s'éteint de nouveau, le jeu recommence, avec ralentissement de la cadence, donnant l'impression d'un clignotant qui se meurt tout doucement. Bien sûr, ce phénomène n'a guère de caractère utilitaire, sauf peut-être pour ce qui est des effets intrigants et amusants du montage décrit.

H. SCHREIBER

AMPLIFICATEUR

DE CHROMINANCE

A HAUTE DEFINITION

PIZON ~ BROS

LE système français SECAM utilise la transmission séquentielle de deux informations de chrominance ($R'-Y'$ et $B'-Y'$) associée à une mise en mémoire alternative de chacune de ces informations dans le récepteur, ce qui permet de retrouver finalement les deux informations simultanément nécessaires pour former l'image en couleurs. La 3^e information ($V'-Y'$) est élaborée à l'aide d'un circuit appelé « matrice » dont les entrées reçoivent les signaux $R'-Y'$ et $B'-Y'$ simultanément, le récepteur doit être muni d'un permutateur et d'une mémoire. Cette dernière est réalisée à l'aide d'une ligne à retard (64 microsecondes). Le permutateur est un commutateur synchronisé par des signaux émis en fin de trame. On effectue à l'émission une mise en forme de la sous-porteuse modulée en fréquence pour les fréquences situées autour de la fréquence de repos de la sous-porteuse. La remise en forme dans le récepteur exige un filtre (circuit cloche), avant le permuta-

teur. Les signaux permutés sont ensuite amplifiés, limités et démodulés par deux discriminateurs (fig. 1).

L'AMPLIFICATEUR DE CHROMINANCE

La composante vidéo contenant la sous-porteuse (S.P.) traverse un filtre qui

égalise l'amplitude de la sous-porteuse étant donné que son amplitude augmente à l'émission avec la déviation de fréquence. La sous-porteuse change de fréquence à chaque ligne. Pendant la modulation $R'-Y'$ sa fréquence est 4,406 MHz et pendant $B'-Y'$ sa fréquence est 4,250 MHz. A la sortie du permutateur (commutateur) on obtient

simultanément les deux sous-porteuses qui seront amplifiées, limitées et démodulées. Les signaux démodulés sont ensuite matricés afin d'obtenir R' , B' et V' . La figure 2 montre l'ensemble des circuits de matricage et d'amplification.

L'amplificateur de chrominance de la figure 2 peut être employé aussi bien en SECAM qu'en PAL. Les signaux d'entrée sont $-(R'-Y')$ et $-(B'-Y')$. Ce sont les signaux démodulés provenant, soit des discriminateurs, soit des détecteurs synchrones. Etant donné que les signaux de modulation n'ont pas la même amplitude, il sera nécessaire de procéder à leur égalisation avant la démodulation.

Le signal $-(R'-Y')$ à l'entrée A est d'abord filtré par L,C et ensuite amplifié par le transistor BC 208B. Le filtre L,C élimine les résidus de la sous-porteuse.

Le signal amplifié au point C est $+(R'-Y')$. On ajoute au point D le signal de luminance $+Y'$ d'où le signal $+R'$ à la base du 2^e transistor BC 208B. Dans le cas où l'image

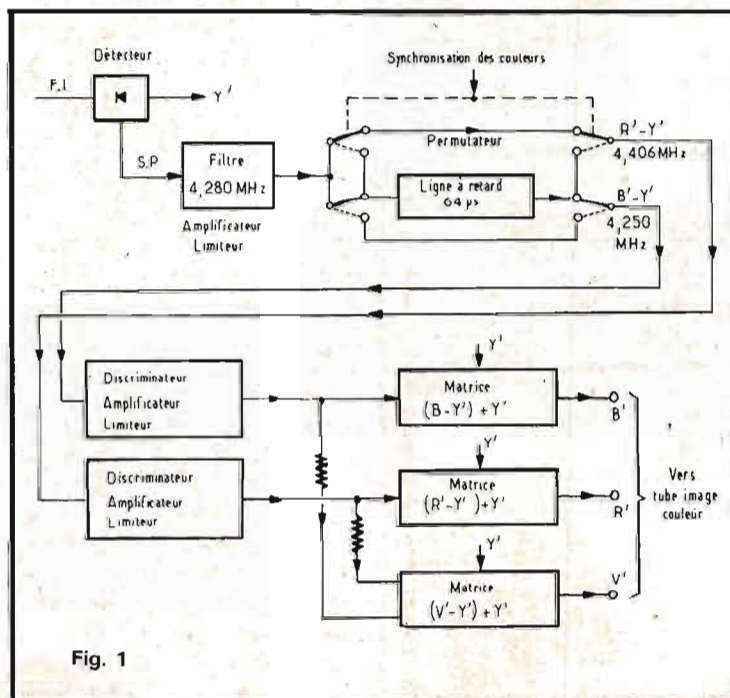


Fig. 1

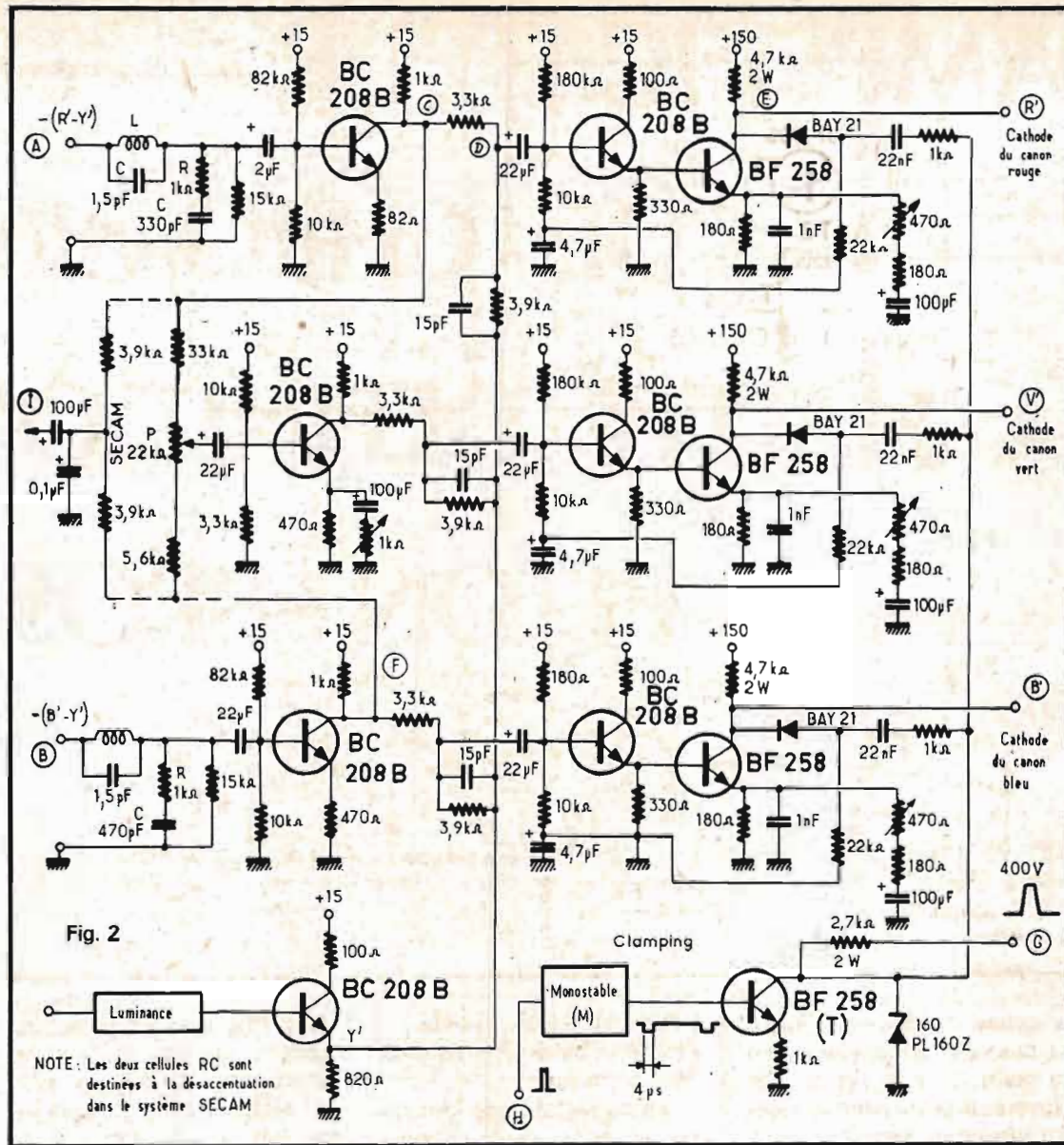
est un blanc, le signal R' est à sa valeur maximale, soit $R' = +1$. La tension positive maximale de R' à la base du BC 208B se traduira par un courant maximum dans le collecteur du transistor BF 258 et par une tension minimale à la sortie du collecteur, point E. Comme le point E est relié à la cathode du canon « rouge » du tube-image, l'intensité du faisceau rouge sera à sa valeur maximale. Le noir correspond à $R' = 0$ d'où un faible courant collecteur du BF 258 et une tension élevée au point E. Le faisceau rouge est donc à sa valeur minimale. Le fonctionnement est exactement le même pour la voie « bleue ». Le blanc correspond ici à $B' = 1$ et le noir à $B' = 0$. Pour obtenir le signal V' , il faut d'abord obtenir $V'-Y'$. Comme

$$Y' = 0,59 V' + 0,30 R' + 0,11 B' = 0,59 Y' + 0,30 Y' + 0,11 Y', \text{ on a}$$

$0,59 V' + 0,30 R' + 0,11 B' - 0,59 Y' - 0,30 Y' - 0,11 Y' = 0$. On peut simplifier cette dernière équation par : $0,59 (V'-Y') + 30 (R'-Y') + 0,11 (B'-Y') = 0$ ce qui permet d'obtenir $V'-Y' = -0,51 (R'-Y') - 0,19 (B'-Y')$.

Le matricage de $-(V'-Y')$ consiste à prélever 51 % du signal $R'-Y'$ au point C et 19 % du signal $B'-Y'$ au point F et de porter ces deux fractions à la base du transistor BC 208B à l'aide du potentiomètre P de 22 kΩ de la voie « verte ». On obtient au collecteur le signal $(V'-Y')$. En y ajoutant le signal de luminance Y' à la base du 2^e BC 208B de la voie « verte » on obtient le signal V' au collecteur du BF 258 de la même voie. Le blanc correspond alors à $V' = 1$ et le noir à $V' = 0$. Le jaune se compose de $R' = 1$ et $V' = 1$, le cyan de $V' = 1$ et $B' = 1$, le magenta de $B' = 1$ et $R' = 1$, etc.

Le réalignement au niveau du noir (clamping) s'effectue à l'aide des impulsions de fin de ligne (point g) que l'on applique aux collecteurs des BF 258 pendant 4 μs où le transis-



tor (T) se trouve bloqué par le monostable (M) commandé par la synchronisation ligne (H).

LE PORTIER D'IDENTIFICATION

En absence de couleur, l'amplificateur de chrominance de la figure 2 ne reçoit que le signal de luminance Y' qui seul sera amplifié et transmis aux cathodes du tube-image couleur. Pour que les discriminateurs ne reçoivent aucun signal à leur entrée, une porte (portier) isole automatiquement les entrées. En absence de couleur, le point I des figures 2 et 3 est sans tension.

Pendant une émission en couleur, le point I devient négatif pendant la transmission des 9 lignes d'identification en fin de trame d'où l'impulsion négative au point I de la figure 3. Le point T reçoit en même temps une impulsion provenant de la base de temps trame. Cette impulsion déclenche un monostable à deux portes NAND (H 102 D1).

La différenciation de cette impulsion (1 ms max.) produit deux autres impulsions très brèves dont la 1^e est négative et la 2^e est positive.

La première est située avant l'impulsion négative I. En présence de couleurs donc en présence du signal I, la 2^e impulsion (posi-

tive) est sans effet. La 1^e impulsion (négative) bloque le transistor T_1 et celui-ci débloque T_2 . La sous-porteuse est alors transmise par T_2 vers la ligne à retard (64 μs) et par T_3 vers la voie directe (points A et B).

En absence de couleur, le signal I disparaît et la deuxième impulsion (positive) débloque T_1 qui bloque T_2 d'où la coupure dans la transmission du signal provenant du détecteur.

LA SYNCHRONISATION DIGITALE DU PERMUTATEUR

Le signal couleur du système SECAM est une sous-porteuse que l'on extrait au

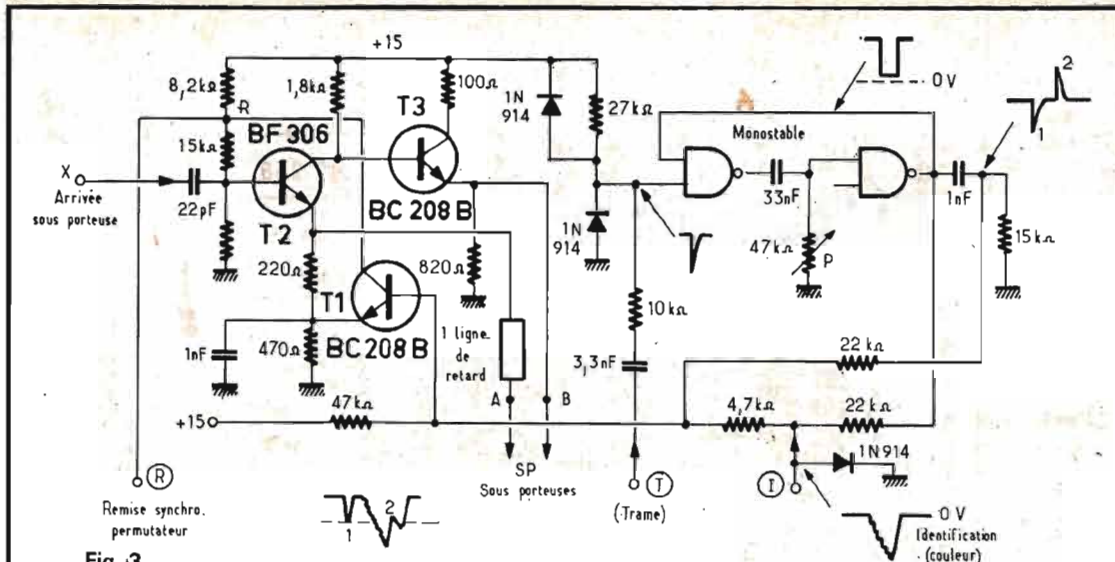


Fig. 3

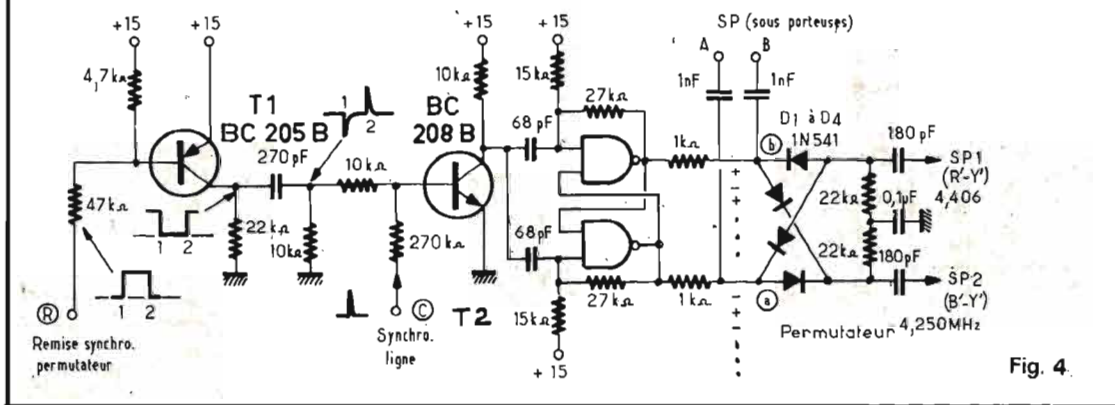


Fig. 4

détecteur du récepteur. Après sa mise en forme, elle arrive au point X de la figure 3 et traverse la porte pour apparaître ensuite au point B et, après être retardée de $64 \mu s$ (1 ligne), au point A. On a ainsi pu obtenir deux sous-porteuses simultanément en partant d'une seule à l'entrée X. Ces deux sous-porteuses doivent être transmises vers les deux discriminateurs à travers un commutateur (permutateur) dont le rôle consiste à diriger la sous-porteuse modulée par R'-Y' vers le discriminateur 4,406 MHz et la sous-porteuse modulée par B'-Y' vers le discriminateur 4,250 MHz.

Il faut que ce permutateur commute les sous-porteuses en parfait synchronisme avec celui de l'émetteur, sinon les couleurs sont faussées. Ce synchronisme est obtenu à l'aide du synchronisateur de la figure 4. Il se compose d'un bistable à deux portes NAND (H 122 D₁) qui reçoit

son signal de commande par des impulsions à fréquence ligne au point C.

En admettant que le bistable fonctionne dès le début en synchronisme avec celui de l'émetteur, la première impulsion ligne produira par exemple une tension positive au point b et une tension négative au point a. La sous-porteuse B modulée par B'-Y' sera transmise vers le discriminateur 4,250 MHz, à travers D₁. La sous-porteuse A modulée par R'-Y' sera transmise vers le discriminateur 4,406 MHz à travers D₂. La

deuxième impulsion ligne au point C produit une tension négative au point b, ouvre D₃ et ferme D₁. Le point a devient positif, ouvre D₄ et ferme D₂. La sous-porteuse B est maintenant modulée par R'-Y' et la sous-porteuse A par B'-Y'. Le permutateur dirige A vers le discriminateur 4,250 MHz et B vers le discriminateur 4,406 MHz. La synchro est donc correcte et l'identification produit le signal I (fig. 3). La porte est ouverte et la tension positive au point R bloque le transistor T₁ (fig. 4). La bascule fonc-

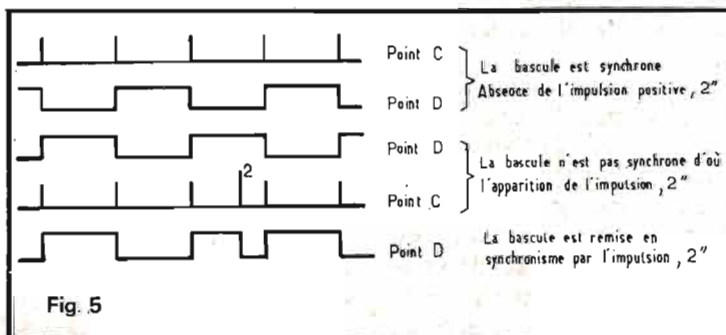


Fig. 5

tionne en synchronisme et délivre des créneaux à la demifréquence ligne. Cette synchronisation est due au hasard et n'est donc pas valable dans un récepteur à commande automatique.

Si la bascule n'est pas synchronisée, le discriminateur « rouge » 4,406 MHz démodule B'-Y' au lieu de R'-Y' et le discriminateur « bleu » 4,250 MHz démodule R'-Y' au lieu de B'-Y'. Cette inversion se traduit par l'absence du signal négatif I dans la figure 3. L'absence du signal I fait apparaître au point C (fig. 3) une première impulsion négative désignée par 1 et une deuxième impulsion positive désignée par le chiffre 2.

La première bloque le transistor T₁ qui ne conduira pas d'où l'augmentation de la tension au point R et conduction (déblocage) de T₂ favorisée par l'absence du courant émetteur de T₁. La deuxième impulsion (positive) débloque T₁ qui à son tour bloque T₂ par la diminution de tension au point R.

La variation de tension au point R est transmise à la base du transistor T₁ de la figure 4 où l'on remarque ce créneau où T₁ est conducteur à partir de l'impulsion 2 jusqu'à l'impulsion 1. Pendant l'intervalle t₁ à t₂ (1 à 2), le transistor T₁ est bloqué d'où le créneau 1 à 2 à son émetteur. A partir de t₂, la tension au point R est très inférieure à +15 V ce qui explique le déblocage de T₁ (qui est un transistor PNP) à l'instant t₂. Le créneau de l'émetteur de T₁ est différencié, d'où l'apparition des impulsions brèves 1 et 2 à la base du T₂ (fig. 4).

La première impulsion négative n'a aucun effet sur T₂. La deuxième impulsion est positive. Elle apparaît seulement en cas de mauvaise synchronisation. C'est elle qui assure alors la remise en synchronisme de la bascule (fig. 5).

Qu'est-ce que le

DECIBEL ?

INTRODUCTION

RESSASSER le décibel... quelle erreur ! Tous les jours, chaque technicien effectue des « mesures en... débés ».

Pourquoi donc revenir sur un sujet si rebattu ?

Tout simplement pour en « rafraîchir » la définition, tout en exposant l'extension de cette notion.

Tout simplement, parce qu'un aperçu plus clair de ce qui est devenu une habitude évite les erreurs de la pratique.

Tout simplement, parce qu'un électronicien n'a pas le droit d'ignorer les données essentielles de son métier.

Voilà trois bonnes raisons qui nous encouragent à persévérer.

1. DÉFINITIONS DU BEL, DU DÉCIBEL ET DU NÉPER

1.1. Du bel au décibel

Pour préciser les idées, entamons notre travail par un bref rappel historique.

En 1926, les spécialistes de la téléphonie à grandes distances décidèrent d'exprimer l'**atténuation progressive de la puissance P** d'un courant

téléphonique (circulant dans une ligne de longueur respectable) par le **logarithme décimal** (1) du rapport des puissances P_1 et P_2 mesurées en deux sections, (1) et (2), limitant un tronçon de câble monofilaire (fig. 1). Cette formulation acceptée, il fut convenu qu'elle serait suivie, pour identification, du mot « bel » (2). D'où la relation

(1) Les « téléphonards » français, gens de tradition (voir l'état de notre réseau, se sont accoutumés au logarithme népérien (de base $e = 2,71828...$); ils évaluent en « népers » les affaiblissements.

(2) En hommage aux travaux de Graham Bell... lequel perdit une L dans la bataille.

classique de définition du « bel » [B] pour $P_1 > P_2$:

— Nombre de bels

$$= N_{(+)} = \text{Log} \frac{P_1}{P_2} [B] > 0$$

il s'agit alors d'un gain G, ou :

— Nombre de bels

$$= N_{(-)} = \text{Log} \frac{P_2}{P_1} [B] < 0$$

ce qui souligne une perte A.

Le « bel » traduit donc un **gain G** (lorsque $N > 0$) ou un **affaiblissement A** (quand $N < 0$), de 10 unités de puissance à 1 unité de puissance (cas du gain) ou inversement (cas de l'atténuation). Pratiquement, un tel écart débou-

che sur des valeurs trop importantes pour être commodément exploitables (des sauts de 10 watts à 1 watt sont rares, n'est-ce pas ?).

A la suite d'un nouveau débat homérique (comme seules les Commissions internationales savent les susciter) les techniciens en présence optèrent pour un « sous-multiple », plus facile d'emploi, le **décibel** [dB] et non pas à la manière anglo-saxonne, non normalisée, [db], qui se transcrit sous la forme :

$n_{(+)} =$ nombre de décibels

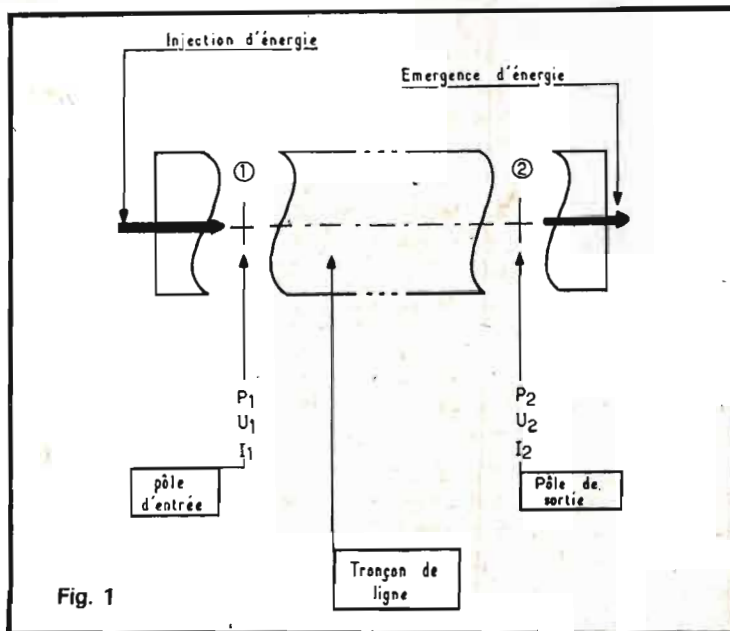
$$= 10 \text{ Log} \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}] > 0$$

$n_{(-)} =$ nombre de décibels

$$= 10 \text{ Log} \frac{P_2}{P_1} [\text{dB}] < 0$$

Il va sans dire que les **valeurs positives** traduiront un **gain** (ce sera le cas pour les amplificateurs) tandis que leurs **pendantes négatives** indiqueront une **atténuation** (réseaux passifs, filtres, etc.).

Le signe du gain, exprimé en décibels est positif, lorsque le gain se détermine entre la sortie et l'entrée. Le décibel sert aussi à définir un affaiblissement ; dans ce cas, la convention de signe devient plus... nuancée : un affaiblissement (sous-entendu de plus) 20 [dB] signifie que l'ordre de puissance de sortie P_s sur



puissance d'entrée P_e telle que, par exemple :

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{1}{100}$$

ce qui correspond à un... gain en puissance de -20 [dB], donc à une... atténuation !

Lorsque le rapport de puissance est inférieur à l'unité, il est usuel d'inverser la fraction et d'exprimer la réponse comme une **perte** (3) **décibel-métrique** (4).

Osons l'écrire malgré les ricanements des ironistes : « Le jargon technique a ses raisons que la raison ne connaît pas. » (étonnement, très XX^e siècle, de... Pascal).

Donnons-nous quelques exemples concrets :

Soient une puissance P_1 de 0,1 [W] et une puissance P_2 de 1 [kW]. Leur rapport s'écrit :

$$n_+ = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1\ 000}{0,1} = 10\ 000 = 10^4$$

Le logarithme de 10^4 est l'exposant 4 dans la base 10.

Ce rapport indique donc que nous avons un gain de 4 bels ou de 40 décibels (4×10), notés 40 [dB].

La puissance P_2 « dépasse » la puissance P_1 de 40 [dB].

Prenons, maintenant, P_1 double de P_2 :

$$n_+ = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{2 P_2}{P_2} = 10 \log 2$$

$$n_+ = 10 \times 0,301\ 03 \approx 3 \text{ [dB]}$$

Si $P_1 = 4 P_2$, nous obtenons :

$$n_+ = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{4 P_2}{P_2} = 10 \log 4$$

$$n_+ = 10 \log 2^2 = 20 \log 2 = 20 \times 0,3 \approx 6 \text{ [dB]}$$

A un rapport de puissance égal à 2, correspondent 3 décibels. A un rapport de puis-

(3) Pour les lecteurs avertis, disons que l'on se sert ici du cologarithme (colog.).

(4) Beau néologisme, n'est-ce pas ?... mais bien utile pour un rédacteur en mal d'adjectifs.

sance égal à 4, correspondent 6 décibels.

Ce sont les valeurs pratiques les plus souvent rencontrées.

1.2. Le néper, une vieille connaissance

Le **néper** [N], basé sur les logarithmes naturels (ln), est une « unité » qui se retrouve surtout dans les milieux des Postes et Télécommunications françaises (ce qui ne la rend ni supérieure ni inférieure à une autre, quoi qu'ils en pensent) :

$$N = \ln \frac{P_1}{P_2} \text{ [népers]}$$

Pour convertir les népers en décibels, il suffit de les multiplier par 8,686. A l'inverse, pour transformer des décibels en népers, on doit les multiplier par 0,1151. Pour changer des « décibels par mille nautique » en « népers par kilomètre », il faut les multiplier par $6,215 \times 10^{-2}$, ou pour l'inverse, multiplier les népers par kilomètre par 16,074.

Ces opérations sont nécessaires aux câblers qui discutent, de part et d'autre de l'Atlantique, pour se mettre d'accord sur le fait qu'ils ne sont pas d'accord (équivoque pas toujours... volontaire !).

Le tableau I rassemble les données de 22 à 100 [dB] à propos des népers, des rapports de puissance, de tension (ou de courant, d'ailleurs).

La meilleure aptitude des logarithmes de base 10 (comparée à celle des logarithmes de base $e = 2,718\ 28$) entraîne la substitution du décibel au néper dans la majorité des applications.

1.2. Raisons de la notation en décibels

Etait-il nécessaire de relier le rapport des puissances à ces envahissants logarithmes ? Evidemment non ; mais, ces êtres mathématiques ont l'avantage de ramener les

grands nombres à des chiffres moins vertigineux pour l'esprit (5)... et, surtout, ils ont été conçus par leur inventeur Lord Napier (le néper bien connu) pour transformer des multiplications en sommes et des exponentiations en produits (si elles sont positives) ou en quotients si elles sont négatives, ce qui leur confère des avantages appréciables.

Nous remarquerons, aussi, que le « bel » [B] et le « décibel » [dB] ne sont pas des unités de mesure à proprement parler. En effet, les seconds membres des deux relations de définitions, énoncées ci-dessus, imposent l'existence

(5) Il existe un énorme « étalement » des valeurs de puissance en électricité et surtout en électronique, où l'on parle couramment de puissances de 10^{-13} W à côté de puissances de plusieurs kilowatts.

de rapports aboutissant à des nombres purs. En somme, ces... appellations ne prennent corps qu'au travers des logarithmes ! Elles ne s'attachent qu'à un « pas d'échelonnement », un « degré de dénivellation », une « gradation de niveau », logarithmique.

Entendre dans les laboratoires : « Faire une mesure en débé »... frise l'hérésie aux oreilles des puristes.

2. PASSAGE AUX INTENSITÉS ET AUX TENSIONS

Il est plus facile de mesurer des intensités et des tensions que des puissances. Cherchons donc à leur étendre la notation en décibels.

Nous avons, grâce à la loi de Joule, pour une même

Tableau I : Décibels et népers pour des forts accroissements de puissance, de tension ou d'intensité

Rapport de puissances P_p	Rapport de tensions ou de courants, r_v, r_i	[dB]	népers [N]
158.49	12.589	22.0	2.53
251.19	15.849	24.0	2.76
398.11	19.953	26.0	2.99
630.96	25.119	28.0	3.22
1000.0	31.623	30.0	3.45
1584.9	39.811	32.0	3.68
2511.9	50.119	34.0	3.91
3981.1	63.096	36.0	4.14
6309.6	79.433	38.0	4.37
10^4	100.000	40.0	4.60
$10^4 \times 1.5849$	125.89	42.0	4.83
$10^4 \times 2.5119$	158.49	44.0	5.06
$10^4 \times 3.9811$	199.53	46.0	5.29
$10^4 \times 6.3096$	251.19	48.0	5.52
10^5	316.23	50.0	5.76
$10^5 \times 1.5849$	398.11	52.0	5.99
$10^5 \times 2.5119$	501.19	54.0	6.22
$10^5 \times 3.9811$	630.96	56.0	6.45
$10^5 \times 6.3096$	794.33	58.0	6.68
10^6	1 000.00	60.0	6.91
10^7	3 162.3	70.0	8.06
10^8	10 000.0	80.0	9.21
10^9	31 623	90.0	10.36
10^{10}	100 000	100.0	11.51

résistance pure dissipatrice R :

$$P_1 = R \cdot I_1^2 \text{ et } P_2 = R \cdot I_2^2$$

donc :

$$\begin{aligned} n_1 &= 10 \log \frac{P_1}{P_2} \\ &= 10 \log \frac{R \cdot I_1^2}{R \cdot I_2^2} \\ &= 10 \log \left(\frac{I_1}{I_2} \right)^2 \end{aligned}$$

d'où :

$$n_1 = 20 \log \frac{I_1}{I_2} \text{ ou encore}$$

$$\log \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_1}{20}$$

De plus, sachant que $P = U \cdot I$, par insertion de la loi d'Ohm : $U = R \cdot I$, il arrive que :

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1 \cdot \frac{U_1}{R} = \frac{U_1^2}{R}$$

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = U_2 \cdot \frac{U_2}{R} = \frac{U_2^2}{R}$$

En conséquence :

$$\begin{aligned} n_v &= 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{\frac{U_1^2}{R}}{\frac{U_2^2}{R}} \\ &= 10 \log \left(\frac{U_1}{U_2} \right)^2 \end{aligned}$$

soit :

$$n_v = 20 \log \frac{U_1}{U_2} \text{ ou encore}$$

$$\log \frac{U_1}{U_2} = \frac{n_v}{20}$$

Par ailleurs :

$$\begin{aligned} n_p &= 10 \log \frac{P_1}{P_2} \\ &= 10 \log \frac{U_1 \cdot I_1}{U_2 \cdot I_2} \\ &= 10 \left(\log \frac{U_1}{U_2} + \log \frac{I_1}{I_2} \right) \end{aligned}$$

il vient :

$$\begin{aligned} n_p &= 10 \left(\frac{n_v}{20} + \frac{n_1}{20} \right) \\ &= \frac{1}{2} (n_v + n_1) \end{aligned}$$

D'où les règles :

Gain en tension :

$$n_{v(+)} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} [\text{dB}] > 0$$

Perte en tension :

$$n_{v(-)} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} [\text{dB}] < 0$$

Gain en intensité :

$$n_{I(+)} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} [\text{dB}] > 0$$

Perte en intensité :

$$n_{I(-)} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} [\text{dB}] < 0$$

Par convention, conformément aux prescriptions de la figure 1, nous avons conservé $U_1 > U_2$ et $I_1 > I_2$, appliquées et injectées sur une même résistance R d'utilisation.

Considérons maintenant une source délivrant une tension U_1 , appliquée à la résistance de charge R. La puissance dissipée en R est de la forme :

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R}$$

Si la tension U_1 varie d'une valeur ΔU telle que :

$$U_1 + \Delta U = U_2 = 2 U_1$$

La puissance $P_2 > P_1$ récupérée sur la charge s'écrit :

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R} = \frac{(2 U_1)^2}{R} = 4 \cdot \frac{U_1^2}{R}$$

Le rapport (P_2/P_1) vaut 4. Le gain n_p en décibels sera de :

$$\begin{aligned} n_p &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log 4 \\ &= 10 \log 2^2 = 20 \log 2 \end{aligned}$$

c'est-à-dire (avec $\log 2 \approx 0,3$) que l'accroissement se chiffre par 6 [dB].

La puissance, dit-on, « a augmenté » de 6 [dB]

Si la variation ΔU de la tension U_1 est telle que U_1 égale $0,707 U_2$ (ou $U_2/\sqrt{2}$) il apparaît que :

$$\begin{aligned} n_{v(-)} &= 20 \log \frac{U_1}{U_2} \\ &= 20 \log \frac{U_2}{\sqrt{2} \cdot U_2} \\ &= 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

soit :

$$\begin{aligned} n_{v(-)} &= 20 (\log 1 - \log \sqrt{2}) \\ &= 20 (\log 1 - \log 2^{1/2}) \end{aligned}$$

$$n_{v(-)} = 20 \left(0 - \frac{1}{2} \log 2 \right)$$

$$= -10 \log 2 \approx -3 [\text{dB}]$$

La variation correspondante de puissance est :

$$\begin{aligned} n_{P(-)} &= 10 \log \frac{P_1}{P_2} \\ &= 10 \log \frac{U_2^2}{(\sqrt{2} \cdot U_2)^2} = 10 \log \frac{1}{2} \end{aligned}$$

ou :

$$\begin{aligned} n_{P(-)} &= 10 (\log 1 - \log 2) \\ &= 10 (0 - 0,3) \approx -3 [\text{dB}] \end{aligned}$$

également. Pour conclure ce paragraphe, nous noterons l'observation de Danloux-Dumesnils à propos du « Langage logarithmique » (5).

« Dans la pratique des télécommunications, c'est donc le facteur 20 qui s'associe le plus souvent au vocable dont nous parlons. Or, il advint qu'en vertu de la remarque générale faite au début de ce chapitre, le besoin d'un terme d'échelonnement logarithmique se révéla bientôt dans beaucoup d'autres techniques, où l'on n'hésita pas à « adopter » le décibel : mais les grandeurs à évaluer y sont diverses (longueurs, angles, intensités lumineuses, nombres purs, facteurs économiques, etc.), de sorte qu'un choix devait être fait entre la définition « 10 log » et la définition « 20 log ». Ce choix semble n'avoir jamais été formellement posé ou discuté, mais en fait, c'est toujours - ou presque toujours - « 20 log » qui constitue l'évaluation en décibels, pour un rapport quelconque (qui d'ailleurs n'est même pas toujours un nombre pur). Et ce facteur 20, outre qu'il est assez choquant à côté du préfixe déci, exclut le « débé » du système décimal... »

Puis, cet auteur, mathématicien de talent, termine sa contestation d'une manière curieuse pour... un praticien de l'électronique :

« Il était nécessaire que nous rappelions ces choses, car elles expliquent pourquoi

(5) Editeur : Imprimerie du CEDO-CAR.

cet intéressant essai de vocabulaire logarithmique se solde par un échec : malgré l'engouement dont il a été l'objet, malgré son joli nom, qui sonne clair et gai, le décibel **ne peut sortir du domaine de l'électro-acoustique** pour lequel il a été créé. Il est boiteux, inacceptable comme terme mathématique à cause de sa double définition, et incommode dans les calculs à cause du facteur 20. Il nous faut donc reprendre le problème à la base. »

Nous allons voir qu'en dépit de ces apostrophes rigoureuses exercées à l'encontre de ce « falot de décibel », les physiciens ne le transformèrent pas moins en un moyen utile d'évaluation d'un résultat (une « entité physique »).

Le « caractère spécifique » **décibel** est acquis à n'importe quel rapport de grandeurs physiques pour peu qu'on le fasse précéder de la mention... « 20 log de... ».

Une forte incohérence résulte d'une telle dénomination mais il convient de savoir céder à l'usage (un « psychosociologue » écrirait à une « pression de conformité ») lorsqu'il est consacré par la coutume.

Ainsi, « **outil d'appréciation d'une comparaison physique** », le « débé » ne dépassera pas de sitôt. Au contraire, s'emparera-t-il de nouveaux domaines, notamment, en ce qui concerne l'électro-physiologie, la neurophysiologie électronique, etc.

Bel avenir pour un « avorton » métrologique et tant pis pour les systématiciens.

3. UNE « TROUVAILLE » DE BONNE FORTUNE

3.1. Expression facile de relevés de mesure

Le mot « décibel » pénétra très vite dans le vocabulaire des acousticiens... un récepteur téléphonique n'engendrerait-il pas un son audible ?

Là, encore, se retrouve la dualité des facteurs : à l'intensité acoustique I_A correspond la valeur 10 mais cette unité se révèle délicate à mesurer, aussi lui substitue-t-on la pression acoustique p_A , qui impose le facteur 20 :

N_A = nombre de décibels

$$\text{(acoustiques !)} = 10 \log \frac{I_{A1}}{I_{A2}}$$

N_p = nombre de décibels

(sur... ou dé... pressifs)

$$= 10 \log \frac{p_1}{p_2}$$

De surcroît, dans bien des applications d'ingénierie, l'utilisation d'une échelle linéaire (d'affichage, ou de représentation graphique, des résultats) ne correspond pas à l'évaluation subjective du phénomène étudié. En maintes circonstances, il s'avère préférable d'opter pour une échelle dans laquelle la **quantité ajoutée** (l'«*incrément*») est proportionnelle au **degré de variation**, le moins détectable, dans la grandeur mesurée.

L'oreille humaine, entre autres exemples, ne parvient

à déceler des changements d'intensité sonore que si le changement double le contenu énergétique du son original.

Ces cas suggèrent bien l'utilisation d'une échelle logarithmique.

Comme nous avons affaire à un nombre sans dimension, rien n'empêche de le concevoir en tant que quotient de toutes sortes de grandeurs de même nature (par exemple : celui de deux fréquences, de deux phases, en usage dans les servo-mécanismes, figure 2), voire, de données plus compliquées, comme des impédances (ou des admittances, et, à la limite, contrairement à ce qui a été avancé, introduit dans des fractions métriques usant d'unités... différentes (le nombre pur s'envole alors au grand désarroi des promoteurs !).

Les esprits enclins au non-conformisme admettent ainsi que le «*débé*» s'étende des gains, des pertes, aux évaluations les plus tarabiscotées au gré de l'expérimentateur. Telle est la raison de l'engouement des praticiens envers le

décibel, qui n'ont plus à se «*creuser les méninges*» pour savoir quelles unités respecter.

Entre autres emplois, celui relatif au fameux rapport signal au bruit (ou, plus acceptable, selon les normes récemment remaniées, le rapport signal-bruit-distorsion au bruit-distorsion) se révèle lui aussi (quotient de puissances utiles et perturbatrices) possible de cette notation.

3.2. Résistances différentes et cas de l'impédance

Jusqu'à présent, nous avons employé une seule résistance pour effectuer nos mesures.

Si les résistances sur lesquelles on relève P_1 , P_2 , U_1 , U_2 , I_1 , I_2 , sont différentes (R_1 et R_2), les formules se modifient :

$$n_{P12} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

$$= 10 \log \frac{U_1 \cdot I_1}{U_2 \cdot I_2}$$

$$= 10 \log \frac{R_1 \cdot I_1^2}{R_2 \cdot I_2^2}$$

$$= 10 \log \frac{U_1^2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{U_2^2}$$

Il s'ensuit que :

$$n_{P12} = 10 \left(\log \frac{R_1}{R_2} + 2 \log \frac{I_1}{I_2} \right)$$

$$= 10 \left(\log \frac{R_2}{R_1} + 2 \log \frac{U_1}{U_2} \right)$$

Par analogie :

$$n_{V12} = 20 \log \frac{R_1 \cdot I_1}{R_2 \cdot I_2}$$

$$= 20 \left[\log \left(\frac{R_1}{R_2} \right) + \log \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \right] \text{ [dB}_V \text{]}$$

et :

$$n_{I12} = 20 \log \frac{R_1}{R_2}$$

$$= 20 \left[\log \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right.$$

$$\left. + \log \left(\frac{U_1}{U_2} \right) \right] \text{ [dB}_A \text{]}$$

En présence d'impédances, les expressions se compliquent encore et l'on écrit :

$$n_Z = \left(20 \log \frac{U_1}{U_2} + 20 \log \frac{Z_2}{Z_1} \right.$$

$$\left. + 20 \log \frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1} \right) \text{ [dB}_Z \text{]}$$

Le $\cos \varphi$, indice de la qualité du réseau électrique testé, se retrouve donc dans cette formule. Il y est nécessaire pour souligner le déphasage qui existe entre les puissances actives et réactives dues au courant alternatif.

La mesure de l'adaptation entre deux impédances différentes Z_1 et Z_2 se traduit en termes de pertes en retour (R.L. : return losses) :

$$\text{R.L.} = 20 \log \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2}$$

Les décibels sont très intéressants pour calculer les pertes des réseaux d'atténuation montés à l'aide de trois résistances R_1 , R_2 et $R_3 = R_2$, des cellules en T (fig. 3a) ou R_3 , R_4 et $R_5 = R_4$ des cellules en π

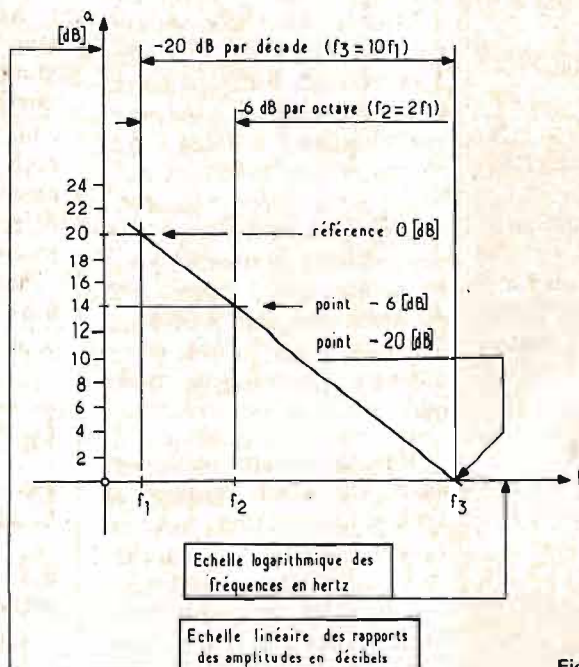


Fig. 2

WORLD RADIO TV HANDBOOK 76 ÉDITION DU 30e ANNIVERSAIRE

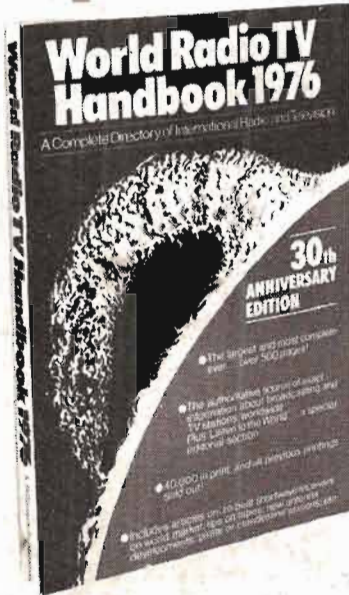
Un dictionnaire complet de la Radio et de la Télévision Internationale.

Toujours le plus important et le plus complet... plus de 500 pages.

La source officielle d'une information exacte sur les stations mondiales de radio et de télévision. Plus « Listen to the world »... un éditorial spécial.

40 000 exemplaires parus et toutes les impressions prévues (ou programmées) vendues !

Des articles traitant des 20 meilleurs récepteurs d'ondes courtes sur le marché mondial ; étalement des gammes d'ondes ; développement de nouvelles antennes ; stations pirates et clandestines etc. Un volume ft 15 x 21 - 500 pages - Prix : 48 F



VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75019 PARIS
TÉL. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

VIENT DE PARAÎTRE
LE N° 1 DE

TRIO

Le nouveau journal
des Pieds Nickelés
et de Bibi Fricotin

UN MENSUEL
pour les JEUNES et
les MOINS JEUNES

Des rubriques sur les animaux, la philatélie, le sport, l'humour, le modélisme. Des jeux, un test, un poster en couleur, des cartes postales de vedettes de la chanson et un concours permanent.

16 BANDES DESSINÉES
COMPLÈTES DONT

JOHN PARADE

PATROUILLEUR DE L'ESPACE
Prix HAGA du meilleur dessin de science-fiction et meilleur scénario



TRIO - 104 PAGES
4 F SEULEMENT

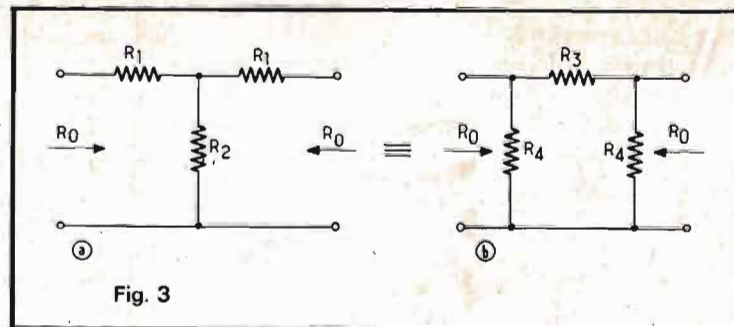


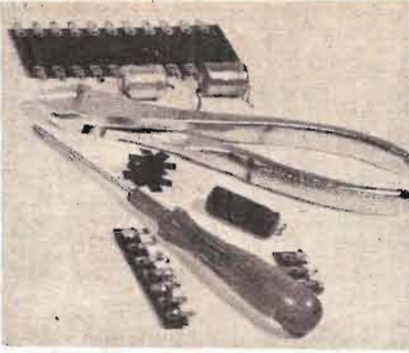
Fig. 3

Tableau II : Atténuation dans les réseaux résistifs et valeurs des résistances

Attén. en [dB]	Facteurs multiplicatifs			
	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄
0.5	0.0287	17.361	0.0576	34.79
1	0.0575	8.669	0.115	17.39
2	0.115	4.305	0.232	8.726
3	0.171	2.838	0.352	5.848
4	0.226	2.094	0.478	4.425
5	0.280	1.645	0.608	3.569
6	0.333	1.339	0.747	3.007
7	0.382	1.116	0.896	2.614
8	0.431	0.945	1.058	2.323
9	0.476	0.812	1.232	2.101
10	0.519	0.703	1.423	1.925
12	0.599	0.536	1.865	1.670
14	0.667	0.416	2.405	1.499
16	0.726	0.325	3.078	1.377
18	0.776	0.254	3.907	1.288
20	0.818	0.202	4.950	1.222
25	0.894	0.113	8.876	1.119
30	0.939	0.0633	15.80	1.065
35	0.965	0.0356	28.13	1.036
40	0.980	0.0200	50.0	1.020

(fig. 3b). Le tableau II donne les facteurs multiplicatifs à appliquer pour trouver les valeurs des résistances à imposer. Les chiffres de ce tableau doivent être multipliés par la grandeur R₀ de la résistance caractéristique de la ligne ainsi constituée (R₀ = 50 [Ω] en général, ou 75 [Ω] en télévision).

(à suivre)



ABC de L'ELECTRONIQUE

RADIO ~ ALARMES

pour usages divers

INTRODUCTION

LORSQUE l'élément nuisible (voleur, feu, eau, etc.) se manifeste dans un endroit prévu, il agit inconsciemment sur un dispositif transducteur (dit aussi capteur, senseur, pick-up) qui produit un changement d'état dans un dispositif électronique. Celui-ci émet alors un signal électrique. Ce dernier peut être transmis par fil à un élément avertisseur sonore ou lumineux ou tout autre, disposé près de la « victime » éventuelle de la nuisance. Nous désignerons cette personne sous le nom de **résident**.

La transmission du signal d'alarme sonore à basse fréquence (dans le domaine audible) ou de toute autre sortie de signal, même continu (pour allumer une lampe) doit se faire par fil, afin de simplifier le plus possible l'ensemble des appareils, mais dans certains cas, la communication par fil peut-être impossible, défendue ou très onéreuse. Ce cas se produit lorsque la distance entre le local du sinistre ou de

l'intrusion est éloigné de l'endroit où se trouve le résident ou, si entre les deux locaux, il y a un espace public ou aucun fil ne peut être installé.

Dans ce cas, on pensera évidemment, à une transmission par radio analogue à celle de tous les dispositifs émetteurs-récepteurs.

COMPOSITION DE L'ENSEMBLE

On pourra diviser l'ensemble en deux parties parfaitement distinctes à tous les points de vue : l'émetteur et le récepteur, une seule condition

s'impose : il faut que le récepteur soit étudié de façon à ce qu'il capte confortablement les signaux HF émis par l'émetteur.

L'étude générale de ces deux appareils est très proche de celle des appareils walkie-talkie, mais on n'aura besoin que d'un seul émetteur et d'un seul récepteur. Ces deux appareils seront mécaniquement séparés.

Etant destinés à un usage personnel, ces appareils seront de puissance aussi faible que possible, surtout l'émetteur. Celui-ci ne devra, en aucun cas, gêner les récepteurs de l'environnement.

Cette dernière condition étant pratiquement respectée,

il n'y a aucune imposition spéciale concernant la fréquence du signal HF, le mode de modulation, la durée de la transmission qui, de toutes façons, sera courte.

La mise en marche de l'émetteur, situé sur le lieu de l'intrusion ou du sinistre, se fera par le capteur. Par contre, le récepteur devra être en état de fonctionnement permanent ou, à la rigueur, pendant les périodes où l'intrusion, ou du sinistre qui pourrait se produire.

Le capteur sera adapté à chaque cas. Ce ne sera pas le même pour détecter un vol, un incendie, une inondation ou tout autre état « anormal ».

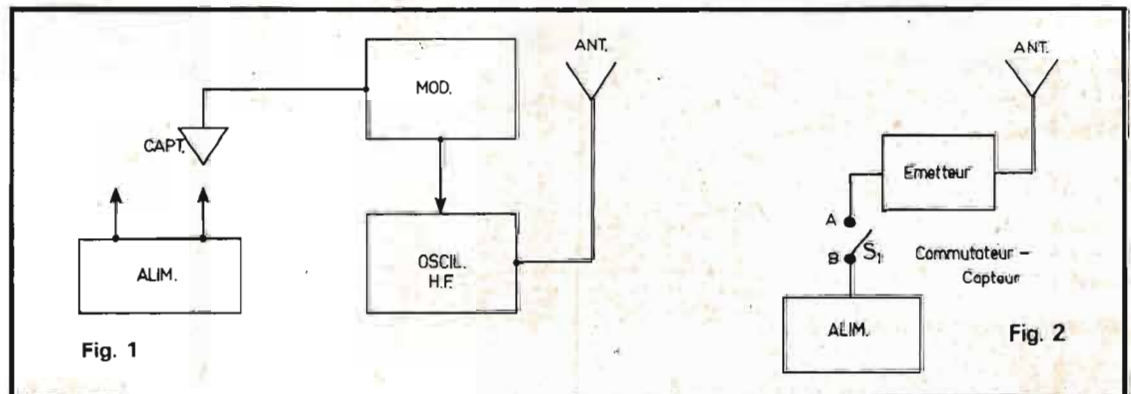


Fig. 1

Fig. 2

EMETTEURS

Un émetteur se compose de cinq parties : le capteur de commande des signaux de modulation, le modulateur, l'oscillateur haute fréquence, l'antenne et l'alimentation. Cet ensemble émetteur est représenté sous une forme simplifiée à la figure 1.

Dans ce mode de branchement des éléments, le capteur met en fonctionnement le modulateur qui peut être tout simplement un oscillateur BF.

Le signal à basse fréquence est transmis à l'oscillateur afin de moduler le signal HF par celui à BF.

Le signal HF modulé est alors appliqué à l'antenne qui le transmettra par les ondes, à l'antenne du récepteur.

Supposons, abstraction faite du capteur, que le montage considéré fonctionne, ce qui correspond à l'état exceptionnel de la carrière de l'installation.

L'état normal, celui de non fonctionnement, c'est-à-dire lorsque tout va bien (pas de tentative de vol ou aucun sinistre par le feu ou l'eau).

Il s'agit de voir comment cette installation peut être maintenue à l'état de non fonctionnement.

Plusieurs moyens sont à envisager :

1) A l'état d'alarme seulement, l'alimentation doit être branchée, tandis qu'à l'état

quasi-permanent de repos, l'alimentation doit être débranchée.

Celle-ci peut être déconnectée de l'un des deux dispositifs électroniques : modulateur ou oscillateur, ou encore des deux.

2) L'alimentation sera branchée en permanence et en cas d'alarme, le capteur sensibilisera le modulateur ou l'oscillateur.

On voit immédiatement, que si l'oscillateur HF ne fonctionne pas, l'état permanent est obtenu, il suffira, par conséquent de choisir entre deux possibilités : alimenter ou non alimenter l'oscillateur HF, ou mieux encore, agir sur l'ensemble de l'émetteur.

Le capteur sera donc conçu pour :

(a) branchement à l'émetteur en cas d'alarme, de l'alimentation ;

(b) débranchement en cas d'état permanent de repos.

En désignant par A, B, les points à brancher, il y aura contact A B en position alarme et pas de contact en position repos.

Ce dispositif est basé sur le commutateur S_1 monté en série dans un des fils de l'alimentation, celui opposé au fil de masse.

En général, ce sera le fil +, le fil - étant à la masse, mais il y a des exceptions.

Voici à la figure 3, un autre procédé de branchement du

commutateur S_1 . Il s'agit d'un montage parallèle.

L'alimentation sert normalement à un autre dispositif. Elle peut être la batterie d'une automobile par exemple.

On aura alors, un fil ++ qui donnera 12 V par rapport au fil commun de masse, désigné par le signe -. Entre le ++ et le - on montera deux résistances, R_1 et R_2 constituant un diviseur de tension.

Soit le cas d'un émetteur à alimenter sous 6 V, l'alimentation dont on dispose étant de 12 V.

L'émetteur consomme par exemple $I_1 = 0,02$ A sous $V_1 = 6$ V.

Si l'on se donne la valeur de R_2 , on pourra calculer la valeur de R_1 .

Soit $R_2 = 120 \Omega$. Si S_2 est en position de contact, R_2 est en court-circuit. R_1 sera alors traversée par un courant.

$$I_1 = \frac{12}{R_1} \text{ ampères}$$

Pour déterminer R_1 , supposons que S_2 est en position de coupure (ouvert).

Dans ce cas, l'émetteur est alimenté sous 6 V. Le courant passant par R_1 est celui de R_2 sous 6 V, c'est-à-dire :

$$I_2 = \frac{6}{120} = 0,05 \text{ A}$$

et celui consommé par l'émetteur :

$$I_1 = 0,02 \text{ A}$$

Le courant total passant par R_1 est donc :

$$I = I_1 + I_2 \\ = 0,05 + 0,02 = 0,07 \text{ A}$$

donc sa valeur est :

$$R_1 = \frac{6}{0,07} = 85,71 \Omega$$

A l'état permanent, la source d'alimentation, débranchera sur R_1 seulement, un courant

$$I_3 = 12/85,71 = 0,14 \text{ A} \\ = 140 \text{ mA}$$

Le procédé de la figure 2 sera utilisé, par exemple en cas d'élévation du niveau d'un liquide et celui de la figure 3 pour un antivol ou incendie ou abaissement du niveau d'un liquide.

OSCILLATEURS BF

Les plus simples sont ceux du type RC. En voici un à la figure 4. Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma. Le montage proposé est celui d'un multivibrateur astable.

On obtient la fréquence désirée en choisissant convenablement la valeur de $R_5 = R_6$, par exemple :

$$f_1 = 600 \text{ Hz environ} \\ R_5 = R_6 = 150 \text{ k}\Omega \\ R_5 = R_6 = 240 \text{ k}\Omega \\ f_2 = 1000 \text{ Hz environ}$$

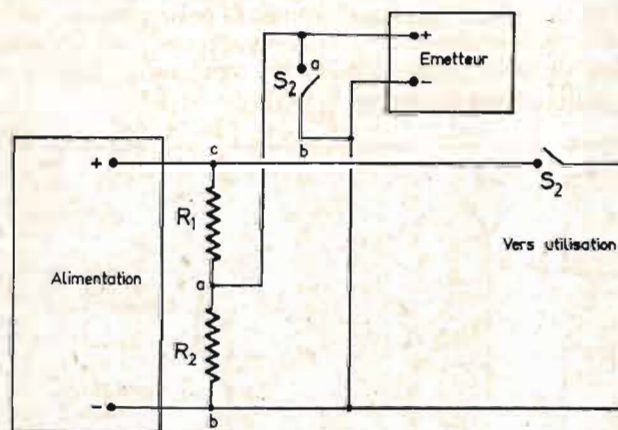


Fig. 3

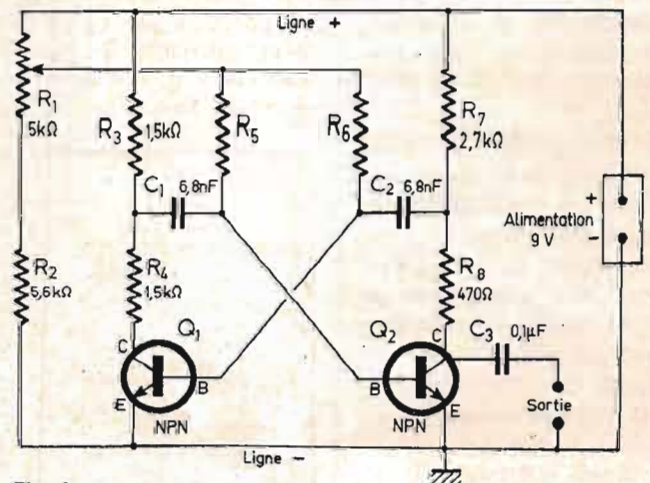


Fig. 4

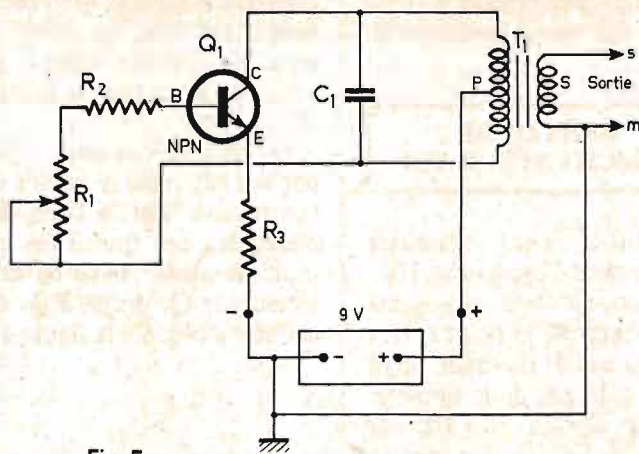


Fig. 5

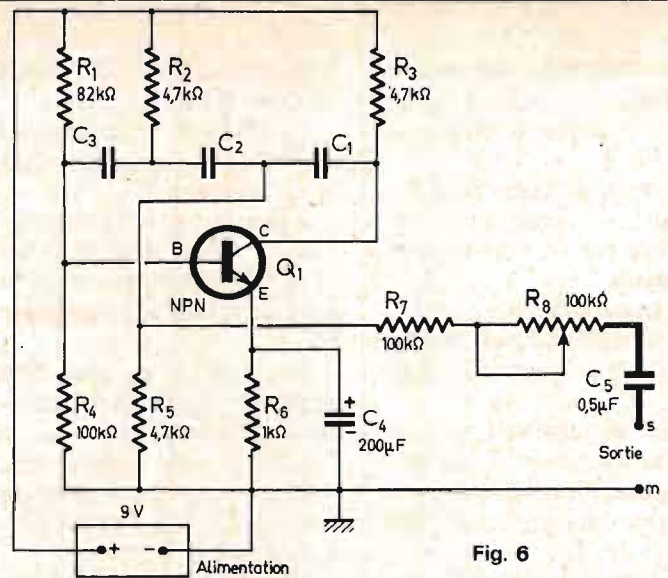


Fig. 6

le réglage exact pouvant s'effectuer avec R_1 .

Pour des fréquences plus élevées : diminuer en proportion C_1 et C_2 . Par exemple pour $f_3 = 2f_1$ prendre des valeurs moitié pour ces capacités ; pour $f_4 = f_1/2$, prendre des valeurs doubles pour $C_1 = C_2$.

Utiliser les semi-conducteurs suivants :

$Q_1 = Q_2 = \text{BC 170 B (ITT)}$

Voici à la figure 5 un autre oscillateur BF réalisé selon un schéma classique à circuit accordé LC.

Il s'agit d'un transistor triode Q_1 dont les enroulements P sont insérés dans les circuits de collecteur et de base. La prise médiane est au + alimentation et R_1 à la masse et au - alimentation.

Pratiquement, on utilise un transformateur BF avec primaire de 50 à 200 Ω , à prise médiane et secondaire de 16 Ω .

On obtiendra le signal de sortie sur le secondaire S.

La fréquence du signal BF engendré dépend du transformateur T_1 , de la capacité de C_1 à choisir entre 10 nF et 0,5 μF et de la résistance en service de R_1 . Prendre $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 100 \Omega$ à 1000 Ω .

Une batterie de 6 V peut suffire.

Adopter un transistor de faible puissance, par exemple

le BC 170 B ITT ou un 2N2222.

A la figure 6, on donne le schéma d'un oscillateur BF du type RC à déphasage. Le réseau RC partant du collecteur et aboutissant à la base de Q_1 déphase de 180° d'ou l'oscillation.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma et en prenant :

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = 2 \mu\text{F}$$

La fréquence d'oscillation sera de l'ordre de 6 Hz. Pour d'autres fréquences, augmenter C si f doit diminuer et diminuer C si f doit augmenter.

Par exemple, si $f = 600 \text{ Hz}$, diminuer C de cent fois, ce qui donnera

$$= 2/100 \mu\text{F} = 20 \text{ nF}$$

$$\text{Si } f = 1 \text{ Hz, } C = 2 \cdot 6 = 12 \mu\text{F}.$$

Dans les montages d'alarme, il n'est nullement besoin que la fréquence d'oscillation BF soit précise.

Dans le cas du schéma de la figure 6, on dispose d'une sortie sm et d'un réglage du niveau du signal effectué avec R_8 de 100 k Ω .

OSCILLATEUR HF

En premier lieu, il faut choisir la fréquence f_h de l'oscillateur HF, élément principal de l'émetteur, produisant le signal qui sera transmis par les ondes, à l'antenne du

récepteur, accordé sur la même fréquence f_h .

Le choix de f_h est déterminé par des considérations légales et il est peu recommandé de choisir une fréquence adoptée par les émetteurs radio d'état ou d'organismes autorisés.

Si l'oscillateur est de très faible puissance, il sera assimilable à un « walkie-talkie » c'est-à-dire à un jouet. Choisir pour f_h une fréquence de la gamme des 7 MHz, 27 MHz, 72 MHz ou 144 MHz.

Deux sortes d'oscillateurs peuvent être adoptées : à fréquence très stable, qualité obtenue en utilisant un quartz ou à fréquence moins stable, sans quartz.

Voici à la figure 7 un schéma d'oscillateur HF utili-

TABLEAU I

Gamme	Valeur (μH)	Fréquence min. (MHz)	Fréquence max. (MHz)	Diamètre du fil (mm)	Nombre de spires	Long. de l'enroulement (mm)	Diamètre de la bobine (mm)	Prise à partir de C (spires)
A	280	1,16	2,25	0,2 *	120	38	25	30
B	99	2	4,1	0,25 *	72	25	25	18
C	25	3,9	8	0,3 *	46	33	19	12
D	6,6	7,7	16,1	0,65 *	19	14	19	4,75
E	1,7	15,4	32,5	0,8	11	25	19	3,12
F	0,39	32	66	0,8	3,75	12,5	19	0,9
G	0,16	50	110	2	3	12,5	9,5	1

sant un transistor à effet de champ 3N133.

La réaction permettant l'oscillation, se fait par R_2 , C_2 reliant la source S (fil 2) à la grille (fil 3).

Le drain (fil 1) est relié par R_3 au + alimentation et découplé par C_4 vers la ligne de masse.

En ce qui concerne L_1 et L_2 , leurs caractéristiques dépendent de la fréquence f_4 choisie.

Voici au tableau I ci-après les caractéristiques de L_1 constituant une seule bobine avec prise non médiane (voir aussi figure 8) :

On peut voir que si C_1 est réglé convenablement, on pourra obtenir les fréquences recommandées, de la manière suivante :

$f_h = 72$ MHz : gamme G

$f_h = 27$ MHz : gamme E

$f_h = 7$ MHz : gamme C

Le fil émail sera adopté dans les bobines des gammes A, B, C et D et le fil nu étamé ou argenté dans les autres gammes : E à G.

On pourra introduire le signal de modulation provenant de l'oscillateur BF choisi,

dans un des trois circuits disponibles : celui de grille (fil 3), celui de source (fil 2) ou celui de drain (fil 1).

La modulation par le drain est la plus pratique dans le cas de ce montage.

Relier la partie de l'oscillateur BF (point s) au drain (fil 1) et le fil de masse m, à la ligne de masse de l'oscillateur HF.

La capacité C_4 peut être diminuée. Reste le branchement à l'antenne.

Celle-ci sera reliée à une bobine secondaire couplée fortement à L_1 comme l'indique la figure 9.

La bobine L_2 aura un nombre de spires $N_2 = N_1/5$ environ, N étant le nombre de spires de L_1 .

Par exemple, dans la gamme C, $N_1 = 46$ spires, donc $N_2 = 46/5 = 9$ environ. Dans le cas des gammes G et E, prendre $N_1 = 3/5 = 0,6$ spire ou, à la rigueur 1 spire et $N_1 = 11/5 = 2,2$ ou 2 ou 2,5 spires.

L'antenne sera un fil ordinaire de 1 à plusieurs mètres selon possibilités. Une antenne auto-radio convien-

dra très bien. De même, une antenne télescopique comme celles des postes radio portables.

EMPLOI DE L'OSCILLATEUR TBF

Celui-ci peut moduler directement l'oscillateur HF.

En se reportant au schéma de la figure 6, le point s sera relié au circuit de drain, point s', du montage de la figure 7. Choisir alors $f < 7$ Hz par exemple (fig. 10). On pourra aussi moduler le signal BF de l'oscillateur de la figure 5 par celui à TBF (très basse fréquence) de la figure 6.

Voici comment effectuer ce montage : remplacer R_3 par deux résistances égales : $R'_3 = R''_3 = R_3/2$.

Au point commun de ces deux résistances, relier le point s de l'oscillateur TBF (voir figure 11).

Si la fréquence de l'oscillateur BF (fig. 5) est de l'ordre de 500 Hz, ou plus élevée, le son à cette fréquence sera haché par celui du signal à TBF à $f = 7$ Hz ou moins.

Mêmes branchements du multivibrateur (fig. 4) à l'oscillateur HF (fig. 7) : relier le point s du multivibrateur au circuit de drain de l'oscillateur HF, point s'.

Si l'on désire moduler la BF par la TBF, relier le point s de l'oscillateur TBF à l'une des électrodes des transistors du multivibrateur : base ou collecteur de Q_1 ou base de Q_2 comme indiqué à la figure 12.

RÉCEPTEUR

Rien de particulier ne s'impose pour le récepteur. Il suffira qu'il puisse être accordé sur la fréquence f_h adoptée pour l'émetteur. Il est préférable que le récepteur soit du type changeur de fréquence afin qu'il soit très sensible, ce qui compensera le manque de puissance de l'émetteur.

L'alimentation du récepteur se fera sur secteur, car il devra être en état de marche, en permanence.

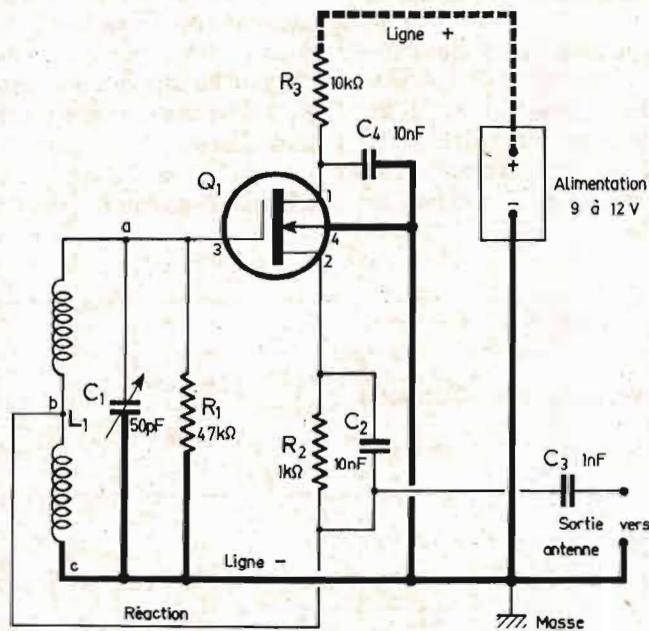


Fig. 7

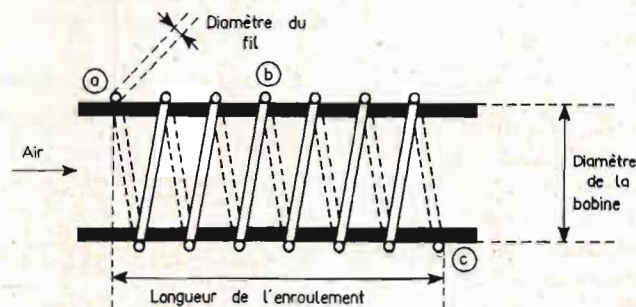


Fig. 8

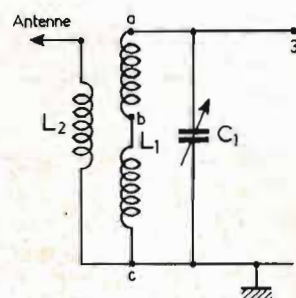


Fig. 9

Son antenne sera disposée à l'endroit le plus favorable pour la réception du signal émis par l'antenne de l'émetteur.

CAPTEUR

Celui-ci aura des caractéristiques dépendant de la spécialisation de l'alarme : antivol, anti-incendie, anti-inondation, etc.

Dans le cas de l'antivol, le montage « sans-fil » est tout indiqué pour un véhicule (auto, camion, car). Dans les deux autres cas, le montage considéré ne sera adopté que si l'alarme par fil ne peut être utilisée d'une manière pratique et économique.

Par exemple, si le lieu de sinistre est une cave d'immeuble et l'endroit où se trouve le résident est un appartement de l'immeuble.

CAS DE L'ANTIVOL SUR VOITURE

L'alimentation étant la batterie de la voiture, le plus souvent de 12 V, on l'adoptera pour l'antivol, en l'alimentant sous 12 V ou sur une tension moindre, en réduisant celle de 12 V à l'aide d'un circuit RC, constituant également un filtre (voir fig. 13).

La valeur de R dépend de E_1 , E_2 et du courant I_2 consommé pour l'émetteur.

Soit par exemple $E_1 = 12 \text{ V}$, $E_2 = 9 \text{ V}$, $I_2 = 20 \text{ mA}$. On aura, d'après la loi d'Ohm :

$$R = \frac{E_1 - E_2}{I_2} = \frac{12 - 9}{0,02} = 150 \Omega$$

La puissance dissipée par R est $P = 3 \cdot 0,02 = 0,06 \text{ W}$ et d'une résistance de $0,5 \text{ W}$ ou 1 W conviendra très bien.

Si $I_2 = 0,1 \text{ A}$, $R = 30 \Omega$ et $P = 0,3 \text{ W}$. Une résistance de 1 ou 2 W conviendra.

La valeur de C sera élevée, $1\,000 \mu\text{F}$ ou plus, tension de service égale ou légèrement supérieure à $1,5 E_1$.

Comme capteur, on utilisera tout simplement un interrupteur général de l'ensemble de l'alimentation. Il faut que l'ouverture d'une portière ou la mise du contact de la voiture corresponde au branchement de l'émetteur à l'alimentation (voir début de cet article).

Un autre interrupteur, en série avec le précédent, sera monté à la portée du propriétaire de la voiture qui le mettra en position de coupure afin que l'alarme ne se produise pas. Il ne devra pas oublier, en sortant de la voiture, de remettre l'alarme en état de fonctionnement.

Si la mise en marche de l'alarme peut être également logée sous le siège du conducteur, le coussin étant élastique, le contact d'alarme sera effectué lorsque le malfaiteur (ou malfaitrice) s'assoira.

CAPTEUR ANTI-INCENDIE

On préconise comme capteur, un fil en métal fondant à basse température, pratiquement un fil de fusible, ou de soudure. Ce fil fond dès que la température s'élève.

La rupture du fil doit déterminer la position de repos du contact d'un relais comme le montre la figure 14.

On a indiqué sur ce schéma la position correspondant à la situation normale ; pas d'incendie, donc pas d'élévation de la température.

Le fusible FUS est alors en bon état et la bobine L du

$$R_3' = R_3'' = 0,5 R_3$$

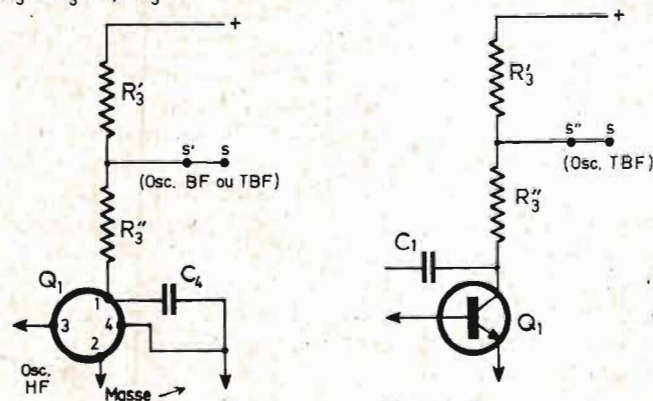


Fig. 10

Fig. 11

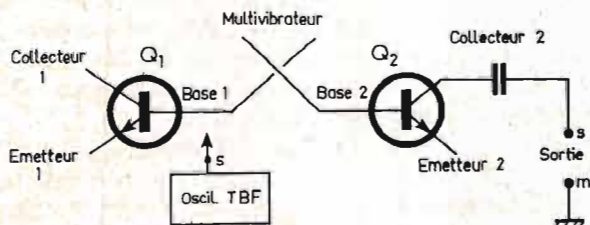


Fig. 12

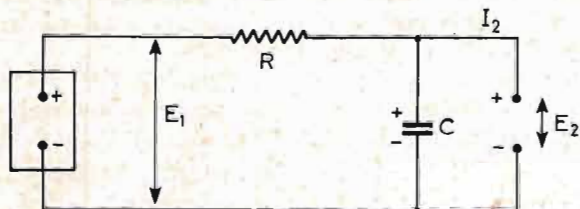


Fig. 13

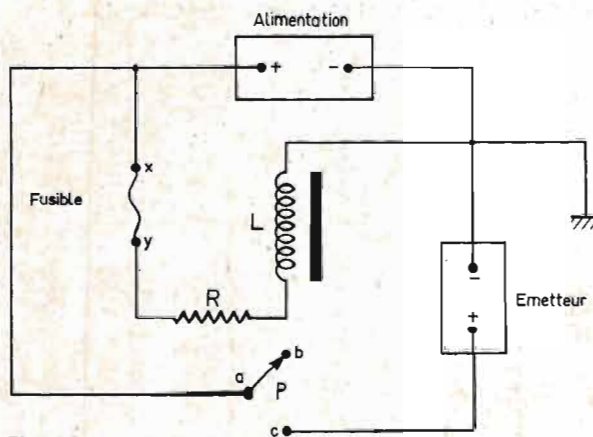


Fig. 14

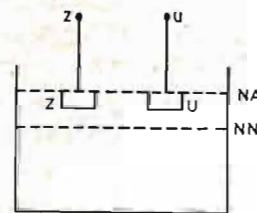


Fig. 15

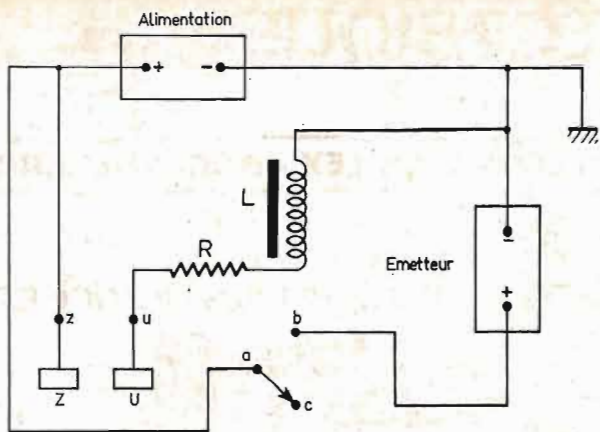


Fig. 16

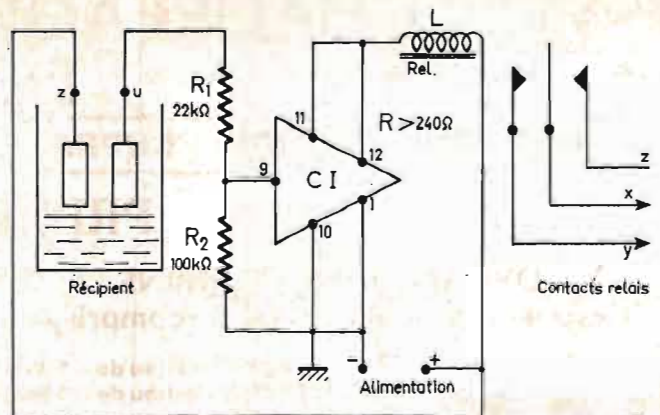


Fig. 17

relais est alimentée par l'intermédiaire de R de valeur appropriée aux caractéristiques du relais.

La pièce P est attirée vers le point b. De ce fait, l'émetteur n'est pas alimenté.

Si la température s'élève, le fusible fond, la bobine L n'est plus alimentée. Le contact du relais est celui du repos, c'est-à-dire ac ce qui branche le + alimentation à l'émetteur.

CAPTEUR D'INONDATION

Le principe de ce capteur basé sur l'élévation du niveau du liquide.

Considérons la figure 15 qui représente un espace dans lequel il y a un liquide dont le niveau normal est NN. Il se peut aussi qu'il n'y ait aucun liquide.

Dans les deux cas, les deux électrodes métalliques Z et U aboutissent aux fils z et u qui sont dans l'air, donc aucun contact électrique entre eux.

Si le niveau du liquide dépasse NA, il y aura contact entre Z et U par la résistance du liquide.

Le montage du capteur d'alarme sera alors celui représenté par la figure 16, analogue à celui de la figure 14 mais à action contraire du contact du relais.

En effet :

— Situation normale : représentée par le contact repos du

relais ac. L'élément n'est pas alimenté et la bobine L non plus, car les électrodes Z et U sont isolées entre elles par l'air.

— Situation anormale : le liquide atteint le niveau de Z et U, il y a alors une résistance R' entre ces deux électrodes, le courant passe par L, le contact-travail ab s'établit et l'émetteur est alimenté.

CAPTEUR POUR ABAISSEMENT DU NIVEAU DU LIQUIDE

Il faut alors adopter le montage de la figure 14 en remplaçant xy (fusible) pour zu (fils des électrodes ZU). En effet, l'alarme doit se produire lors-

que la résistance entre Z et U est infinie.

Le choix des relais et de la résistance R dépend de chaque cas particulier.

A noter que la surface des électrodes et leur écartement déterminent la valeur de R'.

CIRCUIT D'ALARME A CI

Egalement pour indiquer l'élévation du niveau d'eau, on pourra adopter le schéma à circuit intégré CA 3018 de la figure 17.

Le relais doit être à bobine L de résistance supérieure à 240 Ω, l'alimentation étant de 12 V.

Lorsque le liquide s'élève, la résistance infinie, entre les électrodes diminue et la tension du point 9 du CI s'élève. De ce fait, le relais est parcouru par un courant suffisant pour agir sur le contact x, y, z.

Selon l'application, la position travail du relais peut ouvrir ou fermer ce contact et réaliser ainsi le branchement ou le débranchement d'un circuit, par exemple d'une alimentation d'émetteur d'alarme ou d'un haut-parleur précédé d'un amplificateur puissant muni d'un générateur BF.



devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement. Rempissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

NOM : _____ 35801 DINARD

ADRESSE : _____

HPA 64

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble

TF 6/76

par **F. THOBOIS**



Photo 1 : Aspect de l'émetteur TF6 terminé.

(Suite voir N° 1544)

RÉCEPTEUR RX7

1. Caractéristiques :

- 72 MHz à modulation de fréquence.
- Superhétérodyne à étage HF, semi intégré.
- Très grande sensibilité.
- Grande sélectivité.
- Avantages inhérents à la FM.
- Alimentation 4,8 V.
- Tous usages RC.

2. Le schéma :

On remarque immédiatement, en observant la figure 17, la très grande ressemblance avec le récepteur AM 72 MHz. En effet l'intégration, au niveau de l'entrée du récepteur n'a pas été retenue, les circuits intégrés donnant de moins bons résultats sur cette fréquence élevée (en 1975, du moins !).

Nous retrouvons donc le BF 200 amplifiant le 72 MHz reçu, le BF 184 et le pilote à quartz assurent le changement de fréquence, puis les étages FI₁, FI₂, FI₃ amplifient

le 455 kHz. Mais c'est évidemment au niveau de la détection que les schémas se différencient.

Le secondaire FI₃ attaque un circuit intégré très spécial : le SO41 de Siemens contenant d'une part un ampli-limiteur et d'autre part un démodulateur FM à coïncidence. Examinons assez rapidement ce circuit et son fonctionne-

ment : Le schéma du SO41 est donné en figure 18.

L'entrée se fait sur la broche 14. Le signal FI est amplifié par 6 étages différentiels en cascade (de 1 à 6) le dernier complété par deux transistors en collecteur commun. Ces 6 étages donnent un gain considérable de telle sorte que le signal de sortie est écrêté (effet limiteur) dès que la tension

d'entrée atteint... 30 à 40 μ V. Dans ces conditions, si le signal d'entrée varie en amplitude, l'effet final est nul, dans la mesure où il reste supérieur à cette très faible tension. Notons à ce sujet que l'étage FI intermédiaire T₃ aurait parfaitement pu être supprimé sans guère compromettre les performances. Il a été conservé volontairement pour faciliter la mise au point, comme on le verra plus loin.

De même, si le signal FM est affecté d'une modulation AM parasite, celle-ci passe tout à fait inaperçue, supprimée par l'écrêtage : la réjection AM est donnée pour 60 dB, ce qui est considérable. Nous trouvons là une explication aux avantages essentiels de la FM :

— Les parasites correspondent essentiellement à des rayonnements modulés en fréquence. Ils sont donc fortement atténués, sinon supprimés.

— Les interférences sont des battements entre une onde

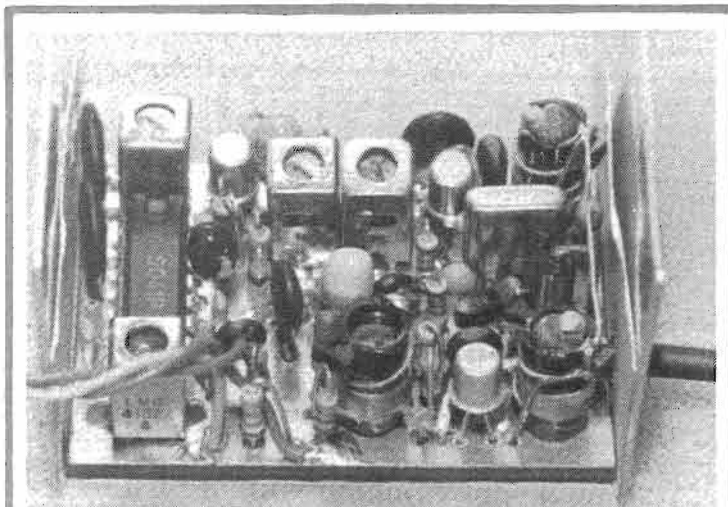


Photo 3. - Le RX7. Récepteur 72 MHz pour modulation de fréquence.

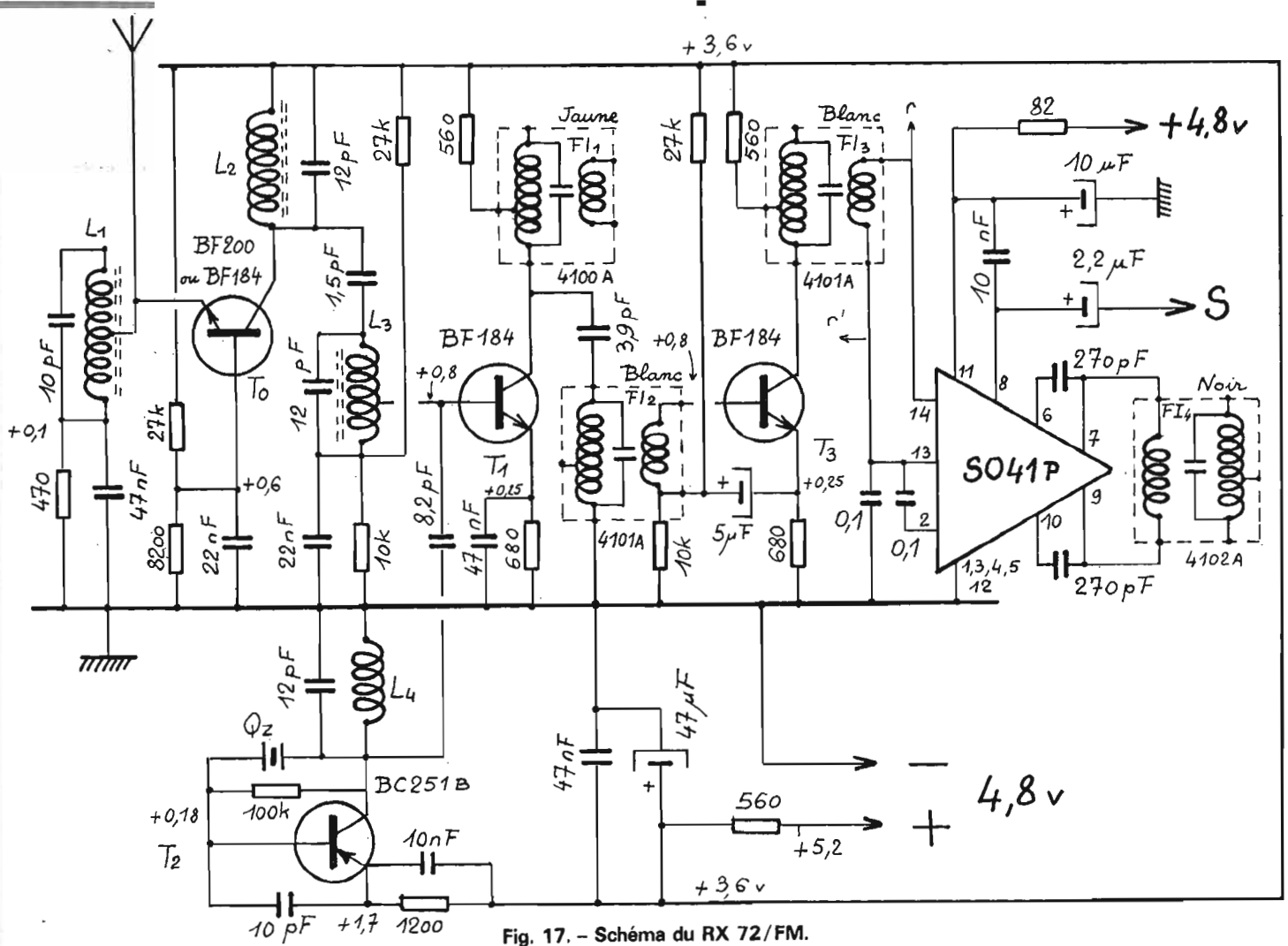


Fig. 17. - Schéma du RX 72/FM.

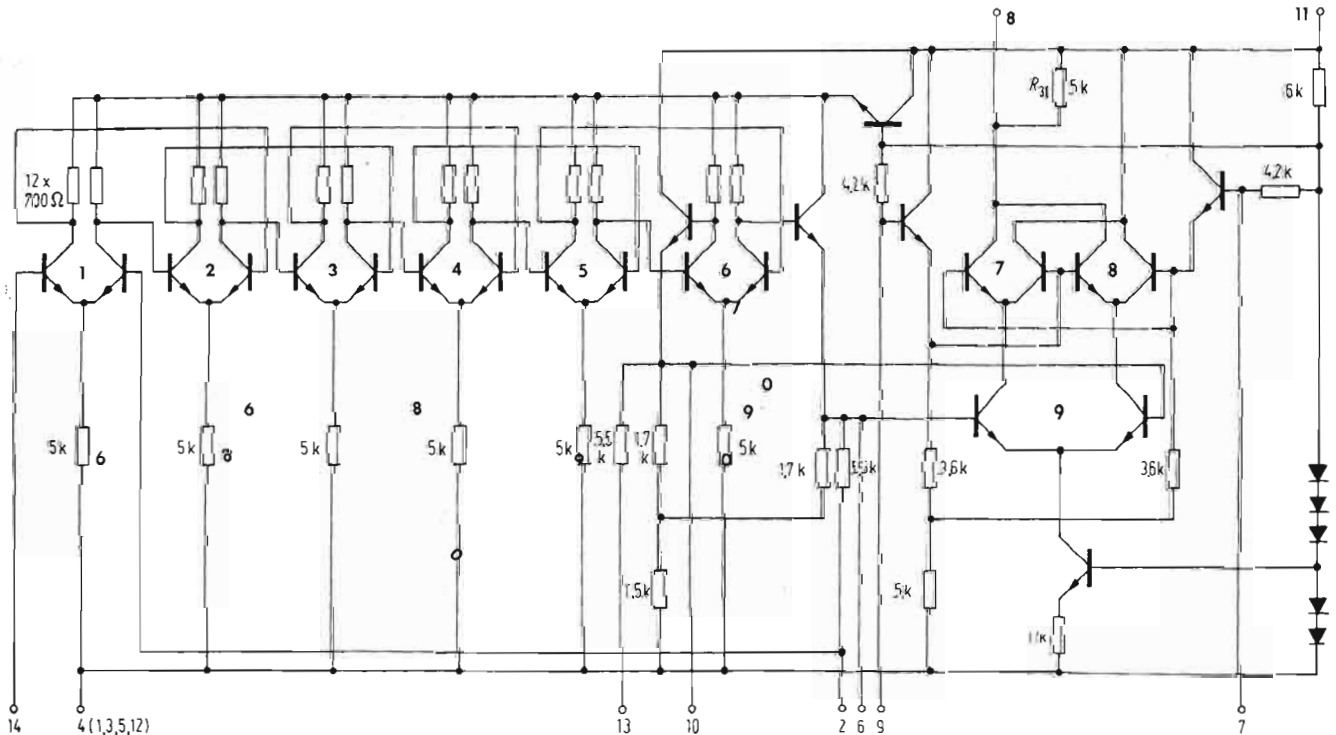


Fig. 18. - Schéma interne du SO41 P Siemens.

utile et une autre parasite. Elles conduisent donc à des modulations AM et sont elles aussi fortement atténuées.

— Tous les talkies-walkies de la bande 27 MHz et une bonne partie des radio-téléphones sont modulés en amplitude : le récepteur FM les refuse donc.

Mais attention, ne faisant ici aucune publicité commerciale particulière, nous n'irons pas jusqu'à dire, comme on le lit trop souvent dans les « pavés » publicitaires, vantant les mérites de tel ou tel ensemble commercial FM, que cette FM supprime TOUTE interférence ou TOUT parasite. C'est FAUX : elle les réduit considérablement c'est tout, mais c'est déjà beaucoup !

Si, par exemple, un radio-téléphone FM, émet sur la même fréquence que vous, ou sur une fréquence très voisine, vous serez brouillé !

Un autre point noir : un émetteur RC style normal, est modulé AM à 100 %. Cela signifie que la fréquence est émise pendant un certain temps puis supprimée. On peut donc considérer qu'il y a modulation de fréquence, de la fréquence nominale F à la fréquence nulle 0 : le swing étant $F - 0 = F$. Un tel émetteur perturbe notre récepteur FM : les mêmes précautions restent à prendre sur le terrain que par le passé ! Le danger serait que le possesseur d'une RC/FM se croit naïvement à l'abri de tout brouillage et se conduise en conséquence : il risquerait de vite déchanter. Il faut aussi penser que la FM brouille les récepteurs AM.

Nous avons tenu, par ces propos réalistes, à remettre les choses au point, car il se lit en ce moment pas mal de sottises au sujet de cette FM en radio-commande. Ces sottises, volontaires ou non sont dues à deux facteurs essentiels :

— Publication dans les revues spécialisées de « bancs d'essais » dont l'objectivité nous semble quelquefois douteuse !

— Rédaction de certains de ces articles par des modélistes certes très compétents en leur matière (c'est-à-dire en modélisme !) mais dont les connaissances en électronique pure sont parfois un peu... justes !!

Mais revenons à la sortie de notre limiteur à 6 étages, où nous retrouvons le signal FI dûment écrêté, donc transformé en signal rectangulaire V_1 (entre 6 et 10) lequel va suivre deux chemins : (voir aussi la figure 19).

— D'une part il attaque directement les transistors de la paire différentielle 9 du démodulateur. Les transistors de cette paire conduisent alternativement au rythme de la FI et alimentent soit l'une ou soit l'autre des paires différentielles supérieures 7 et 8. Le tout étant alimenté par le générateur de courant constant du bas de la figure.

— D'autre part, il est envoyé via les deux condensateurs de 270 pF du schéma principal, vers un circuit accordé sur 455 kHz (FI_4). Ce circuit résonne et on retrouve aux bornes un signal sinusoïdal V_2 , déphasé de 90°, lorsque l'accord est bon et la modulation de fréquence nulle. Voir figure 20/a.

Ce signal est appliqué sur les entrées 7 et 9 des paires différentielles 7 et 8 et les fait conduire, elles aussi, alternativement.

Résultat global : dans la résistance de charge R_{30} , passera un courant quand la partie inférieure et la partie supérieure du démodulateur conduiront ensemble. (Elles sont en effet en série). Cela se produira quand il y aura COINCIDENCE des conductions. La figure 19/a montre ce résultat : le courant passe, compte tenu de la technologie du circuit, quand V_1 et V_2 ont des polarités contraires. Le courant dans R_{30} est pulsé et correspondant sensiblement à un rectangulaire de rapport cyclique 1. Le condensateur de 10 nF, entre 8 et 11, c'est-à-dire aux bornes de R_{30} intègre le résultat et délivre une tension moyenne V_m .

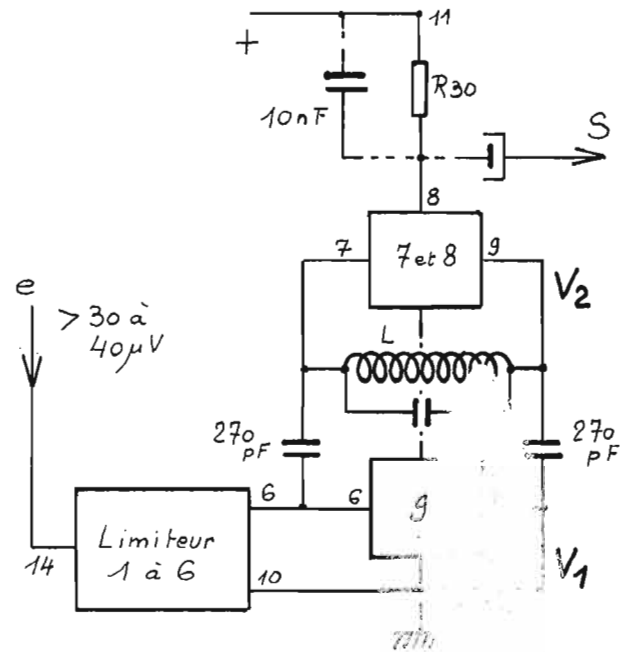


Fig. 19. - Schéma-bloc du SO 41

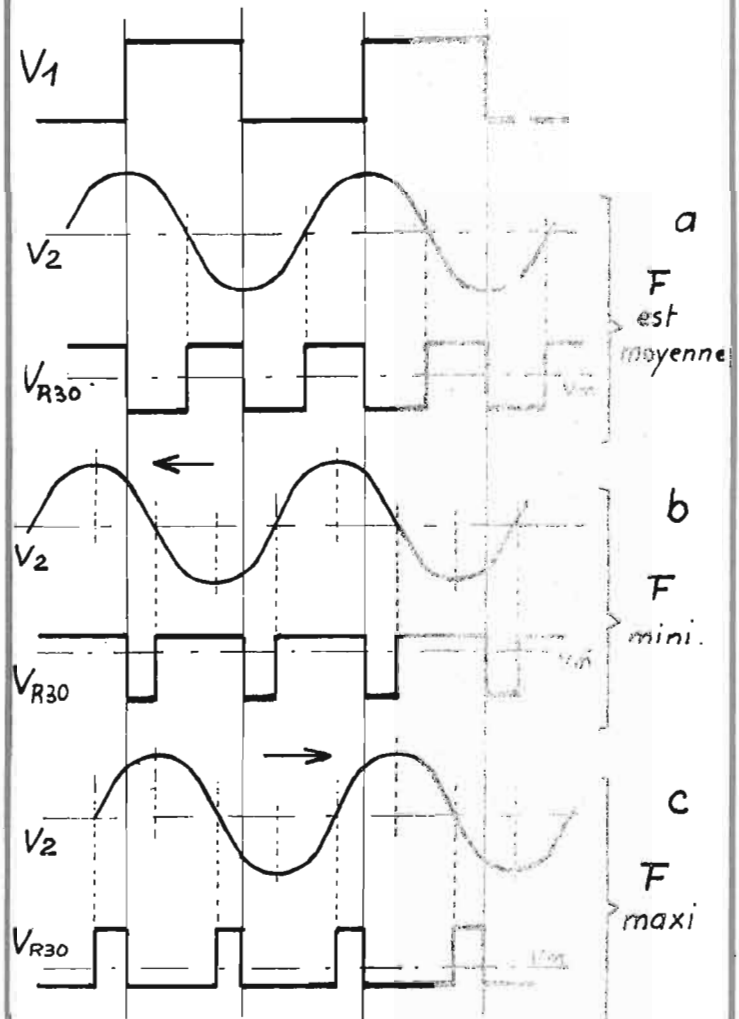


Fig. 20. - Fonctionnement du démodulateur à coïncidence, double alternance SO41.

Mais faisons maintenant varier légèrement la fréquence émise (modulons en fréquence). Que se passe-t-il ?

L'accord de FI_4 étant fait à fréquence moyenne, une variation de fréquence se traduit par une variation de la phase relative de V_1 et V_2 , celle-ci pouvant passer de 0 à 180°.

Si la fréquence FI diminue, le décalage augmente (déplacement vers la gauche de la sinusoïde, sur la figure 20/b). La longueur des coïncidences augmente, les passages de courant s'allongent et V_m devient plus positive.

Si la fréquence FI augmente, c'est le contraire qui se produit et V_m devient plus négative. (Figure 20/c).

Le signal de modulation apparaît donc aux bornes de R_{30} et en sortie S , après le condensateur de liaison, supprimant la composante continue.

Quelques remarques :

— Pour une bonne intégration

aux bornes du 10 nF, il faut que la charge connectée extérieurement en S (l'entrée du décodeur, par exemple) soit à impédance élevée. Il sera donc fait usage d'un étage de prélèvement en collecteur commun ayant précisément cette caractéristique.

— La difficulté pratique de ce montage a été le choix du circuit accordé : il fallait utiliser un bobinage disponible commercialement. L'astuce a été de monter FI_4 , en l'attaquant par le secondaire. L'adaptation d'impédance est parfaite dans ces conditions.

— Le réglage du démodulateur à coïncidence est très simple : il suffit de régler FI_4 au maximum d'amplitude.

— Le démodulateur FM donne, à vide, un souffle très puissant (comme tout récepteur FM de radiodiffusion). Quelques difficultés en perspective pour le décodeur !

— Le démodulateur à coïnci-

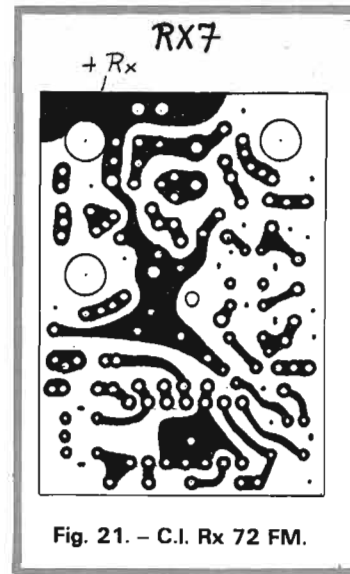


Fig. 21. - C.I. Rx 72 FM.

dence utilisé ici, est du type double alternance : il est donc insensible aux variations de forme (rapport cyclique) du signal rectangulaire V_1 issu du limiteur. Les variations de niveau, les perturbations diverses seront ainsi sans effet.

— Aucun circuit de CAG

n'est nécessaire, car, plus le récepteur est saturé et... mieux il fonctionne. Tous les étages précédant le SO41 sont donc polarisés de manière fixe. C'est un bel ennui en moins !

— Etant donné la manière de moduler en fréquence, à l'émission, le signal se présente en S dans le même sens que pour les récepteurs $RX4$, $RX5$ et $RX6$. Le même étage d'entrée conviendra au décodeur.

3. La réalisation :

a) Le CI. En époxy double face 15/10. Figure 21.

Fabrication en tous points semblable à celles de $RX4/RX5$. S'y reporter pour plus de détails. Nous avons voulu éviter la soudure des picots de masse du SO41P au recto. Tous les points de masse se font au verso. Pour cela, un pont recto-verso renvoie la ligne de masse de ce côté.

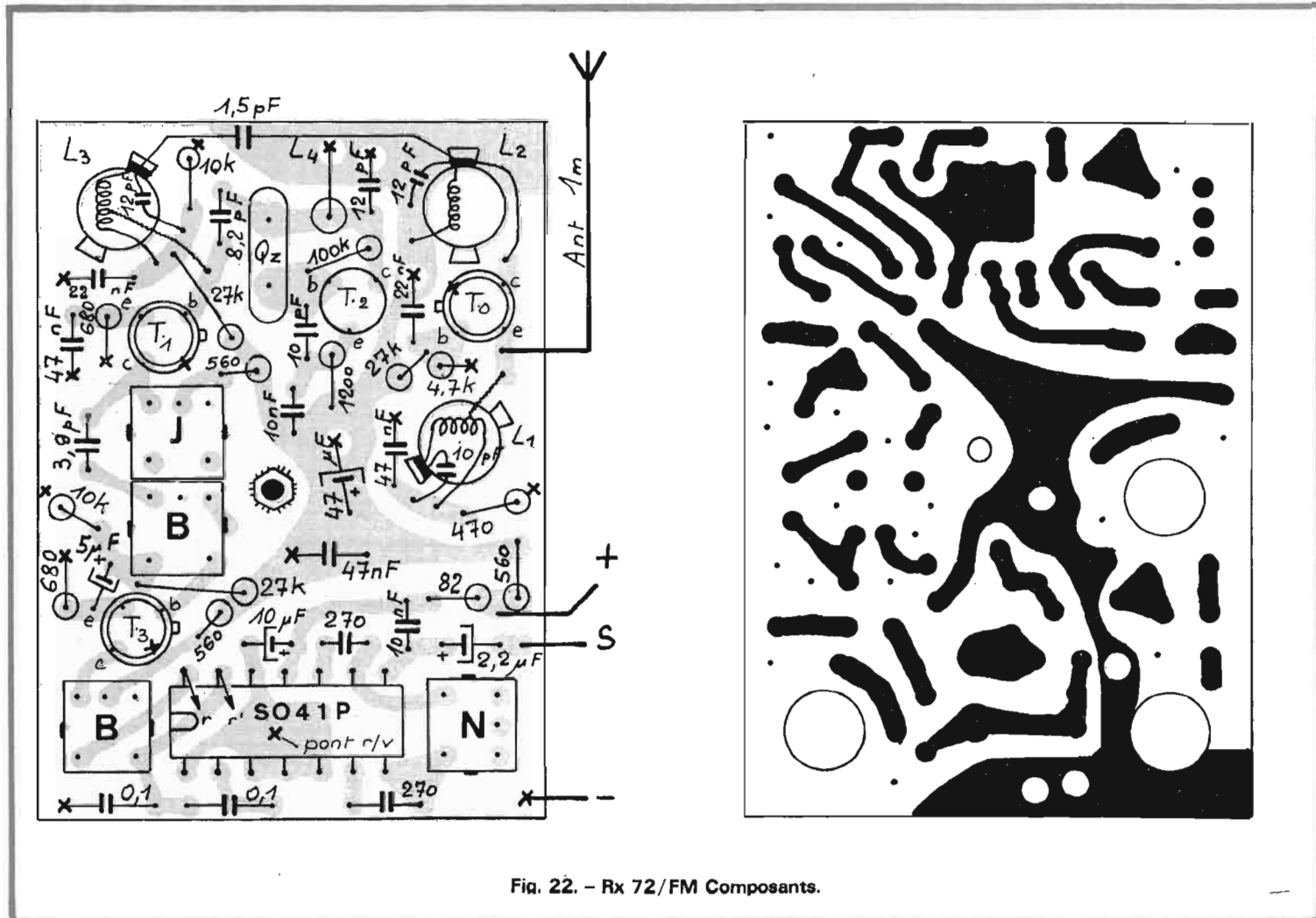


Fig. 22. - Rx 72/FM Composants.

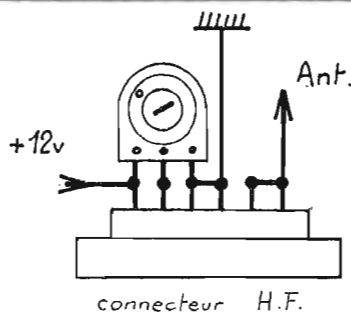


Fig. 23. - Disposition pour le calage sur F_m .

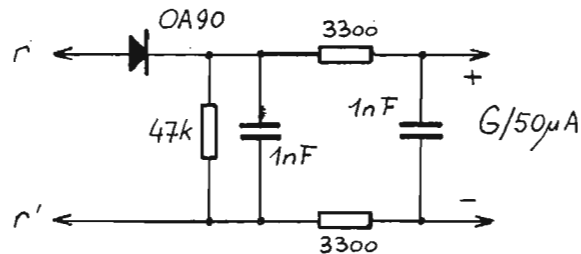


Fig. 24. - Cellule de détection pour le réglage de RX7/RX8.

b) Liste des composants.

- 1 BF 200
- 2 BF 184 (ou BF 254)
- 1 BC 251 B (ou 2N 4288)
- 1 SO41P de Siemens
- 1 1,5 pF cér.
- 1 3,9 pF cér.
- 1 8,2 pF cér.
- 2 10 pF cér.
- 3 12 pF cér.
- 2 270 pF série C 330
- 2 10 nF GFO 12 V
- 2 22 nF GFO 12 V
- 3 47 nF GFO 12 V
- 2 0,1 µF GFO 12 V
- 1 2,2 µF perles tantales
- 1 5 µF perles tantales
- 1 10 µF perles tantales
- 1 47 µF perles tantales

- 1 82 Ω 1/4 W
- 1 470 Ω 1/4 W
- 3 560 Ω 1/4 W
- 2 680 Ω 1/4 W
- 1 1200 Ω 1/4 W
- 1 8200 Ω 1/4 W
- 2 10 kΩ 1/4 W
- 3 27 kΩ 1/4 W
- 1 100 kΩ 1/4 W

- L_1 : voir RX5
- L_2 : voir RX5
- L_3 : voir RX5
- L_4 : voir RX5

Quartz: voir RX5

- 1 Support de quartz ou 2 douilles-cages
- 4 transfos FI: voir RX5
- 1 boulon de 2 mm avec écrou.

c) Pose des composants.

Figure 22.

Le travail est très semblable à celui de la réalisation de RX4/RX5. On s'y reportera pour plus de détails. Souder, dans l'ordre: écrou central, transistors (attention, ne pas oublier de croiser les fils de

base et d'émetteur du BF 200) transfos FI (voir les modalités en RX4) pont recto-verso sous le SO41P, composants ayant un pôle à la masse, autres composants, bobinages (coller les mandrins à l'araldite) et enfin le SO41P. Pour ce dernier, on enfilera en même temps que les pattes 13 et 14 (points r et r') deux petits morceaux de fil nu (chutes de fil de résistance) de 1 cm de longueur et dépassant le SO41P, côté pièces. On se servira ultérieurement de ces fils pour y souder la cellule d'alignement. Bien disposer ces fils pour éviter tout risque de court-circuit. Limer les soudures. Brosser. Nettoyer.

Souder le fil d'antenne et les fils de liaison.

d) Mise en service.

Tous réglages à mi-course.

Brancher l'oscilloscope entre S et masse, à travers la cellule habituelle (fig. 7). Mettre sous tension. Un souffle important doit apparaître. En retouchant FI₄, on en fait varier l'amplitude.

Mettre l'émetteur en marche et constater immédiatement l'apparition du signal. En cas d'échec:

- Pas de souffle: c'est le démodulateur qui est en cause. Vérifier soigneusement les composants, la continuité de TOUS les enroulements de FI₄ et FI₃. Changer en dernière extrémité, le circuit SO41P.

- Souffle, mais pas de signal: vérifier le pilote quartz (voir RX4), puis T₃ T₄ et leurs composants. Enfin le changeur de fréquence et l'étage HF.

Le fonctionnement global obtenu, installer la platine dans son boîtier avec toutes les précautions d'usage.

Réflage fin:

La platine de l'émetteur a été contrôlée en son temps et l'on connaît avec précision la valeur de la fréquence moyenne:

$$F = \frac{F_1 + F_2}{2}$$

(voir HF 72/FM).

Débrancher le fil arrivant en m du connecteur de la platine HF et souder directement sur les cosses de ce connecteur, un potentiomètre ajustable, type EO 97, de 47 kΩ entre +12 V, m, et la masse. Voir figure 23.

Allumer l'émetteur et régler la fréquence à la valeur F, calculée ci-dessus, en agissant sur le potentiomètre ajustable et en contrôlant le résultat au fréquencemètre numérique. Pour ce travail, nous recommandons de remplacer l'antenne par l'ampoule de 12 V 0,1 A.

Placer l'émetteur muni à nouveau de son antenne déployée, à une cinquantaine de mètres.

Au récepteur, souder entre r et r' la cellule de détection de la figure 24 et y brancher un galvanomètre de 50 µA. Régler minutieusement:

- Boîtier ouvert, les noyaux de FI₁, FI₂, FI₃ pour un maximum de déviation.
- Boîtier fermé, les noyaux de L₁, L₂ et L₃ pour un même résultat.

Refaire plusieurs fois les réglages, en prenant les précautions indiquées pour le RX4.

(L'oscilloscope est supprimé pour ce réglage).

La déviation doit se situer vers 20 µA.

Reprendre l'émetteur, le recâbler normalement. Supprimer la cellule en r/r'. Reconstruire l'oscilloscope comme au départ.

Mettre Tx et Rx sous tension. Régler FI₄ au maximum d'amplitude du signal.

N.B.:

- Sans T₃, la déviation en r/r' aurait été insignifiante et difficilement mesurable.

- Ne jamais retoucher les réglages des circuits précédant le SO41P, par observation à l'oscilloscope. En effet l'action du limiteur est telle, que les modifications de réglage passent tout à fait inaperçues, mais par contre la sensibilité globale s'en ressent et la sélectivité serait mauvaise: **la cellule de détection est obligatoire.**

- Si après un réglage parfait, il semblait que le signal soit écrêté, il faudrait en accuser un swing trop important et le réduire en conséquence, avec en contre-partie une reprise complète des réglages. Cela ne doit pas se produire avec les ± 2,5 kHz prévus.

RÉCEPTEUR RX8

1. Caractéristiques:

- 27 MHz à modulation de fréquence.
- Superhétérodyne à intégration presque totale.
- Très grande sensibilité.
- Grande sélectivité.

— Avantages inhérents à la FM.

- Alimentation 4,8 V.
- Tous usages RC.

2. Le schéma. Figure 25.

Remarquable par sa simplicité, due à une intégration poussée.

Le changement de fréquence est confié à un modulateur équilibré intégré : le SO42P. On trouve le schéma interne de ce circuit en figure 26.

La paire de transistors du bas, constitue l'oscillateur à quartz... sans le moindre bobinage. Les deux paires différentielles du haut sont soumises symétriquement au signal reçu, sur leurs bases et au signal d'oscillation, sur leurs émetteurs. On retrouve en sortie 2 la différence des fréquences. Les avantages de ce circuit sont :

- Une haute qualité du signal FI, caractérisé en particulier, par un taux d'intermodulation très faible.
- Une réjection totale des fréquences incidentes.

La bonne qualité du circuit permet de se contenter d'un simple enroulement accordé pour l'entrée d'antenne.

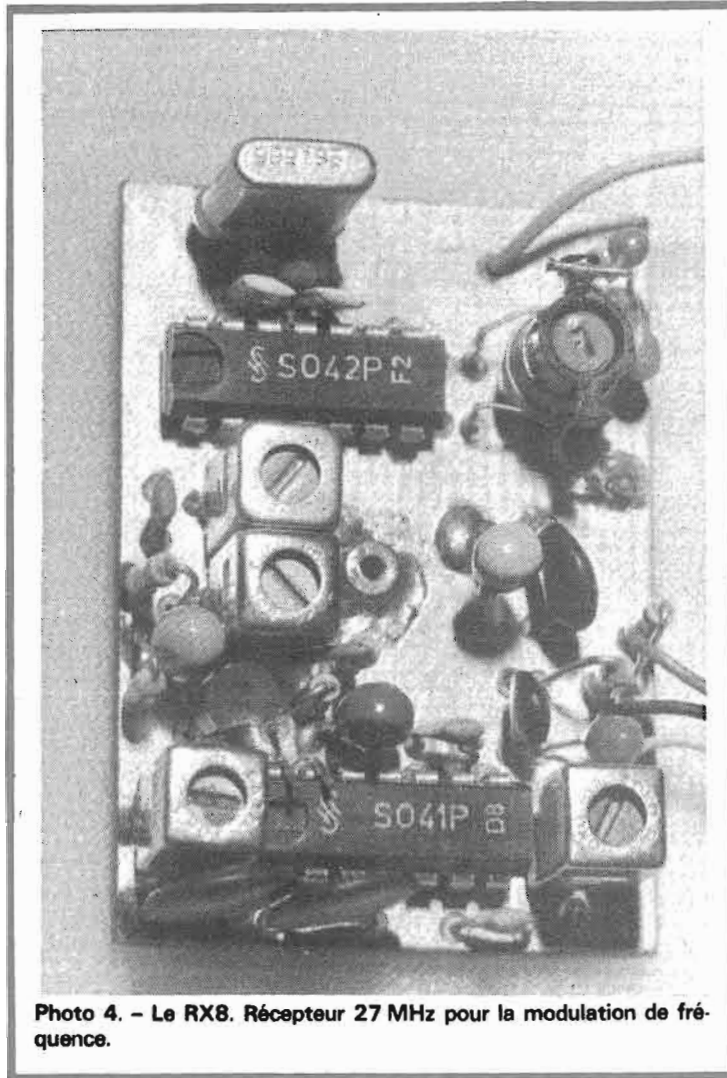


Photo 4. - Le RX8. Récepteur 27 MHz pour la modulation de fréquence.

Les tensions FI développées aux bornes de FI₁ retrouvent le filtre de bande employé sur tous nos récepteurs, sont amplifiées par T (qui permet un réglage plus facile et contribue à améliorer la sélectivité) et atteignent enfin l'entrée du fameux SO41P, sans lequel la FM serait bien difficilement réalisable en RC.

Les tensions BF sont disponibles en S.

3. La réalisation :

a) Le CI. En époxy double face 15/10. figure 27.

Réalisation selon les mêmes critères que pour les récepteurs précédents. Deux ponts recto-verso sont prévus pour pouvoir souder tous les picots des circuits intégrés au verso.

b) Liste des composants :

- 1 BF 184 (ou BF 254)
- 1 SO41P de Siemens
- 1 SO42P de Siemens

- 1 3,9 pF cér.
- 1 10 pF cér.
- 2 12 pF cér.
- 1 18 pF cér.
- 1 56 pF cér.
- 2 270 pF série C330
- 1 10 nF GFO 12 V
- 1 47 nF GFO 12 V

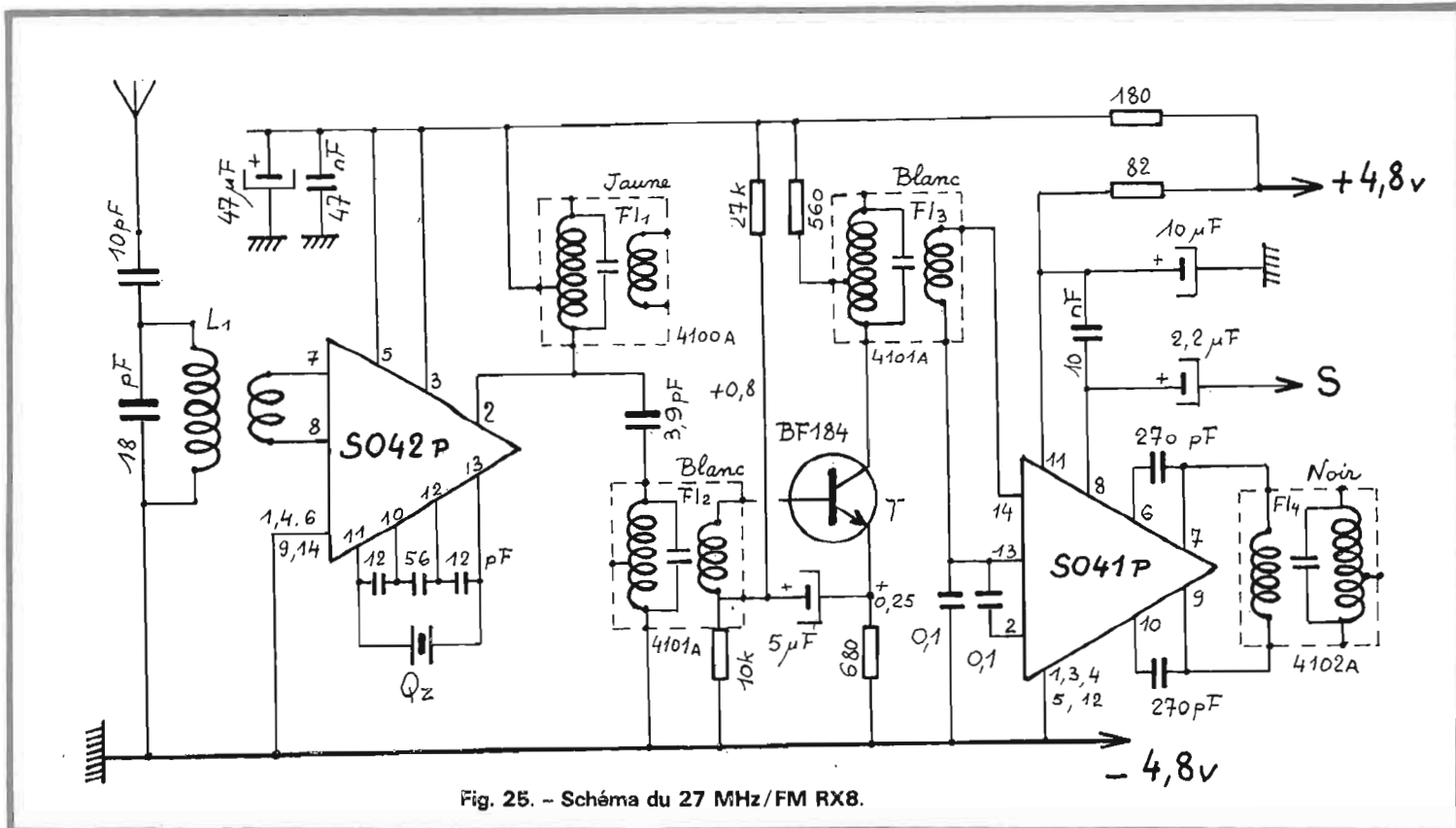


Fig. 25. - Schéma du 27 MHz / FM RX8.

- 2 0,1 μ F GFO 12 V
- 1 2,2 μ F perles tantales
- 1 5 μ F perles tantales
- 1 10 μ F perles tantales
- 1 47 μ F perles tantales

- 1 82 Ω 1/4 W
- 1 180 Ω 1/4 W
- 1 560 Ω 1/4 W
- 1 680 Ω 1/4 W
- 1 10 k Ω 1/4 W
- 1 27 k Ω 1/4 W

L₁: sur mandrin de 6 mm avec noyau. 16 spires jointives 30/100 email-soie. Secondaire: 4 spires jointives, même fil, au milieu et sur L₁.

Quartz: gamme 27 MHz, partiel 3, boîtier HC 25U. Fréquence égale à la fréquence nominale de l'émetteur, diminuée de 455 kHz

- 1 support ou 2 douilles-cages
- 4 transfos FI: voir RX4
- 1 boulon de 2 mm avec écrou.

c) Pose des composants.

Figure 28.

- Souder l'écrou central, puis le BF 184.
- Souder les FI (voir RX4).

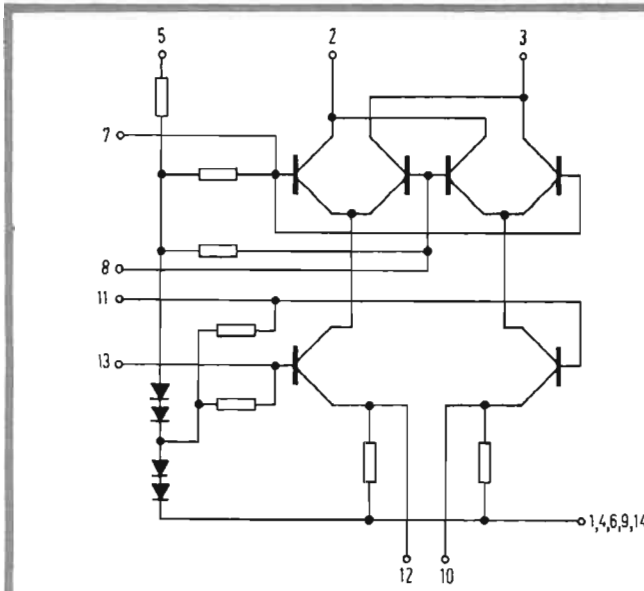


Fig. 26. - Schéma interne du SO42P.

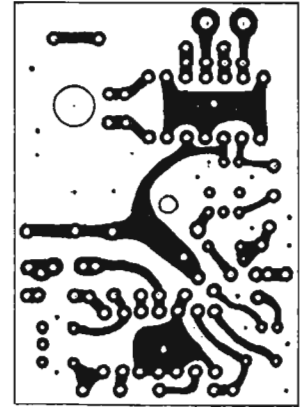


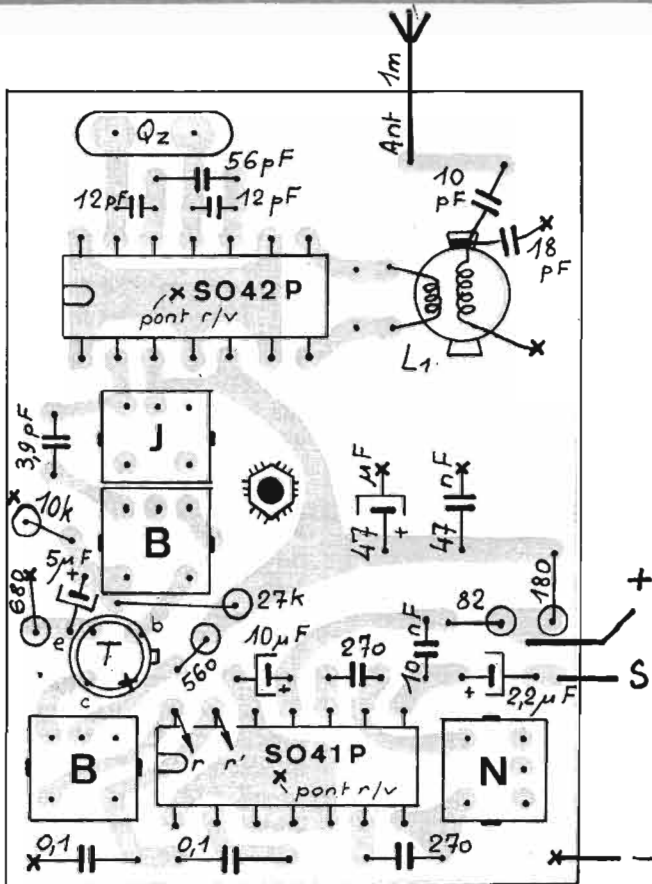
Fig. 27. - C.I. Rx 27FM.

- Souder les deux ponts recto-verso.
- Souder tous les composants, ayant une connexion à la masse.
- Souder les deux circuits intégrés avec les précautions d'usage. (Ne pas oublier les fils r et r'. Voir RX7).

N.B.: L'auteur peut fournir sur demande tout bobinage HF des Rx ou Tx décrits. Prendre contact au préalable, sans oublier de joindre une enveloppe self-adressée et affranchie.

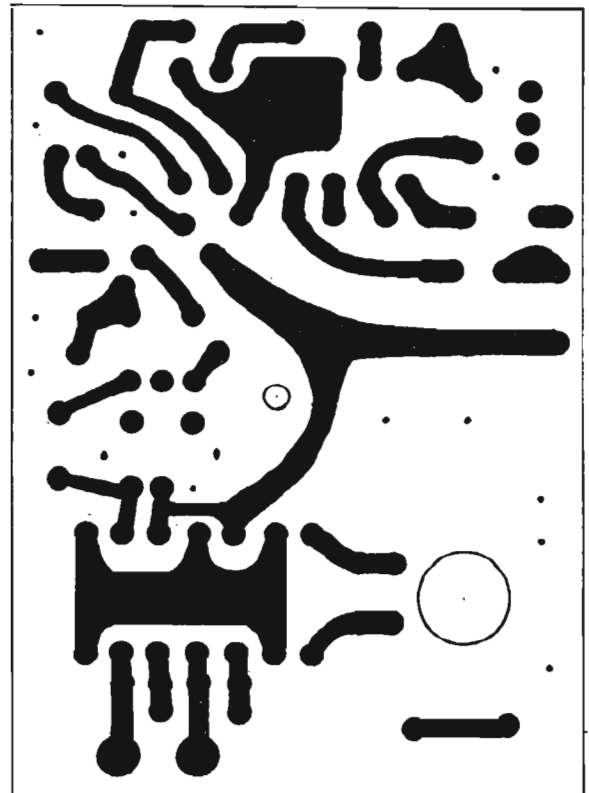
- Placer L₁ coller à l'araldite. Souder.

- Limer les soudures. Brosser, nettoyer.
 - Souder le fil d'antenne et les fils de liaison.
- d) Mise en service:
Tous réglages à mi-course. Mettre en tension, après avoir branché l'oscillo en sortie, à travers la cellule de la fi-



x Soudure masse recto

Fig. 28. - Rx 27/FM. Composants.



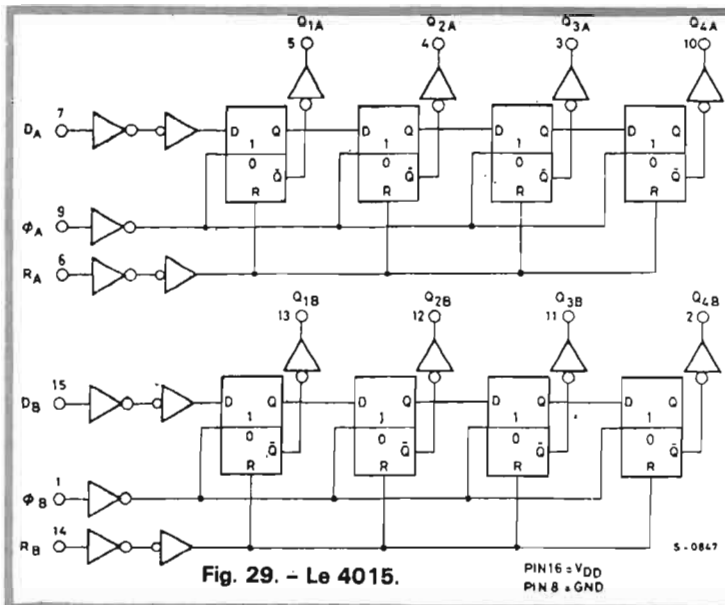


Fig. 29. - Le 4015.

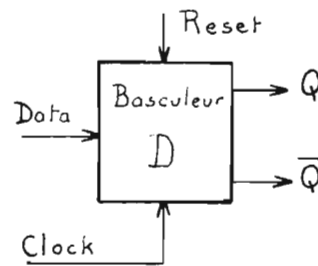


Fig. 30. - Fonctionnement du basculeur D.

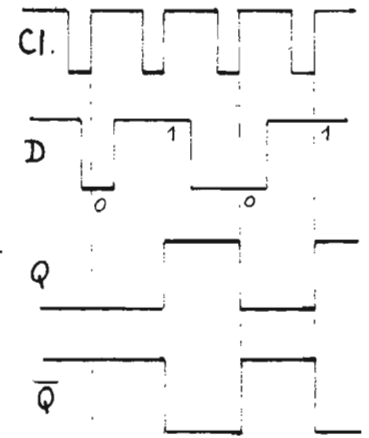


figure 7. A vide le souffle apparaît.

Mettre l'émetteur en marche : le signal est reçu.

En cas d'échec :

- Pas de souffle, voir le circuit du démodulateur FM.
- Souffle, mais pas de signal : contrôler en tout premier l'oscillation du quartz, puis la FI. En dernier ressort, le SO42.

Lorsque le récepteur fonctionne normalement, l'installer dans son boîtier.

Réglage fin :

- Caler l'émission sur la fréquence moyenne (voir RX7). Eloigner l'émetteur.
- Souder la cellule de détection (fig. 23) en r et r'.
- Régler les FI (boîtier ouvert) pour un maximum de déviation du galvanomètre, puis L1 (boîtier fermé) pour un même résultat, sans toucher le récepteur autrement que par un isolant.
- Remettre le Tx en câblage normal. Supprimer la cellule de détection.
- Rebrancher l'oscilloscope en sortie S et régler FI₄, pour un maximum d'amplitude du signal reçu. (Voir RX7 pour plus de détails).

LE DÉCODEUR DU TF6/76

Le décodeur du TF6/76 fait appel à la technologie C.MOS. Il est bâti autour d'un registre

à décalage 2 fois 4 bits : le 4015, dont le gros avantage est d'être fabriqué par TOUS les grands constructeurs de circuits intégrés.

La structure interne du 4015 est donnée en figure 29. On constate que ce circuit contient 2 registres 4 bits complètement séparés. Dans notre utilisation, les 2 registres seront connectés en série, ce qui réalise un registre unique de 8 bits, permettant la

transmission de 8 voies digitales. Pour cela, la sortie de la voie 4 (10) est reliée extérieurement à l'entrée Data du second registre. Les entrées Horloges (1 et 9) sont attachées en parallèle.

Voyons comment fonctionne un registre à décalage et pour commencer, étudions le fonctionnement de chacun de ses basculeurs élémentaires.

Chaque basculeur est du

type D. Voir figure 30. Des impulsions de commande sont appliquées sur l'entrée Horloge (clock) c'est le front montant de ces impulsions qui est actif. Si l'entrée Data (ou d'information) est à 1, ce niveau est transféré, au front montant, sur la sortie Q. A l'impulsion suivante, si Data est encore à 1, Q reste à 1, mais si Data revient à 0 pour la troisième impulsion, Q revient à 0.

Connectons maintenant 4 basculeurs D en série, comme sur la figure 31. Les entrées clock en parallèles, chaque sortie Q reliée à l'entrée Data du basculeur suivant. Supposons le système à 0 : Q₁ = Q₂ = Q₃ = Q₄ = 0. Mettons Data = 1. Envoyons les impulsions d'horloge : la première transfère le 1 sur Q₁, la seconde le fait passer sur Q₂ etc. Le 1 passera donc de D₁ à D₄ : il se décalera progressivement. Notons que les entrées R_A et R_B de remise à 0 permettent de vider le registre à un instant quelconque, indépendamment des autres entrées. Cette possibilité n'étant pas utile dans notre montage.

Mais voyons maintenant le fonctionnement d'ensemble du décodeur : (figure 32).

- en FM : Les signaux de sortie du récepteur sont prélevés à haute impédance par l'étage T₁, condition favorable à un bon fonctionnement du SO41P, nous l'avons vu au

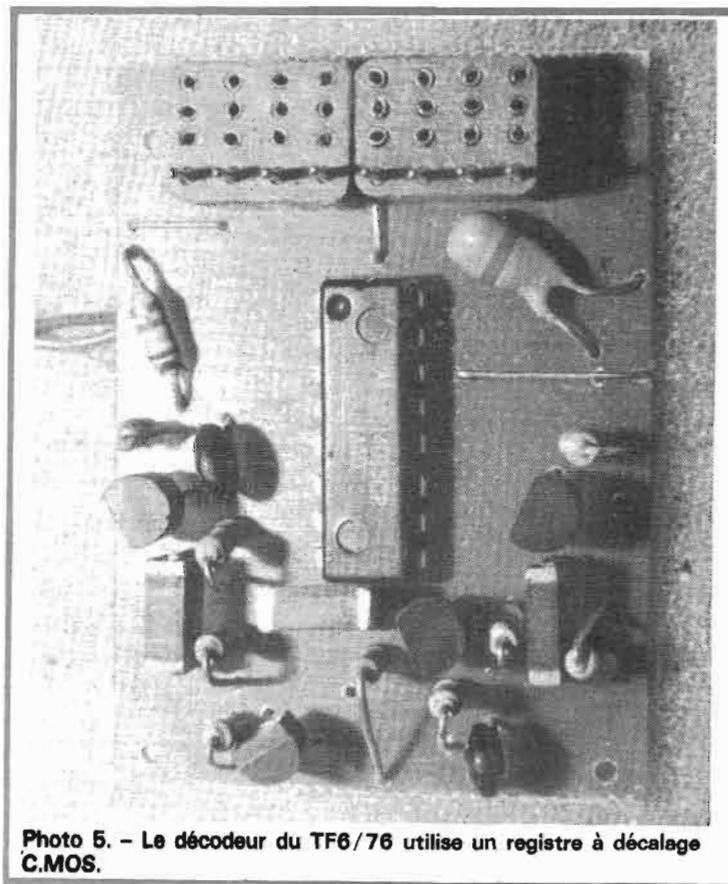


Photo 5. - Le décodeur du TF6/76 utilise un registre à décalage C.MOS.

chapitre précédent. De plus, un filtre passe-bas (27 k Ω /10 nF) débarrasse le signal utile du bruit qui apparaît lorsque le récepteur est loin de l'émetteur : la portée pratique est ainsi très augmentée. Le signal se retrouve, avec la même amplitude et le même sens (lancées positives) sur l'émetteur de T₁, où il est appliqué à la base de T₂, normalement conducteur et que les lancées positives bloquent. Le signal est alors disponible sur le collecteur de T₂.

— En AM : L'étage T₁ est inutile. Le condensateur de liaison faisant partie du récepteur, l'attaque se fait directement sur la base de T₂.

Dans les deux cas, le signal S/Rx se retrouve donc, bien en forme, mais négatif, en sortie de T₂. L'étage T₃ le prélève, le rend à nouveau positif et l'applique sur l'entrée Clock du registre. Voir le diagramme des signaux en figure 33.

Par ailleurs, le signal c/T₂ est différencié par la liaison 10 nF/10 k Ω et appliqué sur b/T₄ : les pointes positives provoquent la conduction de T₄ et la décharge brutale du 0,1 μ F. Les impulsions rapprochées amènent ainsi Data à 0.

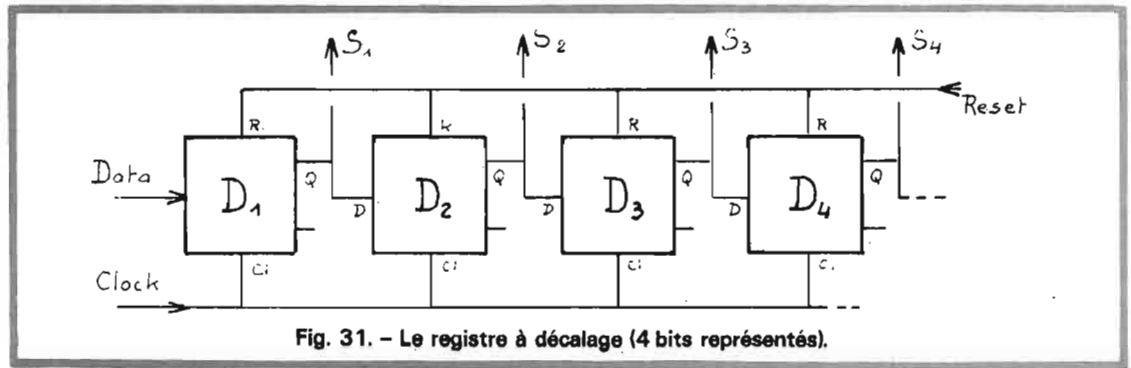


Fig. 31. - Le registre à décalage (4 bits représentés).

A la fin du train d'impulsions le condensateur peut se recharger et au bout de quelques ms, Data revient à 1.

A l'arrivée du front montant de la première impulsion (donc sur le front avant) le registre trouve un 1 sur Data et le décale. Ce 1 passe sur s₁.

L'arrivée de la seconde impulsion ramène s₁ à 0 et « pousse » le 1 sur s₂ et ainsi de suite.

Comme Data est revenu à 0 sur le front arrière de la première impulsion, aucun autre 1 ne suit le premier.

Comme on peut le constater sur la figure 33, les sorties s₁ à s_n passent à 1, pendant les temps t₁ à t_n et restituent les temps de chacune des voies.

Quelques remarques :

— Une pluie de parasites est assimilable à des impulsions

rapprochées : elles bloquent le décodeur en mettant Data à 0. Toutes les sorties passent à 0. Donc, pas de « bafouillage » de servos, même à vide.

— Le souffle violent de la FM, à vide, produit exactement le même effet : il passe totalement inaperçu au niveau des servos.

— Quel que soit le nombre d'impulsions envoyées par l'émetteur, à la fin du train, Data repasse à 1 et la première impulsion du train suivant fait « ressortir » la première voie sur S₁. Le fonctionnement est ainsi, parfaitement indépendant du nombre de voies transmises.

— Imaginons 4 voies à l'émission : s₁ donne t₁, s₂ donne t₂, s₃ donne t₃, s₄ donne t₄. Mais que se passe-t-il sur les sorties suivantes ? Voir la figure 33.

La sortie s₅ donnera le temps de synchronisation, t_{sy}, s₆ redonnera t₁, s₇ donnera t₂ et s₈, t₃. Puis le registre sera vidé du 1 entré au départ. Il est donc possible, dans ce cas de brancher 2 servos réagissant à la même voie. Un exemple : sur de très grands planeurs, il faut utiliser 2 servos indépendants pour actionner séparément les ailerons des deux ailes. L'un de ces servos serait branché normalement sur la voie 1 (des ailerons) et l'autre sur la voie 6... et ces deux servos réagissent tous les deux à la commande des ailerons.

En 6 voies, c'est S₇ qui restitue t_{sy} et s₈ redonne t₁ (cette sortie n'étant pas prévue dans la réalisation pratique).

— Huit voies maximum sont possibles avec le 4015. Estimant cela inutile pour le

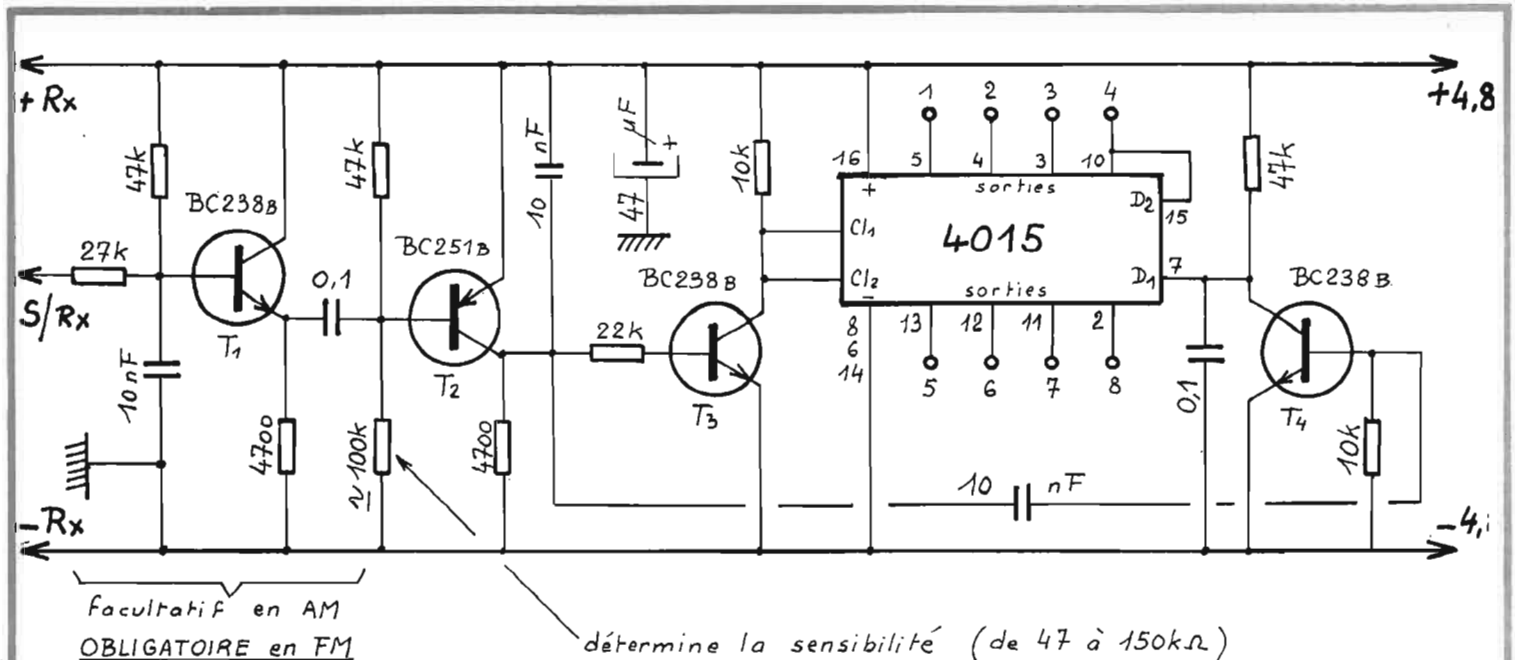


Fig. 32. - Schéma du décodeur TF6/76.

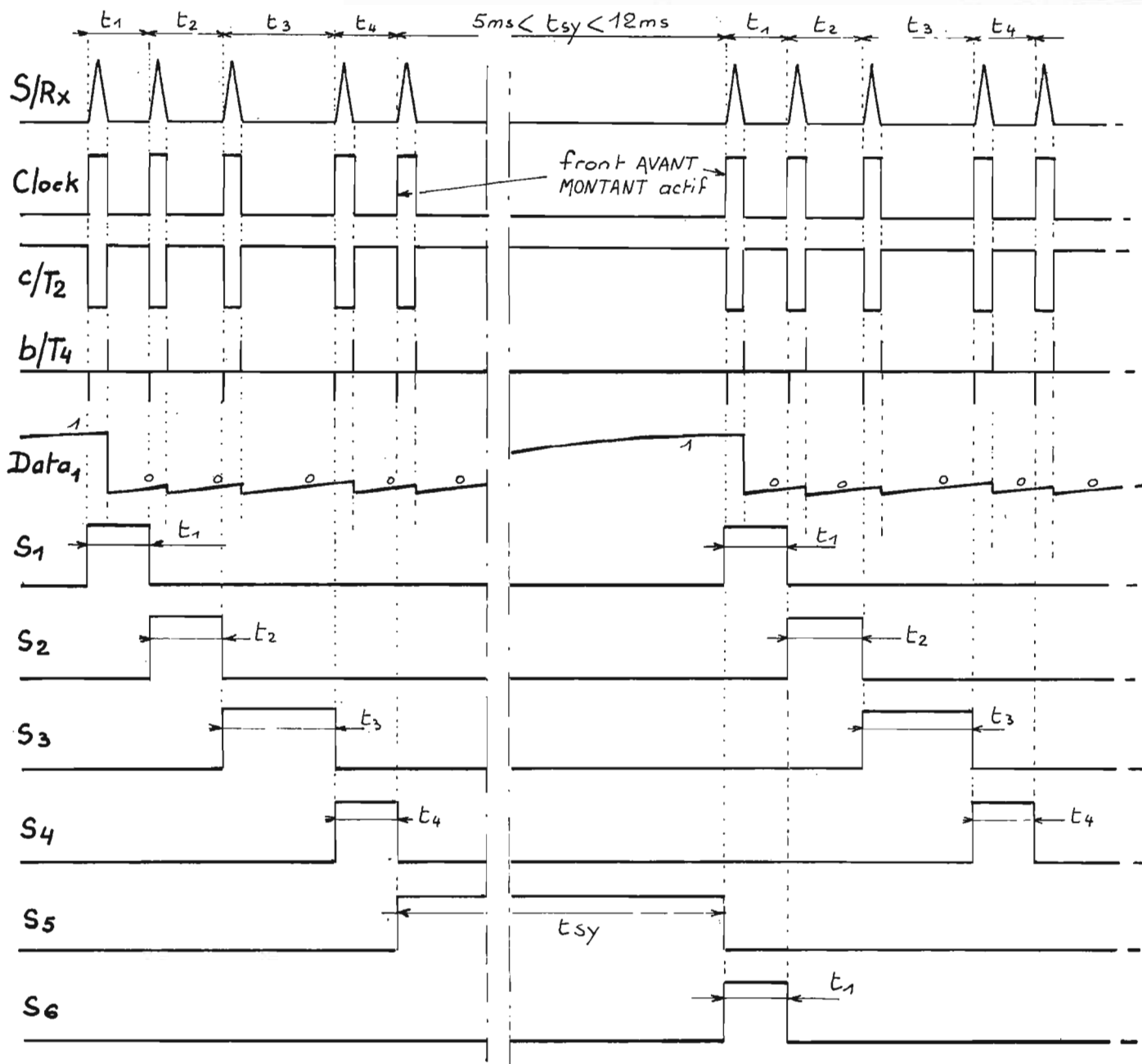


Fig. 33. - Diagramme des signaux du décodeur TF6/76. Le codeur du Tx est supposé fonctionner en 4 voies.

« commun des mortels » nous n'avons pas branché, comme nous venons de le dire, la huitième sortie pour disposer sur le connecteur ainsi rendu disponible, du signal S/Rx, que nous pourrions vérifier sans aucun démontage du boîtier. Cette disposition que nous avons trouvée intéressante, est cependant laissée au gré de chacun.

— La valeur de la 100 kΩ de base T₂ est à ajuster au mieux de la sensibilité désirée et des réactions du montage, à proximité immédiate.

b) Le CI. En époxy simple face de 15/10. Voir figure 34.

La seule particularité réside dans la présence sur le CI des connecteurs de liaison aux servo-mécanismes. Cette disposition simplifie considérablement le travail du réalisateur et augmente la fiabilité générale, par la suppression de ces faisceaux de câbles si délicats à souder et si gênants par la suite.

Le CI est un peu plus délicat à fabriquer : il faudra essayer de trouver les blocs 4 x

4 de connecteurs avec picots spéciaux pour circuits imprimés, car les modèles normaux ont des broches de 11/10, ce qui oblige à percer à 12/10 au moins et n'arrange rien. Nous vous signalons dans ce cas, le « truc » que nous utilisons, en cas de tracé direct à la main : nous dessinons les trois bandes +, 0V, -, réunies en une seule surface. Puis après attaque à l'acide, nous les séparons avec la lame pointue d'un X.acto : le maximum de cuivre est ainsi laissé et le perçage se fait sans difficulté.

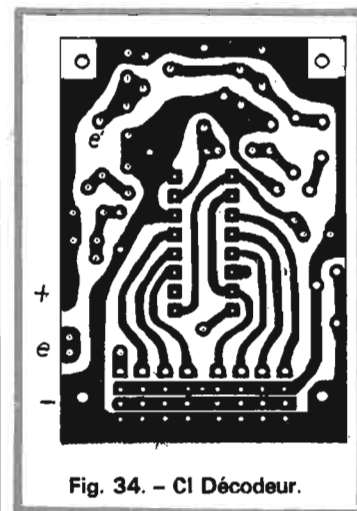


Fig. 34. - CI Décodeur.

c) Liste des composants :

- 1 4015 (MM 5615A de NS ou MC 14015 CP de Motorola ou CD 4015A de RCA ou HBF 4015 AE de SGS/Ates ou 34015PC de Fairchild)
- 2 BC 238B (ou un quelconque NPN silicium de gain moyen)
- 1 BC 251B (ou un quelconque PNP silicium de gain moyen)

- 1 10 nF MKM 100V (pas de 7,5 mm)
- 1 10 nF GFO 12V
- 1 0,1 μ F MKM 100V
- 1 47 μ F 6V perles tantales

- 1 4700 Ω 1/4 W
- 2 10 k Ω 1/4 W
- 1 22 k Ω 1/4 W
- 2 47 k Ω 1/4 W
- 1 « 100 k Ω » (valeur à adapter selon la sensibilité désirée. Nous conseillons

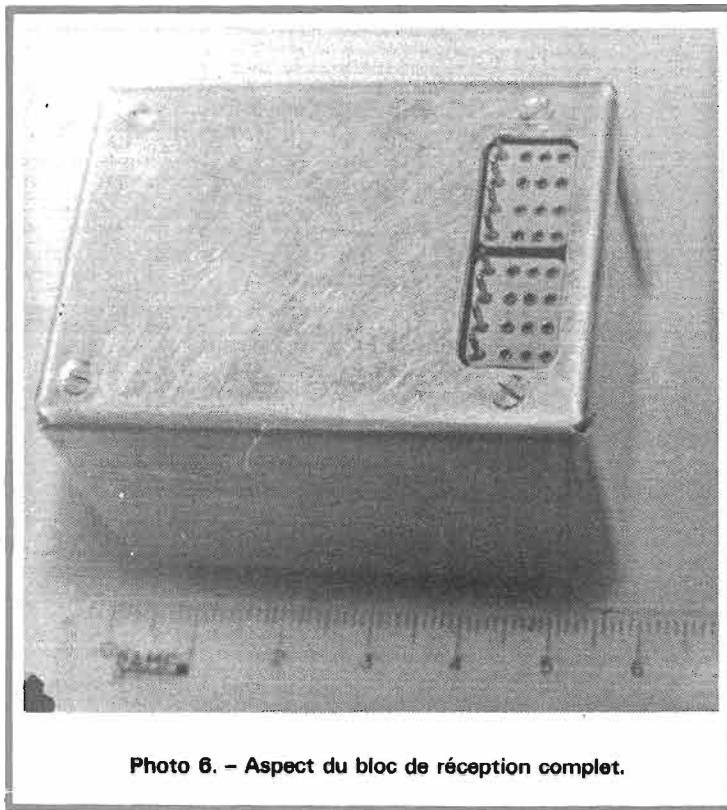


Photo 6. - Aspect du bloc de réception complet.

75 k Ω avec RX5, 100 k Ω avec RX4, RX7 et RX8, 120 k Ω avec RX6).

- 2 blocs de connecteurs SLM, 4 x 4, si possible à picots pour CI.

Pour la FM seulement :

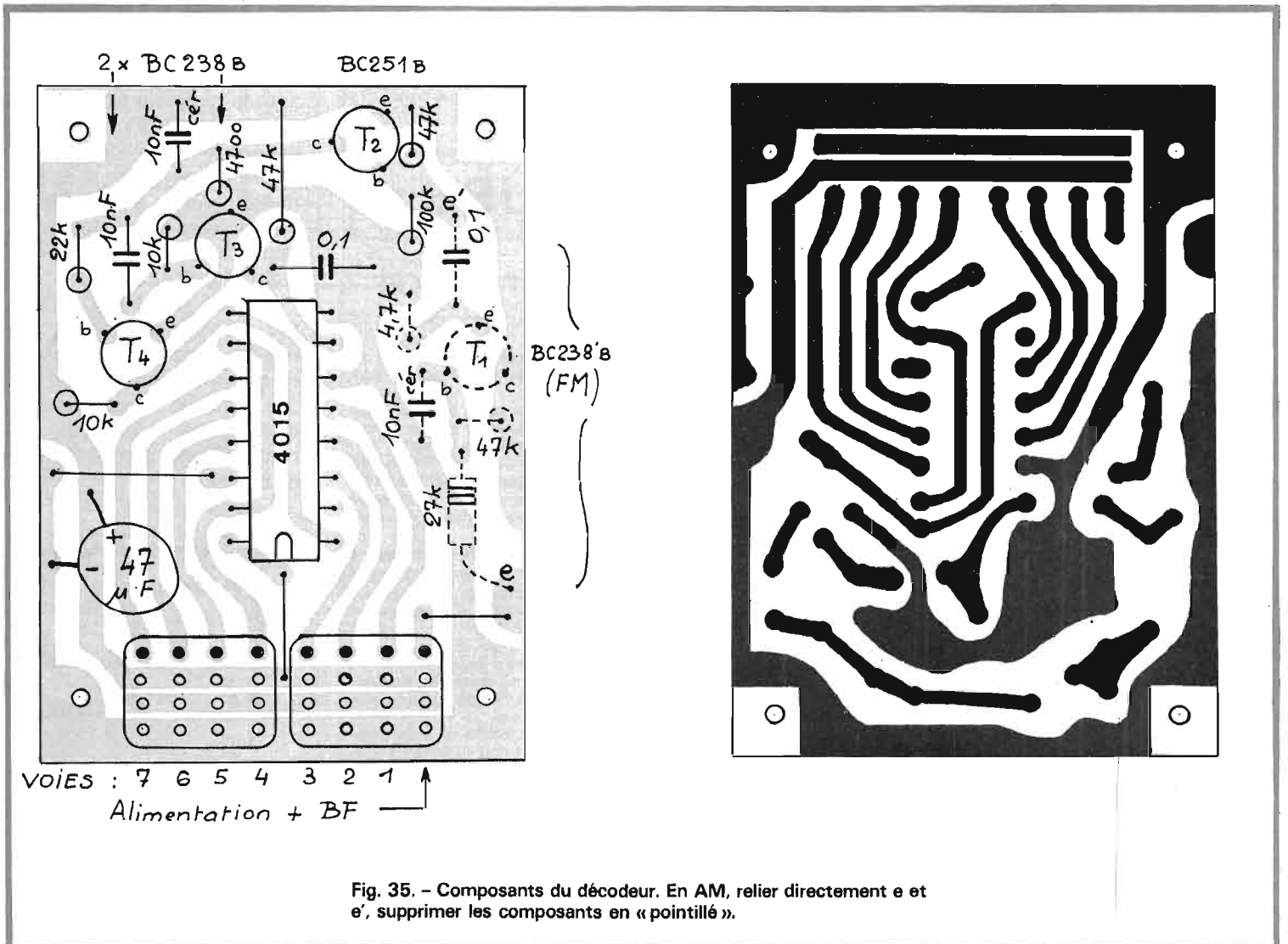
- 1 BC 238B
- 1 10 nF GFO 12V
- 1 0,1 μ F MKM 100V
- 1 4700 Ω 1/4 W
- 1 27 k Ω 1/4 W
- 1 47 k Ω 1/4 W

d) Pose des composants.

Mise en service :

Suivre simplement la figure 35.

Commencer par la pose des blocs de connecteurs. La soudure des picots assez rapprochés, est assez délicate, surtout en cas de connecteurs ordinaires. Vérifier le travail à la loupe et, à l'aide de l'ohmmètre, s'assurer qu'il n'existe pas de court-circuit entre les bandes d'alimentation. Au besoin



reprendre le X.Acto pour par-
faire la séparation. Un fer à
panne pointue est indispensa-
ble pour mener ce travail à
bien. Souder ensuite les ponts
de fil nu.

Placer tous les composants
discrets, **mais pas le 4015**. At-
tention au sens des transis-
tors : pour T_2 , le fil de base du
BC251 doit être plié en sens
contraire de celui d'origine.

Relier au récepteur préala-
blement terminé et réglé, par
les trois fils +, -, S/Rx. Ces
fils sont à souder sur le CI du
décodeur, au niveau des indi-
cations +, -, e de la figure 34.
Dans le cas des récepteurs
AM, ne nécessitant pas
l'étage T_1 , un pont reliera di-
rectement les plots e et e' du
circuit imprimé. Ce pont de fil
nu se place, côté composants,
comme tous les autres.

Brancher maintenant à l'alim-
entation 4,8 V. Pour cela,
faire un cordon, conformé-
ment à la figure 36. Il est pos-
sible de supprimer le fil 0V,
amenant le point milieu de la
batterie, dans le cas de l'usage
exclusif des servos 3 fils à cir-
cuits intégrés. La figure 36
prévoit les deux possibilités.
L'interrupteur est un modèle
94M de Jeanrenaud, à 4 inver-
seurs. La mise en parallèle des
sections disponibles assure
une bonne fiabilité. La lon-
gueur de ce cordon sera de
l'ordre de 20 cm. La fiche
mâle de connexion au bloc ré-
cepteur est branchée à l'em-
placement prévu par la fi-
gure 35. Cependant cette fi-
che pourrait être connectée,
sans inconvénient, sur n'im-
porte quelle sortie.

Mettre sous tension,
l'émetteur correspondant
étant en service, à rayonne-
ment réduit. Brancher un os-
cilloscope, à travers des résis-
tances de 3 300 Ω de décou-
plage (côté masse et côté en-
trée verticale). Vérifier ainsi
l'existence des différents si-
gnaux stylisés en figure 33 :
S/Rx, Clock, c/ T_2 , b/ T_4 ,
Data₁.

Un oscilloscope à double
trace permettrait de vérifier
les phases relatives de ces si-
gnaux. Malheureusement, cet

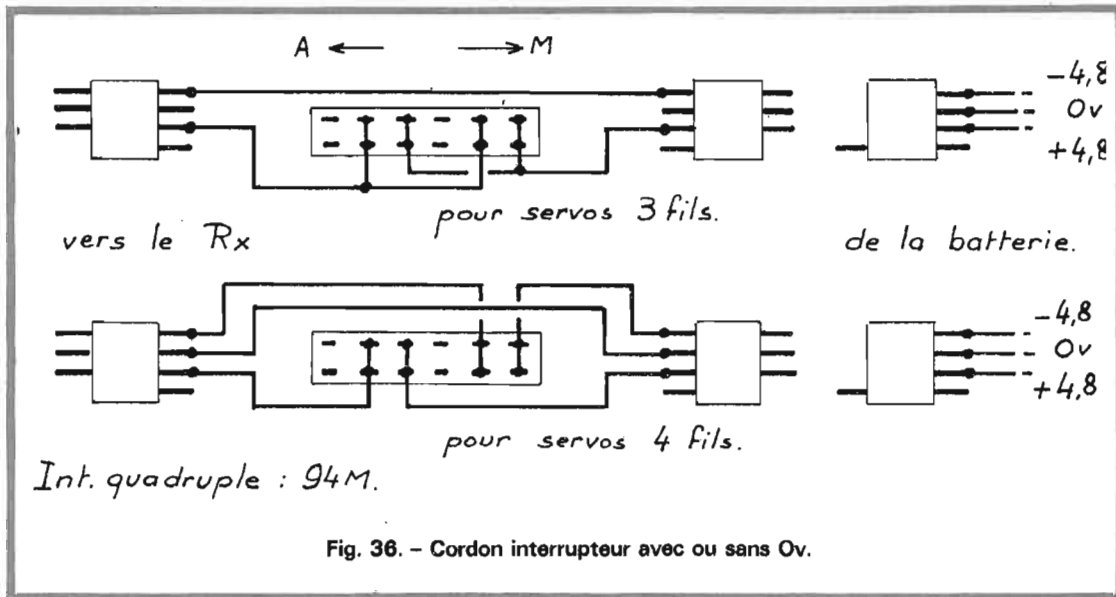


Fig. 36. - Cordon interrupteur avec ou sans 0v.

appareil n'est pas très courant
sur la table de travail des ama-
teurs. C'est dommage !

Si tout va bien, il reste à
souder le 4015, avec les pré-
cautions « C.MOS » déjà in-
diquées. Le fonctionnement
global est certain, si le circuit
est bon. Vérifier les signaux

de voies, sur les différentes
sorties du bloc de connec-
teurs. Les identifier par la
manœuvre du manche corres-
pondant.

e) Montage en boîtier :

Le décodeur est monté
dans le couvercle du boîtier
double de la figure 9. Il est

fixé par 4 boulons de 1,5 mm,
têtes fraisées, longs de
15 mm. Des entretoises de
9 mm, taillées par exemple
dans du tube d'aluminium de modé-
lisme, maintiennent la pla-
quette à l'écartement conve-
nable. Un carton d'isolement à
rabats de 15 mm est indispen-
sable. Les trois fils de liaison
avec le récepteur seront aussi
courts que le permettra une
ouverture aisée du boîtier.
Torsader ces fils et, à la fer-
meture, veiller à ce qu'ils se
placent vers le bas du récep-
teur et non vers le haut, c'est-
à-dire du côté de la HF.

IMPORTANT : Dans le
cas du boîtier double, les
noyaux des bobinages HF du
récepteur se règlent par le bas
des mandrins et sont accessi-
bles, boîtier fermé, par des
trous ménagés dans le fond de
ce boîtier.

Le réglage DÉFINITIF du
récepteur ne se fait que l'en-
semble COMPLET terminé.
Nous y reviendrons en fin
d'article.

(A suivre)
(Les servo-mécanismes)

F. THOBOIS

« LES CAPTEURS »

de C. FEVROT



On entend par capteurs les appareils qui transforment une grandeur physique en grandeur électrique. Cette définition correspond à un fait important, c'est l'envahissement par l'électronique du milieu de la mesure et de l'industrie. L'importance des capteurs est donc devenue énorme. L'ouvrage de M. FEVROT fait un tour d'horizon, forcément sommaire, de la question et ne fait d'ailleurs qu'effleurer une partie de cet immense domaine.

Le lecteur verra comment la technique a envahi toutes les activités modernes, aussi bien dans la détermination d'une présence, d'une cote, d'une pression, d'une température, d'une vitesse, etc.

Il est évident que ce livre ne peut être que la préface à bon nombre d'ouvrages spécialisés et l'auteur signale au passage les débouchés qui ne cessent de s'accroître et les problèmes insolubles jusqu'ici.

C'est un livre indispensable qui a peu d'équivalents actuellement mais qui incitera à pénétrer dans cet immense domaine de l'industrie au sens large du mot.

Un ouvrage broché de 112 pages, format 15 x 21, 57 figures, prix 28 F.
En vente à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
Tél. : 878-09-94/95 - 43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS

L'ADAPTATEUR POUR OSCILLOSCOPE



TTL TEST - O - SCOPE

(Suite et fin, voir N° 1544)

LE COFFRET (fig. 14)

Nous avons voulu donner au TTL Test-O-Scope l'aspect d'un authentique appareil de laboratoire et ce souhait a été facilité par la découverte, chez un annonceur du H.P., de coffrets (type MR) dont la présentation n'est pas sans rappeler celle des matériels Tektronix.

Le prix de ce coffret (129 F) pourra paraître élevé mais nous pensons que ce sacrifice est largement compensé par le résultat obtenu.

Entièrement démontable, ce coffret est construit à partir de profilés d'alliage léger, usinés et assemblés à l'aide de quatre colonnettes selon le schéma de la figure 14. Les faces supérieures et inférieures sont recouvertes d'une peinture (genre peau d'orange) bleue, le dessous comporte également quatre pieds de chat.

Les faces avant et arrière

(1) (identiques avant perçage) sont fixées sur les colonnettes (3) par deux vis tête fraisée bombée de 4 millimètres de diamètre (repère a) (nous verrons d'ailleurs, plus loin, qu'il sera nécessaire de les remplacer par des vis tête fraisées plates pour la face avant). Les côtés (2) sont fixés sur les colonnettes (3) par quatre boulons de diamètre 3 millimètres, les écrous étant logés dans des alésages pratiqués dans les colonnettes (repères b).

Le dessus et le dessous sont fixés sur les côtés par quatre vis de diamètre 3 millimètres (repères c) venant se visser dans des trous taraudés réalisés dans les ailes des côtés.

LA FACE AVANT (fig. 15)

La face avant, dont le plan de perçage est donné figure 15, reçoit les éléments suivants :

— le clavier à cinq touches (quatre interdépendantes permettent la sélection du nombre de voies, la cinquième touche permet de choisir le mode de fonctionnement [auto ou pas à pas]) ;

— le bouton-poussoir de commande pas à pas ;

— les trois potentiomètres à course rectiligne de 47 k Ω de réglage de séparation traces et du gain des voies A et B ;

— les treize douilles isolées pour fiche banane de 4 millimètres. Les couleurs seront différentes selon les fonctions, à titre indicatif nous avons choisi : 2 douilles noires pour la masse ; 5 douilles jaunes pour les entrées et la sortie de la voie A ; 5 douilles vertes pour les entrées et la sortie de la voie B ; 1 douille blanche pour la borne synchronisation ;

— les cinq diodes LED, de couleur rouge qui visualisent le fonctionnement.

L'emploi de potentiomètres à course rectiligne nous a obligé à adopter une fixation

particulière pour ceux-ci et également, pour des questions de dimensions de la face avant, à fixer le clavier à 5 touches comme nous allons l'indiquer ci-dessous.

Comme l'indiquent les figures 16, 17 et 18, nous avons réalisé deux équerres permettant,

— de décaler vers le bas le point de fixation A de la figure 16 pour permettre la mise en place d'une diode LED sur la face avant comme l'indique la figure 17,

— de fixer le point B de la figure 16 sur la colonnette comme l'indique la figure 18 (on percera pour cela dans la colonnette un trou taraudé M3 à 37 millimètres du haut et au milieu de celle-ci [soit à 4 millimètres du bord]).

La figure 19 montre le mode de fixation des trois potentiomètres à l'aide de deux brides dont le dessin est donné sur cette figure.

Quatre colonnettes de 15 millimètres de hauteur, taraudées M3 à chacune de

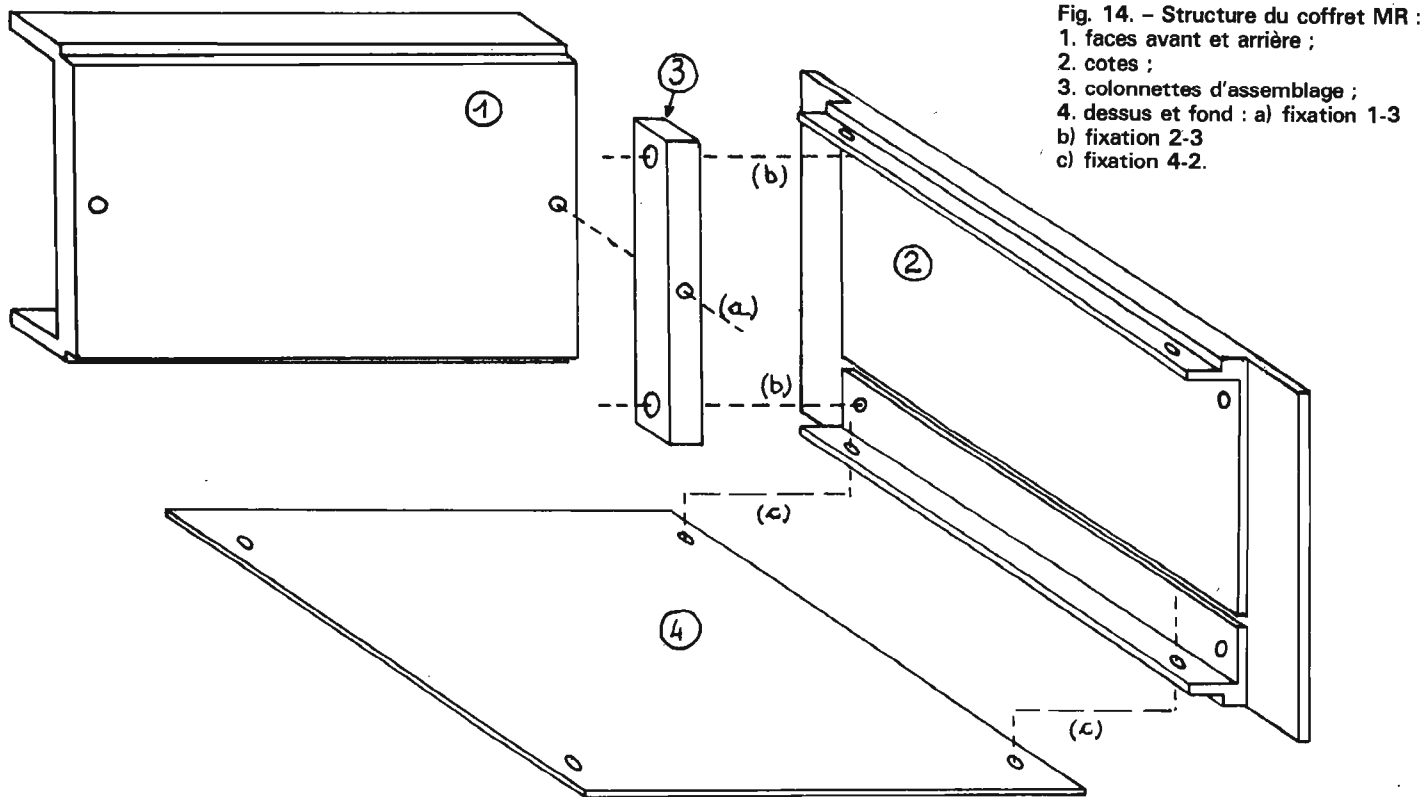
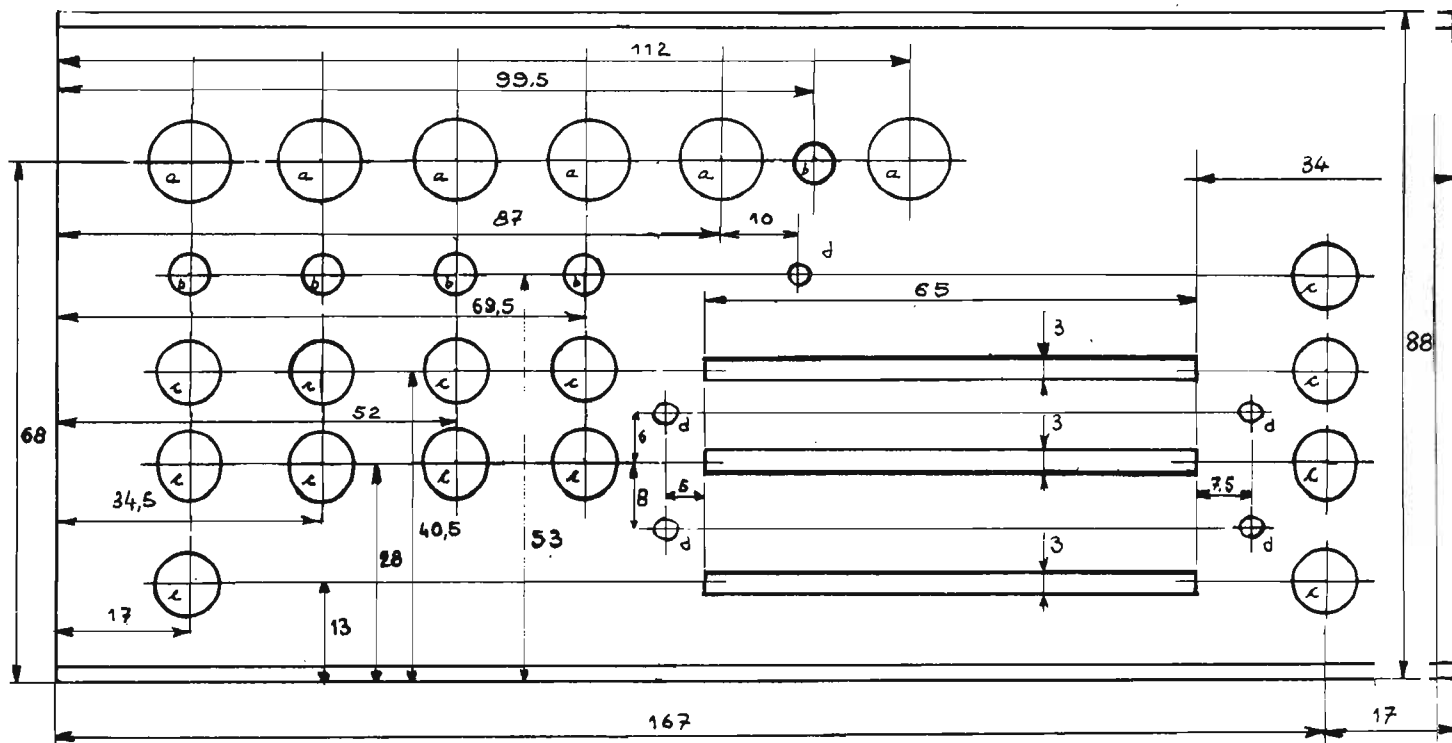


Fig. 14. - Structure du coffret MR :
 1. faces avant et arrière ;
 2. cotes ;
 3. colonnettes d'assemblage ;
 4. dessus et fond : a) fixation 1-3
 b) fixation 2-3
 c) fixation 4-2.



ϕ des perçages : $a = 10$ $b = 5,2$ $c = 6$ $d = 3,2$ fraisé côté face AV (pour loger les têtes de vis TF $\phi 3$)

Fig. 15. - Perçage de la face avant (vue côté extérieur). Nota : les deux trous fraisés de la face avant ne sont pas représentés.

leurs extrémités seront fixées sur la face avant par quatre vis TF 3 x 8, les trous correspondants se situant de part et d'autre des rainures des potentiomètres. On immobilisera ce montage avec une goutte de vernis.

A ce stade de la réalisation, nous disposons d'une face avant équipée :

- des deux colonnettes

d'assemblage du coffret que nous aurons fixé avec des vis TF 4 x 8 à tête plate comme nous le disions plus haut ; ces vis seront immobilisées avec un point de vernis.

Les écrous servant à la fixation des côtés, qui sont noyés dans les alésages des colonnettes, seront mis en place et immobilisés par un point de colle (cyanolite) ou de vernis ;

- des deux équerres de fixation du clavier ;
- des quatre colonnettes de fixation des potentiomètres.

Nous allons placer sur cette face avant équipée la face avant gravée avec les indications de fonctions.

Cette dernière a été réalisée en Scotch-Cal à partir d'un dessin reproduit sur film.

Ce dessin est donné figure 20.

Après découpage à l'emporte-pièce ($\varnothing 10$, 8 et 5 mm) et au couteau (genre X-acto) nous la mettrons en place (elle est auto-adhésive) très soigneusement.

Cette opération réalisée, nous pouvons compléter l'équipement de la face avant :

- par mise en place des

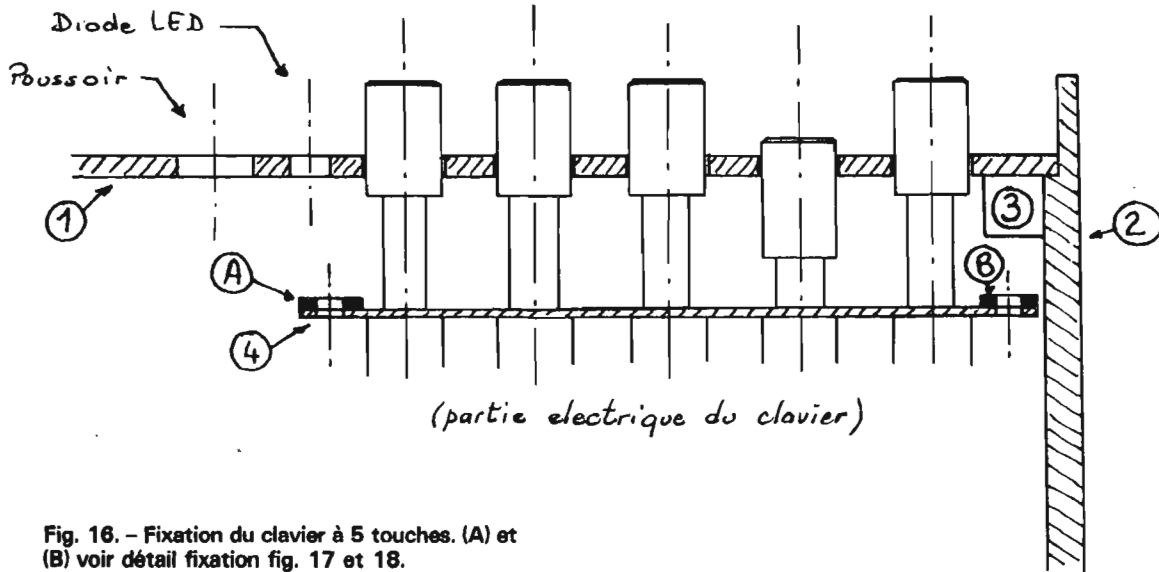


Fig. 16. - Fixation du clavier à 5 touches. (A) et (B) voir détail fixation fig. 17 et 18.

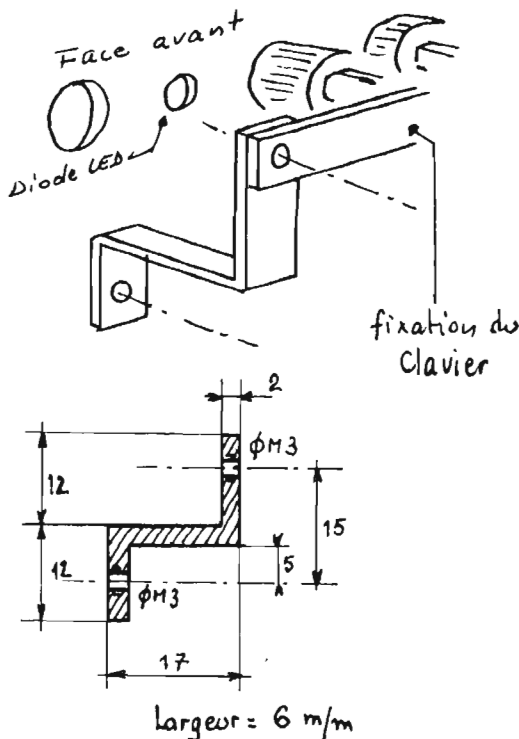


Fig. 17. - Détail A.

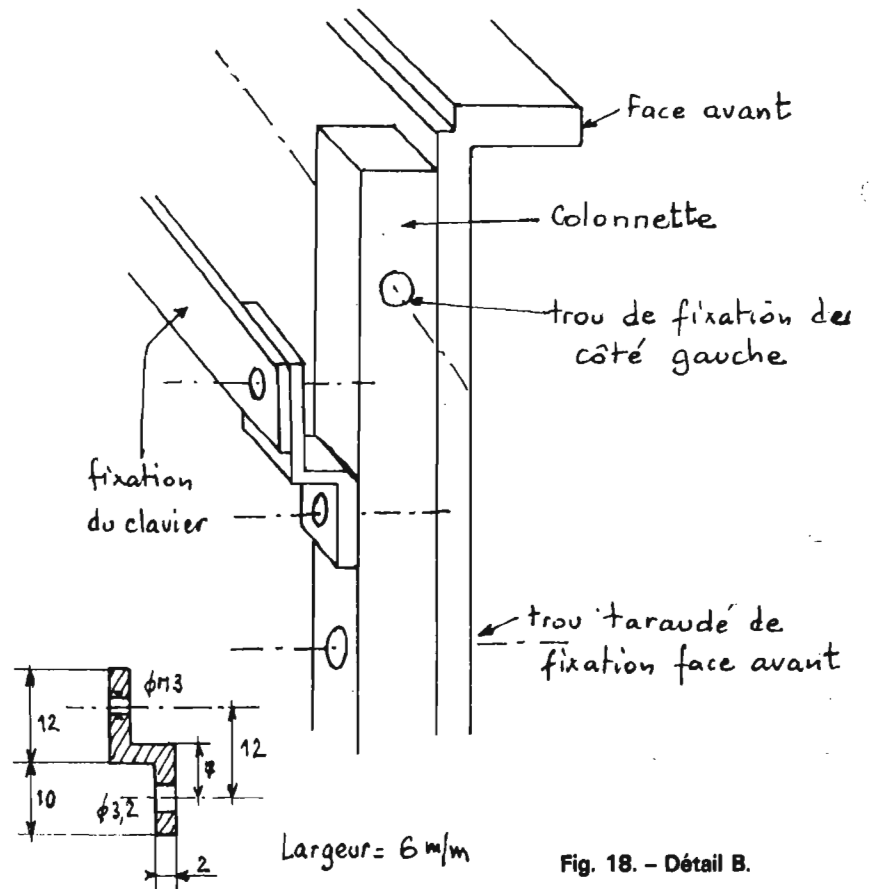


Fig. 18. - Détail B.

douilles isolées, avec une cosse de reprise de câblage,
 — par mise en place des trois potentiomètres à l'aide des deux brides de la figure 19.

On veillera au libre débattement du curseur et après positionnement définitif, on serrera les brides de façon modérée.

— par mise en place des cinq diodes LED en repérant leur polarité ; elles seront immobilisées par un point de colle.

- par mise en place du bouton poussoir,
- par mise en place du clavier à 5 touches.

**LA FACE
 ARRIÈRE
 (fig. 21)**

La figure 21 indique le perçage de la face arrière. Celle-ci reçoit :

- le potentiomètre - classique - de 250 k Ω qui règle la fréquence du générateur de traces,

- cinq douilles isolées pour fiche banane de \varnothing 4 mm,
- une douille non-isolée pour fiche banane de \varnothing 4 mm,
- dans le cas d'une alimentation secteur incorporée, un interrupteur marche-arrêt, un passe-fil, un porte fusible.

(Nous n'avons pas adopté cette disposition comme nous

l'indiquions dans le précédent article). Les douilles précédemment citées deviennent alors des sorties auxiliaires ou de contrôle de tensions d'alimentation.

La place ne nous étant pas mesurée, tant dans le coffret que sur la face arrière, nous y avons ajouté deux générateurs de signaux à fréquence variable identiques à ceux de la figure 1 comme nous le verrons plus loin. Nous trouve-

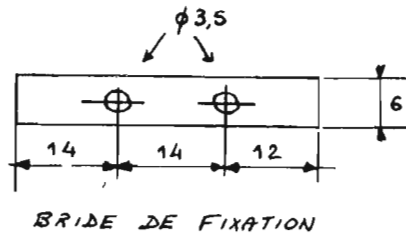
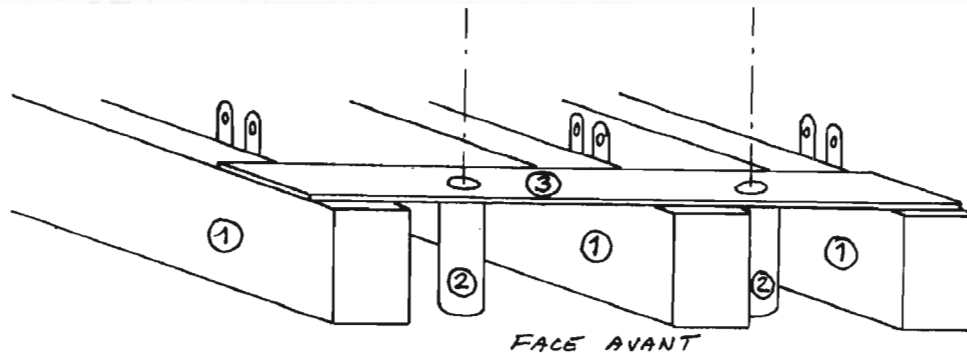


Fig. 19. - Fixation des potentiomètres. (1) potentiomètre ; (2) colonnette ; (3) bride de fixation.

épaisseur 1,5 ou 2 m/m

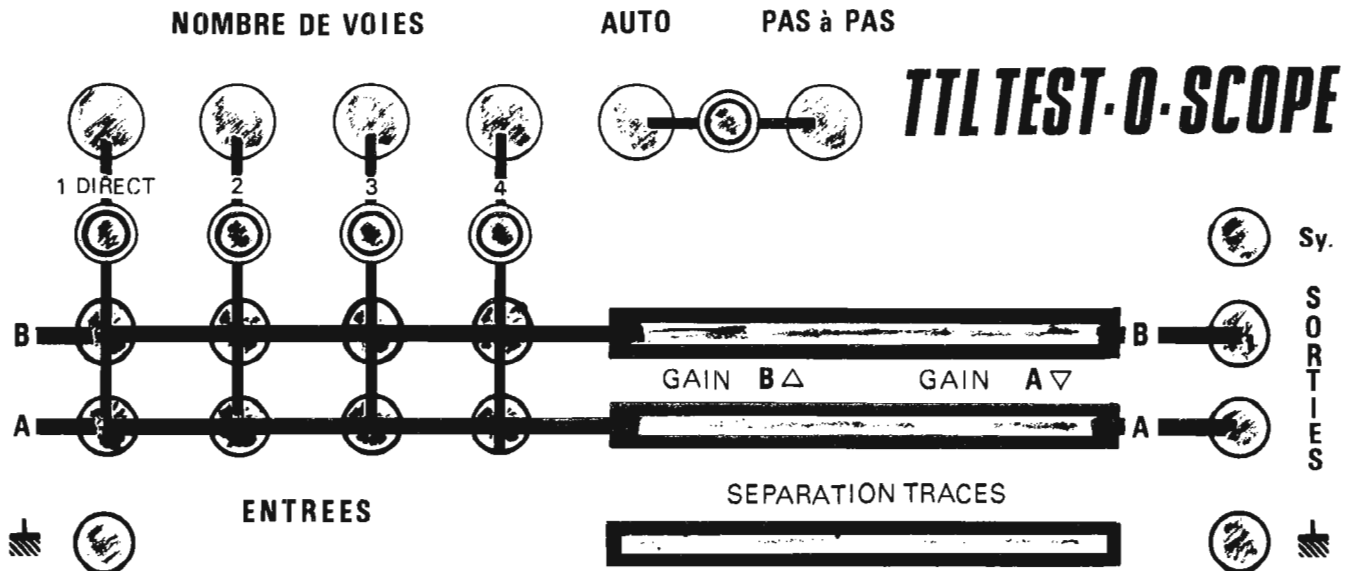


Fig. 20. - Face avant. Nota : les parties en grisé correspondent aux découpages à effectuer soit à l'emporte-pièce soit au cutter.

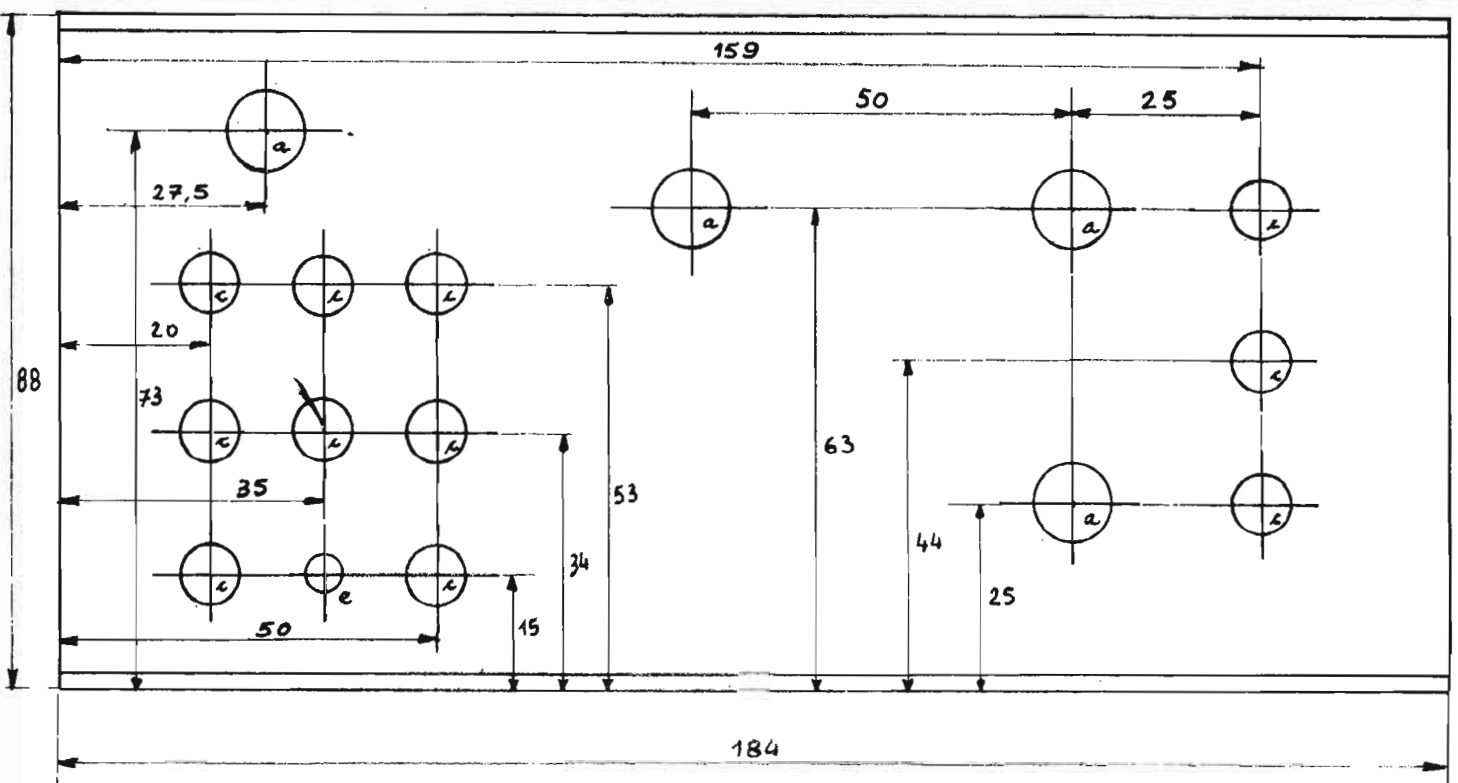


Fig. 21. - Perçage de la face arrière (vue côté extérieur). Nota : les trous de fixation de la face arrière n'ont pas été représentés.

rons donc également sur la face arrière :

- deux potentiomètres P_1 et P'_1 - classiques - dont la valeur déterminera la plage de fréquence,
- trois douilles isolées pour fiche banane de $\varnothing 4$ mm.

La face arrière ne comporte pas d'inscription en « Scotch-Cal » comme la face avant mais comporte une étiquette adhésive plastifiée dont le dessin est donné figure 22.

LES CIRCUITS IMPRIMÉS (fig. 23 à 30)

Nous avons fait réaliser les quatre circuits imprimés après les avoir dessinés sur calque à l'aide d'une grille polyester normalisée au pas de 2,54 mm. Le dessin a été fait à l'échelle 2 avec les produits graphiques (rubans, pastilles, symboles) classiques.

Les circuits imprimés, que nous avons baptisés de noms rappelant leur fonction, sont les suivants :

- le circuit « Gènesilog » (ou générateur de signaux logiques) dont la figure 23 donne le dessin et la figure 27 l'implantation des composants,
- le circuit « Combidec » (ou compteur binaire-décodeur), figures 24 et 28,
- le circuit « Genetraduoco-

ment » (ou générateur de traces - double commutateur d'entrées), figures 25 et 29, - le circuit « Duamelsi » (ou double amplificateur - mélangeur de signaux), figures 26 et 30.

Ces circuits réalisent les fonctions décrites dans le premier article :

- Fenesilog : fonction du schéma de la figure 1,
- Combidec : fonctions du schéma de la figure 2,

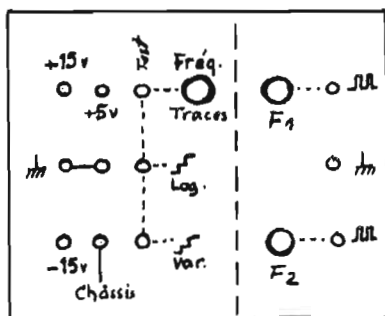


Fig. 22. - Etiquette face arrière.

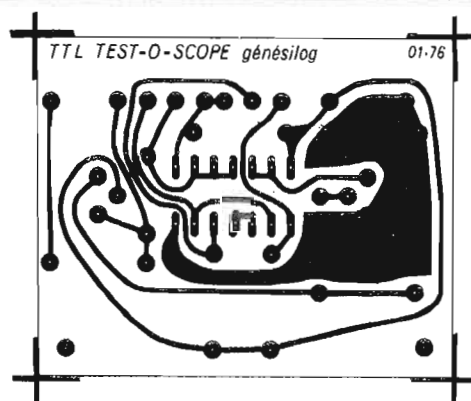


Fig. 23

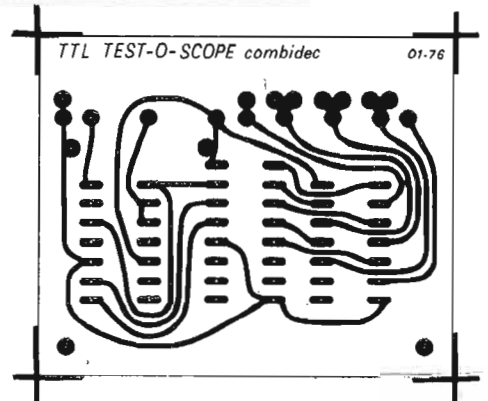


Fig. 24

— Généradiuocoment : fonctions du schéma de la figure 6/7 et partie logique de celles de la figure 13,

— Duamelsi : fonctions du schéma de la figure 11 et celles, analogiques, de la figure 13.

La mise en place des composants sur les circuits imprimés ne présente aucune difficulté ; il faut veiller à l'orientation des composants comme l'indiquent les figures 27 à 30.

LE MONTAGE DES CIRCUITS IMPRIMÉS (fig. 31)

Les quatre circuits du TTL-Test-O-Scope sont placés dans le coffret, avec les deux « génésilog » supplémentaires, selon le mode de fixation donné figure 31.

Nous avons prévu, pour

chaque circuit, deux points de fixation repérés par une pastille non reliée électriquement au circuit.

L'assemblage s'effectue à l'aide de tiges filetées de $\varnothing 2,5$ mm, d'entretoises, de rondelles isolantes et d'équerres.

Nous ne nous étendons pas sur ce point qui relève de la simple mécanique, la place n'étant pas mesurée dans le coffret.

LE CÂBLAGE

Les sorties de chaque circuit imprimé sont repérées :

- par un cercle sur les figures 27, 28 et 29,
- par un triangle sur la figure 30,
- par un carré pour les points de test.

Nous avons placé à ces points des picots à sertir

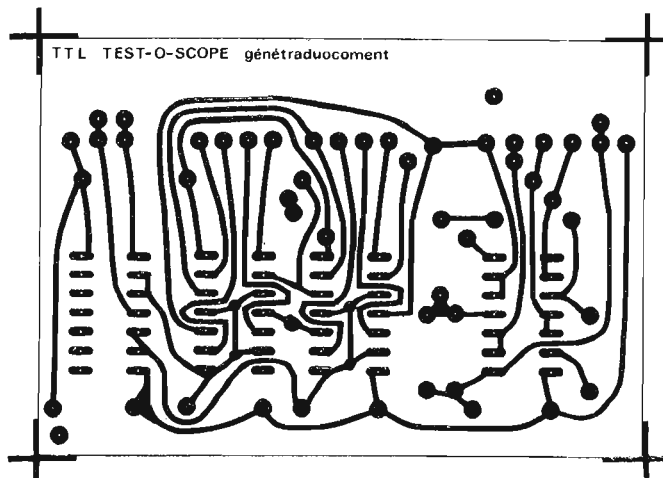


Fig. 25

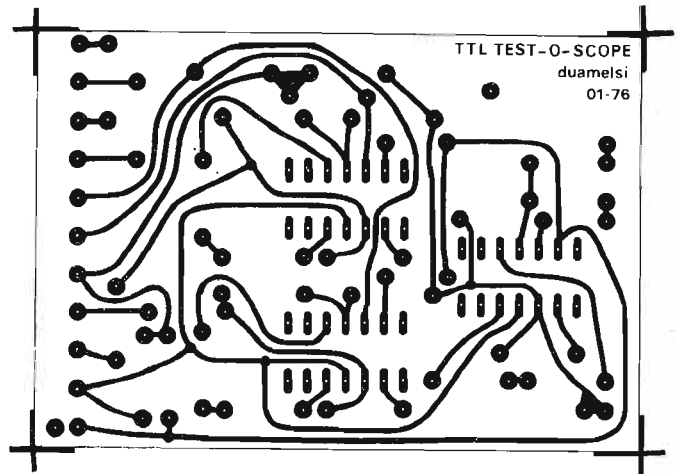


Fig. 26

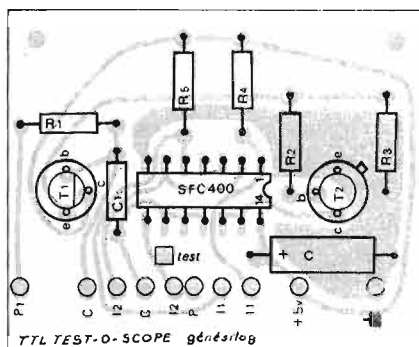


Fig. 27

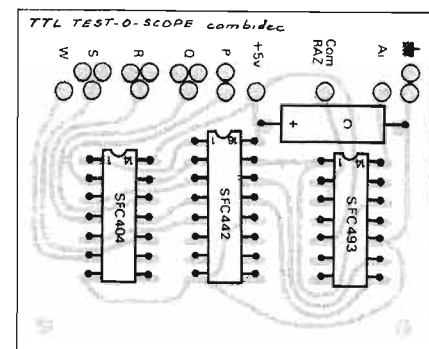


Fig. 28

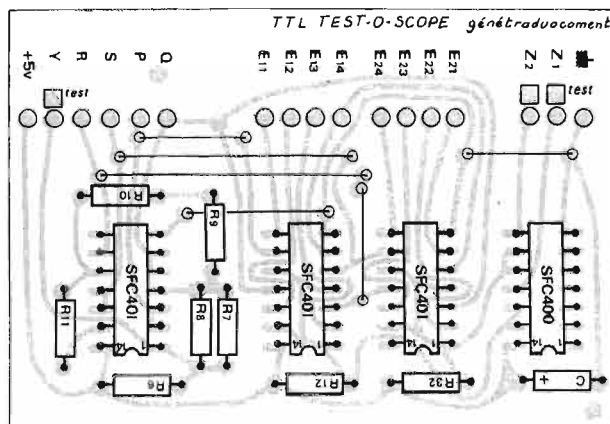


Fig. 29

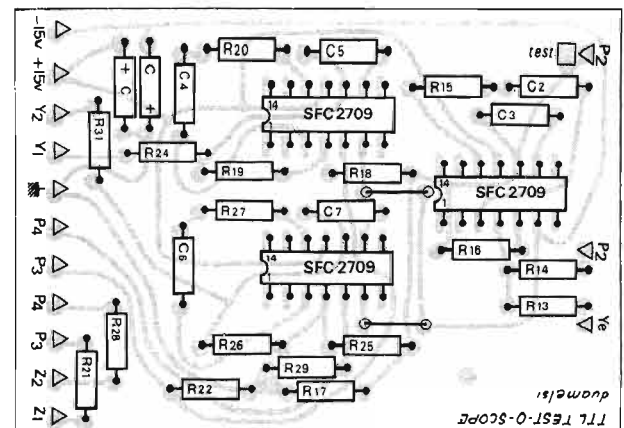


Fig. 30

« Vero » qui nous servent de relais de câblage.

Le coffret étant démontable, nous pourrons effectuer un câblage « à plat » en suivant les instructions du schéma de la figure 32. Nous n'y avons pas mentionné le câblage des deux « gènesilog » supplémentaires qui s'effectue de façon identique.

Une fois le câblage contrôlé, le coffret sera remonté, sans le dessus, et nous pourrons effectuer les vérifications dynamiques.

LA MISE EN SERVICE

Vérification sans oscilloscope :

Manipulation : 1) brancher les sources d'alimentation : + 5 V, + 15 V, - 15 V masse commune sur les bornes correspondantes de la face arrière ; 2) mettre les alimentations sous tension ; 3) enclencher la touche « 4 » du clavier et se placer en fonc-

tionnement « auto » (la diode LED correspondante doit être éteinte).

Vérification : les quatre diodes LED correspondant aux quatre entrées doivent scintiller ; la variation de P_1 situé sur la face arrière doit faire varier la fréquence du scintillement.

Manipulation : 4) enclencher la touche « 3 » puis « 2 » du clavier.

Vérification : la diode LED « 4 » puis « 3 » doit s'éteindre tandis que les autres scintillent comme précédemment.

Manipulation : 5) Enclencher la touche « 1 » du clavier.

Vérification : la diode LED « 1 » s'allume, les autres doivent être éteintes.

Dans ce cas, les sorties A et B sont respectivement reliées directement aux entrées 1 de A et B.

Manipulation : 6) réenclencher la touche « 4 » du clavier et passer en fonctionnement « pas à pas » (la diode LED correspondante doit s'allumer).

Vérification : à chaque

action sur le bouton-poussoir « pas à pas » les diodes LED correspondant aux entrées doivent s'allumer à tour de rôle. Ex. : 2 - 3 - 4 - 1 - 2 - 3 - 4 - 1... (les entrées sont alors « validées » les unes après les autres).

Manipulation : 7) enfoncer la touche « 3 » puis « 2 » du clavier.

Vérification : on doit voir le même processus que précédemment mais les diodes LED des entrées « 4 » puis « 3 » doivent rester éteintes. Ex. : 2 - 3 - 1 - 2 - 3 - 1... puis 2 - 1 - 2 - 1...

Vérification avec un oscilloscope :

Manipulation : l'appareil étant correctement alimenté, enclencher la touche « 4 » du clavier en mode de fonctionnement « auto ».

Vérification : vérifier à l'oscilloscope la présence des signaux suivants sur les douilles test situées sur la face arrière :

— signaux issus du « gènesilog », amplitude environ 4 V,

fréquence variable avec P_1 d'environ 13 Hz à 1 750 Hz, — signaux issus du « gènesilog », en forme de marche d'escalier, amplitude environ 0,5 V par marche, fréquence quatre fois plus faible que les signaux précédents,

— signaux issus du « Duomelsi », identiques aux précédents mais dont l'amplitude doit varier avec le potentiomètre « séparation traces ».

Manipulation : enclencher les touches « 3 » puis « 2 » du clavier.

Vérification : identiques aux précédentes, le nombre de marches d'escalier passant à 3 puis à 2.

UTILISATION

Les masses du TTL Test-O-Scope, de l'oscilloscope et du montage à analyser sont communes.

Relier les points à analyser aux entrées du TTL Test-O-Scope (en utilisant la voie A avec un oscilloscope simple)

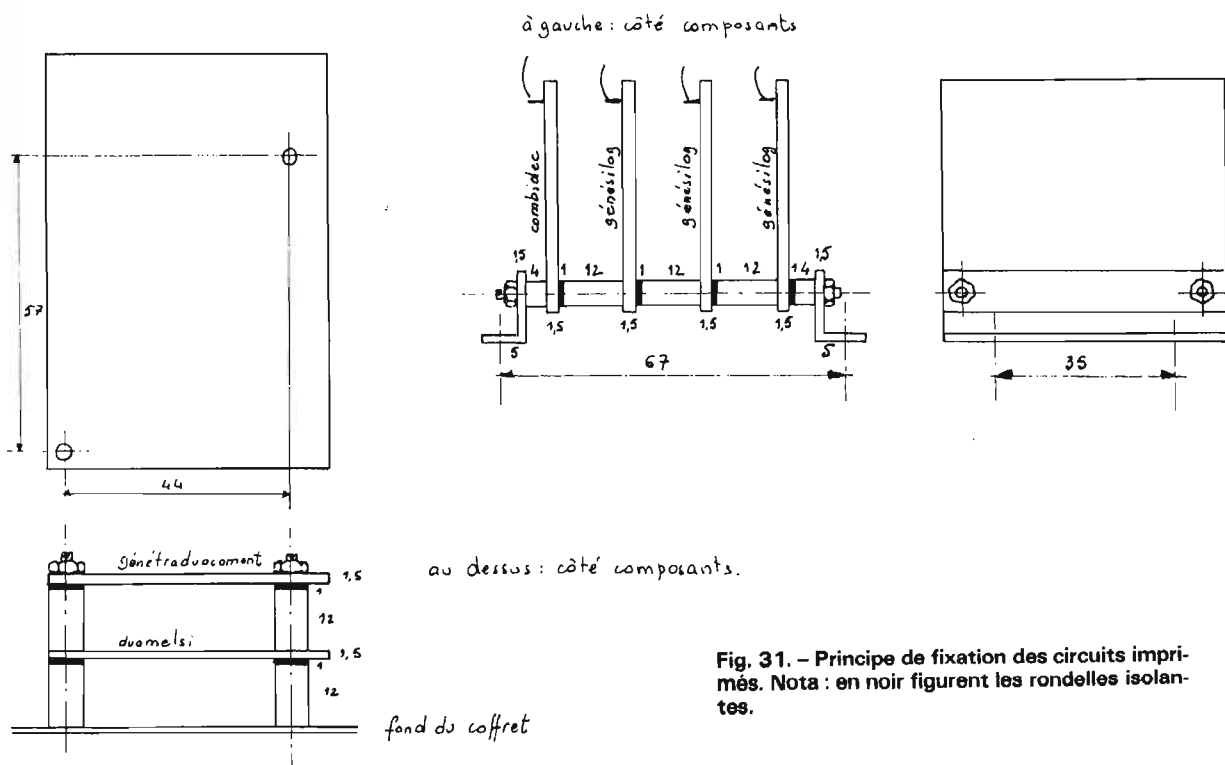


Fig. 31. - Principe de fixation des circuits imprimés. Nota : en noir figurent les rondelles isolantes.

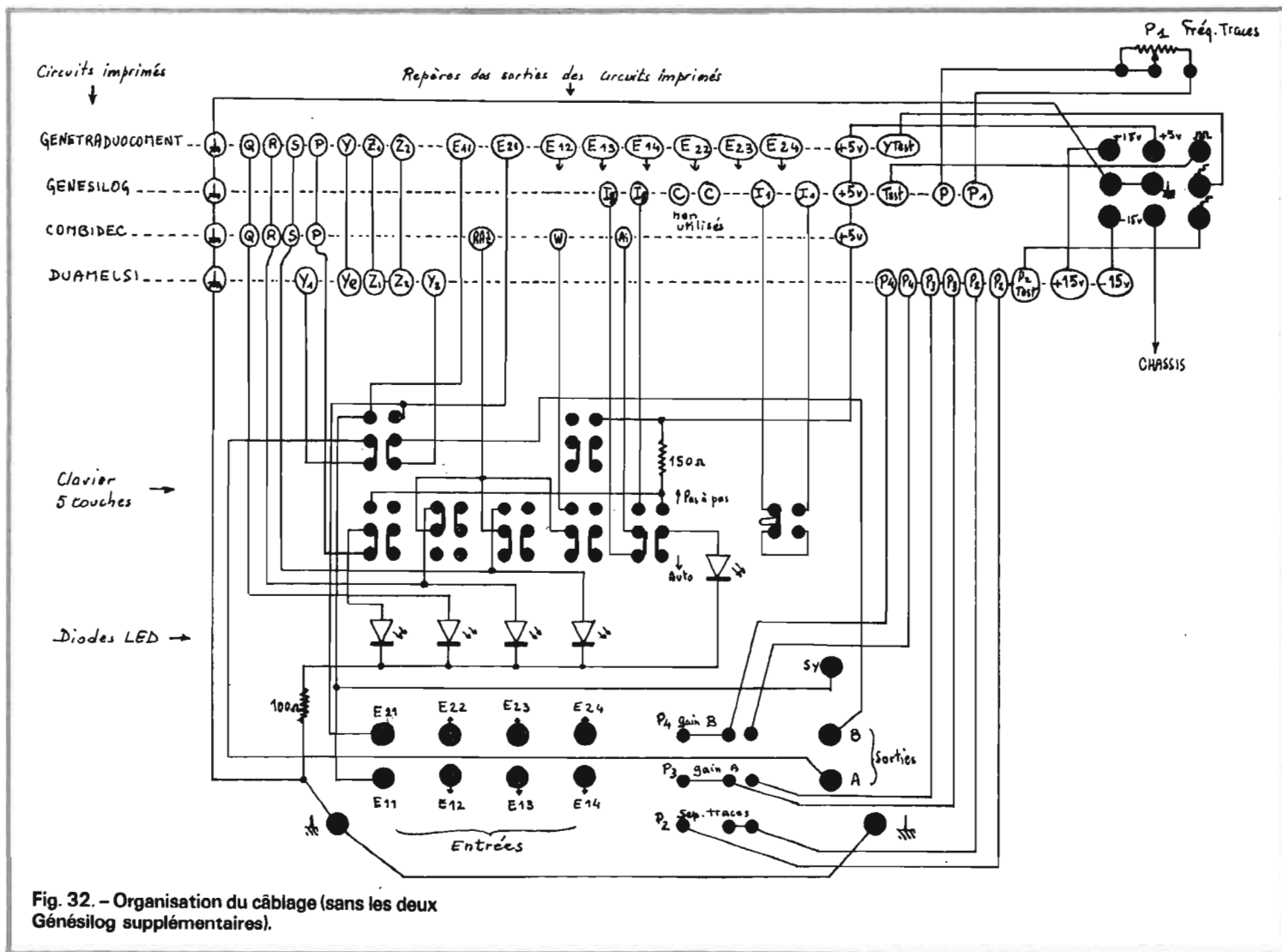


Fig. 32. - Organisation du câblage (sans les deux Génésilog supplémentaires).

trace, et en positionnant le clavier de sélection du nombre de traces sur la position voulue.

Connecter la ou les sorties des voies A et B à l'entrée verticale de l'oscilloscope (ou aux entrées dans le cas du double-traces).

Connecter l'entrée de synchronisation extérieure de l'oscilloscope à la borne Sy du TTL Test-O-Scope. La synchronisation sera effectuée sur le signal à analyser de **plus basse fréquence**. La borne Sy étant reliée directement à l'entrée 1 de la voie A, on veillera à envoyer ce signal sur cette entrée.

Régler la fréquence de balayage de l'oscilloscope pour une observation aisée des signaux.

Régler le gain vertical de l'oscilloscope.

Ajuster P₁ - fréquence tra-

ces - pour avoir une observation exempte de scintillement gênant ou d'effet de rideau. Il faut en particulier éviter que la fréquence traces soit un multiple ou un sous-multiple de la fréquence des signaux à analyser.

Avec un oscilloscope double trace à commutateur électronique, on utilisera pour celui-ci de préférence le mode alterné.

CONCLUSION

Le TTL Test-O-Scope rendra, nous en sommes convaincu, de grands services à l'amateur réalisant des montages logiques. Pour le débutant, sa simplicité de réalisation lui permettra de mieux comprendre le fonctionnement de ces « bêtes » à 14 ou 16 pattes.

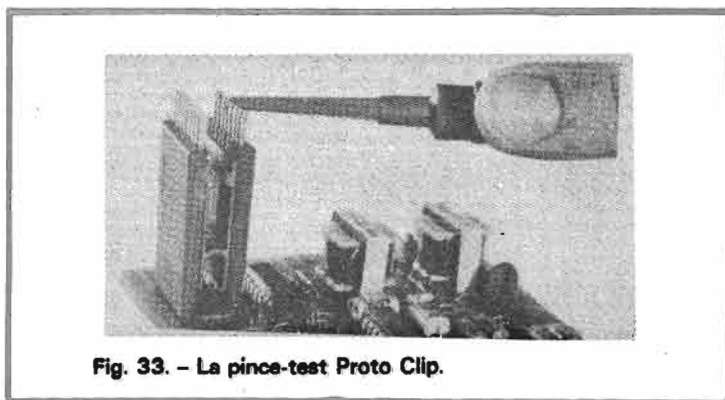


Fig. 33. - La pince-test Proto Clip.

Dans une prochaine série d'articles, nous tenterons, avec l'aide de cet appareil, de faire comprendre, de façon simple, et par des réalisations concrètes, le fonctionnement de ces circuits et le mode de raisonnement - très simple - qui permet de « jouer » avec eux comme au « mécano ».

REMARQUE IMPORTANTE

Dans cette description, nous avons utilisé des amplificateurs opérationnels du type SFC2709 pour la partie analogique.

Des performances de commutation légèrement supérieures et une économie de composants peuvent être obtenues en utilisant des amplificateurs SFC2741.

Le circuit imprimé « Duamesil » n'a pas à être modifié.

Il suffit de supprimer les résistances, R₁₅, R₂₀ et R₂₇, de remplacer R₂₄ et R₃₁ par des « straps » et de supprimer les condensateurs C₂, C₃, C₄, C₅, C₆ et C₇.

Les circuits SFC2741 se montent alors en lieu et place des SFC2709 (les broches de réglage d'équilibrage du SFC2741 se trouvent alors « en l'air » ce qui n'a aucune incidence sur le fonctionnement de notre montage).

B. DOUTREMÉPVICH

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS (TTL Test-O-Scope seul)

Circuits intégrés TTL

SFC400 (ou 7400) : 2 (2)

SFC401 (ou 7401) : 3 (2)

SFC404 (ou 7404) : 1 (2)

SFC442 (ou 7442) : 1 (2)

SFC 493 (ou 7493) : 1 (2)

Amplificateurs opérationnels

SFC2709 (ou SFC2741) : 3 (2)

Transistors

2N2925 : 1 (2)

2N2369 : 1 (2)

Diodes LED Ø 5 mm rouge : 5 (2)

Coffret : type MR : 1 (1)

Clavier 5 touches : 1 (1)

Potentiomètres

A course rectiligne type AB
47 kΩ : 3 (2)

Rotatif 250 kΩ : 1 (2)

Douilles isolées : 18 (2)

Douille non isolée : 1 (2)

Cavalière court-circuit : 1 (2)

Circuits imprimés : 4 (3)

Face avant Scotch-Cal : 1 (3).

Résistances (1/8 W ou 1/4 W)

R₁ = 1,2 kΩ

R₂ = 2,2 kΩ

R₃ = 2,2 kΩ

R₄ = 1,8 kΩ

R₅ = 1,8 kΩ

R₆ = 4,7 kΩ

R₇ = 1 kΩ

R₈ = 1 kΩ

R₉ = 560 Ω

R₁₀ = 68 Ω

R₁₁ = 820 Ω

R₁₂ = 4,7 kΩ

R₁₃ = 20 kΩ

R₁₄ = 30 kΩ

R₁₅ = 1,2 kΩ (4)

R₁₆ = 12 kΩ

R₁₇ = 5,6 kΩ

R₁₈ = 5,6 kΩ

R₁₉ = 12 kΩ

R₂₀ = 1,2 kΩ (4)

R₂₁ = 33 kΩ

R₂₂ = 4,7 kΩ

R₂₄ = 100 Ω (4)

R₂₅ = 5,6 kΩ

R₂₆ = 12 kΩ

R₂₇ = 1,2 kΩ (4)

R₂₈ = 33 kΩ

R₂₉ = 4,7 kΩ

R₃₁ = 100 Ω (4)

R₃₂ = 4,7 kΩ

R₃₃ = 100 Ω (câblée sur la face

avant)

R₃₄ = 150 Ω (câblée sur la face

avant)

Condensateurs

C₁ = 0,22 μF

C₂ = 10 nF (4)

C₃ = 150 pF (4)

C₄ = 10 nF (4)

C₅ = 150 pF (4)

C₆ = 10 nF (4)

C₇ = 150 pF (4)

C = 10 μF chimiques 25 V : 5.

Très utile : la pince Test Proto Clip permettant les raccordements sur les broches des circuits intégrés (5) Photo 33.

(4) A supprimer dans le cas d'emploi de SFC2741.

(5) Disponible en 14-16-24 broches chez CCI.

(1) Nous nous sommes procurés ces éléments chez Marshall Concorde.

(2) Disponibles également chez le même fournisseur.

(3) Nous avons fait réaliser les circuits imprimés et la face avant par la société Primelec.



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



OMNIBAND VI

NOUVEAU MODÈLE
RÉCEPTEUR
GONIO

relèvements sur
radiophares et
bande marine

SIX BANDES RADIO, particulièrement bien étudiées
pour les plaisanciers.

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

BARLOW - WADLEY XCR-30



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

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

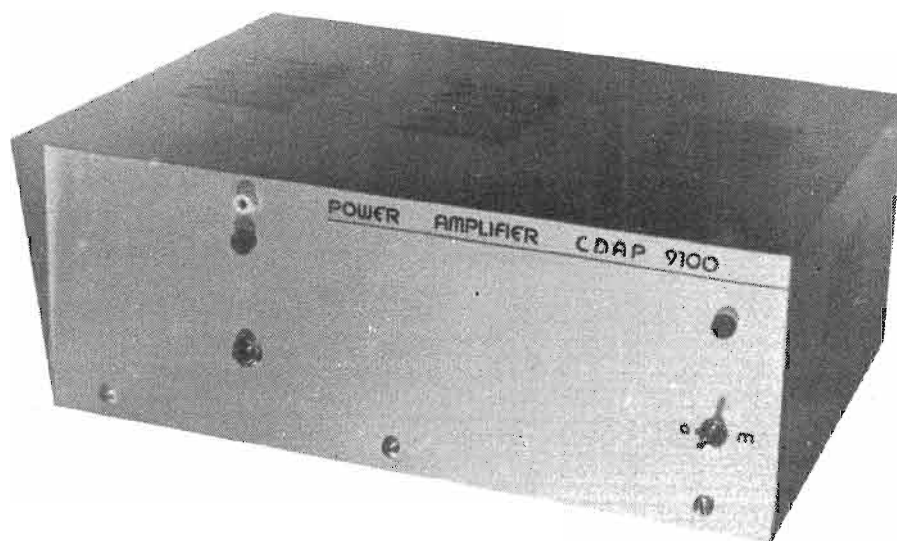
28. bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____

ADRESSE _____

REALISEZ UN AMPLIFICATEUR



DE PUISSANCE ~ 100 Watts

NOTRE but est de réaliser un amplificateur de forte puissance pouvant s'adapter directement en sortie de la régie de mixage pour micros ou instruments CDAP 9000 décrite dans notre numéro 1535. Cependant cet amplificateur pourra être raccordé à toute autre source pourvu que celle-ci possède les caractéristiques suivantes :

$$Z_s \leq 10 \text{ k}\Omega$$

$$V_s \geq 800 \text{ mV efficaces}$$

L'ensemble de notre étude ne portera que sur un module. Pour une installation stéréophonique, il sera nécessaire de doubler l'ensemble de cette réalisation. Cet amplificateur a été réalisé à l'aide d'un minimum de composants. De plus seul un réglage de la tension de repos doit être effectué avant la mise en service et tout amateur possédant un fer à souder et un contrôleur universel est en mesure de réaliser

cet amplificateur de puissance. La réalisation ne pose aucun problème et peut être effectuée très rapidement. Etant donné sa puissance, cet amplificateur est tout spécialement destiné à la scène ou à la sonorisation de salles de dimensions moyennes. Pour donner une idée de ses possi-

bilités un amplificateur de 100 W efficaces peut permettre de sonoriser une salle de 200 m³ à un niveau équivalent à celui d'une discothèque, ce qui nous donne une salle de 80 m² pour 2,50 m de hauteur. Cet emploi peut d'ailleurs très bien être envisagé. Pour la scène le meilleur ren-

dement sera obtenu en employant cet amplificateur en vocal ou pour la guitare électrique. Son emploi pour une guitare basse ou pour un orgue est à déconseiller car une puissance encore supérieure serait préférable. Un tel amplificateur fera d'ailleurs l'objet d'un prochain article.

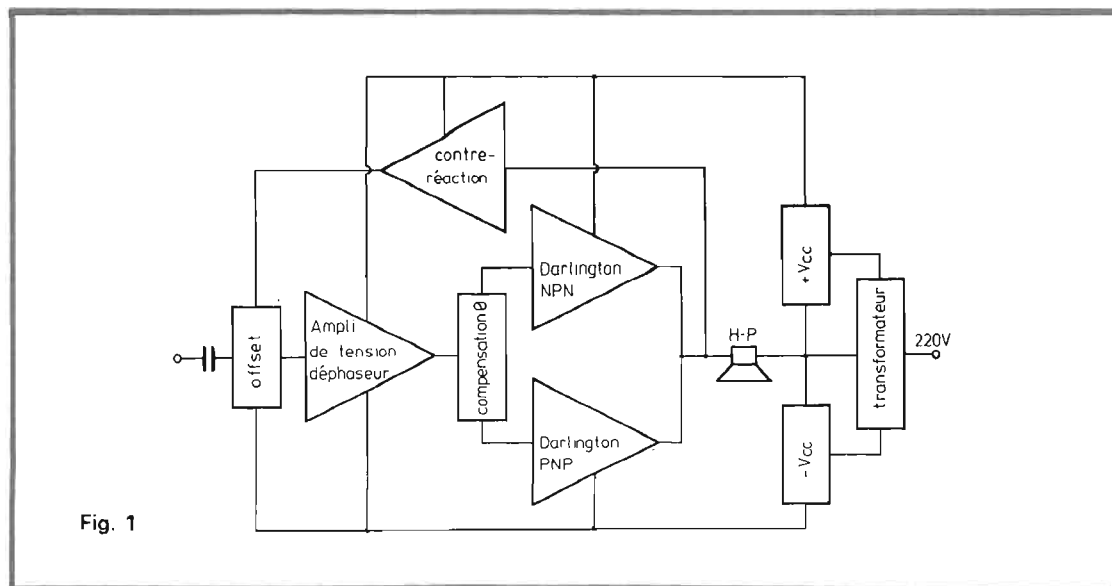
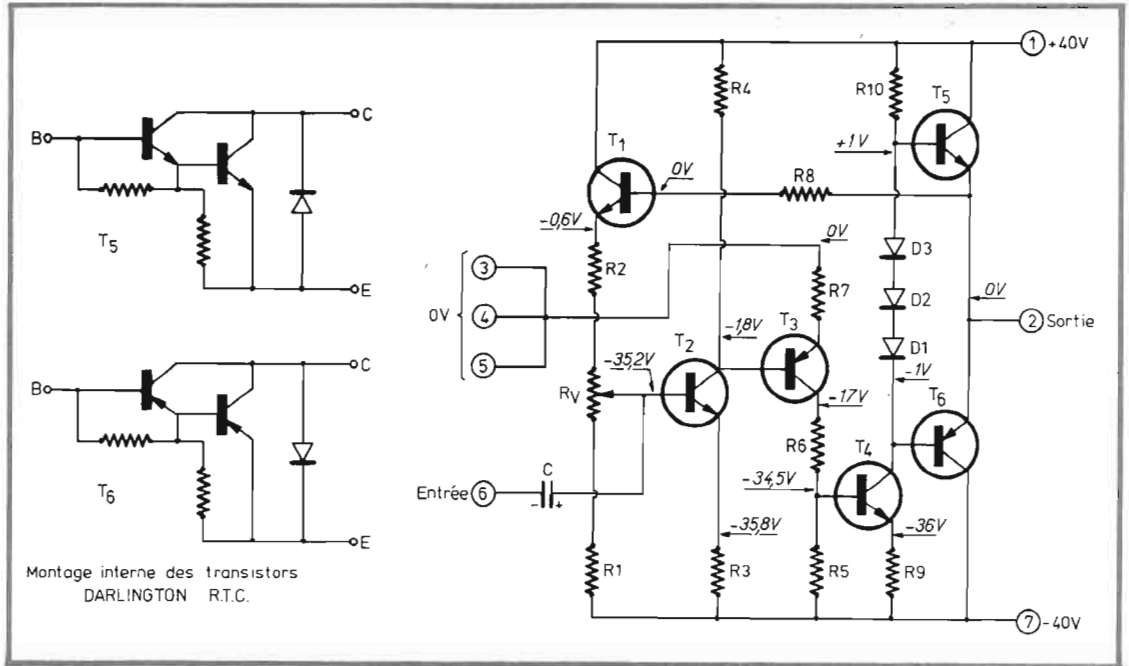


Fig. 1

ETUDE TECHNIQUE

Etudions le schéma synoptique de cet amplificateur (fig. 1). Nous constatons que l'alimentation est symétrique. L'une des bornes du haut-parleur est réunie au point milieu de celle-ci, donc au 0 V, l'autre borne du haut-parleur est raccordée au point milieu du push-pull de puissance. Ce montage permet donc de supprimer tout condensateur de sortie. Suivons à présent le chemin du signal d'entrée. Nous entrons donc par un condensateur (le seul de tout le montage), ne nous intéressons pas pour l'instant à l'offset, nous y reviendrons plus tard. Le signal est appliqué à l'entrée d'un amplificateur de tension à gain élevé et à forte dynamique de sortie. C'est cet amplificateur de tension qui amènera le gain de l'amplificateur. Nous arrivons ensuite sur le circuit de compensation en température dont le but est d'assurer le maintien des polarisations des transistors de puissance lorsque leur température varie. Nous arrivons enfin aux transistors de puissance. Leur but est d'amplifier en courant le signal délivré par l'amplificateur de tension afin de pouvoir l'appliquer directement sur le haut-parleur. Nous voyons qu'une partie de la tension appliquée sur le haut-parleur est prélevée pour être envoyée à la contre-réaction. Celle-ci renvoie cette tension en opposition de phase sur l'offset, ceci afin de réduire les distorsions. L'offset sera utilisé, pour ajuster la tension de sortie au repos à 0 V.

Etudions à présent le schéma théorique. Nous constatons tout d'abord que l'ensemble du montage est réalisé en liaison directe, ce qui lui confère une excellente bande passante ainsi qu'une contre-réaction en continu très efficace. Le signal est appliqué sur la base du transistor T_2 . L'impédance



d'entrée de ce montage est donnée par :

$$Z_e \approx R_1 // R_2 [\beta (R_3) + h_{11E}]$$

$$\text{avec } \beta = 100, h_{11E} = \frac{\beta}{40 I_C}$$

$$= \frac{\beta}{40 \times \frac{V_{CC}}{2(R_5 + R_3)}}$$

donc :

$$h_{11E} = \frac{100}{40 \times \frac{80}{2(47 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3)}} = 3,2 \cdot 10^3 \Omega$$

$$\text{et : } R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 11 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 11 \cdot 10^3} = 10^4 \Omega$$

$$\text{mais : } \beta R_3 + h_{11} = (100 \times 4,7 \cdot 10^3) + 3,2 \cdot 10^3 = 4,7 \cdot 10^5$$

$$\text{Donc : } Z_e = \frac{10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^5}{10^4 + 4,7 \cdot 10^5} = 9,7 \cdot 10^3 \Omega = 9,7 \text{ k}\Omega$$

Nous voyons que cette impédance d'entrée est tout à fait classique pour un amplificateur de puissance. De plus, le transistor T_2 (2N1893) est monté en charge répartie.

Le gain de cet étage est donné par la formule :

$$|A_v| = \frac{R_C}{h_{11E} + R_e} \quad \text{avec :}$$

$$h_{11B} = \frac{1}{40 I_C}$$

$$\text{Donc : } h_{11B} = \frac{1}{40 \frac{V_{CC}}{2(R_5 + R_3)}}$$

$$= \frac{1}{40 \frac{80}{2(47 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3)}}$$

$$h_{11B} = 32 \Omega$$

Nous pouvons donc négliger h_{11} devant R_e et le gain s'écrira :

$$|A_v| = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_4}{R_3}$$

$$= \frac{47 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3} = 10$$

La tension prélevée sur le collecteur de T_2 polarise directement en continu le transistor T_3 (MPS U56). Il s'agit d'un transistor PNP monté également en charge répartie entre la masse et le $-V_{CC}$. Calculons le gain de cet étage comme si nous sortions sur le collecteur de T_3 . Ici également nous pouvons négliger h_{11B} et le gain sera :

$$|A_v| = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_5 + R_6}{R_7}$$

$$= \frac{4,7 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3}{10^3} = 19,7$$

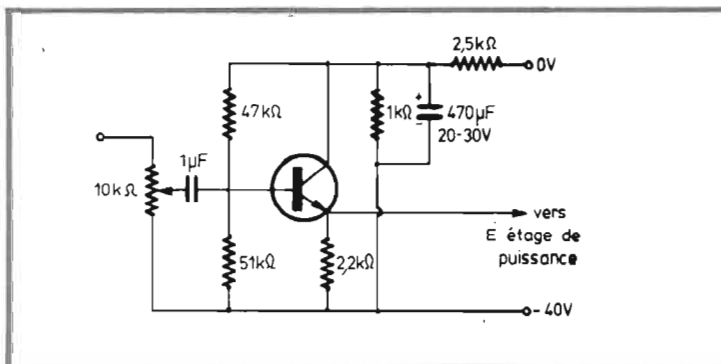
Cependant la tension de collecteur de T_3 étant de $-16,8$ nous ne pouvons appliquer cette tension directement sur la base de T_4 c'est pourquoi nous utilisons le pont diviseur composé de R_6 et R_7 . Le gain final de l'étage T_3 sera donc :

$$|A_v| = |A_v| \frac{R_5}{R_5 + R_6} = 19,7 \frac{4,7 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3}$$

$$|A_v| = 4,7$$

Nous arrivons donc sur T_4 (MPS U06). Il est également monté en charge répartie entre le $+V_{CC}$ et le $-V_{CC}$. Le gain de cet étage est le suivant :

$$|A_v| = \frac{R_{10}}{R_9} = \frac{7,5 \cdot 10^3}{910} = 8,2$$



Le gain total en tension sans contre-réaction de cet amplificateur serait donc :

$$A_{v \text{ total}} = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot A_{v3} \\ = 19,7 \times 4,7 \times 8,2 = 760$$

Dans le circuit de collecteur de T_4 , nous trouvons les diodes de compensation en température de l'étage de puis-

sance. De plus, la présence de ces diodes permet la polarisation directe des transistors T_5 et T_6 Darlington de puissance (BDX 67B - BDX 66B). La sortie générale s'effectuera au point commun des émetteurs de T_5 et T_6 . C'est à ce point également que sera prélevée la tension de contre-réaction

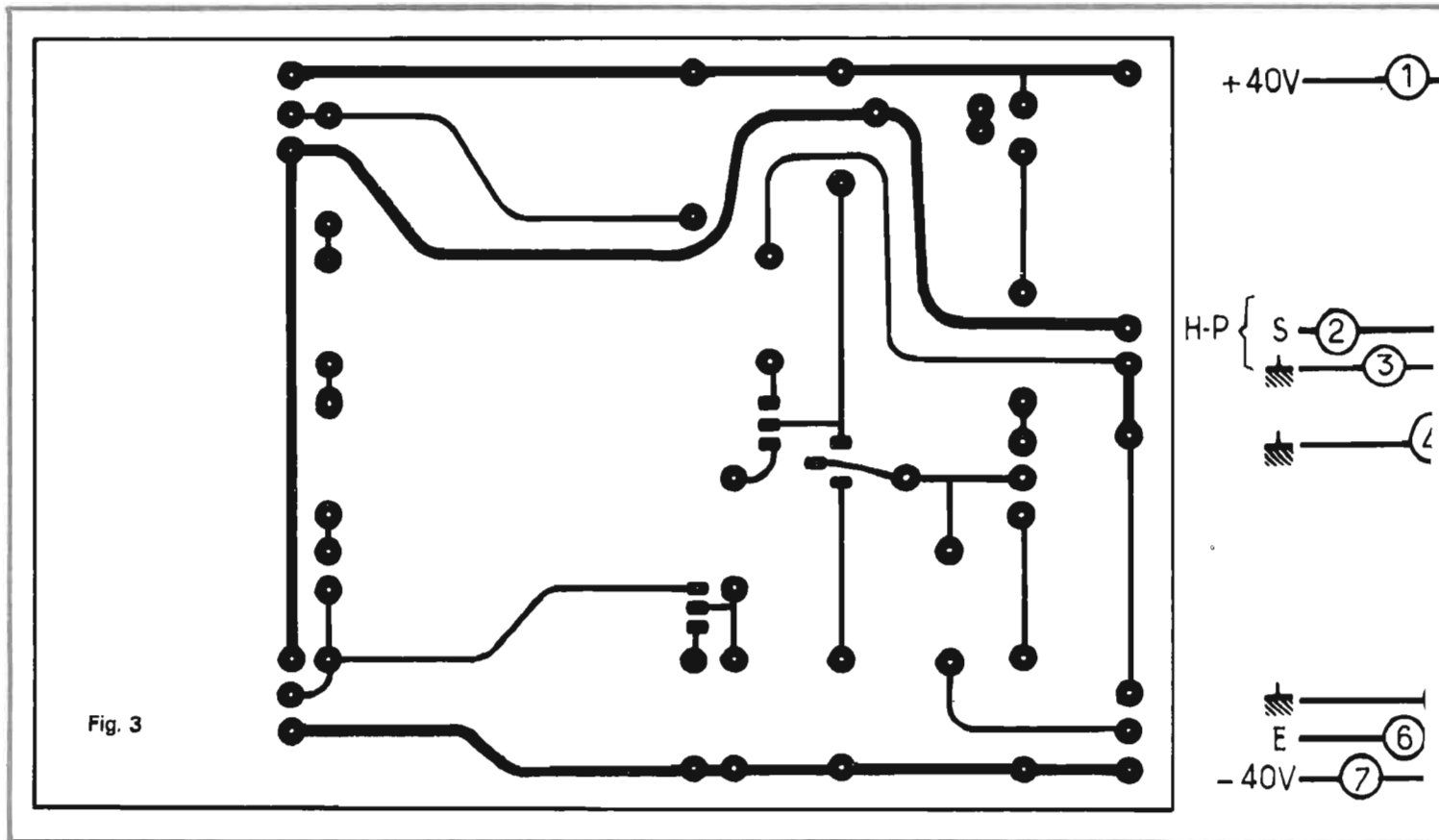
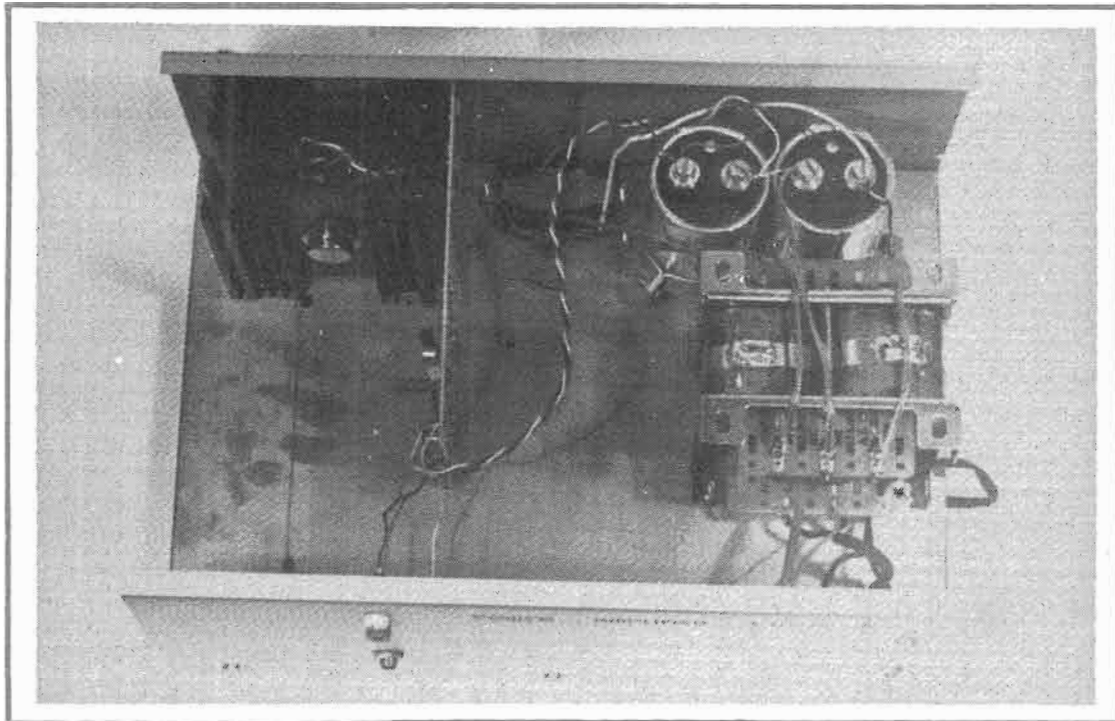
ramenée par l'intermédiaire de R_9 sur la base de T_1 . Celui agissant sur le pont de base de T_2 .

Cette contre-réaction ramène le gain de l'ensemble à 75. Nous voyons donc que le coefficient de contre-réaction étant important les distorsions de ce montage seront

très faibles. De plus, les transistors employés ayant des fréquences de transition très élevées le temps de montée de l'ensemble a pu être réduit à $3,5 \mu s$. Nous remarquerons également que le fait de ne pas avoir de condensateur de liaison inter-étages permet d'obtenir une très large bande passante (3 Hz - 65 kHz à -3 dB).

Cependant la grande sensibilité en continu de cet amplificateur peut être gênante en ce qui concerne son raccordement. En effet, la résistance de fuite du condensateur d'entrée n'est pas négligeable. Il ne faudra donc pas brancher un potentiomètre directement sur l'entrée. Si l'on veut cependant disposer d'un réglage de sensibilité sur l'amplificateur de puissance, on devra construire l'étage d'entrée d'après le schéma de la figure 2b. Il s'agit d'un transistor BC109 monté en collecteur commun. Ce montage sera alimenté entre la masse et le $-V_{cc}$.

Nous pouvons d'ailleurs déterminer la valeur de C grâce à la formule suivante :



$$C = \frac{1}{2 \pi R F_0}$$

avec :
 R = impédance d'entrée
 = 10 kΩ.

F₀ = fréquence de coupure à
 -3 dB en Hz.

C = valeur de la capacité en
 Farad.

Mais nous pouvons dans
 notre cas utiliser une formule
 simplifiée donnant C directe-
 ment en micro-farads :

$$C = \frac{10^6}{2 \pi 10^4 F_0}$$

$$C = \frac{16}{F_0}$$

Par exemple, si nous vou-
 lons F₀ à -3 dB = 2 Hz, nous
 aurons :

$$C = \frac{16}{2} = 8 \mu F$$

Le choix de la valeur de C
 nous permet donc de limiter
 la bande passante de l'ampli-
 ficateur vers les basses fré-
 quences. Il n'est pourtant pas
 conseillé d'utiliser des
 condensateurs de valeur supé-
 rieure à 10 μF.

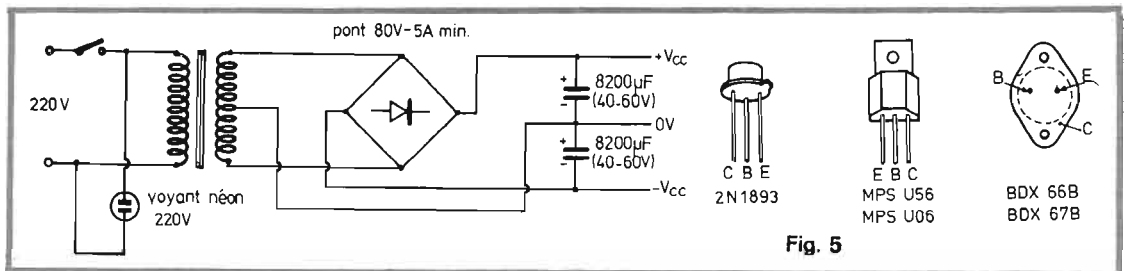


Fig. 5

ETUDE DE L'ALIMENTATION

Etant donné que cet ampli-
 ficateur doit être alimenté de
 façon symétrique, nous utili-
 serons un transformateur
 muni de deux enroulements
 au secondaire. Le point com-
 mun de ces deux enroule-
 ments sera joint à la masse ;
 il nous fixera donc le 0 V. Les
 deux autres extrémités de ces
 enroulements seront joints
 aux bornes « alternatif » d'un
 pont redresseur. Les sorties +
 et - du pont redresseur
 seront raccordées aux bornes
 appropriées de deux conden-
 sateurs montés en série. C'est
 à ces deux points que nous
 prendrons le + Vcc et le
 - Vcc. Le point commun de

ces deux condensateurs sera
 relié au point milieu du sec-
 ondaire du transformateur et
 constituera la masse.

La puissance du transfor-
 mateur doit être de 240 VA
 minimum et il devra posséder
 deux bobinages au secondaire
 de 30 V/4 A chacun. Les
 condensateurs de filtrage sont
 des 8 200 μF. Cette alimenta-
 tion délivrera donc à vide une
 tension de :

$$V = 60 \times \sqrt{2} = 85 \text{ V}$$

et elle devra pouvoir suppor-
 ter un courant montant
 jusqu'à 4 A.

LE CIRCUIT IMPRIME

Etant donné que les radia-
 teurs des transistors de puis-
 sance seront directement
 fixés sur ce circuit à l'aide de
 cales plastiques appropriées,

NOMENCLATURE

- R₁ = 11 kΩ 1/2 W
- R₂ = 100 kΩ 1/2 W
- R₃ = 4,7 kΩ 1/2 W
- R₄ = 47 kΩ 1/2 W
- R₅ = 4,7 kΩ 1/2 W
- R₆ = 15 kΩ 1/2 W
- R₇ = 1 kΩ 1/2 W
- R₈ = 33 kΩ 1/2 W

- R₉ = 910 Ω 1/2 W
- R₁₀ = 7,5 kΩ 1 W Rv = 10 k
- C = 10 μF 15-20 V
- T₁ = T₂ = 2N1893 (RTC)
- T₃ = MPS Y56 (Motorola)
- T₄ = MPS U06 (Motorola)
- T₅ = BDX 67B (RTC)
- T₆ = BDX 66B (RTC)

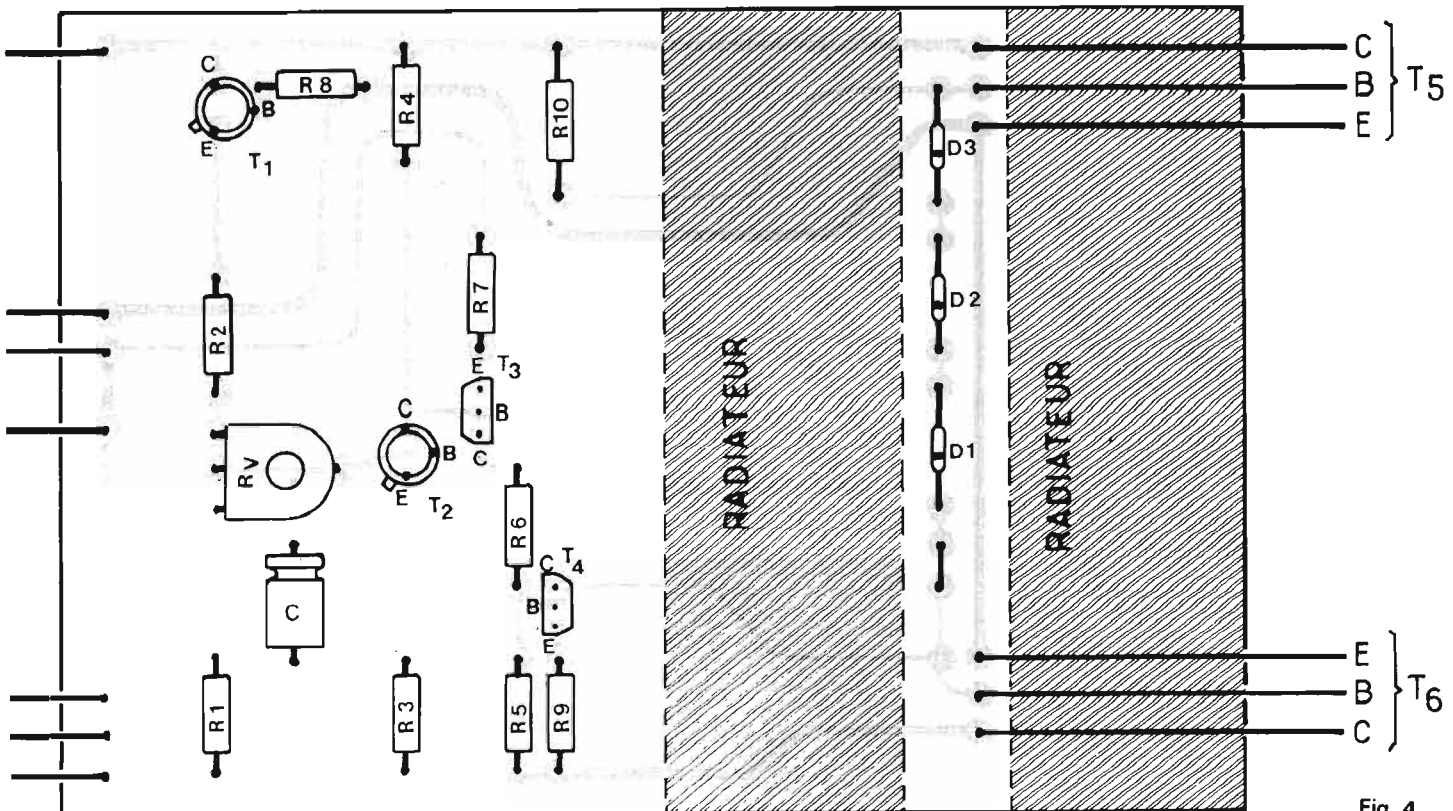


Fig. 4

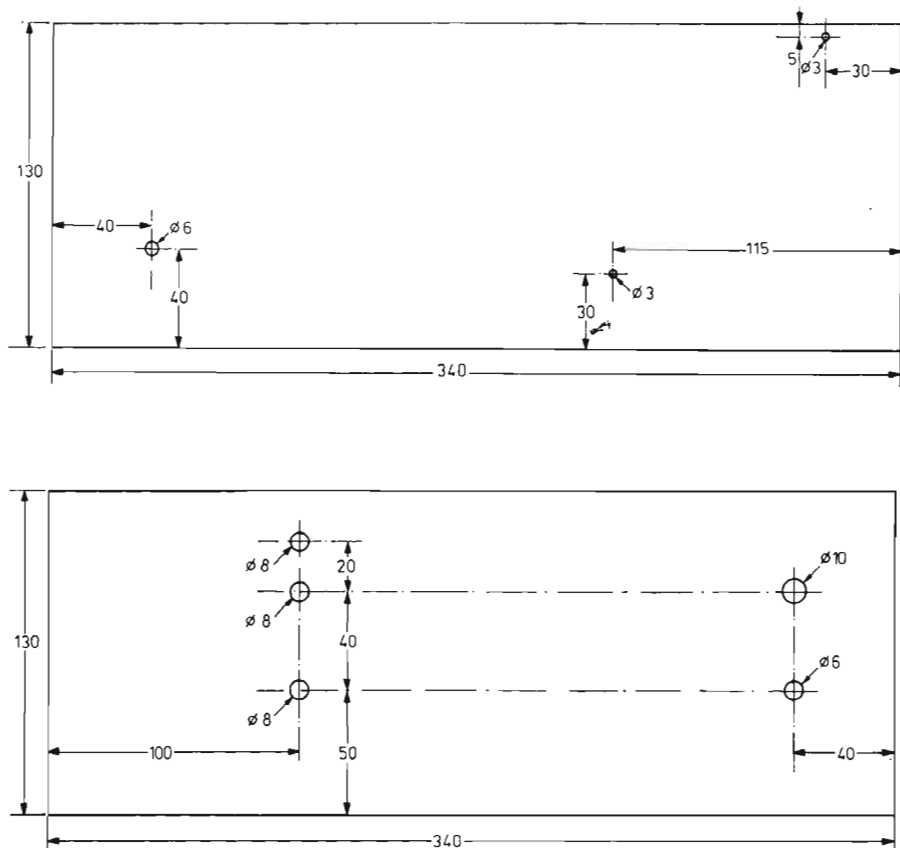
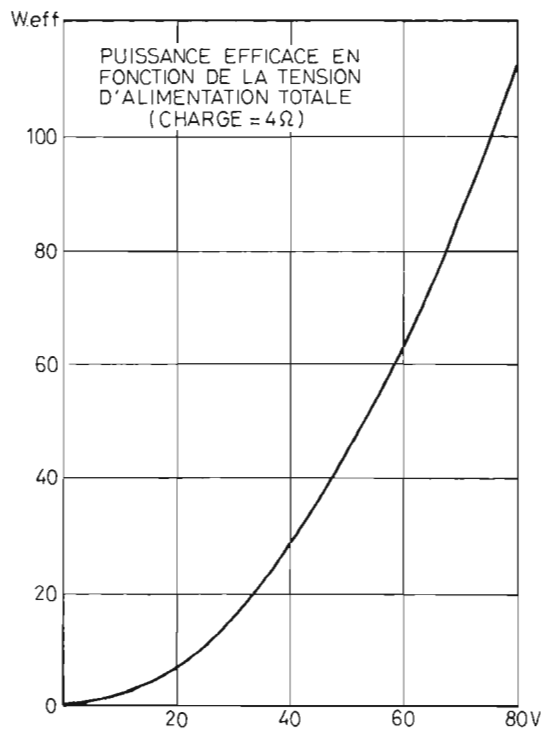


Fig. 6

nous choisissons le verre époxy comme support en raison de sa grande rigidité. Le circuit sera d'abord tracé sur une feuille de mylar à l'aide d'éléments prépositionnés et de bandes de marque brady. Le plan de ce circuit est donné à la figure 3. C'est le seul circuit imprimé à réaliser car les éléments composant l'alimentation seront directement fixés sur le châssis. Ce circuit sera réalisé par procédé photosensible.

Nous avons fait réaliser le circuit imprimé de notre maquette par la société Sone-rel.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Afin d'obtenir un travail le plus propre possible on soudera les composants par ordre de taille croissante. Nous commencerons donc par souder le strap ainsi que les trois diodes de compensation en

température. Puis l'on soudera l'ensemble des résistances, puis le condensateur d'entrée. On soudera en dernier lieu les transistors en respectant leur brochage.

Le brochage des divers semi-conducteurs vous est donné à la figure 5. Il faudra

éviter que le corps des transistors se trouve trop près de la plaquette de verre époxy. Il sera bon de les souder à environ 5 mm de cette plaquette. Les transistors de puissance seront reliés au circuit imprimé à l'aide de fil de câblage classique.

Le module une fois terminé sera fixé sur la face arrière du boîtier par le refroidisseur de l'un des transistors de puissance. Nous monterons sur le radiateur des entretoises en matière isolante afin d'éviter que l'un des pôles de l'alimentation vienne se mettre en

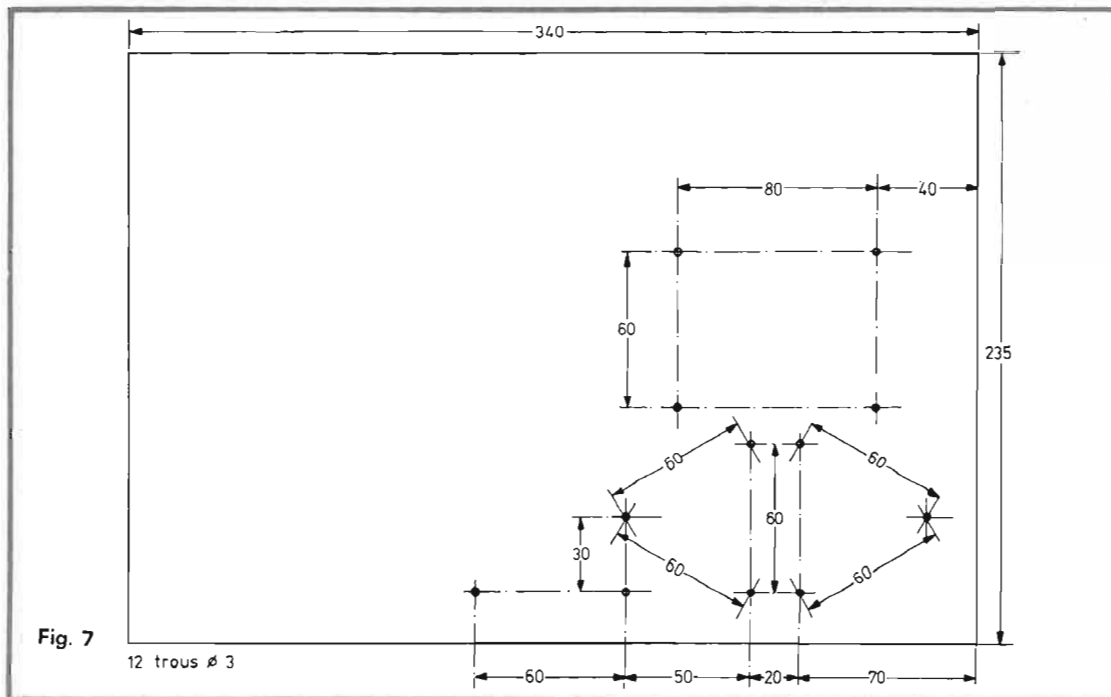


Fig. 7

12 trous ø 3

contact avec le boîtier. Dans ces entretoises viendront se loger des vis Parker, elles assureront la fixation du module à la plaque arrière.

aérations ont été aménagées pour permettre un meilleur refroidissement des transistors de puissance.

LE COFFRET

Un boîtier de 340 x 260 x 135 mm hors tout, a été choisi pour contenir l'ensemble de l'appareil. Il s'agit d'un boîtier en tôle pliée. Toutes les faces sont boulonnées les unes aux autres ce qui permet un démontage rapide de l'ensemble. Ceci permet de faciliter le perçage des différents trous.

La face avant de ce coffret est en aluminium satiné ce qui améliore son esthétique. Sur cette face seront fixées la fiche de l'entrée, la prise DIN de sortie, l'interrupteur et le voyant. Le plan de perçage de cette face vous est donné à la figure 5, à l'échelle 1/2. Cette disposition des diverses commandes et fiches nous a paru pratique. Pourtant l'ordre indiqué n'est pas impératif et pourra être modifié au goût de chacun.

Le fond du coffret est utilisé comme châssis pour supporter le transformateur d'alimentation, les capacités de filtrage et le module redresseur. Le transformateur sera directement boulonné sur cette plaque. On prendra des colliers munis de pattes de fixation pour maintenir les condensateurs à l'emplacement voulu. Le pont redresseur sera fixé par une patte métallique adaptée à cet usage. Le plan de perçage du fond est donné à la figure 7.

La face arrière est en tôle pliée. Elle supportera le module amplificateur. Nous y trouverons donc les trous nécessaires à la fixation de ce module. Le plan de perçage de cette face est donné à la figure 6.

Le capot, lui aussi en tôle pliée, est peint au four. Cette peinture donne à cet élément une finition idéale pour notre réalisation. Dans ce capot des

CABLAGE GENERAL

La jonction entre le module amplificateur et l'alimentation sera réalisée à l'aide de fil de câblage tout à fait classique. Il sera cependant bon de prévoir du fil blindé pour l'entrée. Ce câblage ne pose aucune difficulté. On évitera pourtant tout risque de contact d'un des points de l'alimentation avec le boîtier.

MISE SOUS TENSION

Il est nécessaire de raccorder un haut-parleur en sortie de notre amplificateur avant sa mise sous tension. Une fois l'appareil en service on procédera au réglage de l'« Off-Set ». Pour cela, il faudra agir sur la résistance variable jusqu'à ce que la tension aux bornes du haut-parleur soit nulle en l'absence de modulation. Pour cette opération, un simple voltmètre est à prévoir. Ce réglage effectué l'amplificateur est prêt à fonctionner.

C.D.A.P.

Jusqu'ou peut-on reculer les limites de la mémoire ?

Curieuse expérience dans un rapide

Je montai dans le premier compartiment qui me parut vide, sans me douter qu'un compagnon invisible s'y trouvait déjà, dont la conversation passionnante devait me tenir éveillé jusqu'au matin.

Le train s'ébranla lentement. Je regardai les lumières de Stockholm s'éteindre peu à peu, puis je me roulai dans mes couvertures en attendant le sommeil; j'aperçus alors en face de moi, sur la banquette, un livre laissé par un voyageur.

Je le pris machinalement et j'en parcourus les premières lignes; cinq minutes plus tard, je le lisais avec avidité comme le récit d'un ami qui me révélerait un trésor.

J'y apprenais, en effet, que tout le monde possède de la mémoire, une mémoire suffisante pour réaliser des prouesses fantastiques, mais que rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté. Il y était même expliqué, à titre d'exemple, comment l'homme le moins doué peut retenir facilement, après une seule lecture attentive et pour toujours, des notions aussi compliquées que la liste des cent principales villes du monde avec le chiffre de leur population.

Il me parut invraisemblable d'arriver à caser dans ma pauvre tête de quarante ans ces énumérations interminables de chiffres, de dates, de villes et de souverains, qui avaient fait mon désespoir lorsque j'allais à l'école et que ma mémoire était toute fraîche, et je résolus de vérifier si ce que ce livre disait était bien exact.

Je tirai un indicateur de ma valise et je me mis à lire posément, de la manière prescrite, le nom des cent stations de chemin de fer qui séparent Stockholm de Trehörningsjö.

Je constatai qu'il me suffisait d'une seule lecture pour pouvoir réciter cette liste dans l'ordre dans lequel je l'avais lue, puis en sens inverse, c'est-à-dire en commençant par la fin. Je pouvais même indiquer instantanément la position respective de n'importe quelle ville, par exemple énoncer quelle était la 27^e, la 84^e, la 36^e, tant leurs noms s'étaient gravés profondément dans mon cerveau.

Je demeurai stupéfait d'avoir acquis un pouvoir aussi extraordinaire et je passai le reste de la nuit à tenter de nouvelles expériences, toutes plus compliquées les unes que les autres, sans arriver à trouver la limite de mes forces.

Bien entendu, je ne me bornai pas à ces exercices amusants et, dès le lendemain, j'utilisai d'une façon plus pratique ma connaissance des lois de l'esprit. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité, mes lectures, les airs de musique que j'entendais, le nom et la physionomie des personnes qui venaient me voir, leur adresse, mes rendez-vous d'affaires, et même apprendre en quatre mois la langue anglaise.

Si j'ai obtenu dans la vie de la fortune et du bonheur en quantité suffisante, c'est à ce livre que je le dois, car il m'a révélé comment fonctionne mon cerveau.

Si vous voulez savoir comment obtenir les mêmes résultats et acquérir cette puissance mentale qui est encore notre meilleure chance de réussir dans la vie, priez Z.Y. Borg de vous envoyer son intéressant petit ouvrage documentaire "Les Lois Eternelles du Succès"; il le distribue gratuitement à quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici son adresse: Z.Y. Borg, chez Aubanel, 5, place Saint-Pierre, Avignon. Le nom Aubanel est pour vous une garantie de sérieux. Depuis 225 ans, les Aubanel diffusent à travers le monde les meilleures méthodes de psychologie pratique.

E. DORLIER

BON GRATUIT

à découper ou à recopier et à adresser à :

Z.Y. Borg, chez AUBANEL, 5, place Saint-Pierre, 84028 Avignon, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé « Les Lois éternelles du Succès ».

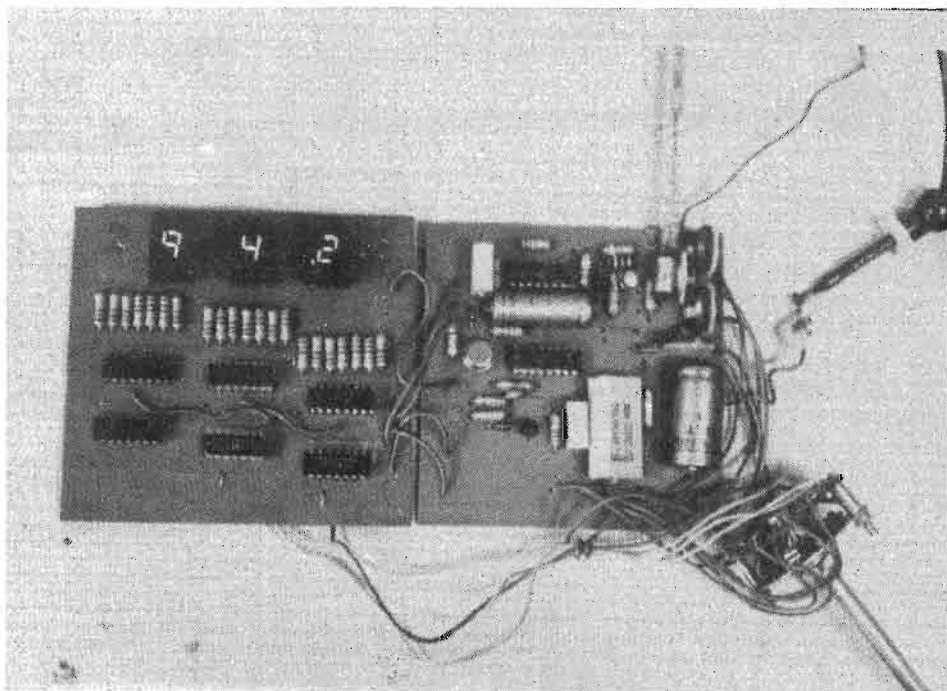
NOM.....

RUE..... N°.....

VILLE.....

AGE..... PROFESSION.....

UN FREQUENCEMETRE



à affichage sans latches

CHAQUE fois que l'on désire afficher le résultat d'une mesure digitale, se pose un problème de stabilité des chiffres affichés. Le système d'affichage le plus commode est celui qui emploie des bascules non transparentes, de type D, communément appelées latches. Or, utilisant une propriété de l'œil qui a permis la cinématographie et la télévision, nous pouvons nous passer de l'emploi de ces étages intermédiaires entre les décaodes et les décodeurs-afficheurs. Le prix d'un tel affichage se trouvant réduit d'un tiers approximativement.

PRINCIPE

Imaginons le compteur d'impulsions-afficheur de la figure 1.

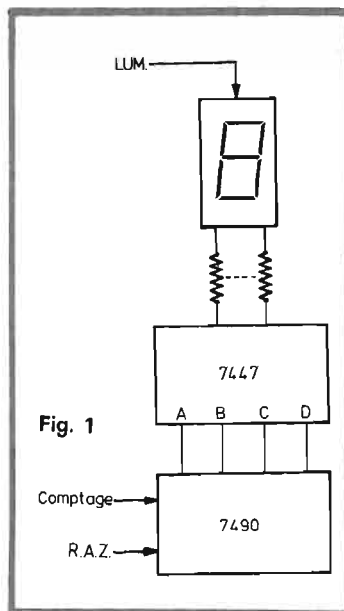
Il y a trois branchements à faire :

— D'abord alimenter l'afficheur « lumière ».

— Ensuite envoyer la quantité d'impulsions à compter « comptage ».

— Faire, finalement, la remise à zéro, avant l'arrivée d'un autre train d'impulsions « RAZ ».

Dans le temps la situation est décrite par le chronogramme de la figure 2.



Imaginons cinq impulsions à compter qui arrivent après la dernière commande RAZ. Si la lumière était branchée en permanence, on verrait d'abord un défilement de chiffres 0, 1, 2... 5, suivi de l'affichage stable, pendant le temps $(T - t_p)$ du chiffre 5 - 1, dernier totalisé.

Une impulsion de remise à zéro et tout recommence.

Appelons t_p le temps de la porte et T la période de la remise à zéro. Si, pendant le défilement des chiffres, l'afficheur n'était pas alimenté en lumière, comme le montre le chronogramme, et qu'on l'allumait pendant le reste de

temps, le chiffre affiché serait 5 et resterait stable.

Procédons maintenant comme les frères Lumière en se donnant une cadence T suffisamment élevée pour que le temps d'extinction soit de l'ordre de $1/25^e$ de seconde. On obtient une image fixe.

Le temps d'obscurité et en,

même temps, de travail des compteurs-totalisateurs d'impulsions, T_p doit être donc inférieur à 40 ms, pour une image parfaitement stable. C'est un peu court, pour des phénomènes très lents. Nous avons essayé de l'allonger en constatant que :

— à 200 ms on aperçoit un léger palpitemet,

— à 1 seconde on a le temps de voir que la lumière s'est éteinte (si on fixe du regard l'affichage).

Le temps T dépend du phénomène à observer. Si l'on veut mesurer un phénomène lent - mieux vaut le prendre très long. Un temps de lumière long permet un temps d'obscurité relativement long.

Un opérateur qui travaille s'il n'est pas en train de regarder béat l'affichage, mais de faire d'autres choses - des réglages, etc., en même temps - ne jettera qu'un coup d'œil sur l'affichage. La probabilité de le trouver en marche sera d'autant plus grande, même si t_p , le temps d'obscurité est long, que le temps T est long.

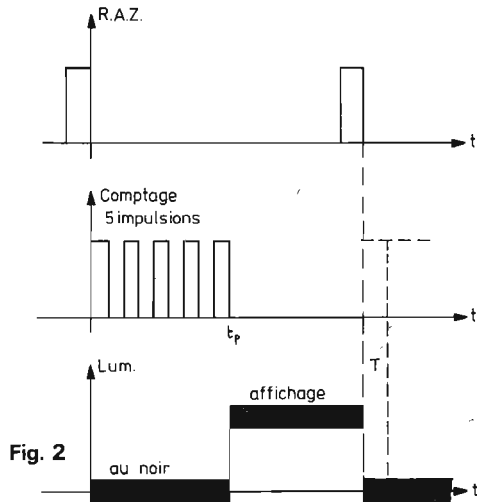


Fig. 2

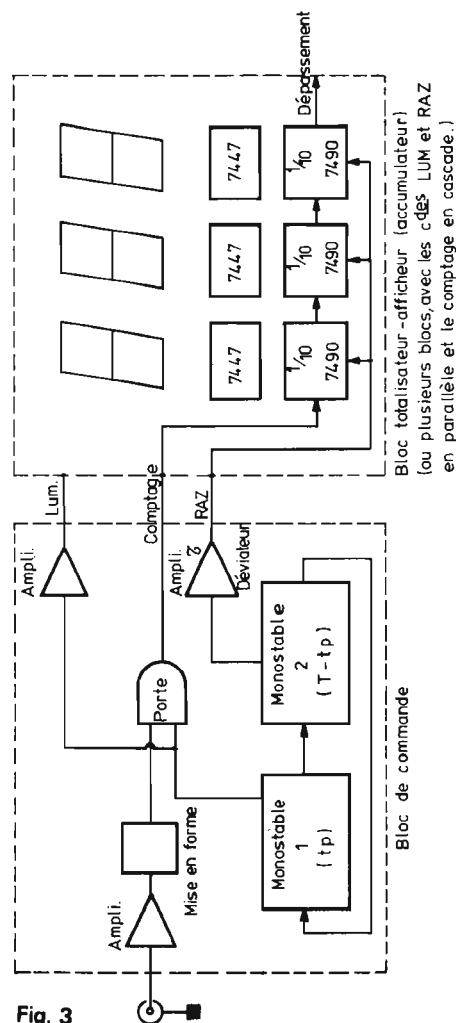


Fig. 3

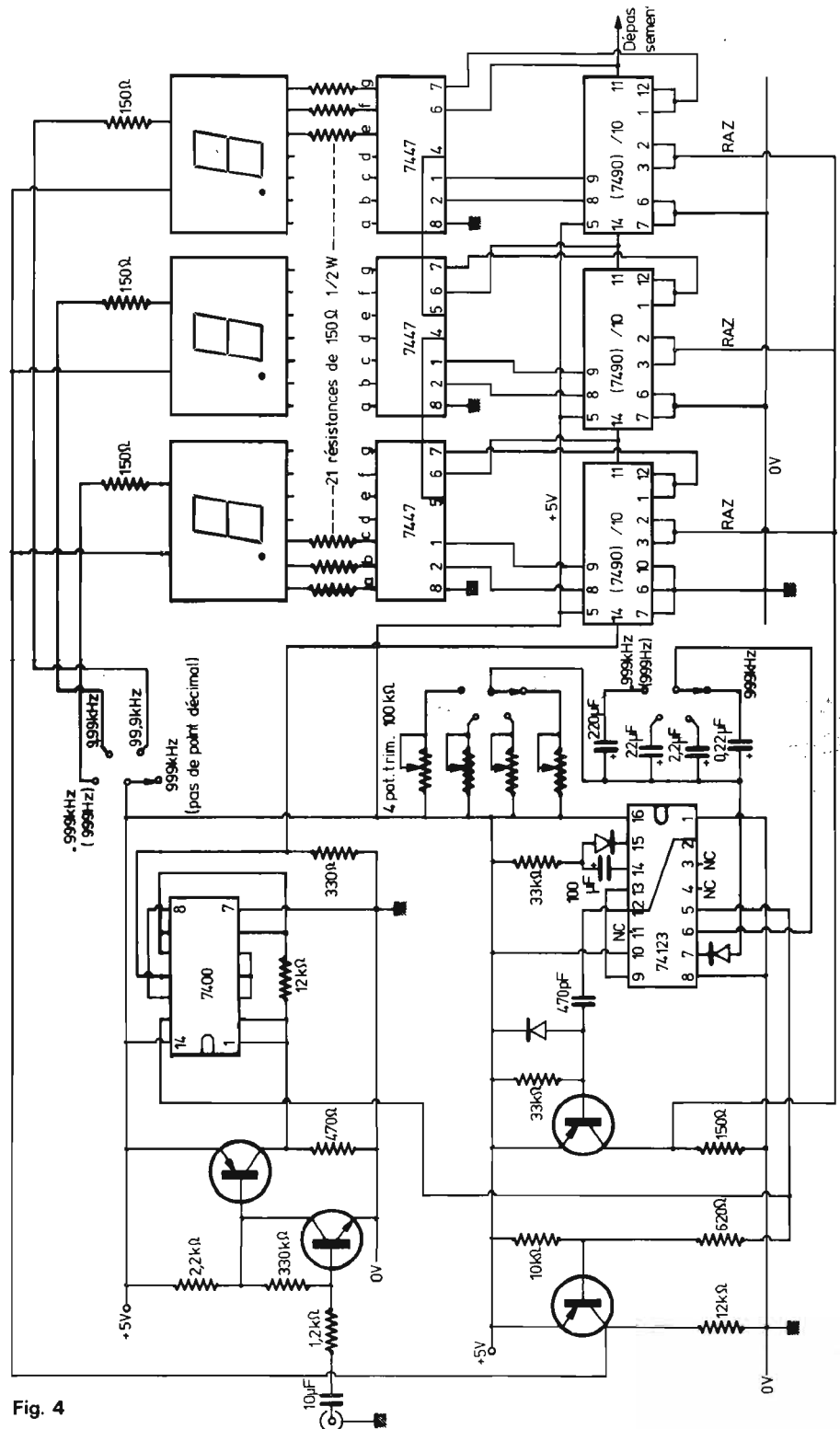


Fig. 4

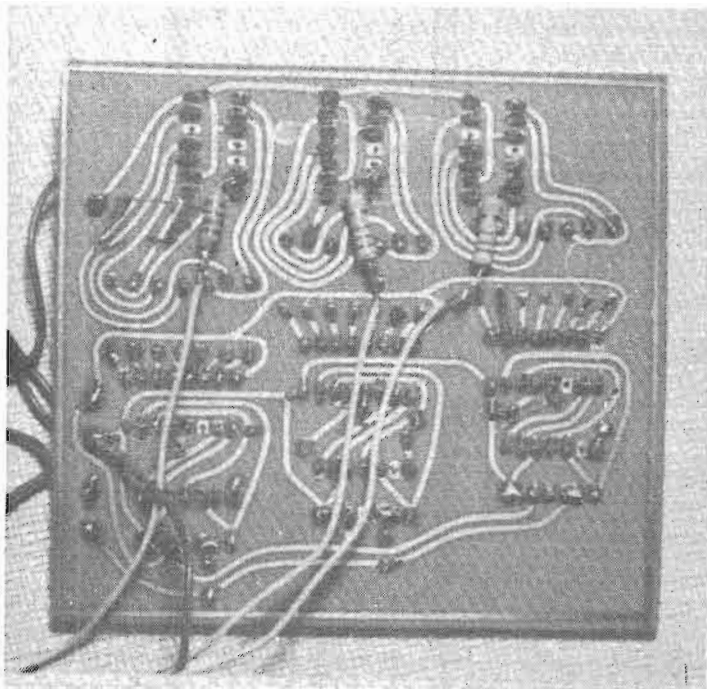


Photo 1.

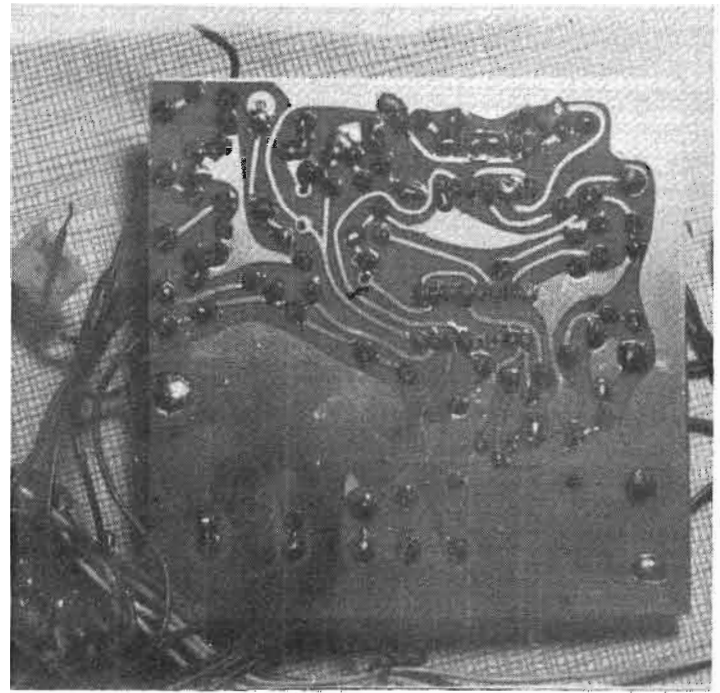


Photo 2.

Voici donc défini le procédé avec ses qualités et défauts.

En partant de ces constatations nous pouvons réaliser des afficheurs sans latches. Les conditions imposées par la figure 2 font que toute la fonction de l'appareil employant les afficheurs se trouvera modifiée. Généralement on pourra distinguer deux parties, pour un tel appareil :

1) Une partie passive - l'accumulateur d'impulsions, qui reçoit les trois commandes Lum, RAZ et le comptage, conformément au diagramme de la figure 2.

2) Une partie de commande - fréquencemètre, thermomètre ou multimètre - en général, devant fournir les données à afficher avec les mêmes règles.

Nous avons réalisé, en un premier temps un fréquencemètre. Sans modifier quoi que ce soit à la partie 1, nous avons aussi réalisé une commande en thermomètre et une partie voltmètre est en cours.

Le schéma bloc du fréquencemètre est donné par la figure 3.

Dans le bloc de commandes nous distinguons :

- un oscillateur astable, réalisé à l'aide de deux multivibrateurs monostables entrelacés ;

- un amplificateur d'entrée signal, suivi d'un étage de mise en forme des impulsions à compter ;

- une porte qui laisse passer les impulsions à compter pendant le temps t_p .

Les deux monostables s'occupent de la lumière et la porte, d'une part, et, à la fin de la période T, de la remise à zéro, obtenue par un amplificateur dérivateur.

Dans l'accumulateur nous avons :

- 3 décades 7 490 mises en cascade ;

- 3 décodeurs 7 segments, couplés aux sorties BCD du 7 490 et aux afficheurs ;

- 3 afficheurs.

Libre à vous d'utiliser les nouveaux afficheurs qui contiennent le décodeur incorporé et peuvent afficher à partir de 4 entrées - BCD. Il suffira de rajouter les 3 décades 7 490.

Plusieurs blocs accumulateurs peuvent être mis en cas-

cade. Les commandes de lumière et de remise à zéro doivent être couplées en parallèle et les entrées-sorties de comptage des blocs en cascade. Entre les décodeurs il y a des liaisons RBO-RBI entrelacées, pour ne pas afficher les zéros en tête du chiffre. Le zéro décimal est affiché manuellement lors du changement de gamme.

Pour réaliser plusieurs gammes de mesure de fréquence, vous vous en doutez, il suffit de changer le temps de travail t_p , donc de faire varier la durée d'ouverture de porte que donne le monostable 1. Nous avons gardé une durée fixe pour le temps d'illumination (T - t_p), mais on peut imaginer une variation à volonté de ce temps, non essentiel pour la précision de la mesure.

RÉALISATION

Voici le schéma complet de l'ensemble (fig. 4). Pour changer les gammes et le point décimal, nous avons utilisé un

circuit combinatoire à 3 galettes, 4 positions. Le circuit imprimé de l'ensemble comporte plusieurs straps à rajouter, et vous les trouverez sur la figure 5, ainsi que la disposition des pièces.

Pour le câblage nous vous conseillons de commencer par les circuits intégrés. Vous n'avez certainement pas un bain de soudure à la vague. C'est pour quoi, en procédant avec un fer à souder, il serait préférable que vous soudez deux ou trois pattes d'un boîtier en passant, après, à un autre, pour ne pas leur laisser le temps de chauffer. Si vous ne soudez pas les circuits intégrés directement sur le circuit imprimé, et que vous utilisez des embases, ne tenez pas compte de ces conseils.

N'oubliez pas les straps. Votre circuit câblé doit ressembler à celui photographié par nous sur les photos 1 et 2 qui montrent le côté cuivre de la réalisation finale.

Procédons maintenant aux réglages. Il faut pour cela un générateur 10 Hz à 1 MHz muni d'un atténuateur. Soyez, en tout cas, sûr de la fréquence que vous lui envoyez

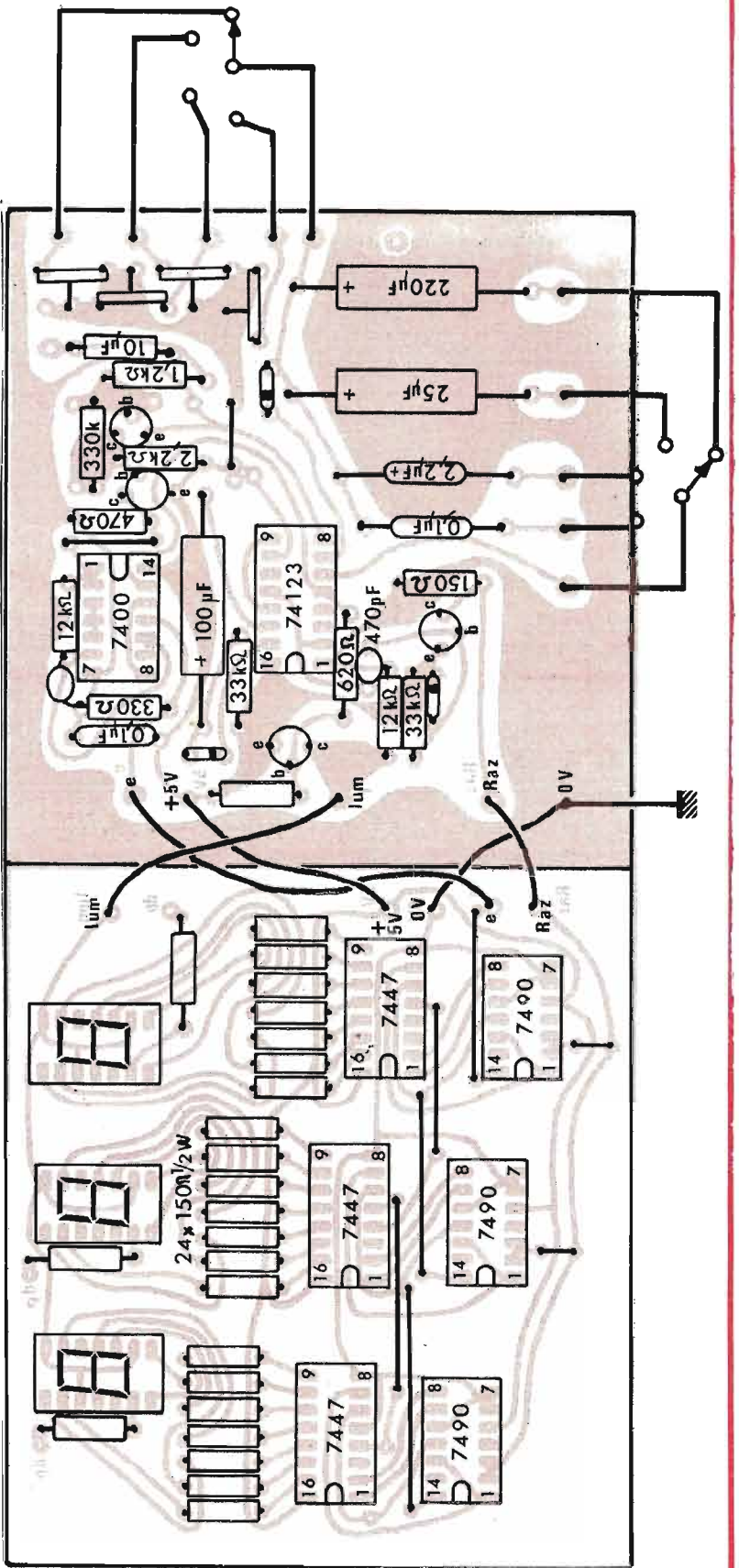
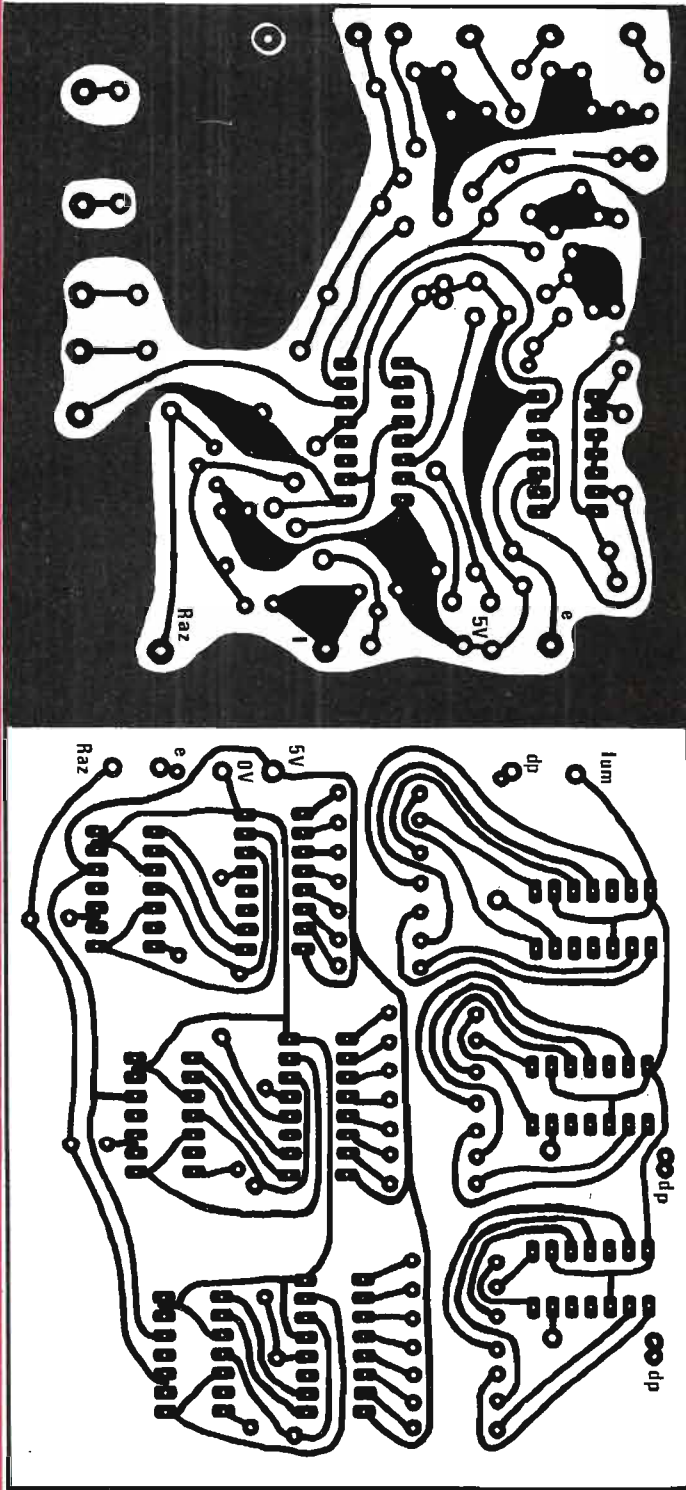


Fig. 5

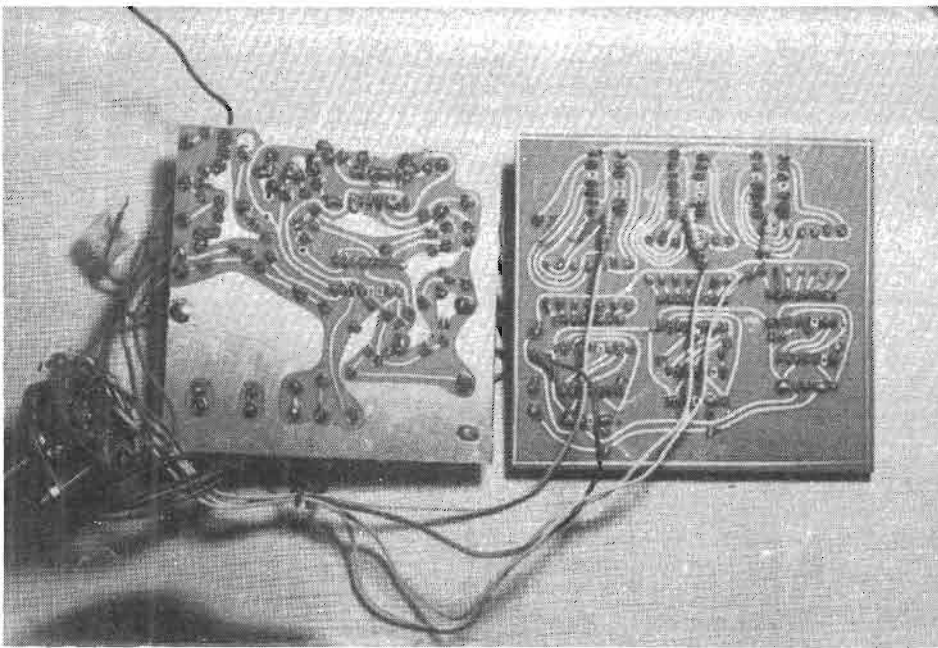


Photo 3.

(l'échelle 0-999 kHz pourra, par exemple, être étalonnée en lui envoyant la porteuse de la BBC, qui est à 200 kHz, extraite d'une petite radio à transistors, avant l'étage

mélangeur. Le signal d'étalonnage doit avoir une amplitude d'environ une dizaine de millivolts). Pour commencer, braquez le commutateur rotatif à fond et vérifiez si le point

décimal s'allume en position voulue. Vous avez quatre potentiomètres ajustables. Procédez par élimination, car une erreur de câblage sur le commutateur rotatif est vite

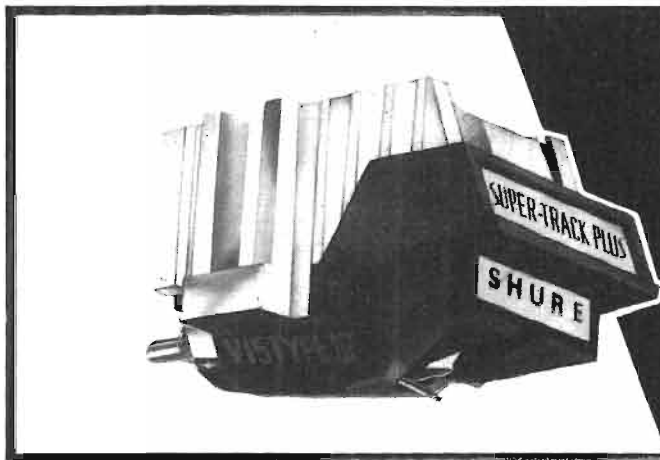
arrivée. Ce n'est pas essentiel de les câbler dans un certain ordre, car ils ont tous la même valeur. Quand vous serez sur le bon ajustable, les chiffres affichés bougeront. Fixez sur 500 kHz, par exemple, ou 200 kHz, si vous le réglez sur la BBC. Une goutte de cire par dessus vous assurera un réglage stable. Continuez sur les autres gammes.

La sensibilité que nous avons obtenue est de l'ordre de 10 mV. Vous pouvez envoyer un signal de l'ordre de 10 à 15 V crête en entrée, sans aucun inconvénient.

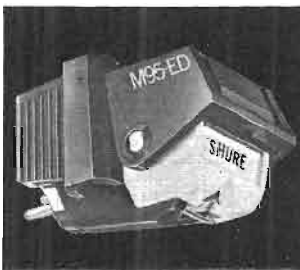
Notre réalisation finale - pour une mesure à 94,2 kHz - est montrée par la photo de titre.

Dans d'autres numéros nous vous montrerons des fonctions thermomètre et voltmètre réalisées avec la même convention de commandes.

André DORIS



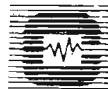
shure innove.



Si le son de votre chaîne HI-FI est froid, sec et étriqué, remplacez votre tête de lecture. SHURE a testé pour votre oreille la cellule SHURE V-15 type III. La tête de lecture SHURE V-15 type III apportera à votre chaîne HI-FI la chaleur, le mordant et surtout l'espace sonore dont votre oreille a besoin. La technicité avancée de la cellule SHURE V-15 type III permet une trackabilité encore plus élevée aux forces d'appui ultralégères actuelles, une réponse aux fréquences extrêmement plates et une dynamique accrue. Si votre installation ne réclame pas tout à fait de telles performances, écoutez la cellule SHURE M95-ED, très proche de la V-15 type III tout en étant d'un prix accessible. En testant vous-même les cellules de la gamme SHURE, vous découvrirez des cellules "sur mesure" qui s'adaptent aux performances de chaque chaîne HI-FI; des cellules du type de la M75-6S dont le rapport qualité/prix est étonnant. Allez écouter les cellules SHURE chez votre revendeur habituel, il sera à même de vous faire apprécier toutes leurs qualités.



DEMANDE DE DOCUMENTATION
sur les cellules SHURE à adresser à
 CINECO, 72 Chps-Élysées, 75008 Paris
 NOM _____
 ADRESSE _____



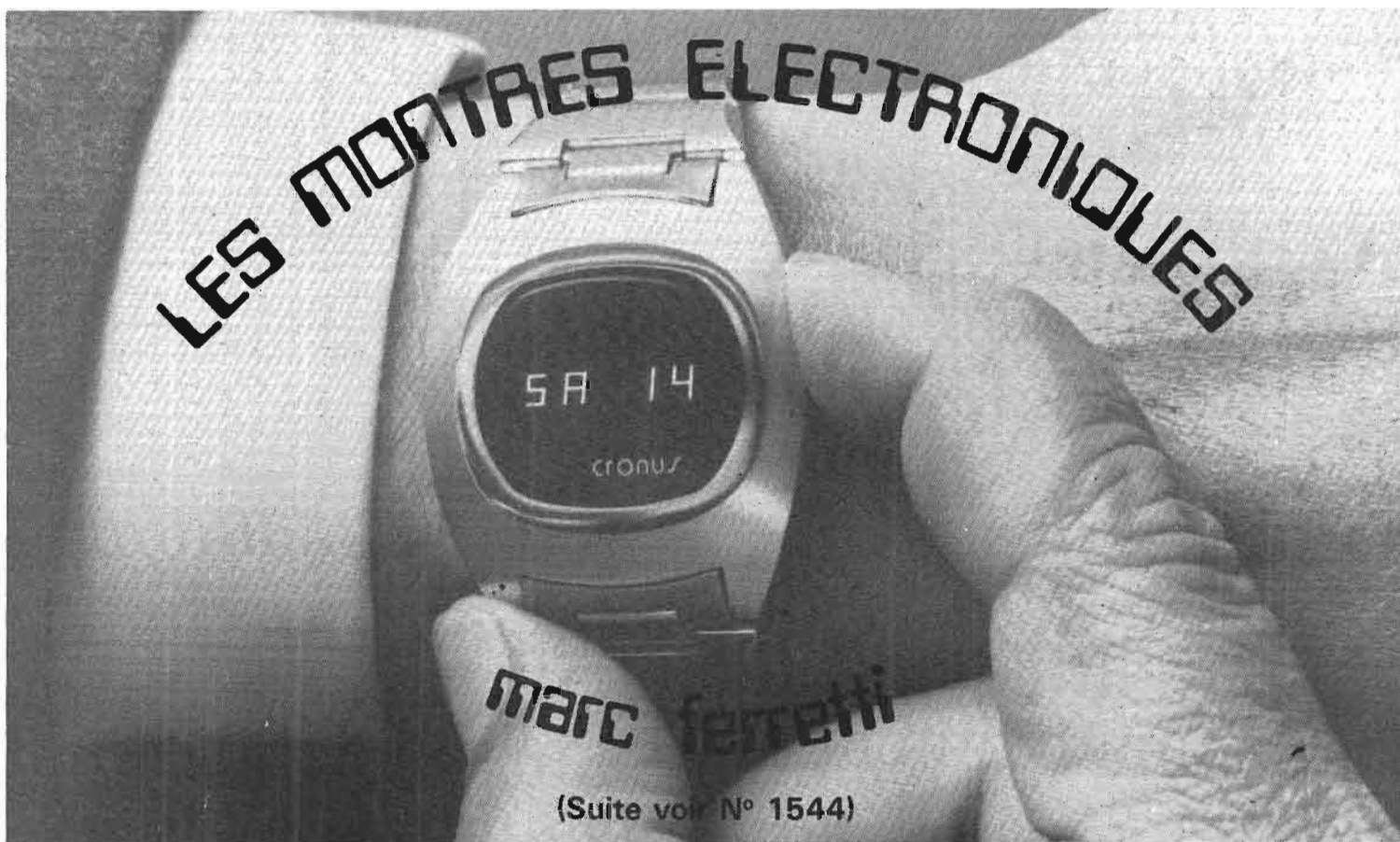
Importateur exclusif.

CINECO
 72, Champs-Élysées - PARIS 8^e - 225.11.94

INFO PRODUCTIONS

HP AVRIL 76

LES MONTRES ÉLECTRONIQUES



Marc Ferrer

(Suite voir N° 1544)

LA montre électronique va-t-elle faire une percée inattendue, obligeant à réviser tous les pronostics ? Les prévisions de la société californienne de marketing Creative Strategies Inc. sont à cet égard assez significatives : ses enquêteurs évaluent à quatre-vingt cinq millions le nombre de montres électroniques qui seront fabriquées dans le monde en 1980, contre sept cent mille en 1974 et environ trois millions et demi en 1975. Voici à peine plus d'un an, dix millions semblaient constituer un chiffre maximum. Ainsi donc, dans moins de cinq années, l'électronique aura capté 28 % du marché mondial de l'horlogerie, au lieu des 3 % envisagés initialement.

Plus de soixante firmes américaines se sont lancées dans la bataille avec la ferme intention de tailler des croupières aux horlogers suisses, japonais, français et même américains. Cependant, les principaux fabricants japonais ou américains ne semblent pas mettre les bouchées doubles, vu l'accueil encore mitigé de la clientèle.

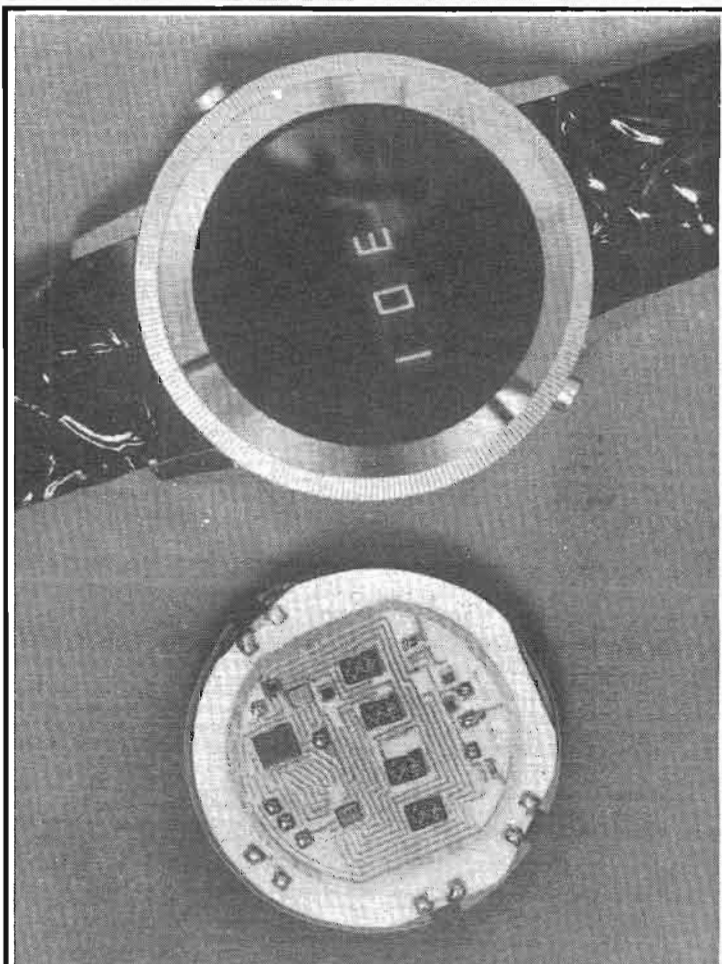


Photo 1. - La montre électronique : un quartz, des circuits intégrés C-MOS et bipolaires, un écran d'affichage luminescent et une batterie. (Cliché Hughes Aircraft Co.).

LA MESURE ÉLECTRONIQUE DU TEMPS

L'application de l'électricité en horlogerie a été tentée dès 1840, en particulier par Wheatstone Bain et Hipp.

Une première étape décisive a été accomplie dès l'introduction industrielle des tubes électroniques, et en particulier de la lampe triode. Les premières horloges électroniques datent de cette époque. Une seconde étape décisive a eu lieu après l'invention du transistor, par son introduction dans les pendulettes et les montres-bracelets.

Dans la montre-bracelet, on peut distinguer quatre types de produits alimentés par une batterie : les montres électriques à balancier-spiral ; les montres électroniques à balancier-spiral ; les montres électroniques à fréquence sonore (diapason, résonateur de flexion) ; enfin les montres électroniques à quartz.

Ces montres sont caractérisées par : l'utilisation d'une source d'énergie électrochimique ; l'entretien électrique ou

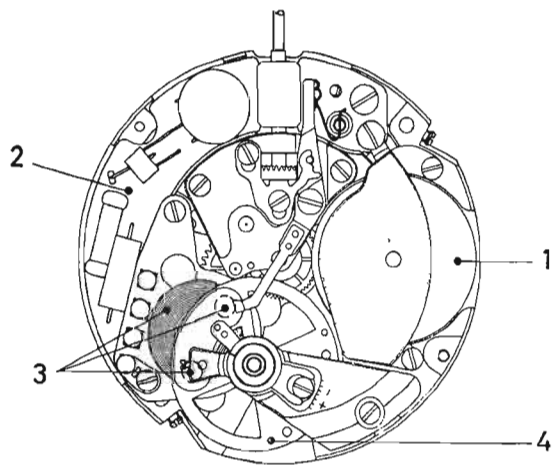


Fig. 1a. - Dans la montre Dynotron, la source d'énergie est une pile miniature (1). Le résonateur est un système balancier-spiral (4); celui-ci sert aussi d'organe-moteur. L'organe d'entretien est un circuit électronique (2); la liaison entre cet organe et le résonateur se fait au moyen d'un transducteur électrodynamique (3) constitué par deux bobines, l'une captrice l'autre motrice et par deux paires d'aimants.

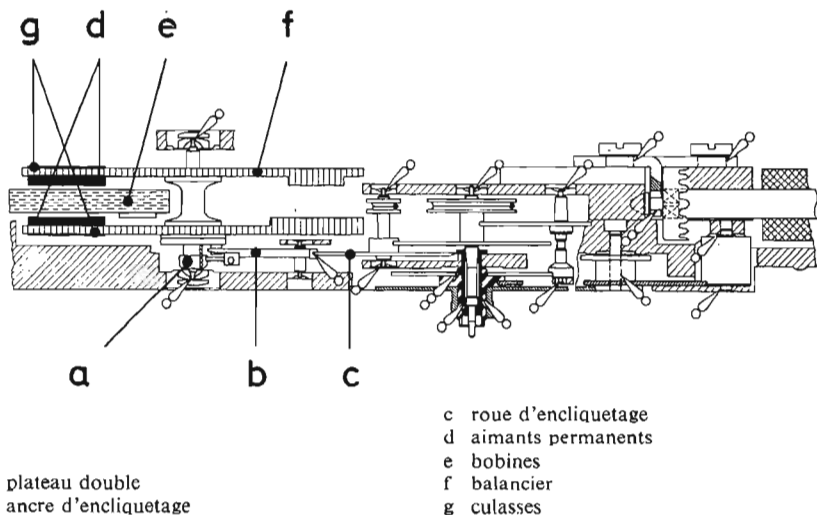


Fig. 1b. - La montre Dynotron vue en coupe. L'organe de comptage est constitué par le plateau double (a), l'ancre d'encliquetage (b), la roue d'encliquetage (c) et le rouage. Cet organe compte les alternances du balancier et transforme ce nombre en heures, minutes, secondes.

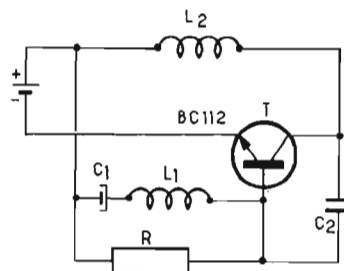


Fig. 2. - Circuit électronique d'entretien du Dynotron.

électronique d'un résonateur mécanique; le comptage mécanique ou électronique des oscillations du résonateur; l'affichage mécanique de l'heure.

Dans la montre électronique à balancier-spiral, l'entretien des oscillations du système balancier-spiral portant deux paires d'aimants est effectué au moyen d'un circuit électronique d'entretien renfermant un transistor. Les montres « Dynotron » de Ebauches, « Atochron » de Junghans, « X8 » de Citizen figurent dans cette catégorie. L'organe moteur est le balancier: dans le Dynotron par exemple, cette pièce a 21 600 alternances par heure (fig. 1).

Le circuit électronique d'entretien de la Dynotron doit satisfaire à certaines conditions: faible consommation de courant, autodémarrage du balancier lors de la

mise sous tension; en outre l'amplitude du régime de balancier doit être bien stable. Le circuit doit enfin être réalisé sous un faible encombrement, et avoir un prix de revient réduit: le circuit utilisé ne comprend qu'un transistor et quelques composants passifs (fig. 2).

Le cas des montres à diapason est illustré par les montres « Mosaba » de Ebauches, « Accutron » de Bulova, « Megasonic 720 » et « f 300 » de Oméga. Ici, l'élément oscillant, au lieu d'être constitué d'un balancier est un diapason. Dans la Moraba et la f 300, le diapason vibre à la fréquence de 300 Hz; celle-ci est de 360 Hz dans l'Accutron (480 Hz pour les modèles dames, plus petits) et 720 Hz dans la Megasonic. Le diapason de la Mosaba fonctionne non seulement comme résonateur mais aussi comme

moteur. L'organe d'entretien des oscillations du diapason est un circuit électrique; la liaison entre le circuit électronique d'entretien et le résonateur mécanique se fait au moyen d'un transducteur électrodynamique constitué par deux aimants, deux bobines motrices et une bobine captrice. L'organe de comptage est constitué par le cliquet d'entraînement, le cliquet de retenue, la roue de comptage et le rouage entraîné par le pignon de la roue de comptage (fig. 3).

Dans la Megasonic 720, un micromoteur est fixé sur l'une des branches du résonateur sonore: il transforme le va-et-vient en mouvement rotatif unidirectionnel qui actionne le rouage de commande des aiguilles de l'affichage.

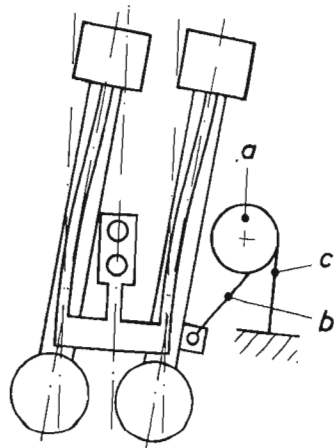
Le circuit électronique, dans les montres à diapason, joue un double rôle: il trans-

forme l'énergie électrique de la pile en impulsions capables d'entretenir les vibrations du diapason; il fixe, en fonction des ordres émis par le diapason, l'instant auquel chaque impulsion doit être donnée.

LE QUARTZ...

Dans le domaine de la mesure électronique du temps, l'emploi de résonateurs à quartz joue un rôle important. Ces résonateurs exploitent les propriétés piézoélectriques du quartz.

La piézoélectricité a été découverte en 1880 par Pierre et Jacques Curie. Ils montrèrent que lorsqu'on soumet certains matériaux à des contraintes mécaniques (compression, traction, flexion, torsion, cisaillement, ...) agissant dans certaines directions



a roue d'encliquetage
 b cliquet d'entraînement
 c cliquet de retenue
 A direction et sens de l'accélération

Fig. 3. - Résonateur et organe de comptage de la montre Mosaba.

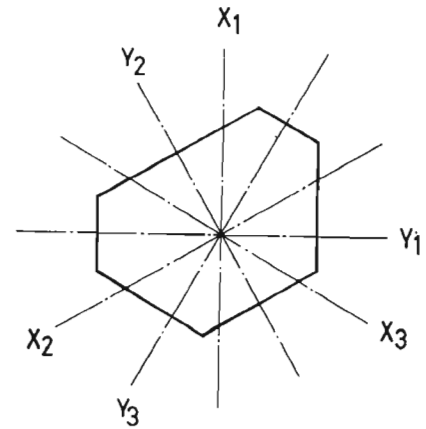
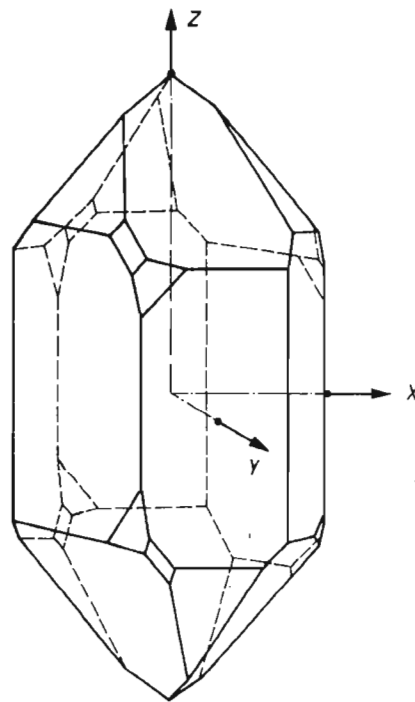


Fig. 4a. - Monocristal de quartz. On y définit trois axes : l'axe optique Z, l'axe mécanique Y et l'axe électrique X.

Fig. 4b. - Dans une coupe perpendiculaire à l'axe Z, on peut définir trois axes mécaniques Y1, Y2, Y3 perpendiculaires aux faces et trois axes électriques X1, X2, X3 perpendiculaires aux axes mécaniques.

(déterminées par rapport aux axes cristallins), une polarisation électrique se produit : des charges électriques positives apparaissent sur certaines faces et des charges négatives sur d'autres.

Peu de temps après, Lippmann prévoyait le phénomène inverse : un cristal piézoélectrique devait être le siège de contraintes mécaniques qui le déforment lorsqu'il est placé dans un champ électrique ; avant la fin de 1881, les frères Curie démontrèrent expérimentale-

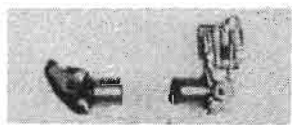
ment que les prévisions théoriques de Lippmann étaient exactes. On donna alors le nom d'effet piézoélectrique direct à l'effet découvert en 1880, et le nom d'effet piézoélectrique inverse à celui prédit par Lippmann.

Les effets piézoélectriques ne se manifestent que dans ceux des cristaux diélectriques n'ayant pas de centre de symétrie et n'appartenant pas à la classe tétragonale parahémiédrique. Les principaux matériaux piézoélectriques sont le quartz, le sel de Sei-

gnette (tartrate double de sodium et de potassium), le phosphate acide d'ammonium, le tartrate d'éthylène diamine et la tourmaline. Parmi ceux-ci, le quartz est le plus intéressant en raison de son effet piézoélectrique marqué, de sa bonne stabilité chimique et des faibles pertes dont il est le siège. Le quartz est constitué de silice (formule chimique : SiO_2) à l'état cristallisé. Les cristaux de quartz peuvent prendre des formes très diverses ; mais ses faces font toujours entre elles le

même angle dièdre de 120° (fig. 4 et 5).

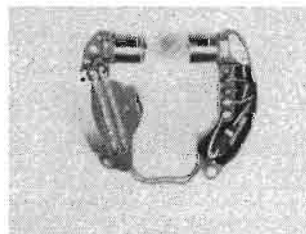
Considérons une lame de quartz taillée perpendiculairement à l'axe électrique (fig. 6). Si la lame est comprimée dans la direction de l'axe électrique s, le réseau cristallin hexagonal s'aplatit. Les barycentres des charges positives et négatives se séparent en donnant naissance à des moments électriques parallèles à l'axe électrique. Des charges électriques apparaissent sur les faces de la lame : c'est l'effet pié-



Module électronique Bulova Accutron série 218



Module électronique Bulova Accutron série 230



Module électronique Bulova Accutron série 214



Photo 3. - L'ultraquartz de Longines.

Photo 2. - Modules électroniques de montres à diapason.

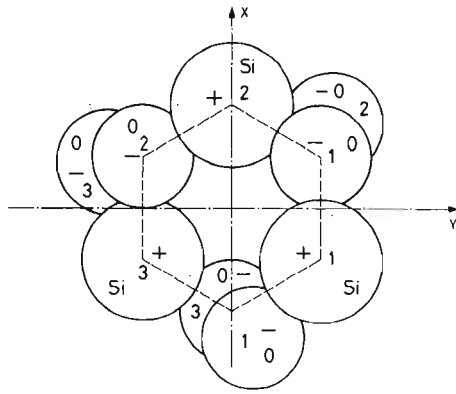


Fig. 5a. - La constitution ionique d'un monocristal de quartz permet d'expliquer la piézoélectricité : on voit ici la disposition des ions, suivant l'axe optique. Chaque ion silicium porte quatre charges élémentaires positives et chaque ion oxygène deux charges négatives. Dans l'espace, les centres des ions silicium sont situés sur une hélice : suivant que celle-ci est une hélice à droite ou à gauche, le quartz est dit dextrogyre ou lévogyre respectivement.

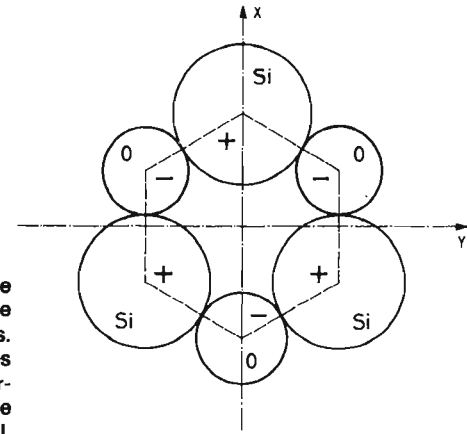


Fig. 5b. - Un modèle simplifié de la structure ionique fait intervenir un ion fictif d'oxygène portant quatre charges élémentaires négatives. En l'absence de contraintes, le barycentre des charges positives coïncide avec celui des charges négatives ; lorsqu'une contrainte mécanique est exercée sur une lame taillée dans le cristal, celle-ci se déforme et les barycentres se séparent : des moments électriques sont produits.

zoélectrique direct longitudinal.

Si, au lieu de comprimer un morceau de quartz dans la direction de l'axe électrique, on le comprime dans la direction de l'axe mécanique, (fig. 6c) les ions de silicium 3 et d'oxygène 2 d'une part, les ions de silicium 5 et d'oxygène 6 d'autre part se déplacent d'une même quantité vers l'intérieur du cristal : aucune charge électrique n'apparaît sur les faces perpendiculaires à l'axe mécanique ; le moment électrique produit a de nouveau la direction de l'axe X ; par contre

des charges apparaissent sur les faces perpendiculaires à l'axe X électrique, mais elles sont de signes opposés à celles obtenues précédemment : c'est l'effet piézoélectrique direct transversal.

Une extension dans une direction équivaut à une compression dans l'autre direction : donc une extension dans une direction produit des charges de signes opposés à celles obtenues lors d'une compression dans cette même direction.

L'effet piézoélectrique inverse s'explique de manière semblable. Supposons (fig. 6d)

que les faces perpendiculaires à l'axe électrique X soient pourvues d'électrodes métalliques reliées aux bornes d'une source de tension continue. Le champ électrique entre les électrodes crée des forces agissant sur les ions ; ces forces déforment la maille : le cristal subit une compression dans la direction du champ électrique et une extension dans la direction mécanique. Si l'on inverse la polarité des électrodes, le phénomène opposé se produit. Si la tension est alternative, le cristal entrera en vibrations forcées ; lorsque la fréquence d'excita-

tion est égale à la fréquence propre du cristal, celui-ci entrera en résonance. On a ainsi la possibilité de réaliser un oscillateur à quartz (fig. 7).

La fréquence d'oscillateur du quartz dépend de la température : la loi de variation est parabolique avec un maximum au voisinage d'une température dite « température d'inversion ». Aux températures inférieures ou supérieures, la montre ou l'horloge à quartz retardera ; on s'arrange pour que la température d'inversion soit de 20 °C pour les pendulettes ou de 28 °C pour les montres-bracelets.



Photo 4. - Les horlogers Suisses achètent des mécanismes britanniques : le quartz vibre à la fréquence de 768 432 Hz ; il alimente des diodes électroluminescentes par l'intermédiaire d'un circuit intégré diviseur de fréquence. (Cliché Hughes Microélectronics Ltd).

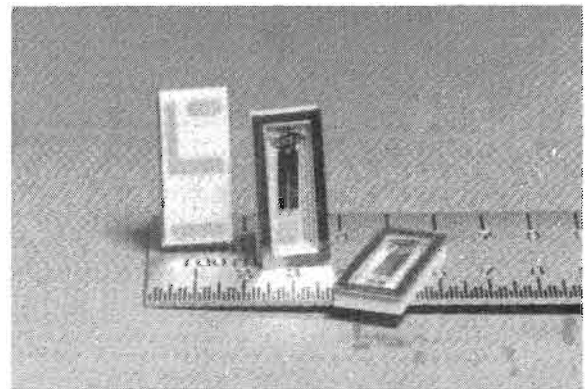


Photo 5. - La société californienne Statek commercialise un mini diapason d'horlogerie en quartz dont le processus de fabrication est similaire à celui des semiconducteurs : fabrication de plusieurs dizaines de diapasons sur une même pastille, par photolithographie ; découpage au laser, ajustage au laser, encapsulation.

Une lame de quartz peut vibrer en flexion, en élongation ou en cisaillement de surface selon sa direction de coupe ; il existe ainsi d'autres types de coupe que la « coupe X-Y » dont le comportement a été analysé précédemment : les quartz sont réalisés suivant des coupes dites « AT », « SL », ou encore « NT » ; on trouve également des quartz taillés en forme de diapason. Les oscillateurs à quartz fonctionnent entre quelques kilohertz et plusieurs mégahertz : les modes de vibration en flexion et en élongation s'observent à basse fréquence, tandis qu'à haute fréquence, c'est le mode de vibration en cisaillement qui domine.

La presque totalité des montres sur le marché emploient un barreau vibrant en flexion (coupe X-Y) à 32 768 Hz ; pour sa part, l'industrie japonaise s'est intéressée aux diapasons en quartz ; ceux-ci n'ont pas réellement débouché industriellement en raison de leur prix de revient élevé. Aux Etats-Unis, la firme Statek a développé un processus de fabrication similaire à celui des semi-conducteurs, offrant la possibilité de réaliser simultanément des centaines de diapasons miniatures à 32 kHz ; dans cette fabrication, le résonateur à quartz n'est jamais manipulé individuellement sauf pour le montage et l'encapsulation. Il va sans dire que cette méthode de fabrication par lots peut devenir extrêmement économique et pourrait déclencher une évolution de prix semblable à ce que l'on a vu dans le domaine des circuits intégrés.

L'intérêt se porte également vers la gamme de fréquences comprises entre 200 et 800 kHz : une récente montre américaine est munie d'une plaque de quartz oscillant à proximité de 800 kHz en mode de cisaillement de surface couplé avec une flexion (coupe SL). Par rap-

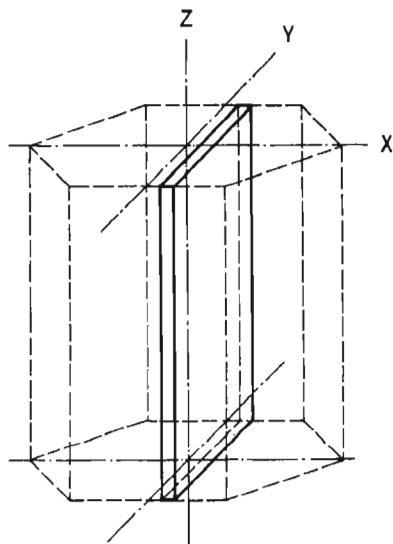


Fig. 6a. - Plaquette de quartz de coupe X.

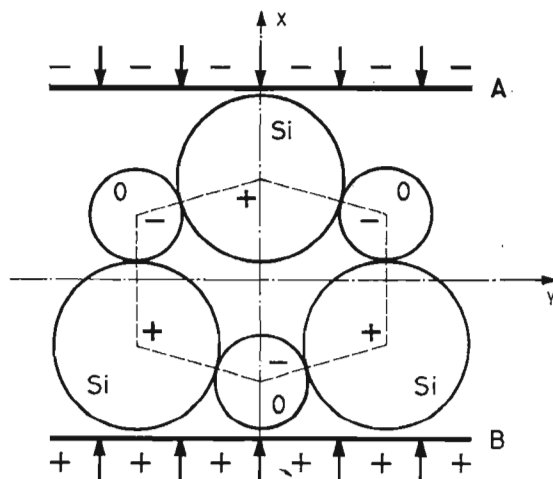


Fig. 6b. - Effet piézoélectrique direct longitudinal.

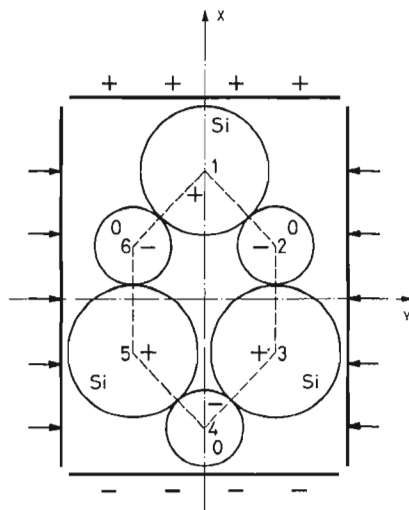


Fig. 6c. - Effet piézoélectrique direct transversal.

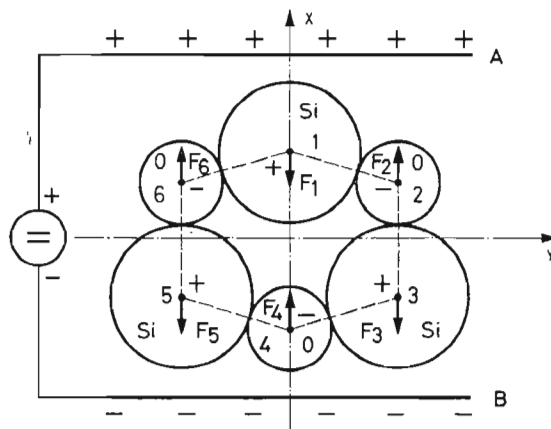
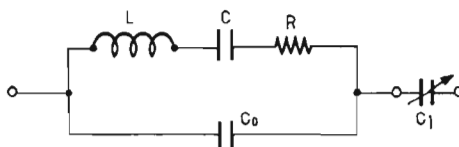







Fig. 6d. - Effet piézoélectrique inverse.



Valeurs types Quartz QR_32 de A.M.I.	
L =	8135 Hy
C =	0,029 pF
R =	25 kΩ
C ₀ =	2,1 pF
Fréquence = 32 768 Hz	

Fig. 7. - Lorsque le mode de vibration d'un résonateur à quartz est bien isolé des autres modes de vibration, il peut être représenté par un circuit R-L-C, shunté par une capacité Co. L'inductance L correspond à la masse en vibration, la capacité C à la rigidité mécanique et R au coefficient

d'amortissement mécanique. La capacité Co tient compte de la capacité entre électrodes et des diverses capacités parasites. Un petit condensateur variable C1 permet un ajustage en fréquence.

TOUBOUL 92 SURESNES - 7, place du Général Leclerc Tél. 506.14.69		RUSSEL 92 BAGNEUX - 50, r. de Paris Tél. 657.50.00				
LUXMAN		R 820 Combine ampli-tuner PO - GO - FM - Sensibilité FM : 1,8 µV - Puissance continue : 2 x 45 W / 8 Ω	R 620 Combine ampli-tuner PO - GO - FM - Sensibilité FM : 1,9 µV - Puissance continue : 2 x 35 W / 8 Ω	SQ 707 Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 17 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,5 %	L 30 Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 32 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,05 %	L 504 Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 35 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,03 %
	B & W		DM 6 Enceinte 3 voies - Woofer 30 cm / médium à membrane traitée, tweeter à dôme hémisphérique, puissance de 25 à 350 W RMS - 50 à 20.000 Hz ± 3 dB	DM 2 A Enceinte 3 voies - Woofer 21 cm / médium dôme 3,4 cm et tweeter à dôme 1,9 cm - Puissance de 25 à 80 W RMS - 60 à 20.000 Hz ± 4 dB	DM 4 Enceinte 3 voies - Woofer 16,4 cm / médium à dôme hémisph 3,4 cm et tweeter à dôme hémisph 1,9 cm - Puissance 10 à 30 W RMS - 80 à 20.000 Hz ± 5 dB	DM 5 Enceinte 2 voies - Woofer 15 cm - Tweeter à dôme hémisphérique 2,5 cm - 10 à 25 W RMS - 90 à 20.000 Hz ± 3 dB
MICRO			DD 1 Table de lecture à entraînement direct régulation électronique : réglage fin de la vitesse fluctuations totales : 0,048 % - Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn		SOLID 1 Table de lecture à entraînement par courroie - Moteur synchrone 4 pôles fluctuations totales : 0,05 % - Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn	
	AKG		K 240 Casque électrodynamique avec radiateurs passifs, bande passante : 16 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω	K 160 Casque électrodynamique - Bande passante : 16 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω	K 140 Casque électrodynamique - Bande passante : 20 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω	K 16 Casque pour téléviseur avec potentiomètre de volume
<i>Leep</i>			CRD 71 Platine magnétophone à cassettes - Bande passante : 40 à 14.000 Hz - Système DOLBY - Introduction frontale de la cassette	AT 225 L Combiné ampli-tuner PO - GO - FM - Sensibilité FM : 2,4 µV pour S/N 26 dB - Puissance continue : 2 x 22 W / 8 Ω	A 215 Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 12 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,5 %	M 20 Enceinte acoustique 2 voies à évent accordé - Puissance admissible 20 W

P.C. 3753

port au quartz X-Y, il permet une amélioration de la caractéristique thermique.

Dans le domaine des « coupes AT », on doit signaler un développement à 1,5 MHz (anglais) et un développement suisse (Omega) à 2,4 MHz. L'avantage d'une montre munie d'un quartz AT est sa performance chronométrique à l'égard des variations thermiques, du vieillissement et des chocs.

En quête d'oscillateurs encore plus miniaturisés, certaines firmes se tournent vers d'autres technologies que celles relatives au quartz : au Japon, la firme Kinsekisha Laboratory Ltd développe un diapason oscillateur en tantale de lithium qui oscille à 32 kHz.

(à suivre)

Marc FERRETTI

A LIRE AVEC INTÉRÊT

« La mesure électronique du temps », par C. Steiner. La Suisse Horlogère, N° 24/31 (juin-août 1969).

« Evolution de la montre électronique », par M. Forrer. Journal Suisse des Horlogers et des Bijoutiers-Orfèvres, N° 3 (mars 1975).

« La montre à quartz », par J. Jouannic. Comptes-rendus du 99^e Congrès national des Sociétés Savantes (Besançon, 1974).

« La montre électronique à quartz », par H. Lilien. Electronique et microélectronique Industrielles, N° 152 (1/03/1972).

« Garde-temps électroniques », par M. Forrer. Conférence présentée au Congrès de la Société Suisse d'Horlogerie (Genève, 11/10/1974).

« Trends in all electronic watches », par D. Bingham. Document Intersil (1975).

« Module électronique pour montres à quartz digitale à affichage par diodes électroluminescentes - National Semiconductor Corp. ». Document Cetehor (mars 1975).

« A view of General Trends in electronic watches and new developments in watch oscillators », par H. Yoda. J.E.E. (avril 1975).

« Survey of circuitry for wristwatches », par M. Forrer. Proceedings of IEEE, vol. 60 N° 9 (sept. 1972).

« Solid-state device in watches », par F. Luenberger. Solid state devices (1973).

« Diviseurs de fréquence ultra-rapides », par H. Oguey, E. Vittoz et B. Gerber. Conférence présentée au Congrès International C.I.C. (Stuttgart, 1974).

« Les circuits intégrés MOS complémentaires à faible consommation », par C. Brugger. La Suisse Horlogère N° 3 (sept. 1971).

« Inside electronic watches : a micropower movement », par G.M. Walker. Electronics (12/04/1971).

« Oscillator crystals keep on shrinking as watch demand heats up », par I. Takeda. J.E.E. (avril 1975).

« Quartz crystals for watches », par J.H. Staudte. Communication présentée : Wescon-75.

« Les quartz d'horlogerie » par J. Jouannic, G. Guerin, P. Plaud. Congrès S.C.F. (Besançon 1973).

« Essais au choc de quartz d'horlogerie », par A. Proureau. Congrès C.I.C. (Stuttgart, 1974).

« Montre électronique à auto-réglage instantané », par F. Vittoz, W. Hammer, F. Oguey. Congrès C.I.C. (Stuttgart, 1974).

« Les horloges gardent la tête froide devant la montée de montre tout électronique : par A. Dessot. Le Monde 25 nov. 1975.

LA TELEVISION COULEURS

A CIRCUITS INTEGRES

(suite voir N° 1544)

RAPPEL

L'ENSEMBLE des circuits intégrés de la RTC - La Radiotechnique - Compelec permet l'intégration très poussée des appareils TV couleur et TV noir et blanc, et cela, selon une technique encore plus avancée que celle adoptée dans les réalisations à transistors individuels.

Voici, d'après les documents originaux de la RTC, la suite de l'analyse des montages TVC réalisables avec les CI de cette société.

CIRCUIT INTÉGRÉ TDA 2590

Le début de l'étude de ce CI a été publié dans notre précédent article. La première figure du présent article est la figure 7.

Le TDA 2590 remplit de nombreuses fonctions et constitue une base de temps lignes à laquelle ne manque que l'étage de sortie à thyristors.

ALIMENTATION

Le circuit a été conçu pour être alimenté sous une tension nominale de 12 V, non stabilisée.

La consommation est alors de 30 mA environ, compte non tenu des charges de sortie. De plus, le circuit est pratiquement indépendant de la température et des tensions d'alimentation différentes peuvent être utilisées si nécessaire (les amplitudes des signaux changeant en proportion).

PRINCIPES DE BASE DE LA SYNCHRONISATION HORIZONTALE

La fonction d'un circuit de synchronisation dans un récepteur de télévision est d'assurer un parfait isochronisme de la déviation du faisceau tout le long de l'écran en fonction du signal vidéo fréquence. Les signaux de référence disponibles sont les suivants :

1) Impulsions de synchronisation définissant la position de l'image ;

2) Impulsions de retour de lignes définissant la position du faisceau (le passage à zéro des retours de lignes étant en phase avec les points de rebondissement du courant de déviation).

Pour assurer la continuité de l'attaque du circuit de déviation même en l'absence

d'impulsions de synchronisation, l'oscillateur utilisé fonctionne en « fréquence libre ». Pour que le synchronisme de cet oscillateur soit aussi peu sensible que possible aux parasites qui pourraient être superposés au signal de synchronisation, un système à effet de volant, appelé aussi à « boucle d'asservissement de phase » a été utilisé dans les récepteurs de télévision. Dans ces circuits, la différence de phase, entre l'impulsion de synchronisation et la tension d'oscillation (ou une tension dépendant de l'oscillateur) est mesurée dans un comparateur de phase qui fournit un courant ou une tension de commande fonction de cette différence de phase. Ce signal est transmis à travers un filtre passe-bas à un oscillateur commandé en fréquence. On obtient ainsi un circuit asservi (fig. 7) dans lequel les fréquences de l'oscillateur et du signal incident sont égales en régime établi et dont la différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_o$ est fonction de l'écart entre les fréquences libres et le gain de boucle S soit :

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta f}{S} \quad (1)$$

où $\Delta f = f_i - f_o$

avec : f_i = fréquence incidente
 f_o = fréquence d'oscillation.

Le gain de boucle (statique) est :

$$S = S_o \cdot S_\varphi \quad (2)$$

S étant la sensibilité de phase statique du comparateur de phase :

$$S_\varphi = \frac{\Delta I_1}{\Delta \varphi} \quad (3)$$

et S_o , la sensibilité d'accord statique de l'oscillateur :

$$S_o = \frac{\Delta f_o}{\Delta I_2}$$

En régime permanent, on admettra que : $\Delta I_1 = \Delta I_2$.

IMPULSION DE SYNCHRONISATION OSCILLATEUR

Dans un récepteur de télévision, la différence de phase statique permise $\Delta\varphi_{\max}$, est limitée de façon à éviter un décalage visible de l'image sur l'écran aussi bien qu'un décalage de phase entre le signal et les diverses impulsions de validation issues du circuit de l'oscillateur (par exemple : validation du comparateur, sélection de salves...). Ces décalages de phase ont pour origine des variations de fréquence ou des dispersions.

DÉCALAGE DE PHASE $\Delta\varphi$ DÛ AUX VARIATIONS DE FRÉQUENCE

Il est admis dans la norme des émetteurs européens une tolérance très faible sur la fréquence de balayage lignes transmise par l'émetteur : $(\Delta f_1 / \Delta f_0 \leq 10^{-4} \dots 10^{-6})$, négligeable par rapport à celle de la fréquence de l'oscillateur dans un circuit à effet de volant. Même si f_0 est réglée correctement lors de la fabrication du récepteur, des variations peuvent se produire au cours de sa vie dues au vieillissement, aux variations de température, des tensions d'alimentation, à l'humidité relative de l'air et aux erreurs résiduelles du réglage initial.

Dans les installations plus complètes, on doit considérer aussi l'emploi des magnétophones enregistreurs-reproducteurs.

Si le récepteur de télévision doit fonctionner avec des signaux provenant d'enregistrements vidéo-fréquence ou de caméras, on doit tenir compte d'une dispersion plus large de la fréquence de lignes. Si on veut éviter des réglages manuels de phase et de fréquence dans ces conditions, on doit tenir compte de la valeur

maximum de $\Delta\varphi$ et des plages de capture et de maintien du circuit volant.

Les problèmes de dispersion de phase, du choix du gain en boucle et du circuit additionnel pour améliorer la plage de capture sont analysés dans le document de la RTC, LNA 127 qui nous a servi également pour établir le présent article.

Afin d'éviter divers inconvénients, le TDA 2590 ne possède pas de comparateur de fréquence.

ADDITION D'UN SECOND COMPARATEUR DE PHASE

Le but de ce circuit détecteur de coïncidence est de produire une tension de commutation qui permet de modifier la caractéristique du filtre en fonction de la phase totale. Ce circuit est constitué d'une porte qui ne produit un courant de commande que lorsque l'impulsion de synchronisation et une impulsion issue de l'oscillateur coïncident. Ce courant de commande intégré est utilisé pour commuter le filtre. En cas de non-synchronisation ou de décalage de phase permanent, la valeur de

l'intégrale de idt est beaucoup plus faible qu'en fonctionnement isochrone.

Les caractéristiques particulières de l'ensemble « circuit volant-détecteur de coïncidence » ainsi réalisé sont les suivantes :

- (a) temps de capture ;
- (b) extension de la plage de capture sans effet sur la dispersion de la phase totale ;
- (c) amélioration de l'immunité aux parasites. Cette immunité est atteinte après l'obtention de l'isochronisme en un temps très court déterminé par la constante de temps du détecteur de coïncidence.

C'est en raison de ces avantages que ce circuit a été préféré au comparateur de fréquence pour le TDA 2590.

Le schéma fonctionnel du circuit de commande est représenté figure 9. Un autre avantage de ce circuit est que le filtre de commande pour la condition asynchrone peut être choisi de façon à satisfaire en plus des exigences relatives à la plage de capture, celles des appareils de reproduction d'enregistrements vidéo-fréquences. Lors de l'emploi de ces appareils certaines particularités doivent être prises en considération, telles que :

- (a) les dispersions sur la fréquence de lignes ;

(b) les sauts de phase des impulsions de synchronisation horizontale pendant l'impulsion de synchronisation de trame ;

(c) la modulation de la fréquence de lignes.

OSCILLATEUR CIRCUIT DE DÉVIATION

Dans le circuit volant, les différences de phases, pouvant être comparées, sont celles entre :

- a) impulsions de synchronisation et oscillateur ;
- b) impulsions de synchronisation et retour de lignes (fig. 7).

Interrupteur en position I : la boucle de commande n'inclut pas le circuit de déviation ; dans ce cas, aucun changement de phase entre l'oscillateur et le circuit de déviation n'est compensé (dispersions temps de retour-temps de commutation) ce qui peut entraîner un décadage de l'image sur l'écran.

Interrupteur en position H : les variations statiques du circuit de déviation sont théoriquement éliminées. La correction de décalage dynamique de phase du circuit de déviation entraîne une réduction

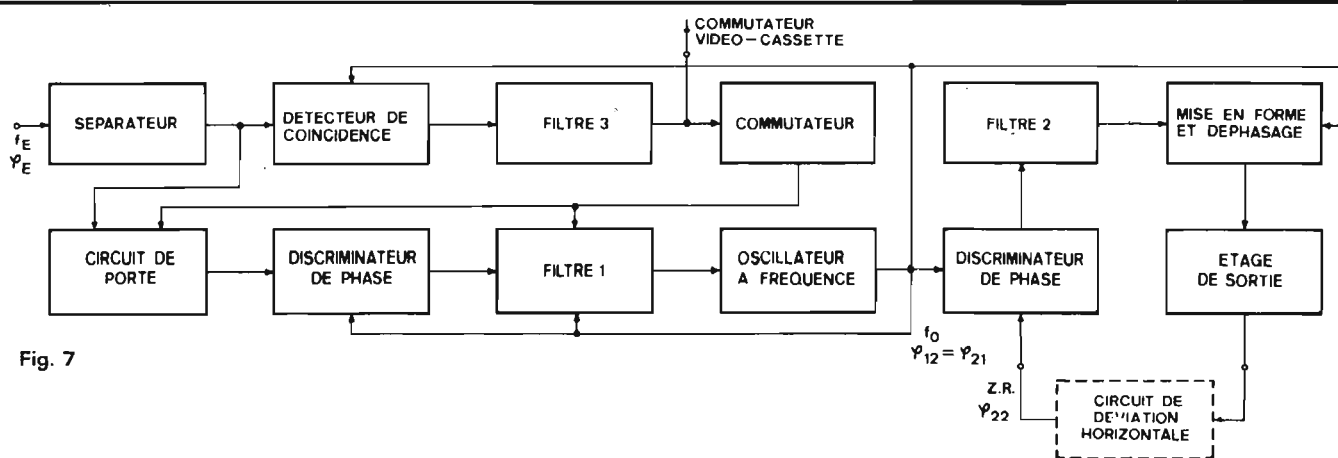


Fig. 7

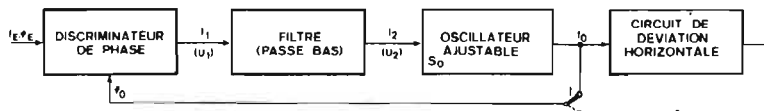


Fig. 8

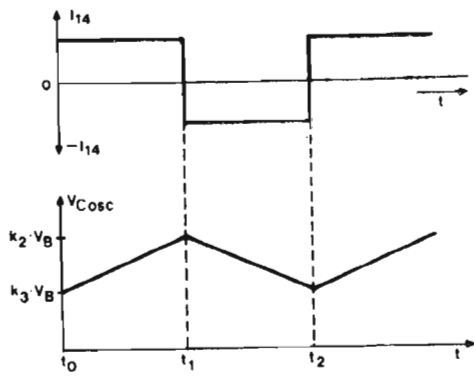


Fig. 9

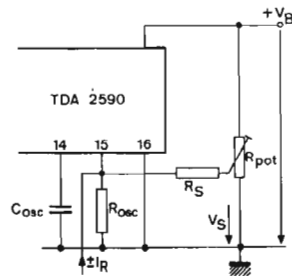


Fig. 11

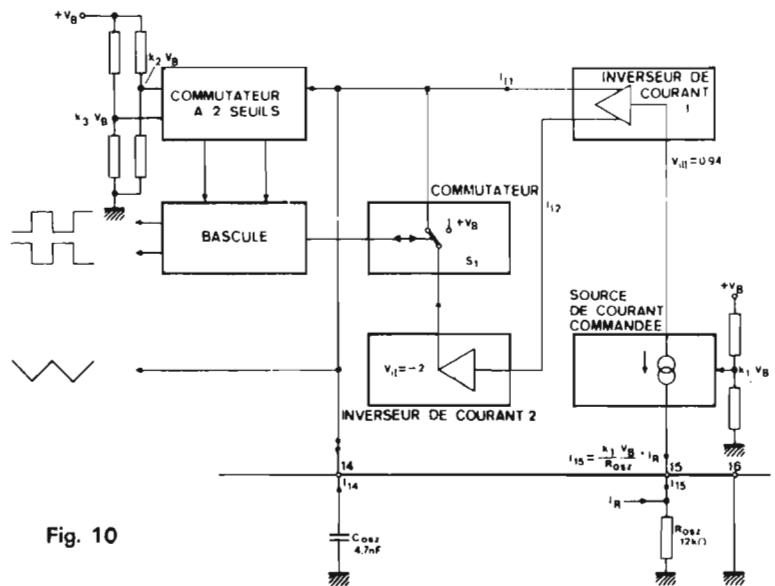


Fig. 10

proportionnelle de la caractéristique du filtre de synchronisation à effet de volant. Des variations de phase dynamique se produisent, en particulier, dans les récepteurs de télévision couleur du fait des variations du temps de retour en fonction du courant de faisceau, mais aussi en raison des circuits de correction de géométrie. De plus, les circuits de déviation à semiconducteurs ont des temps de retard plus grands à la commutation.

Le circuit considéré réalise aussi la compensation des décalages de phase dynamiques. Il comprend également une boucle de commande supplémentaire pour compenser les variations de phase.

La figure 8 donne le schéma fonctionnel de l'ensemble.

OSCILLATEUR

Le circuit de l'oscillateur a une influence considérable sur la qualité finale du circuit de volant. Dans les circuits équipés de composants discrets, les oscillateurs les plus fréquemment utilisés sont du type LC. La stabilité de leur

fréquence est suffisante, mais ils nécessitent un étage de commande à réactance qui détériore la stabilité de l'ensemble.

Les oscillateurs RC peuvent être commandés directement par la tension ou le courant de sortie du comparateur de phase, ce qui élimine une des sources d'erreur. Dans un circuit intégré, la stabilité de ces oscillateurs peut être améliorée grâce à des techniques spéciales (sources de courant et commutateurs à seuils) et aux propriétés des composants intégrés (faible dispersion mutuelle et couplage thermique serré entre composants). Ceci permet d'obtenir des performances comparables à celles des oscillateurs LC. En outre, ils offrent l'avantage de n'exiger que des composants externes peu coûteux, déterminant la fréquence et la possibilité d'obtenir des signaux de service avec de faibles dispersions de phase. Dans le TDA 2590 comme dans le TBA 920, on utilise un circuit d'oscillateur dont la fréquence est déterminée par la charge et la décharge alternées d'une capacité entre deux seuils déterminés intérieurement.

Ces courants de charge et de décharge sont définis par des sources de courants internes et une résistance de référence extérieure. Le principe de ce circuit est appelé « oscillateur à relaxation RC » ou « oscillateur RC à commutateur à seuils ». Le schéma de ce circuit est donné à la figure 9.

Une tension de valeur : $U_{15-16} = k_1 \cdot V_B$ appliquée à la borne 15 est obtenue à partir de la tension d'alimentation V_B sous une faible impédance. Le courant traversant la borne 15 est alors :

$$I_{15} = - \frac{U_{15-16}}{R_{osc}} \pm I_R$$

$$= \frac{k_1 V_B}{R_{osc}} \pm I_R$$

Considérons maintenant la fréquence d'oscillation « libre », quand le courant de commande $I_R = 0$.

Le courant I_{15} est appliqué à l'inverseur de courant I et disponible alors à ses deux sorties :

$$I_{11} = I_{12} = A_1 \cdot I_{15}$$

où A_1 représente le gain de l'inverseur de courant.

Le courant I_{11} charge directement la capacité C_{osc} tandis

que I_{12} est appliqué à travers l'inverseur de courant II, soit à la capacité, soit à $+V_B$ au moyen d'un commutateur bistable commandé S_1 .

1) de t_0 à t_1 (voir figure 9) :

$$I_{14,1} = A_1 \cdot I_{15}$$

2) de t_1 à t_2 :

$$I_{14,2} = A_1 \cdot I_{15} (1 + A_{11})$$

Aussitôt que la tension V_{14-16} aux bornes de la capacité atteint la valeur $k_2 \cdot V_B$, le commutateur à seuil commande la bascule qui, à son tour, commande S_1 . La capacité se décharge maintenant avec le courant $I_{14,2}$ jusqu'à ce que le seuil de tension $V_{14-16} = k_3 \cdot V_B$ soit atteint.

La bascule revient à sa position initiale, commande le commutateur et la capacité se charge à nouveau (fig. 10).

Comme nous venons de le voir, la tension aux bornes de la capacité, comprise entre deux seuils et les temps de charge et de décharge sont les suivants :

$$t_1 - t_0 = C_{osc} \frac{(k_2 - k_3) V_B}{I_{14,1}}$$

$$t_2 - t_1 = C_{osc} \frac{(k_3 - k_2) V_B}{I_{14,2}}$$

La période t_0 de la fréquence libre ($I_R = 0$) est alors : $t_0 = (t_2 - t_1) + (t_1 - t_0)$

$$t_o = C_{osc} \cdot R_{osc} \frac{k_2 - k_3}{k_1} \cdot \left(\frac{1}{A_I} \frac{1}{1 + A_{II}} - 1 \right)$$

Les tensions de fonctionnement et les composants actifs n'ont pas d'influence si le circuit est conçu de telle manière que k_1 , k_2 , k_3 , A_I et A_{II} ne dépendent que des rapports de résistances internes au circuit intégré. Dans ce cas, la fréquence d'oscillateur est aussi indépendante de la tension d'alimentation et des dispersions des composants actifs. De ce fait, la tension d'alimentation de l'oscillateur n'a pas besoin d'être stabilisée. Les dispersions de la fréquence d'oscillation ne sont dues qu'à celles des rapports des résistances. Avec la technologie utilisée pour les circuits intégrés, cet effet est réduit à 1 à 2 %.

En posant :

$$\frac{k_2 - k_3}{k_1} \cdot \frac{1}{A_I} \cdot \left(\frac{1}{1 + A_{II}} - 1 \right) = K$$

On obtient :

$$t_o = R_{osc} \cdot C_{osc} \cdot K$$

et

$$f_o = \frac{1}{t_o}$$

où K est une constante du circuit intégré à laquelle, en principe, on peut donner n'importe quelle valeur. Cependant celle-ci a été choisie pour :

$$K_{nom} = 1,13 (f_o = 15\,625\text{ Hz})$$

RÉGLAGE FIN DE LA FRÉQUENCE LIBRE

Cette fréquence, qui correspond au fonctionnement du téléviseur en l'absence d'une émission, peut être réglée « finement » à l'aide d'un potentiomètre que l'on peut voir sur le schéma de la figure 11.

RÉGLAGE DE L'OSCILLATEUR

L'oscillateur dans un circuit volant est ajusté en envoyant un courant I_R dans la borne 15. La sensibilité relative de

l'accord de l'oscillateur est :

$$S_{O\text{ relatif}} = \frac{df/f_o}{dI_{15}/I_{15}} = 1$$

où dI_{15} est la variation de courant d'accord. La valeur absolue calculée pour $f_o = 15\,625\text{ Hz}$ et $R_{osc} = 12\text{ k}\Omega$ donne :

$$S_o = \frac{df}{dI_{15}} = 30\text{ Hz}/\mu\text{A}$$

Le gain de boucle total S et les plages de capture et de maintien exigées sont déterminées par la stabilité de la fréquence du circuit de l'oscillateur dans les conditions de fonctionnement. Si les composants discrets dont dépend la fréquence sont de haute qualité (capacité en polystyrène métallisée et résistance à couche métallique) les plages de capture et de maintien peuvent être déterminées dans le « cas le plus défavorable ».

Remarquons que pour la reproduction d'enregistrements vidéofréquences, on doit tenir compte des dispersions supplémentaires sur la fréquence de lignes.

COMPARATEUR DE PHASE

Ce dispositif effectue la comparaison de phase entre les impulsions de synchronisation et l'oscillateur. Pour que le signal de l'oscillateur ait une position de phase bien définie (déterminée intérieurement, par rapport à l'impulsion de synchronisation) l'oscillateur est commandé par le courant I_R provenant du comparateur de phase (fig. 11). Pendant la durée de l'impulsion de synchronisation et selon la position du commutateur S_3 , la source de courant I_{13} débitera dans le circuit filtre constitué de R_1 , C_1 , R_{21} et R_{22} , C_{22} pendant la reproduction de VCR, soit directement, soit au travers de l'inverseur de courant ($A_i = -1$).

LA DÉVIATION VERTICALE

Des détails complets sur le circuit intégré TDA 2600 de la RTC, spécialement étudié pour la déviation verticale sont donnés dans la note

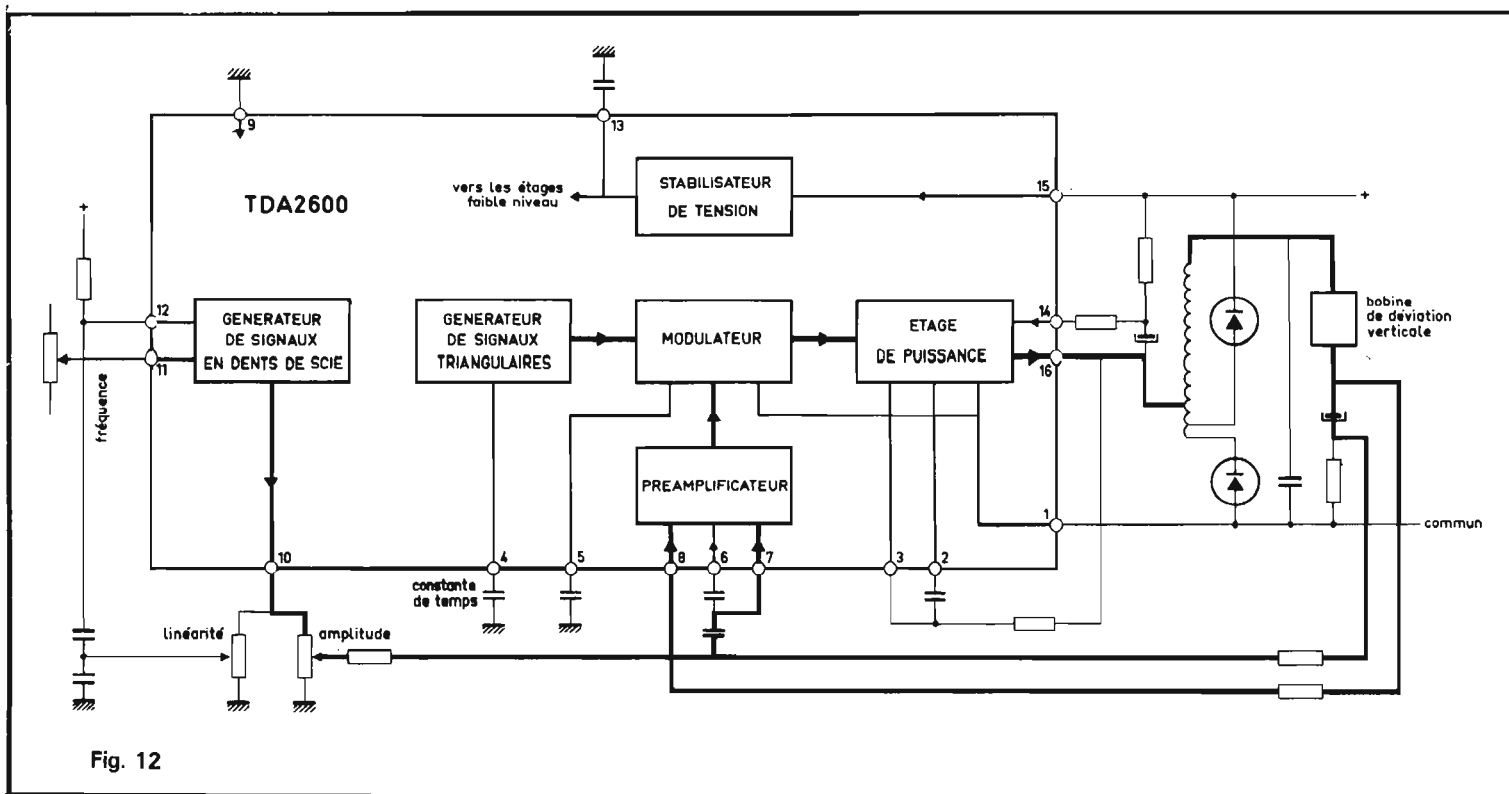
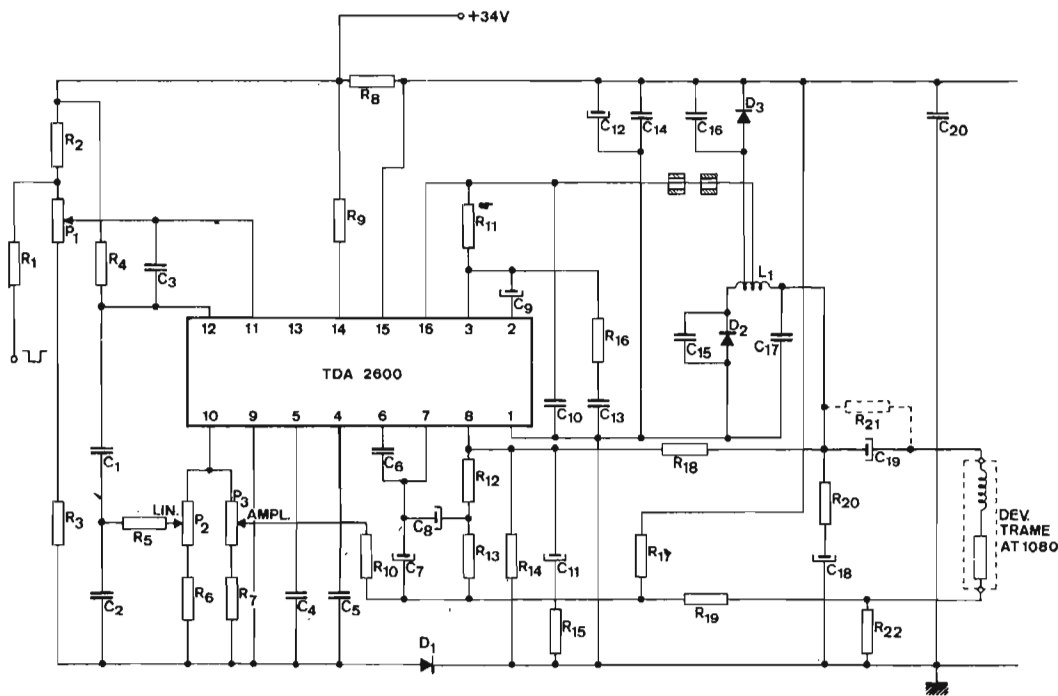


Fig. 12

Fig. 13



d'application LNA 120 et dans la notice provisoire TDA 2600 dans laquelle sont indiquées diverses caractéristiques de ce CI.

Voici une analyse sommaire du fonctionnement et de l'emploi du TDA 2600.

LE TDA 2600

Le TDA 2600 est un circuit intégré monolithique particulièrement destiné au circuit de déviation verticale des téléviseurs couleur équipés de tube-image 90° ou 110°.

En plus, des performances des bases de temps traditionnelles, ce circuit permet d'obtenir une solution efficiente et compacte. Ce circuit a été étudié en vue de dissiper une faible puissance, d'éviter les destructions en cas d'amorçage interne de la T.H.T., et de posséder de bonnes caractéristiques « d'anti-rebondissement ».

Afin de rendre l'intégration possible, le circuit utilise une technique de commutation telle que la dissipation est inférieure à la moitié de celle que l'on aurait avec un circuit classe B. Le circuit intégré comprend :

- Un générateur de rampe 50/60 Hz ;
- Un amplificateur de puissance fonctionnant en commutation ;
- Un amplificateur de contre-réaction échantillonnant le courant de la bobine de déviation, afin d'assurer une bonne linéarité de balayage et une grande immunité aux variations de la charge avec la température.

Voici au tableau A ci-après les principales caractéristiques de ce CI.

TABLEAU A

Tension d'alimentation	V_A	nom	+ 31 V
Courant d'alimentation	I_{tot}	nom	350 mA
Courant de déviation	$I_{dév}$		3,7 A càc
(avec 8 % de surbalayage)			
Puissance totale dissipée	P_{tot}	nom	4,5 W
Température de fonctionnement	T_{amb}		0 à +55 °C

TABLEAU B

(Limites absolues selon publication CEI 134)			
Tension d'alimentation	V_{15-9}	max	+ 36 V
Puissance totale dissipée	P_{tot}	max	7 W
(avec radiateur)			
Courant de sortie	I_{16}	max	7 A càc
Température de fonctionnement	T_{amb}		0 à +55 °C
Température de stockage	T_{sig}		-25 à +150 °C

Ce circuit intégré est monté en boîtier rectangulaire à 16 broches de forme habituelle, mais comportant sur la partie supérieure du boîtier, une surface rectangulaire métallique qui servira de contact avec le radiateur de dissipation de chaleur.

Voici au tableau B ci-après les valeurs à ne pas dépasser :

Un schéma fonctionnel du TDA 2600 est donné à la figure 12, tandis qu'à la figure 13 on donne un schéma d'application.

Ce schéma est valable pour la base de temps trame utilisant un tube cathodique 20 AX et les bobines indiquées.

Remarquons que sauf trois diodes D_1 à D_3 , aucun semi-conducteur extérieur n'a été nécessaire, le CI comprenant tous les semi-conducteurs, y compris ceux de l'étage final de puissance de cette base de temps.

Nous n'avons pas encore les valeurs des éléments du montage de la figure 13.

Nous publierons un schéma avec valeurs dès que cela nous sera possible.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

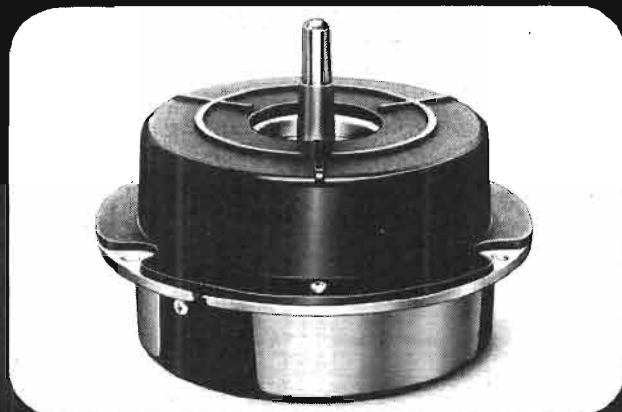
La puissance totale à dissiper est de 15 W environ dans le cas des bases de temps classiques. Elle a été réduite afin de pouvoir intégrer la totalité des étages. Ainsi, de façon à se libérer des contraintes impo-



MATSUSHITA

Le spécialiste du moteur HiFi

- Moteur à entraînement direct avec ou sans plateau
- Régulation électronique intégrée 33 et 45 tours par commutation électrique
- Bruit de fond inférieur à - 74 dB pondéré
- Stabilité supérieure à 0,25 %
- Durée de vie : 10 000 h minimum



Département Électronique

36, rue Étienne-Marcel - 75002 PARIS - Tél. 236-26-27

Veillez me faire parvenir fiche technique et tarif

Nom _____ Firme _____

Adresse _____

Tél. _____

AGIRGROUP 302

sées par la technologie et les boîtiers des circuits intégrés existants, le TDA 2600 fonctionne selon un principe de commutation dans lequel les composants de puissance sont, soit bloqués, soit saturés. La seule dissipation significative due à cette technique est celle des pertes de commutation et de saturation des transistors. Celle-ci est approximativement égale aux pertes dans la charge (- 5 W). Notons que, dans un système équivalent en classe B, les pertes seraient au moins le double de la puissance transmise à la charge.

Le principe de fonctionnement est schématisé par les figures 14 et 15.

modifiée en fonction du temps, comme l'indique la figure 15. Le signal à la sortie du filtre passe-bas étant à tout instant la valeur moyenne du signal d'entrée, nous obtenons :

- au début du train d'impulsions, une tension qui sera proche de la valeur de la tension d'alimentation ;
- à la fin du train d'impulsions, une tension qui sera proche de zéro.

Si la modulation de la largeur des impulsions est conforme à la figure 15, le signal de sortie résultant sera une dent de scie décroissante.

Durant le retour, la tension de sortie est alignée sur celle

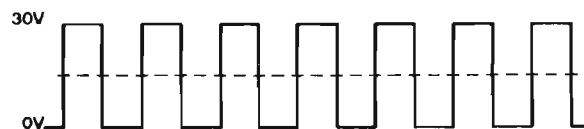


Fig. 14

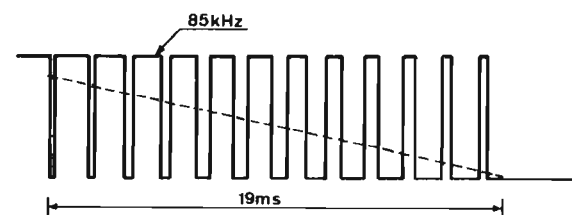


Fig. 15

Nous allons expliquer comment une dent de scie à puissance élevée commandant un système de déviation peut être obtenue à partir d'un signal commuté possédant une haute efficacité intrinsèque.

Si un train d'impulsions, à fréquence élevée est appliqué à un filtre passe-bas adéquat, le signal recueilli en sortie sera égal à la valeur moyenne du signal d'entrée à tout instant. Dans le cas (fig. 14) d'un train constitué d'impulsions de rapport cyclique $\phi = 0,5$ le signal de sortie sera une tension continue égale à la moitié de l'amplitude crête de l'onde découpée.

Supposons maintenant que la largeur des impulsions est

de l'alimentation pendant approximativement 1 ms. Ceci est particulièrement intéressant dans les cas des systèmes conventionnels à rapport « tension de retour/tension de balayage » élevé où, habituellement une perte de rendement est due à la nécessité d'une tension d'alimentation plus élevée.

La suite de l'étude du TDA 2600 sera donnée dans un prochain article.

F. JUSTER

PERFECTIONNEMENT DES TELEVISEURS

TRANSMISSION « SANS FIL » DES SONS

BEAUCOUP d'amateurs de haute fidélité reconnaissent l'avantage de l'écoute par casque : on profite ainsi d'une excellente musicalité. Les voisins également, qu'ils soient dans l'appartement d'à côté ou dans la pièce-même ne sont pas gênés. La liaison « sans fil » entre le téléviseur et le casque d'écoute est également un gros avantage. Ce câble encombrant, inesthétique, dangereux même est supprimé.

Cette transmission « sans fil » peut se faire de différentes façons : Un émetteur haute-fréquence pourrait faire partie du téléviseur et un émetteur minuscule serait placé à l'intérieur d'un écouteur du casque. On pourrait

également utiliser une boucle d'induction, ce qui est facile à réaliser. Mais les signaux émis par ces deux procédés seraient captés à l'extérieur de la pièce et pourraient gêner les téléspectateurs voisins.

Une troisième solution est celle du son transmis par une onde porteuse ultrasonore. Cette technique est intéressante, mais il existe de sérieux problèmes à résoudre, tel par exemple celui des réflexions sur les murs de la pièce. Les ultra-sons sont inaudibles par l'oreille humaine, mais pourtant certaines oreilles ont une bande passante plus large que d'autres, et sont quelquefois incommodées : par exemple, par les oscillations émises par les vibrations d'un transformateur 625 lignes...

Malgré ces difficultés, Philips a proposé une solution en utilisant les ultrasons pour la liaison téléviseur casque. Le schéma de principe est représenté sur la figure 1. Le générateur de fréquence ultrasonore est réalisé par un oscillateur RC dont la fréquence est 3 fois la fréquence ligne, soit 62 500 Hz, ce qui permet une synchronisation par la base de temps ligne.

Cette valeur élevée, d'autre part, évite les interférences avec les signaux ultrasonores de commande à distance. Ce signal est modulé en amplitude par le signal BF provenant de la détection son. Il est ensuite amplifié (1 seul transistor BF 337) à une tension suffisamment élevée pour actionner un haut-parleur

ultra-sonore électrostatique. Ce dernier nécessite une tension élevée, d'où l'alimentation de 150 volts.

Le récepteur ultrasonore (fig. 2) est très simple. Le signal est recueilli par un micro piézo-électrique qui est suivi d'un pré-amplificateur à faible bruit. Viennent ensuite un amplificateur, la détection et l'amplificateur BF (9 transistors au total). Un système de CAG, tel que ceux que l'on rencontre dans les lecteurs de cassettes, régule les fortes variations de niveau à l'entrée.

Une quatrième solution pour la transmission du son est celle utilisant l'infrarouge. C'est aussi la plus en vogue actuellement. Ces avantages

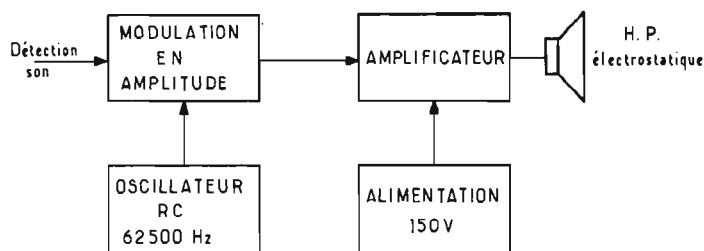


Fig. 1. - Schéma de principe de l'émetteur ultra-sonore.

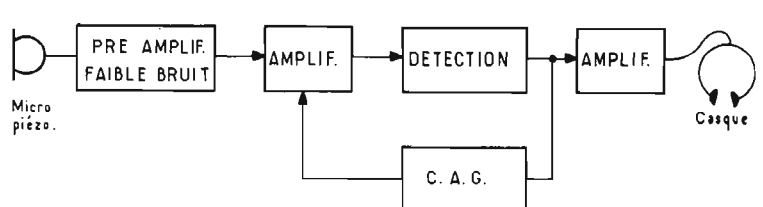


Fig. 2. - Schéma de principe du récepteur ultra-sonore.

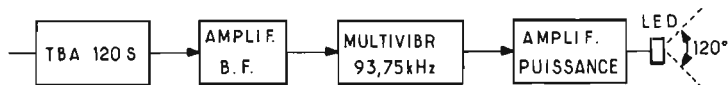


Fig. 3. — Schéma de principe de l'émetteur infra-rouge.

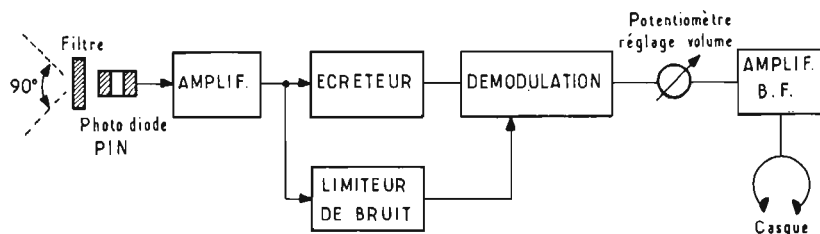


Fig. 4. — Schéma de principe du récepteur infra-rouge.

sont évidents : rayon d'action de l'ordre de 10 mètres, directivité non critique, transmission indépendante de la lumière ambiante... La figure 3 représente le principe de l'émetteur tel qu'on le rencontre sur les téléviseurs allemands. A la sortie du circuit intégré TBA 120S, ayant les fonctions FI son et démodulateur, on recueille le signal basse fréquence.

Celui-ci est amplifié et module en fréquence un multivibrateur. La fréquence F_0 de ce dernier est située entre 70 et 100 kHz. La valeur choisie généralement est 93,75 kHz, car elle correspond à l'harmonique 6 de l'oscillateur ligne. Un constructeur (Nordmende) obtient la fréquence par battement de 2 oscillateurs de 5,5 et 5,59375 MHz. Mais le schéma proposé le plus simple est

celui du constructeur de casques Sennheiser. Il utilise un circuit intégré pour cette fonction. Le choix de la modulation de fréquence plutôt que la modulation d'amplitude est que l'on évite de cette façon les nuisances dues à la composante infrarouge émise par les lampes d'éclairage.

La déviation maximale est de l'ordre de ± 30 kHz. L'amplificateur final est chargé par des diodes électroluminescentes émettant à une fréquence de l'ordre de 940 nanomètres, dont l'angle d'ouverture est de 120° . La puissance rayonnée est de 60 mW.

La majorité des constructeurs préfèrent utiliser en série 6 à 10 diodes électroluminescentes du type CQY 38 ou LD 241 en série plutôt qu'une seule diode LED plus

puissante, cela à cause du prix de revient.

Le récepteur, dont le schéma de principe est représenté sur la figure 4, est logé intégralement dans le casque. Le premier élément de la chaîne est une photodiode PIN sensible aux rayonnements infrarouges. Devant elle est placé un filtre. Son angle d'ouverture est de 90° . Le signal recueilli par cette diode est amplifié, soit par un ampli à transistor à effet de champ (FET), soit par 3 étages de transistors classiques. Ce signal est écreté, démodulé en fréquence, réglé en niveau par un potentiomètre situé sur le côté droit du casque ; puis il est amplifié par un étage BF push-pull série.

La figure 5 nous montre un exemple de réalisation. Le casque est ultra-léger (65 grammes). Sa courbe de

réponse va de 40 à 10 000 Hz. On aperçoit sur la photo le potentiomètre de réglage de niveau sonore à gauche, et l'ensemble filtre-cellule à droite. Au-dessous de celui-ci nous voyons l'accumulateur cadmium-nickel ayant les dimensions d'une prise secteur mâle. La capacité de cet accu est de 50 mA/heure. Son autonomie est de 15 heures sans recharge, il peut se recharger complètement pendant la nuit. Il suffit pour cela de le séparer du casque et de le brancher tel quel dans une prise de courant, l'espacement de ses bornes étant celui d'une prise standard. Ce système d'alimentation semble se généraliser. On peut le voir également sur la photo de la figure 6, montrant l'ensemble proposé par Grundig pour son téléviseur Super Color. Le constructeur a préféré cette

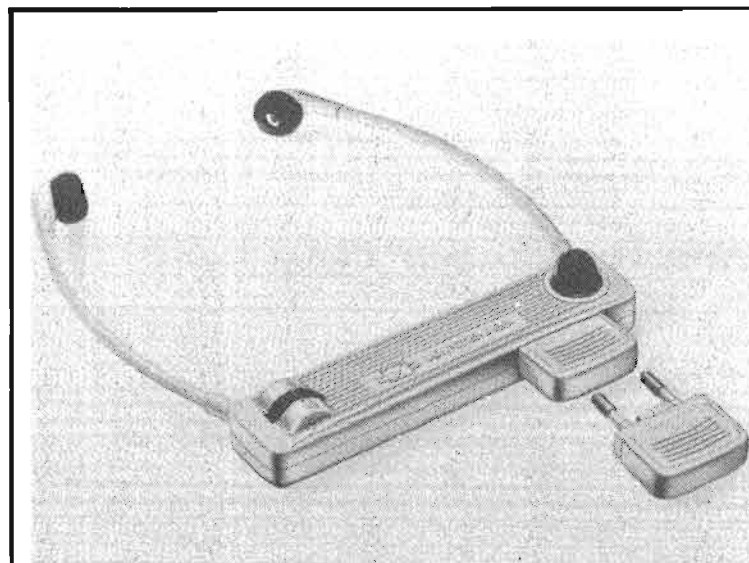


Fig. 5. — Casque comprenant le récepteur de signaux infrarouges, y compris la batterie d'alimentation.

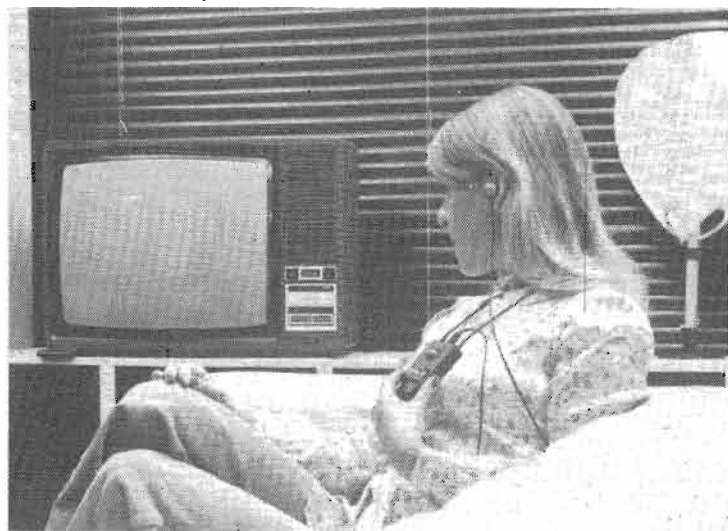


Fig. 6. — Solution Grundig pour la transmission du son par infrarouge.

SDS

92 MEUDON - 2, bd des NATIONS-UNIES

KIT CENTER

11 PARIS - 133, bd Voltaire

LUXMAN



R 820
Combiné ampli-tuner
PO - GO - FM - Sensibilité FM : 1,8 µV - Puissance continue : 2 x 45 W / 8 Ω

R 620
Combiné ampli-tuner
PO - GO - FM - Sensibilité FM : 1,9 µV - Puissance continue : 2 x 35 W / 8 Ω

SQ 707
Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 17 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,5 %

L 30
Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 32 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,05 %

L 504
Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 35 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,03 %

B & W



DM 6
Enceinte 3 voies - Woofer 30 cm / médium à membrane traitée, tweeter à dôme hémisphérique, puissance de 25 à 350 W RMS - 50 à 20.000 Hz ± 3 dB

DM 2 A
Enceinte 3 voies - Woofer 21 cm / médium dôme 3,4 cm et tweeter à dôme 1,9 cm - Puissance de 25 à 60 W RMS - 60 à 20.000 Hz - ± 4 dB

DM 4
Enceinte 3 voies - Woofer 16,4 cm / médium à dôme hémisph 3,4 cm et tweeter à dôme hémisph 1,9 cm - Puissance 10 à 30 W RMS - 80 à 20.000 Hz ± 5 dB

DM 5
Enceinte 2 voies - Woofer 15 cm - Tweeter à dôme hémisphérique 2,5 cm - 10 à 25 W RMS - 90 à 20.000 Hz ± 3 dB

MICRO



DD 1
Table de lecture à entraînement direct régulation électronique : réglage fin de la vitesse fluctuations totales : 0,048 % - Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn

SOLID 1
Table de lecture à entraînement par courroie - Moteur synchrone 4 pôles fluctuations totales : 0,05 % - Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn

MR 122
Table de lecture à entraînement par courroie - Moteur synchrone 4 pôles fluctuations totales : 0,09 % - Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn

AKG



K 240
Casque électrodynamique avec radiateurs passifs, bande passante : 16 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω

K 160
Casque électrodynamique - Bande passante : 16 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω

K 140
Casque électrodynamique - Bande passante : 20 à 20.000 Hz - Impédance : 4 à 600 Ω

K 16
Casque pour téléviseur avec potentiomètre de volume

Leep



CRD 71
Platine magnétophone à cassettes - Bande passante : 40 à 14.000 Hz - Système DOLBY - Introduction frontale de la cassette

AT 225 L
Combiné ampli-tuner PO - GO - FM - Sensibilité FM : 2,4 uV pour S/N 26 dB - Puissance continue : 2 x 22 W / 8 Ω

A 215
Ampli préampli - Puissance continue : 2 x 12 W / 8 Ω - Distorsion par harmoniques : < 0,5 %

M 20
Enceinte acoustique 2 voies à évent accordé - Puissance admissible 20 W

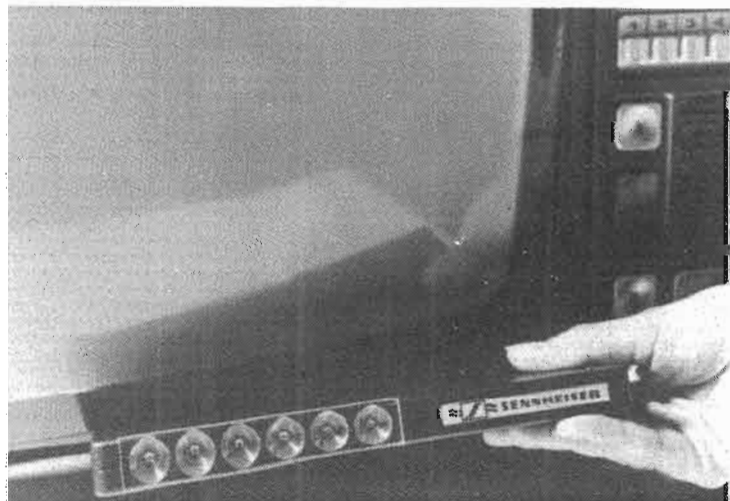


Fig. 7. - Adaptateur Sennheiser. Le boîtier comprenant 6 diodes émettrices est placé sous le téléviseur.



Fig. 8. - Adaptateur Normende.

solution pour ne pas rebuter les téléspectatrices qui estimeraient qu'un casque est incommode même s'il ne pèse que 65 grammes.

En dessous et à gauche du téléviseur, on distingue une petite boîte plate. Elle contient 6 diodes électrolumi-

nescentes émettrices disposées en ligne. Le reste de l'émetteur est placé derrière le téléviseur. Ce dispositif, non intégré au téléviseur peut donc s'adapter à n'importe quel téléviseur si celui-ci est doté d'une prise « magnétopscope ». Sinon, la pose est

facile à réaliser par un technicien qualifié. Un adaptateur semblable au Grundig a été conçu par Sennheiser (fig. 7).

On a également pensé à appliquer cette liaison infrarouge aux ensembles haute-fidélité stéréo, en utilisant 2 fréquences sous-porteuses.

Nordmende a réalisé un adaptateur dans ce but, il est représenté sur la figure 8. Il a été étudié pour satisfaire les amateurs les plus exigeants. De tels appareils devraient apparaître sur le marché français dans un avenir très proche.

J. PATTE

LE TELEVISEUR COULEUR PAL-SECAM



COLORIMAGE TELEFUNKEN

CE téléviseur est le dernier téléviseur PAL-SECAM fabriqué dans les usines Telefunken de Hanovre en Allemagne Fédérale.

Il permet de recevoir les émissions couleur ou noir et blanc dans la presque totalité des standards européens :

Normes E (France) VHF 819 lignes, canaux directs et inversés.

Normes L (France) UHF 625 lignes.

Normes B (CCIR-Gerber) VHF 625 lignes.

Normes C (Belgique et Luxembourg) VHF 625 lignes.

Normes G (CCIR-Gerber) UHF 625 lignes.

Avec ces normes, le téléviseur doit donc tenir compte de trois largeurs de bande FI : — 7, 8 et 14 MHz,

— de deux techniques différentes pour la réception du son : modulation d'amplitude et modulation de fréquence, — de deux systèmes de modulation de l'image : positive et négative.

Il doit également tenir compte de trois distances différentes entre porteuse son et porteuse image : 5,5 MHz, ainsi que 6,5 et 11,15 MHz ; sans oublier bien sûr les définitions 625 et 819 lignes et les deux systèmes de transmission de l'information colorée PAL et SECAM.

TUNERS ET AMPLIFICATEURS FI

Les tuners sont classiques (fig. 1 et 2) : celui recevant la UHF est composée d'un

AF 239 S en entrée, un autre transistor du même type réalise les fonctions oscillatrices et mélangeuse. Les trois transistors du tuner VHF sont : un AF239 en étage d'entrée, un autre AF239 en oscillateur et un BF307 en mélangeur VHF et servant aussi de pré-amplificateur FI pour le signal UHF.

La commutation des différentes gammes est effectuée par des diodes dont les tensions de polarisation plus et moins 12 V proviennent de la platine de commutation de normes (située à gauche de la figure 3).

Cette platine, comportant 15 transistors et 11 diodes classiques montés en commutation qui reçoivent les tensions en provenance du circuit de commande à touches par effleurement. Ces tensions

sont traitées sur cette platine et aiguillées soit sur la platine FI son pour la commutation AM/FM son, soit sur la platine FI image pour la commande des différents filtres FI.

Notons que les fréquences éliminées sont, pour toutes les normes : 31,9 MHz pour la porteuse image adjacente et 40,4 MHz pour la porteuse son adjacente (sauf pour cette dernière : 41,4 MHz des normes françaises).

La fréquence milieu de la bande passante FI image est de 36,5 MHz, la fréquence porteuse étant de 38,9 MHz, sauf pour les normes françaises pour laquelle elle est de 39,9 MHz.

L'amplification FI son est réalisée très simplement avec un circuit TDA440 F précédé par un transistor BF 311.

Elektronik-Tuner UHF ET 173 K/F
UHF-Vorstufe

UHF-Oszillator und Mischstufe

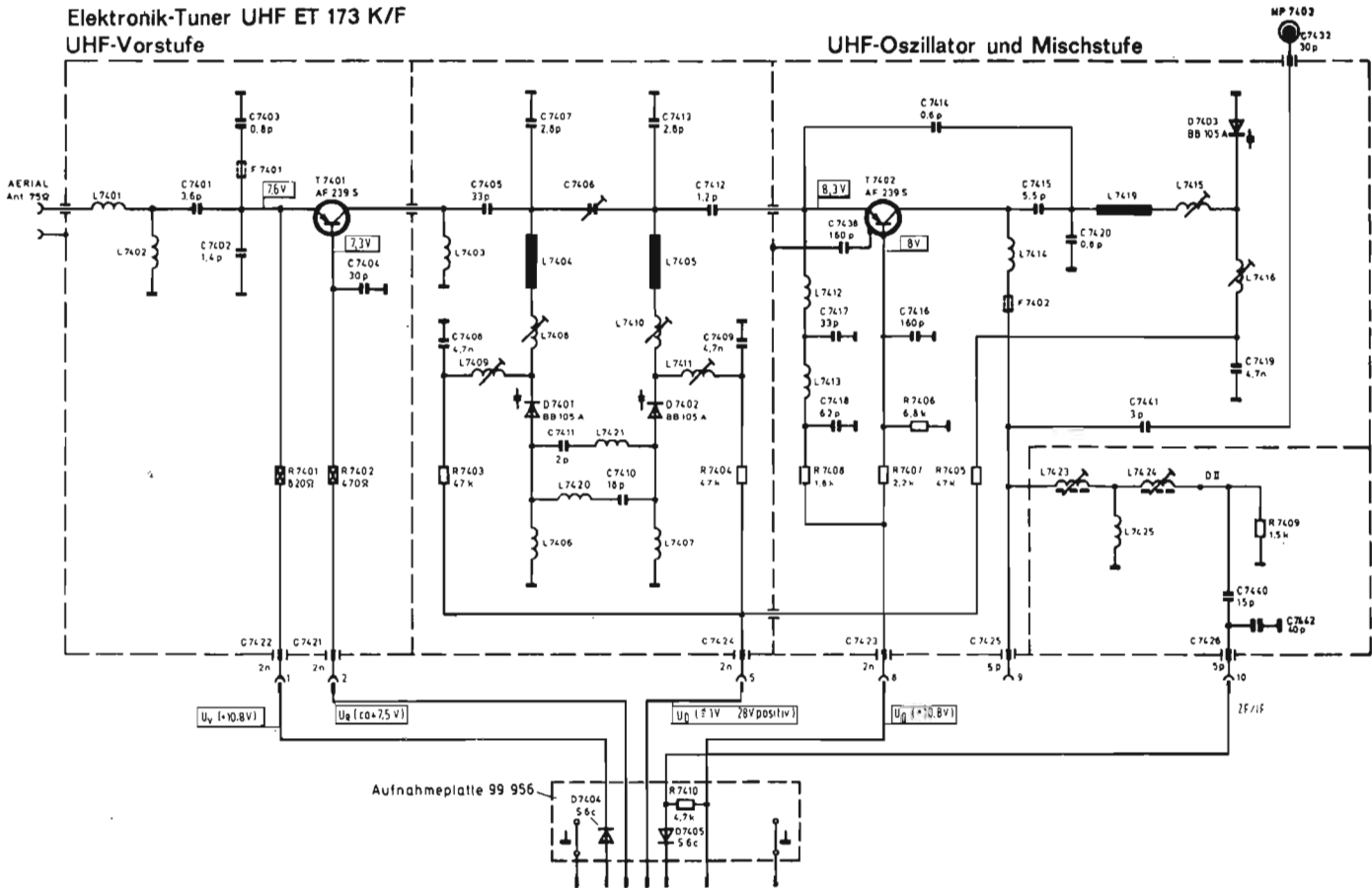


Fig. 1. - Tuner UHF.

Elektronik-Tuner VHF F 3091
VHF-Vorstufe

VHF-Oszillator

VHF-Mischstufe
UHF-ZF-Verstärker

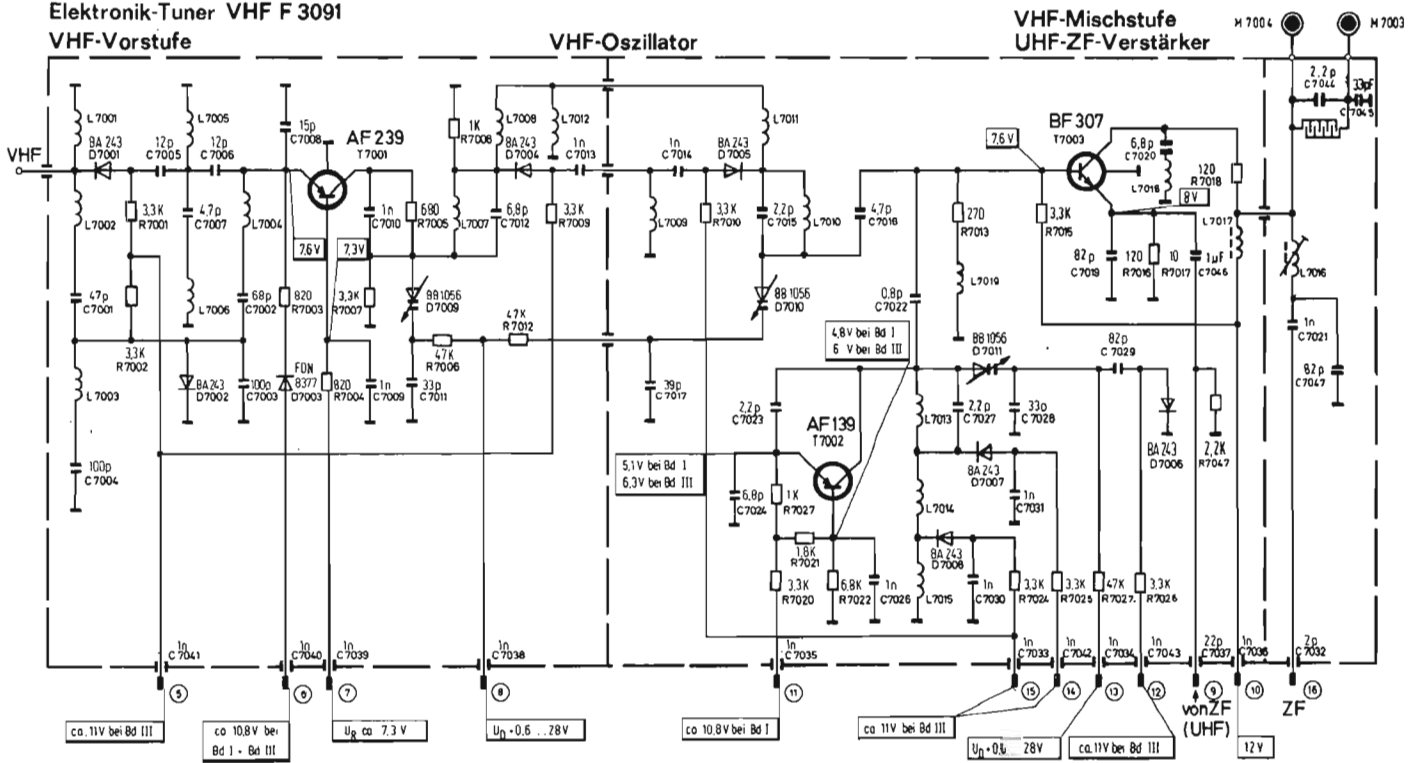


Fig. 2. - Tuner VHF.

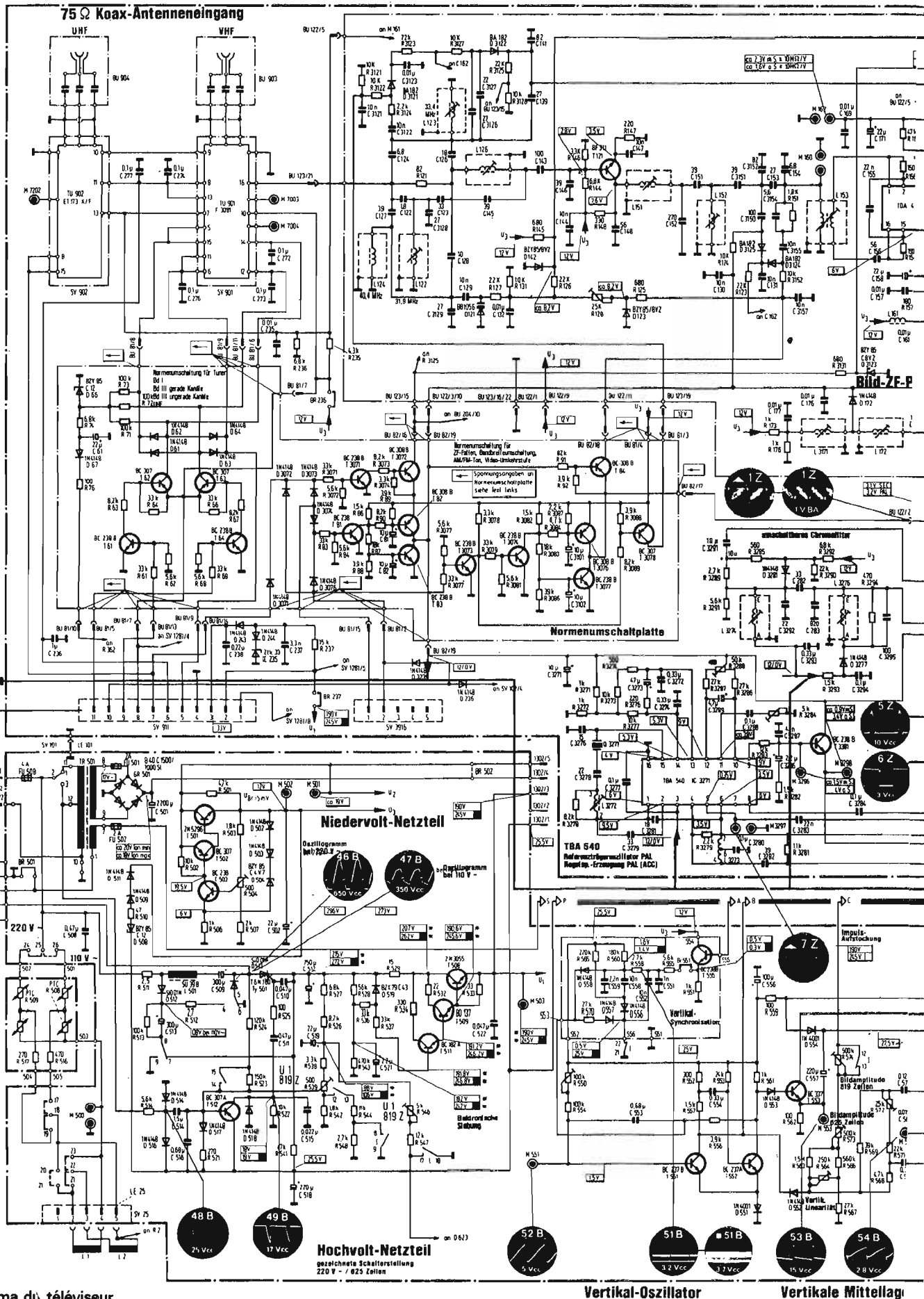
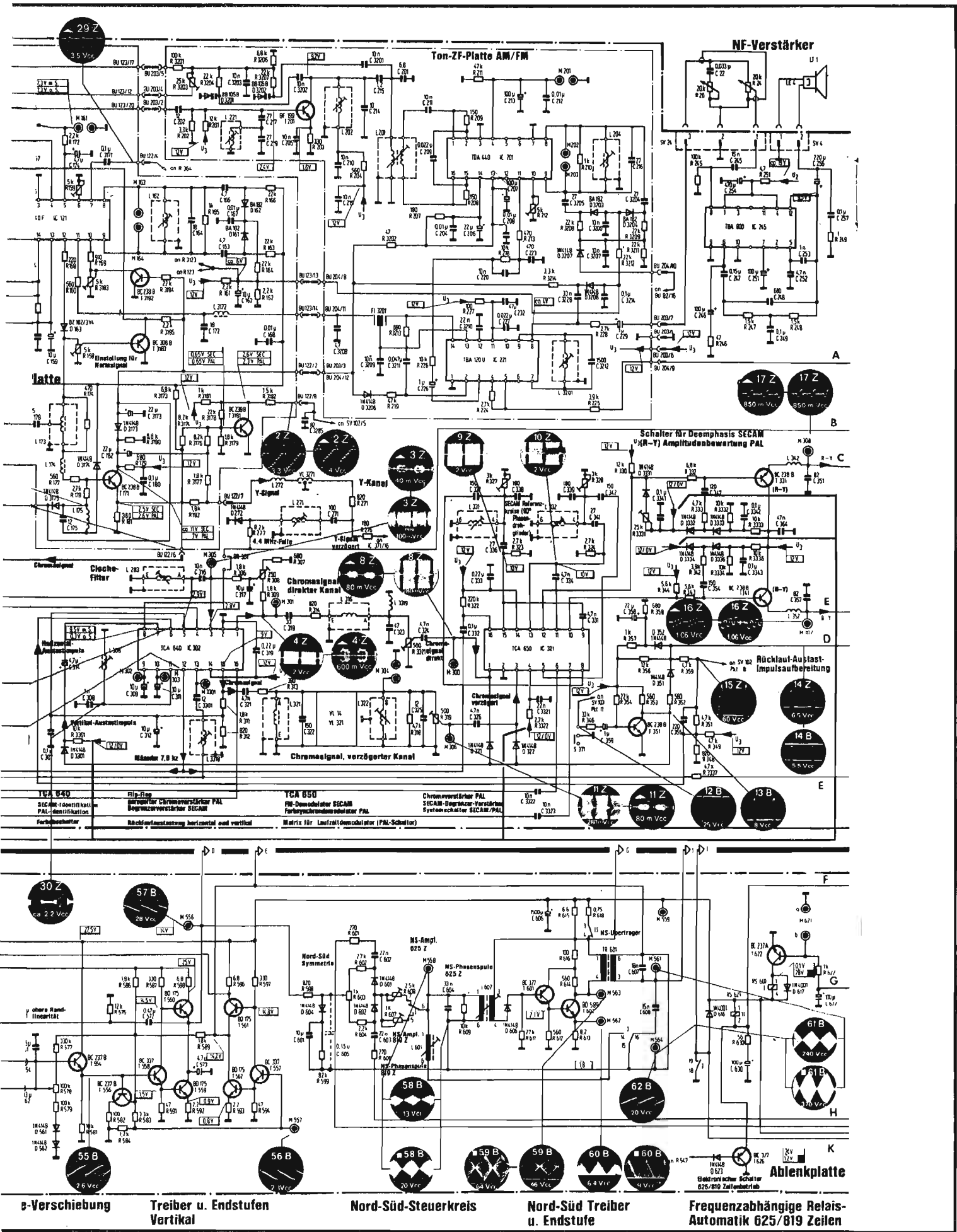


Fig. 3. - Schéma du téléviseur.

Vertikal-Oszillator

Vertikale Mittellage



Ton-ZF-Platte AM/FM

NF-Verstärker

Latte

**Schalter für Deemphasis SECAM
U₁(R-Y) Amplitudenbewertung PAL**

**Chromsignal
direkter Kanal**

**Rücklauf-Auslast-
Impulsaufbereitung**

**Chromsignal,
verzögerter Kanal**

TCA 840 SEC AM-Identifikation PAL-Identifikation Farbschleifer	RII-Flap Horizontal-Chromverzögerer PAL Horizontal-Chromverzögerer SECAM	TCA 850 FM-Demodulator SECAM Farbschleifer PAL	Chromverzögerer PAL SECAM-Signalerzeuger-Verzögerer Systemschalter SECAM/PAL
--	---	---	---

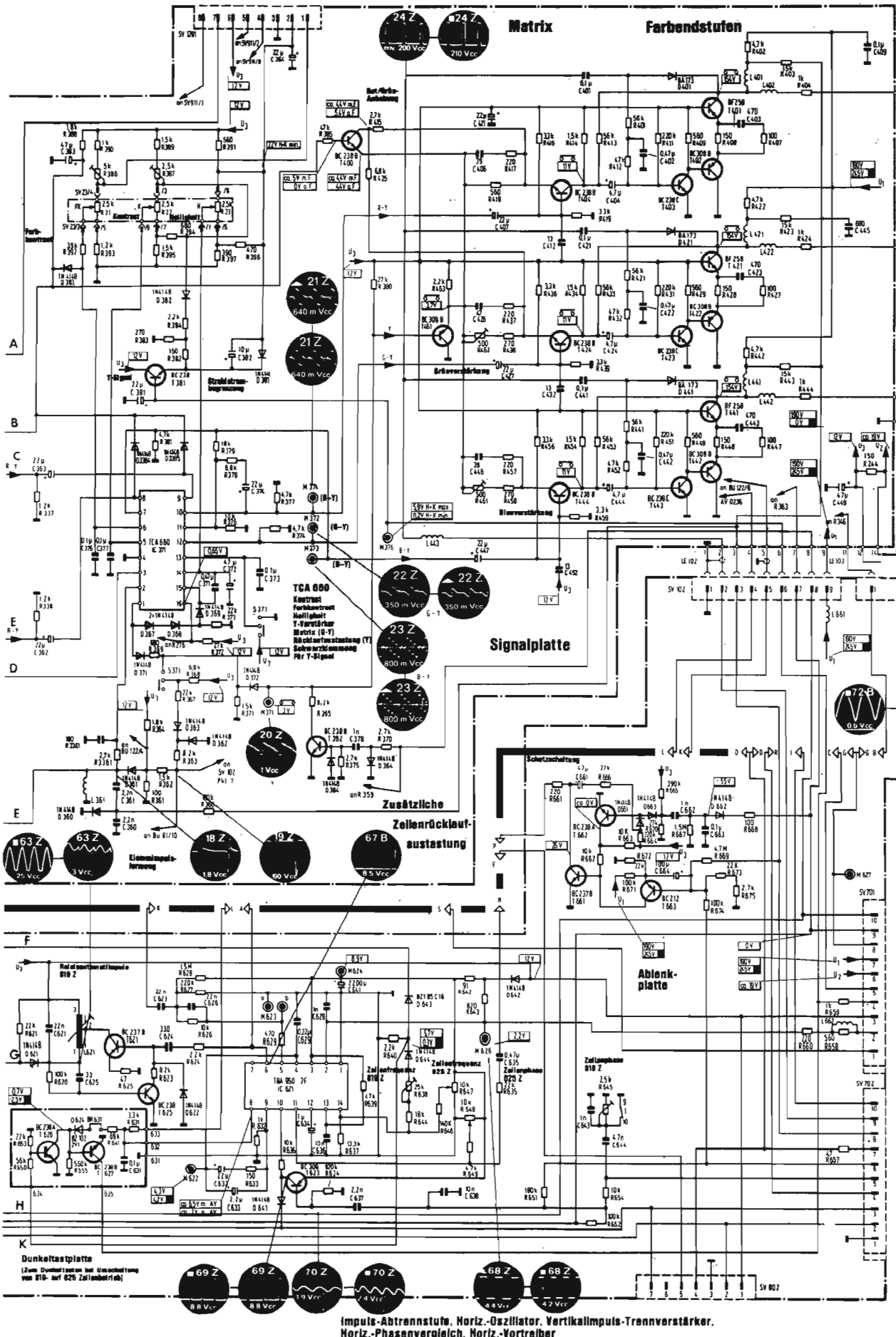
e-Verschöbung

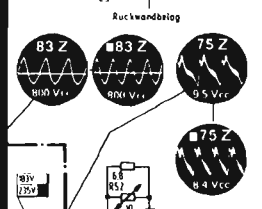
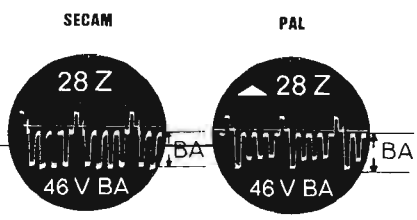
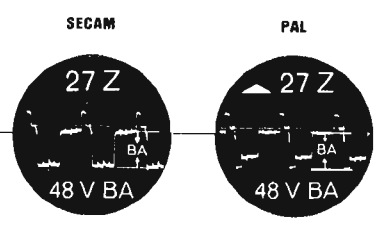
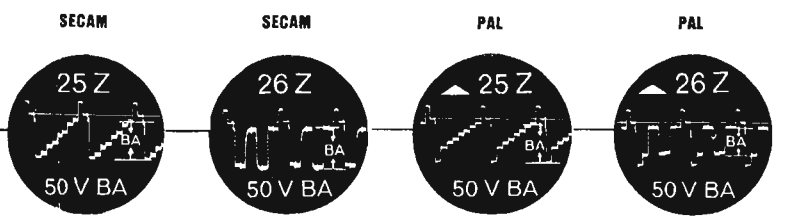
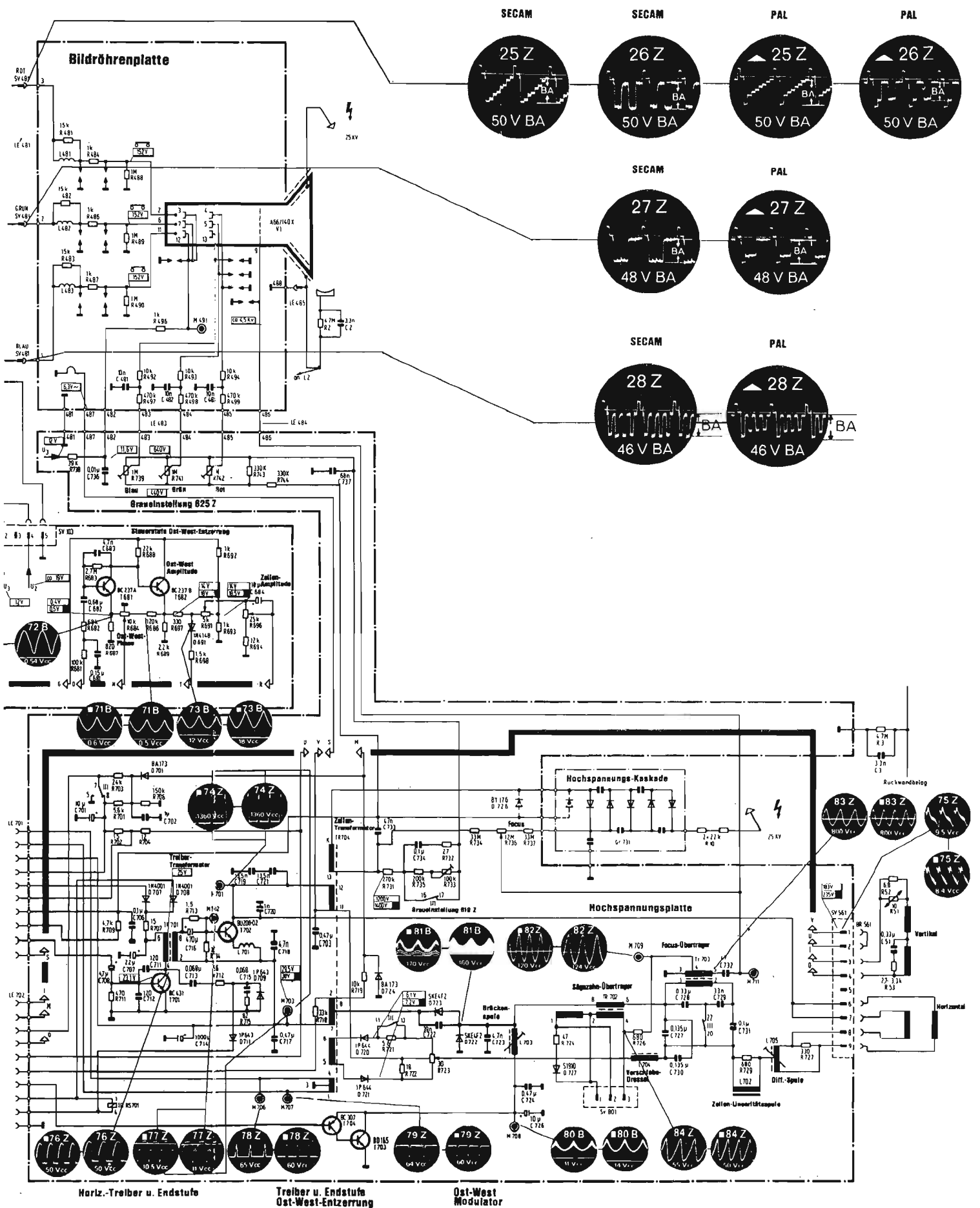
**Treiber u. Endstufen
Vertikal**

Nord-Süd-Steuerkreis

**Nord-Süd Treiber
u. Endstufe**

**Frequenzabhängige Relais-
Automatik G25/819 Zeilen**





Horiz.-Treiber u. Endstufe

Treiber u. Endstufe Ost-West-Entzerrung

Ost-West Modulator

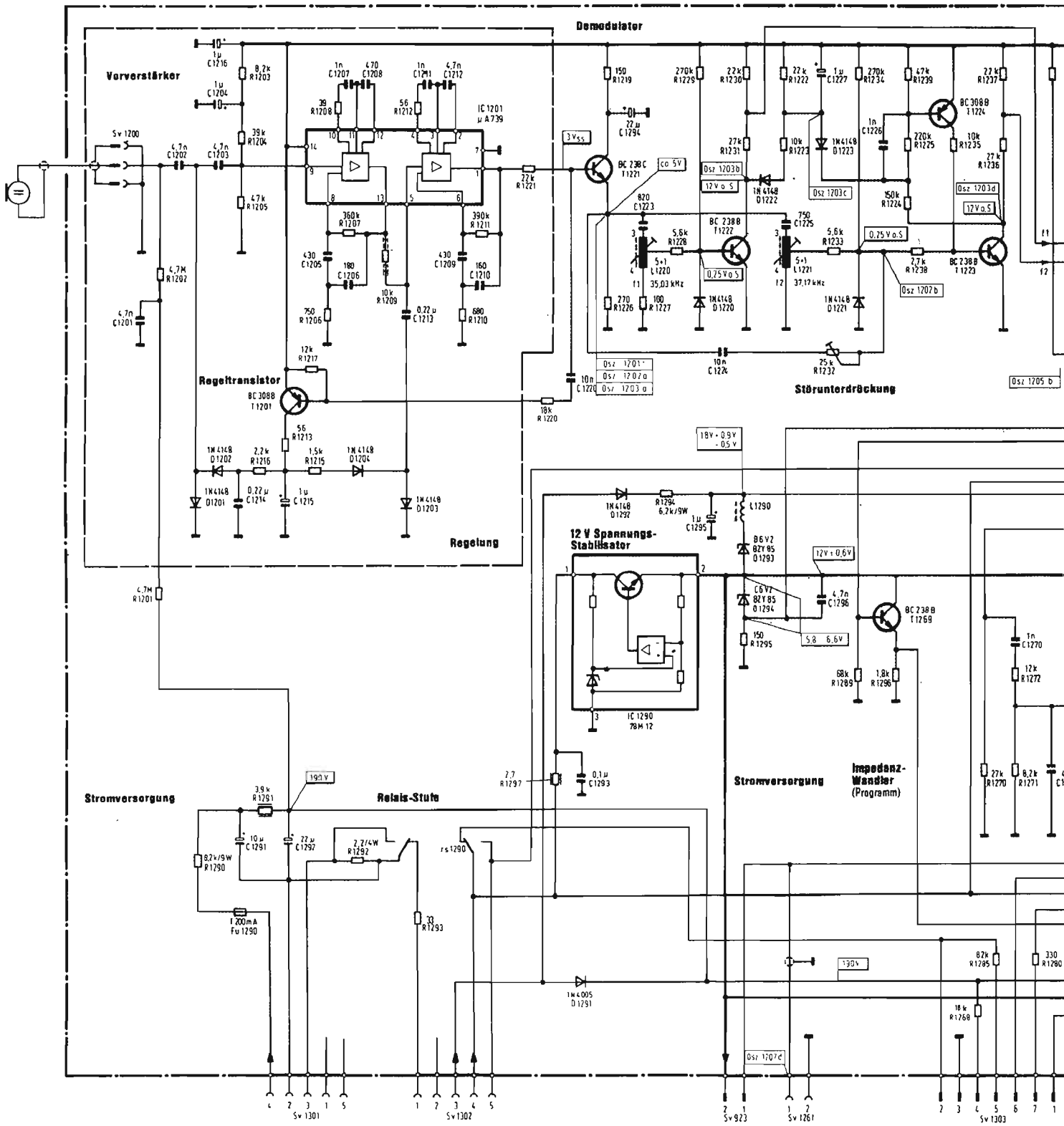
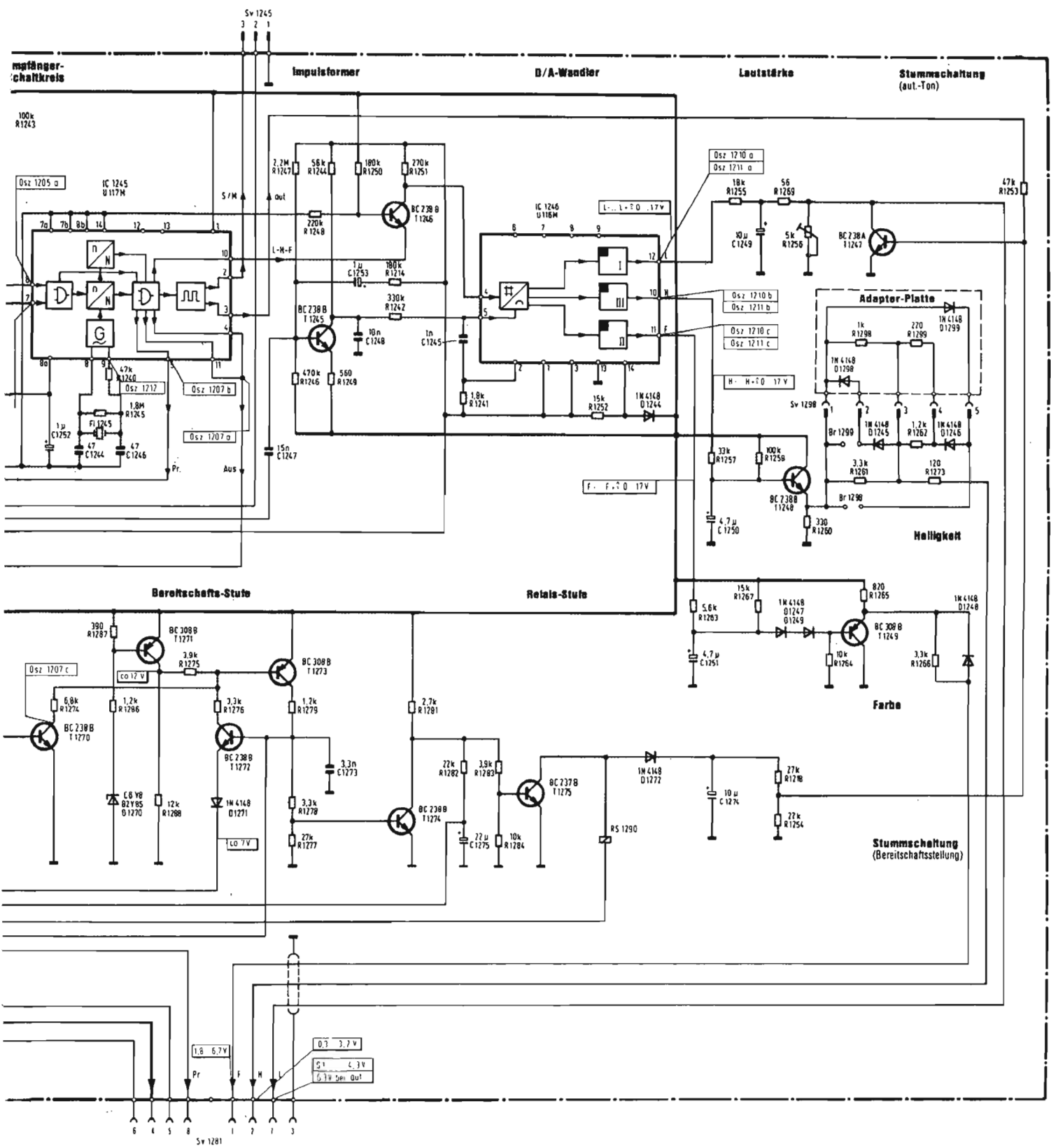


Fig. 6. - Récepteur à ultra-sons.



Le signal destiné à la chaîne son, dont la fréquence est centrée sur 33,4 MHz ou sur 28,75 pour la VHF française est réalisée par deux circuits intégrés différents, le TDA440 et le TBA 120 V.

L'amplificateur BF est réalisé par le circuit intégré TBA 800.

CIRCUITS PAL ET SECAM

Le traitement de l'information colorée PAL et SECAM est réalisé grâce à quatre circuits intégrés, dont le TBA540 de Telefunken, circuit typiquement PAL, et trois autres circuits intégrés très intéressants pour la réalisation des décodeurs PAL/SECAM. Il s'agit des TCA640, TCA650 et TCA660 d'origine Philips. La commutation entre les deux systèmes est réalisée sans problème grâce à ces trois circuits intégrés.

L'oscillateur de signal de référence PAL (4,43 MHz) se trouve dans le circuit intégré TBA 540, de même que la production des tensions de régulation ACC (commande Automatique de couleur).

Tout de suite après le circuit cloche, le signal détecté vidéo est injecté dans le TCA 640, dans lequel est réalisé l'identification PAL et l'identification SECAM, la commutation couleur (portier), la bascule, commandée par les impulsions ligne, l'amplification de la sous-porteuse PAL, l'amplification de la sous-porteuse SECAM, y compris les limiteurs. Les signaux de sortie de TCA 640 sont dirigés vers le TCA 650, soit à travers la ligne à retard 64 microsecondes, soit par le circuit direct non retardé.

Le TCA650 comporte pour le SECAM : le permutateur, les amplificateurs, les limiteurs et les discriminateurs des voies (B - Y) et (R - Y). Il comporte pour le PAL : le démodulateur synchrone et les amplificateurs chroma.

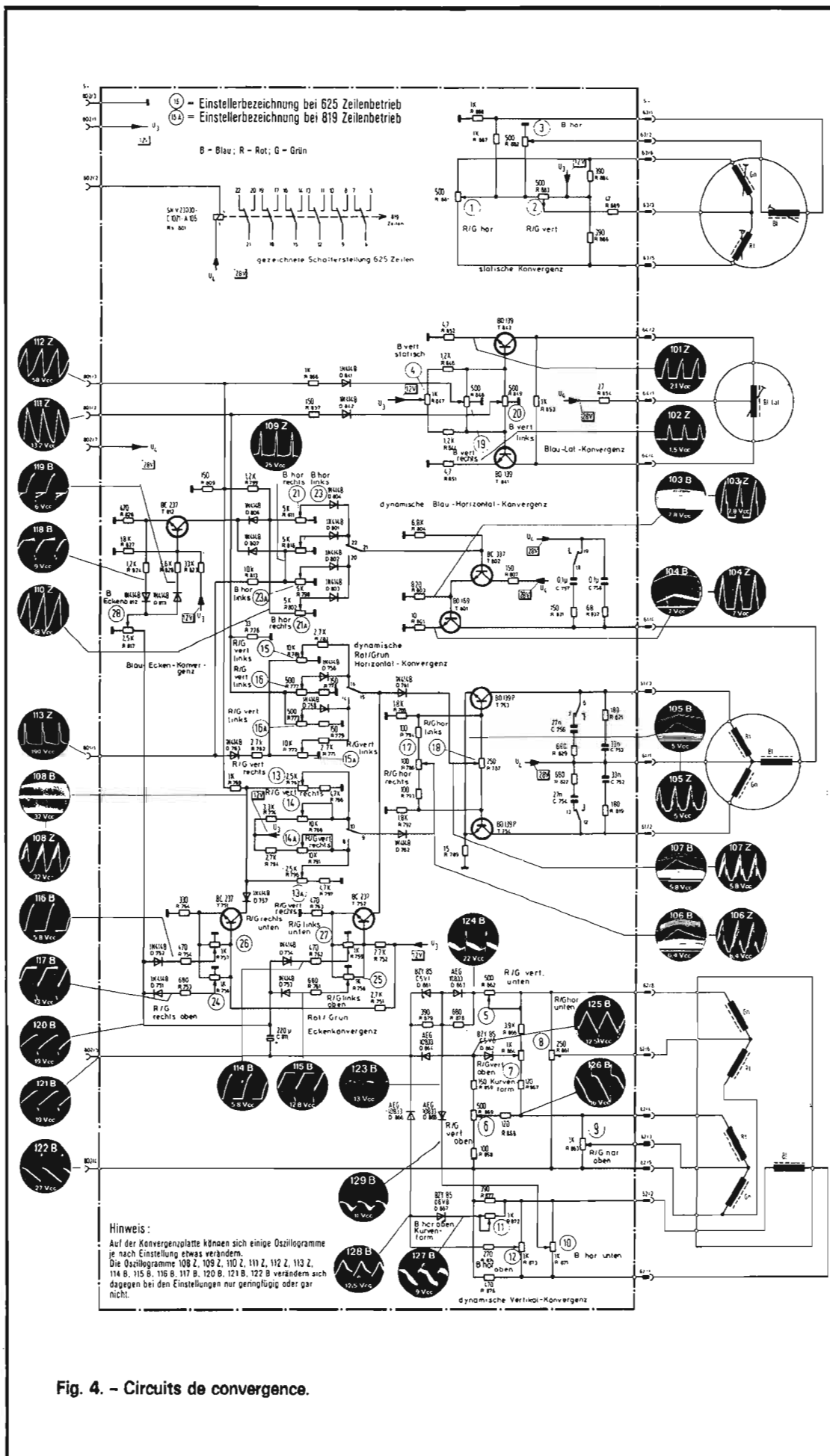
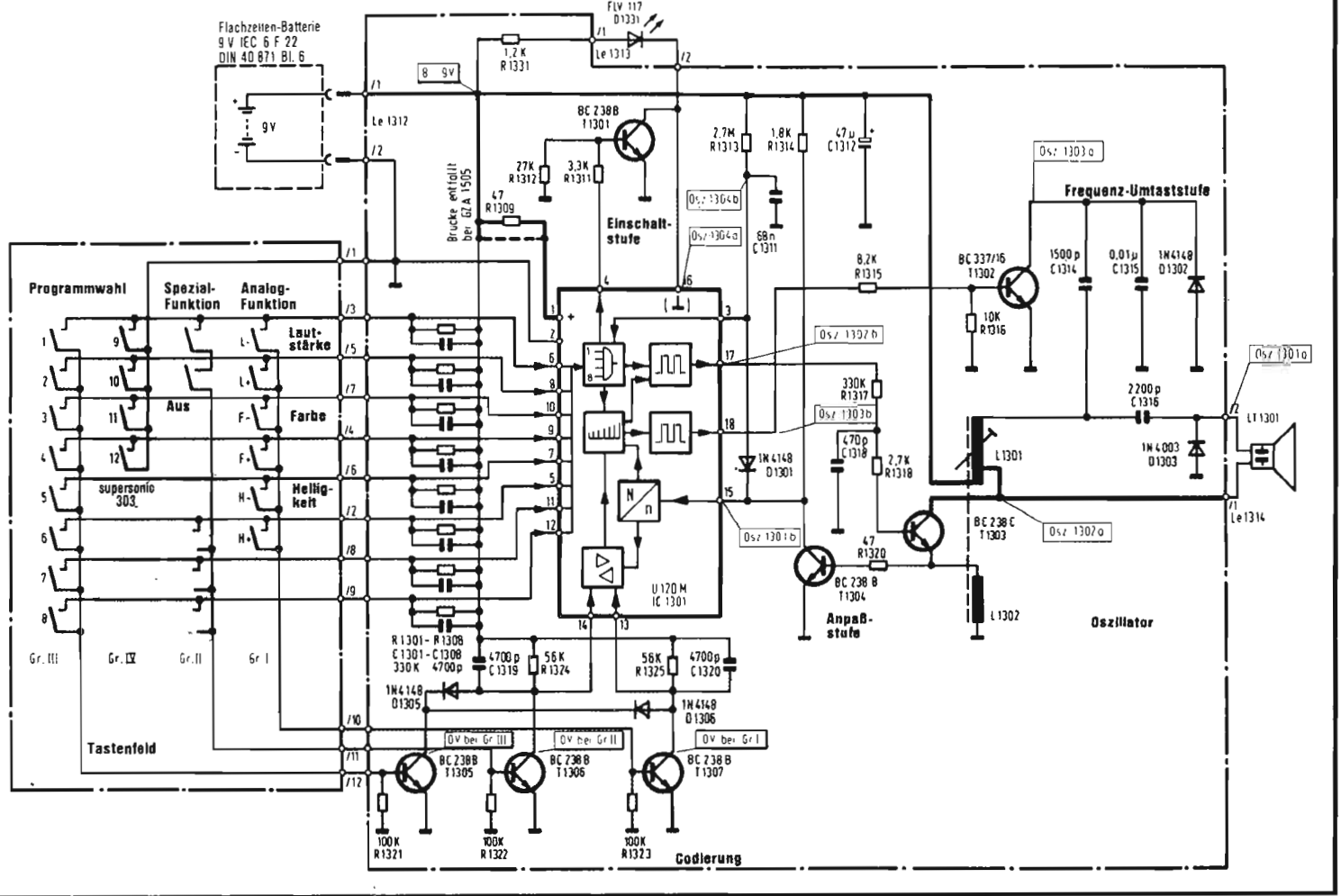


Fig. 4. - Circuits de convergence.

Fig. 5. - Emetteur de la télécommande à ultra-sons.



Les signaux (B - Y) et (R - Y) sont ensuite injectés au TCA660, dans lequel se fait le matricage (V - Y), les réglages de contraste, brillance, saturation, suppression de retour ligne et clamp du signal Y.

Les trois signaux sont ensuite envoyés dans les étages de sortie à transistor (BF 258) puis sur les cathodes du tube image A66-140X.

BALAYAGE ET CONVERGENCES

Le TBA950 (ITT) réalise la séparation des signaux de synchronisation, le triage des impulsions de synchronisation ligne et image. Ces dernières sont pré-amplifiées avant d'être envoyées à la

bascule image, suivie de la mise en forme de la dent de scie et de l'amplificateur de puissance push-pull à transistors alimenté sous 25 V.

Le TBA950 réalise également l'oscillation ligne, le comparateur de phase et un étage d'amplification des signaux de synchronisation qui sont transmis ensuite au driver (BC431) suivi du transistor de balayage ligne BU208-02.

Les circuits de convergence ne présentent pas de difficultés particulières, ils sont représentés sur la figure 4.

TELECOMMANDE À ULTRASONS

Le téléviseur peut être commandé à distance par le système Telefunken « Super-

sonic » fonctionnant par ultra-sons. Cette télécommande réalise la mise en marche et l'arrêt du téléviseur, les réglages de séparation des couleurs, de la luminosité et de la puissance sonore, ainsi que la sélection de 12 programmes.

La figure 5 montre le schéma de l'émetteur à ultra-sons avec, de gauche à droite : les circuits des boutons de commande, les circuits de réglage qui sont réalisés par le circuit intégré U120M, l'oscillateur attaquant directement le haut-parleur à ultra-sons.

La figure 6 donne le schéma du récepteur à ultra-sons incorporé dans le téléviseur, avec de gauche à droite : le micro à ultra-sons, le pré-amplificateur et son circuit de régulation, le démodulateur, les circuits de commutation, compteurs, l'oscillateur, le cir-

cuit de mise en forme des impulsions, le convertisseur digital/analogique, les trois unités de mémoire pour la puissance sonore, le réglage de la luminosité et le réglage de la saturation des couleurs.

Nous pensons que ce téléviseur obtiendra un grand succès auprès des téléspectateurs frontaliers, vu la possibilité de recevoir les émissions PAL et SECAM, et vu la qualité de son image et la fiabilité de ces circuits.

J. PATTE

NOUVEAUX MONTAGES ELECTRONIQUES

A SEMICONDUCTEURS

I - OSCILLATEURS MUSICO ELECTRONIQUES

CIRCUIT OPTO-MUSICAL

VOICI à la figure 1, un petit montage permettant d'obtenir un son dans le haut-parleur. La hauteur du son dépendra de l'intensité lumineuse appliquée au photo-transistor.

Le semi-conducteur Q_1 possède une base non accessible et les deux autres électrodes accessibles, connectées à R_1 .

L'émetteur de Q_1 est relié à la base de Q_2 « un transistor NPN ». Le transistor Q_2 est polarisé à la base par l'intermédiaire de R_1 et Q_1 . Il est monté en oscillateur en association avec l'enroulement primaire du transformateur TS, de sortie de haut-parleur.

On obtient l'oscillation, grâce au couplage effectué par TS entre le collecteur et la base, ce qui correspond à un montage Hartley. La prise médiane de ce primaire est reliée au + batterie par l'interrupteur.

La hauteur du son dépend de la polarisation de la base de Q_2 . Cette polarisation varie avec la lumière appliquée à

Q_1 . En l'absence de lumière, seule R_1 détermine la tension de la base de Q_2 , tandis que s'il y a de la lumière, la résistance $R_1 - Q_1$ diminue, ce qui modifie le son.

Les composants nécessaires sont :

Batterie : source de 3 V ou deux fois 1,5 V.

TS = transformateur BF primaire 500 Ω , secondaire 8 Ω . D'autres valeurs pourraient donner des résultats. La prise sur primaire est au milieu.

Q_1 = photo-transistor 2N3903 au silicium Motorola.

Q_2 = transistor 2N3903 au silicium Motorola.

Int = 22 k Ω 0,5 W 10 % de tolérance.

HP = 8 Ω ou autre valeur selon secondaire de TS.

La valeur du secondaire n'intervient pas dans le fonctionnement de l'oscillateur.

APPLICATIONS

Le photo-transistor Q_1 ne se branche que par le collecteur et l'émetteur, le premier vers le + et le second vers le -. La base n'est pas connectée et n'est pas accessible.

On obtient en pleine lumière, une résistance de quelques centaines d'ohms et en obscurité quelques mégohms.

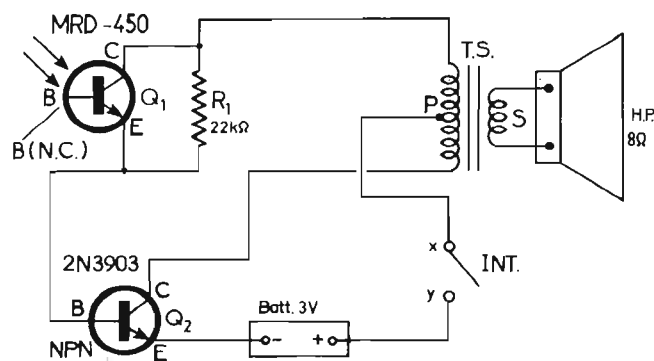


Fig. 1

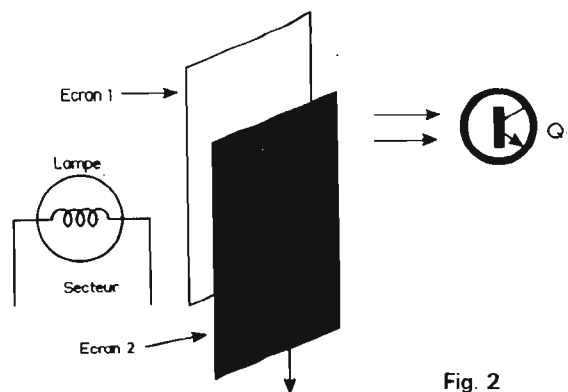


Fig. 2

De ce fait, on peut voir qu'en pleine lumière, c'est la résistance de Q_1 qui détermine le courant de base de Q_2 tandis qu'en obscurité, la résistance du circuit est pratiquement égale à R_1 . Dans le cas présent, $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, mais on pourrait augmenter ou diminuer cette valeur pour obtenir un résultat donné.

Une résistance ajustable de 50 ou 100 $\text{k}\Omega$ pourrait remplacer R_1 . Voici maintenant quelques suggestions.

APPAREIL MUSICAL

On réalise avec $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ et on tient à la main une petite lampe électrique éclairant le photo-transistor.

La variation de lumière provoque la variation de la hauteur du son. Cette variation peut être obtenue en faisant varier la distance entre lampe et Q_1 ou en faisant tourner la lampe dans une autre direction ou en modifiant l'intensité lumineuse de la lampe avec un rhéostat disposé dans son circuit d'alimentation.

Par exemple si la lampe est de 6,3 V 0,3 A, on pourra intercaler un rhéostat de l'ordre de 20 Ω .

La rotation ou la translation rectiligne du curseur permettra le jeu musical.

Des gammes plus étendues peuvent être obtenues avec des capacités commutables aux bornes du primaire P. Ces capacités seront de l'ordre de la centaine ou de la dizaine de nanofarad.

La pile de 3 V devra être du type radio ou, encore mieux, réalisée avec deux piles de 1,5 V à forte capacité montées en série.

Il va de soi que cet appareil musical ne peut être comparé à un orgue électronique, mais il peut rendre d'excellents services comme instrument monodique (un seul son à la fois) faisant partie d'une formation musicale.

Cet instrument sera aussi utilisable comme un solo accompagné de piano ou orgue ou un autre instrument électronique ou conventionnel.

Il est conseillé, si l'appareil est pris au sérieux, donc utilisé souvent par un musicien de qualité, de prévoir une alimentation régulée, afin que la tension d'alimentation soit toujours la même, ce qui évitera des différences de réglages de la variation de lumière.

Voici à la figure 2 un montage de commande de luminosité. Une forte lampe d'éclairage est alimentée sur secteur et éclaire un écran blanc translucide, réalisé avec une feuille de matière plastique blanche, par exemple.

Devant cet écran, on fait glisser un écran 2, noir qui obstruera plus ou moins la lumière appliquée au photo-transistor Q_1 .

Le mouvement de translation peut être assimilé à celui d'un musicien jouant du trombone à coulisse.

A la figure 3 on indique le mode de branchement de condensateurs aux bornes du primaire pour créer d'autres gammes couvertes par la variation de luminosité. Les valeurs de C_1 à C_4 seront déterminées expérimentalement, par exemple $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 20 \text{ nF}$, $C_3 = 40 \text{ nF}$ et $C_4 = 80 \text{ nF}$.

OSCILLATEURS BF MUSICAUX

Ils sont réalisables aisément et simplement avec des transistors unijonction (UJT).

Voici d'abord à la figure 4 un montage permettant d'obtenir au moyen d'un commutateur, autant de notes différentes que l'on désire, par exemple 7 ou 12 ou plus, aux points 1 à n, au moment où la partie de contact PT, reliée au + alimentation par R_3 , touche le point choisi.

On ne peut avoir avec ce montage qu'une seule note à la fois. La sortie est isolée de

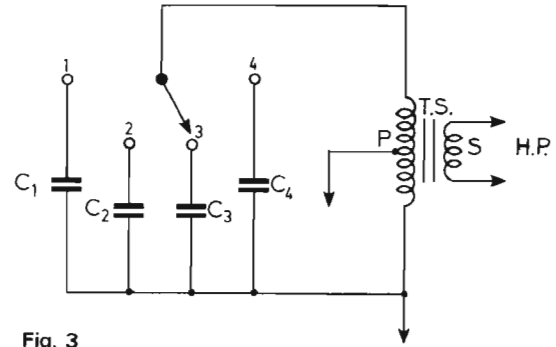


Fig. 3

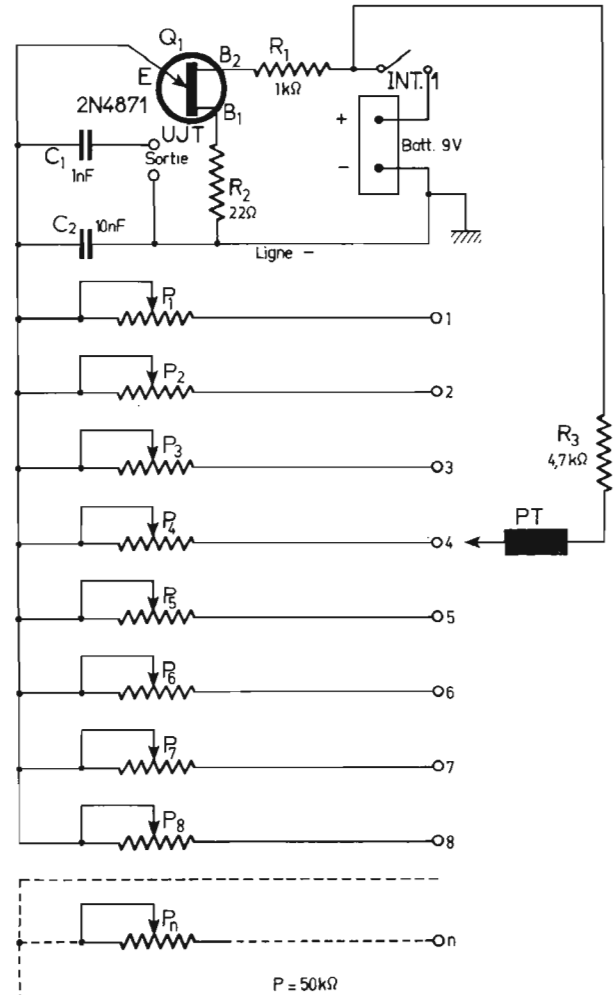


Fig. 4

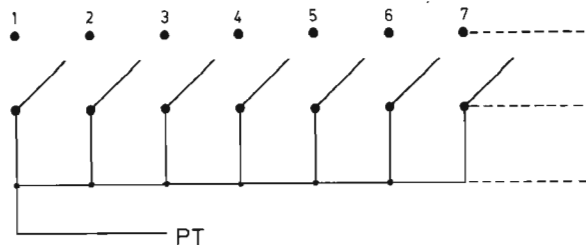


Fig. 5

Fig. 6 C₁ et C₂

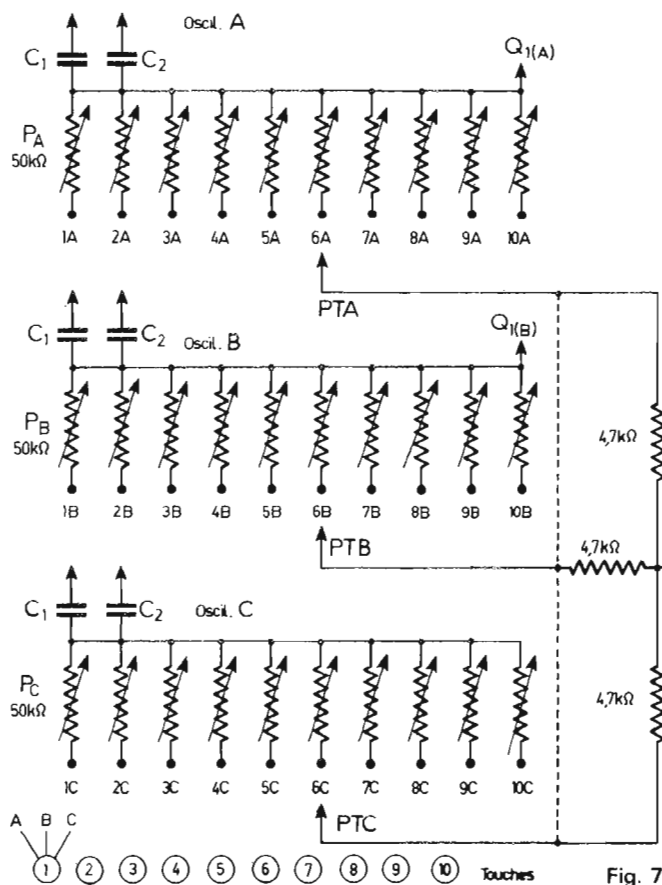
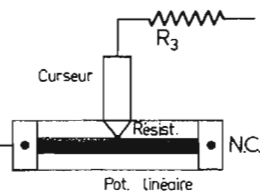


Fig. 7

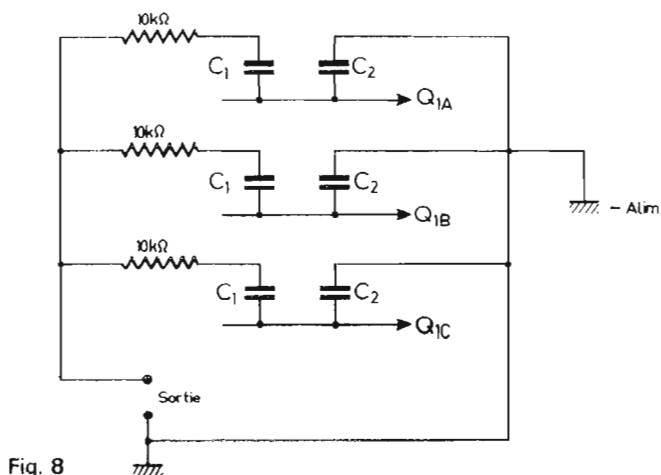


Fig. 8

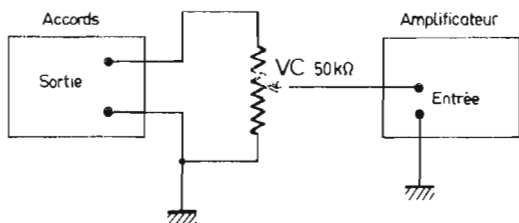


Fig. 9

l'appareil par C₁ de 1 nF ou toute autre valeur supérieure, si l'on désire la génération de notes basses.

Avec un UJT, la fréquence du signal est proche de :

$$f = \frac{1}{PC_2}$$

avec P en MΩ et C₂ en μF, f étant obtenue alors en hertz.

Soit par exemple C₂ = 0,01 μF, comme indiqué sur le schéma, P = P₁ réglé à 25 kΩ = 0,025 MΩ.

$$\text{Cela donne : } f = \frac{1}{0,025 \cdot 0,01} = \frac{100\,000}{25} = 4\,000 \text{ Hz}$$

Si P₂ est réglé à une valeur supérieure à 25 kΩ, la fréquence sera plus basse. De proche en proche, on pourra régler P₁ à P_n sur les fréquences d'une gamme 7 ou 8 ou 12 ou 13 notes.

L'exécutant jouera en touchant successivement les points 1 à n, correspondant aux notes choisies, avec PT.

VARIANTES

L'appareil peut être muni aisément d'effets spéciaux de nombreuses manières. En voici quelques-unes.

A) Remplacement des points 1 à n et de la pointe PT par un clavier quelconque de présentation piano (ou orgue) ou accordéon ou tout autre.

Cela donnera le montage de la figure 5.

B) Une variation continue de hauteur du son peut être obtenue avec une seule résistance variable. Dans ce cas, on ne laissera en place que P₁ de 50 kΩ et on supprimera P₂... P_n.

P₁ sera de préférence un potentiomètre linéaire monté en résistance, comme le montre la figure 6.

C) Réalisation d'une boîte d'accords. En prévoyant des accords de plusieurs notes, par exemple de trois notes, il faudra réaliser trois oscilla-

teurs, comme celui de la figure 4. Il y aura alors un système à poussoirs effectuant simultanément trois contacts.

Le dispositif est montré à la figure 7 pour 10 accords différents par exemple. On réglera les accords très facilement.

Lorsqu'on presse la touche 1, on effectue trois contacts à la fois : PTA - 1 A, PTB - 1 B et PTC - 1 C.

On règle alors les potentiomètres P_A, P_B et P_C correspondant aux contacts 1, sur les notes qui doivent constituer l'accord.

Le clavier à 10 touches doit être établi de manière à ce que toutes les touches reviennent à l'état de repos, lorsque la touche choisie a été actionnée.

On pourrait aussi prévoir une onzième touche pour libérer la dernière touche en action.

Dans ce montage, il faudrait prévoir 30 résistances ajustables. A la figure 8 on montre le branchement des condensateurs C₁ et C₂ de chaque groupe.

Les condensateurs C₂ seront connectés à la ligne de masse et - alimentation tandis que les condensateurs C₁ seront connectés à la sortie commune par l'intermédiaire de résistances séparatrices de 10 kΩ.

Reste à considérer le problème de la puissance.

On pourra connecter à la sortie (fig. 8) un réglage de volume et le curseur de ce dernier, à un amplificateur donnant la puissance désirée.

Le montage est indiqué à la figure 9.

On pourra associer à l'appareil générateur d'accords, un appareil générateur de notes pour la mélodie, réalisé par exemple selon la variante à potentiomètre linéaire unique.

Les deux appareils seront alors connectés à un même amplificateur, comme montré à la figure 10 qui comprend également une boîte de timbres.

Indiquons aussi que chaque oscillateur peut passer à l'octave inférieure en doublant **exactement** la valeur de C₁ et,

à l'octave supérieure en donnant à C_1 la valeur moitié.

A partir des suggestions données ci-dessus, un expérimentateur pourra réaliser de nombreux dispositifs musicaux spéciaux.

Il convient de noter qu'il est très important que la tension d'alimentation des oscillateurs, de l'ordre de 9 V soit régulée. Celle de l'amplificateur toutefois, peut être non régulée et obtenue directement à la sortie d'un système redresseur et de filtrage.

CARILLON ELECTRONIQUE

Une autre application d'un transistor unijonction est donnée à la figure 11.

Il s'agit d'un oscillateur dont la fréquence dépend des valeurs différentes, on obtiendra deux sons de hauteur différentes. La mise en circuit de R_1 et R_2 se fera avec les interrupteurs-contacteurs I_1 et I_2 . Le nombre des sons différents peut être augmenté en prévoyant un nombre supérieur à deux des dispositifs : $R_1 I_1, R_2 I_2$, etc.

Lorsque seul I_1 est actionné, R_1 sera en circuit et on obtiendra un son dont la fréquence est approximativement égale à $1/RC$.

Prenons par exemple $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 50 \text{ nF}$. On obtient :

$$f_1 = \frac{10^9}{25 \cdot 10^3 \cdot 50} \text{ hertz}$$

ce qui donne $f_1 = 10\,000/125 = 800$ hertz environ. Si $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ on obtient $f_2 = 1\,333 \text{ Hz}$.

Tout autre valeur sera obtenue à l'aide de la formule pratique $f = 100\,000/5R$, avec f en Hz et R en $\text{k}\Omega$. Si f est donné, on aura $R = 100\,000/5f$ avec les mêmes unités. Par exemple, si l'on demande la valeur de R pour $f = 2\,000 \text{ Hz}$, on aura $R = 100\,000/10\,000 = 10 \text{ k}\Omega$.

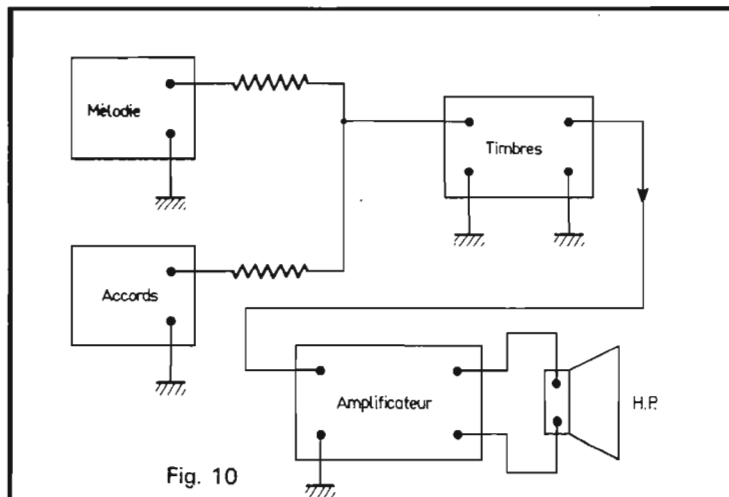


Fig. 10

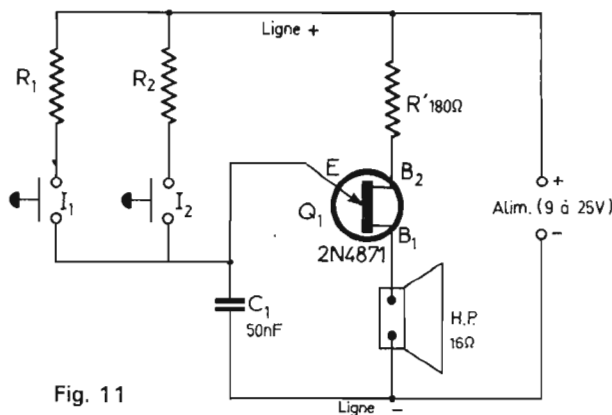


Fig. 11

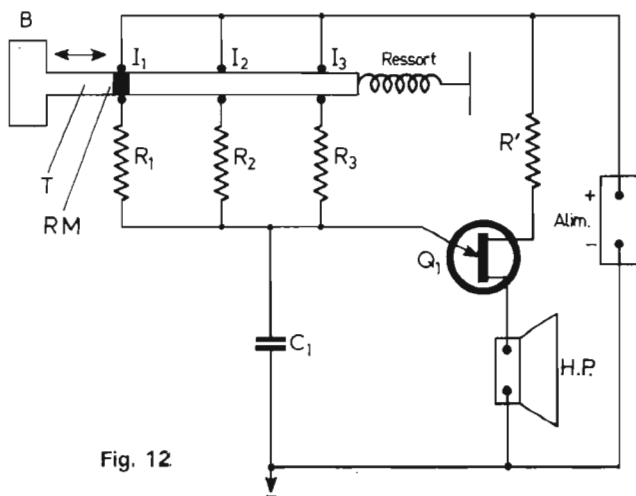


Fig. 12

Pour obtenir des sons justes, remplacer R_1, R_2 , etc., par des ajustables.

L'amateur devra imaginer un bouton de sonnette permettant de réaliser les contacts I_1, I_2, \dots, I_n , d'une manière successive.

Nous suggérons un schéma

comme celui de la figure 12 qui est une variante du montage de la figure 11. On a modifié l'emplacement des contacts de manière à ce qu'il y ait un point commun des contacteurs situé sur la ligne +. Le bouton du carillon B est isolant, ainsi que la tige T. Sur

cette tige est fixé un anneau métallique RM qui effectuera le contact entre la ligne + et une résistance Q_1, R_2, R_3, \dots lorsque le visiteur poussera la tige. Successivement, s'effectueront les contacts I_1, I_2, I_3 . Lorsque le visiteur aura enfoncé à fond le bouton, il le lâchera et le ressort « Ress » remettra le système à l'état de repos, mais les contacts se feront alors en sens inverse et on entendra les sons dans l'ordre inversé.

Les connexions entre le « bouton » et l'appareil seront au nombre de $n + 1$: une pour le + et n pour les n résistances.

Le même dispositif est réalisable avec un bouton à tirer par le visiteur en disposant le ressort convenablement.

Remarquons qu'une autre variante est réalisable en prévoyant une pièce de contact RM plus large permettant ainsi dans les positions intermédiaires, deux contacts : d'abord le contact I_1 , puis les contacts I_1 et I_2 ensuite : le contact I_2 , les contacts I_2 et I_3 et finalement le contact I_3 seul.

Au point de vue des fréquences, les sons dépendent des valeurs de R_1, R_2, R_3, \dots et dans les positions intermédiaires des valeurs de R_1 et R_2 en parallèle, de R_2 et R_3 en parallèle, etc.

Il sera toutefois difficile avec ce procédé, d'obtenir des notes justes au point de vue des intervalles musicaux, mais avec la soi-disant musique contemporaine, toutes les notes fausses sont permises et même recommandées.

Le HP sera de 16Ω et la tension d'alimentation de 9 V si les sons ne doivent pas être puissants. Le maximum de tension est 25 V et avec cette tension, les sons seront plus puissants et audibles dans toutes les pièces d'un appartement.

Voici maintenant quelques dispositifs avertisseurs, destinés à la protection contre les intrusions des malfaiteurs dans les locaux d'habitation ou les locaux publics.

MONTAGES DE PROTECTION ET D'AVERTISSEMENT

ANTIVOL

Il peut se réaliser à l'aide du circuit de la figure 13. L'élément essentiel de ce montage est la diode commandée (SCR) Q_1 dont les trois électrodes sont A = anode, K = cathode et G = gâchette (électrode de commande).

Les valeurs des éléments sont : $C_1 = 50 \text{ nF}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $Q_1 = 1\text{N}5060$ (Motorola), REL = relais de 500Ω à un contact (deux points de branchement a et b) S_0 = interrupteur de remise à zéro, S_1, S_2, S_3 = interrupteur, capteur, BATT = source de 9 V.

Le fonctionnement du montage à peu d'éléments est simple et l'appareil est pour la même raison fiable, économique et facile à installer.

Les organes de déclenchement de l'alarme, que l'on pourrait nommer capteurs, sont les interrupteurs S_1, S_2, S_3 montés en série et dont le nombre peut être réduit ou augmenté.

Pratiquement, ces interrupteurs seront réalisés par le constructeur (professionnel ou amateur) avec des moyens très simples, mais rationnels.

Il s'agit généralement de fils très fins (par exemple des fils de $0,04 \text{ mm}$ de diamètre ou de fils pour « fusibles » ou de soudure, se rompant sans effort lorsqu'ils sont soumis à une traction.

Ces fils doivent se rompre lorsque l'intrus ouvre une entrée du local, par exemple une fenêtre ou une porte.

On compte par conséquent sur le concours involontaire du visiteur.

Remarquons que si ces capteurs sont à l'état de conducteurs, n'importe lequel, une fois rompu, déclenchera l'alarme.

Le dispositif d'alarme se déclenche lorsque les points a et b sont mis en contact par les lames du relais, c'est-à-dire lorsque SR se ferme sous l'influence du champ magnétique du relais produit par le courant, passant dans la bobine.

Le relais est commandé par le SCR 2N5060 de la manière suivante : supposons S_0 en position de fermeture et tous les « interrupteurs » $S_1, S_2 \dots S_n$ fermés.

Un courant continu circulera dans $R_1 + R_2$ et sa valeur est facile à calculer par la loi d'Ohm :

$$i_1 = \frac{9000}{100 \ 100} \text{ mA}$$

$$i_1 = \frac{9 \text{ V}}{101 \text{ k}\Omega}$$

ce qui donne $i = 0,09 \text{ mA}$ en négligeant les 100 de R_2 .

Si l'un des interrupteurs est coupé, par exemple S_3 comme le montre le schéma la tension sur G monte brusquement.

De ce fait Q_1 devient conducteur entre la cathode K et l'anode A. Un courant important passe alors par l'enroulement de l'électro-aimant du relais et celui-ci actionne l'interrupteur SR de façon à ce qu'il y ait contact entre a et b.

En négligeant la résistance de la SCR à l'état conducteur, le courant traversant le relais de 500Ω est évidemment :

$$i_2 = \frac{9000}{500} \text{ mA} = 18 \text{ mA}$$

donc, une valeur très grande par rapport à celle de i_1 .

Le « reset » (remise à zéro ou remise à l'état de repos) peut s'effectuer avec S_0 .

C'est un poussoir qui, à l'état normal effectue le contact entre les points c et d.

Lorsque l'alarme commence, elle continue à fonctionner jusqu'à l'usure de la pile ou l'intervention de l'intéressé pour débrancher celle-ci.

Ce débranchement s'effectue avec S_0 ce qui désamorce l'alarme.

Ainsi, si la liaison entre les points d et c est coupée, il n'y a plus d'alimentation et rien ne fonctionne.

L'utilisateur peut alors remettre un autre fils S_3 et réamorcer l'appareil en remettant S_0 en position de contact.

Ensuite, ce sera le tour d'un autre voleur de rompre un des contacts S_1, S_2, S_3 .

Grâce aux points a et b de branchement au système avertisseur, de nombreuses variantes peuvent être imaginées, valables d'ailleurs pour tous les dispositifs d'alarme qui ont pour effet de produire le contact entre deux points comme a et b.

Soit par exemple le cas d'une alarme sonore. Un haut-parleur sera alors sensibilisé par le contact a b comme le montre la figure 14.

Sur cette figure on a représenté un oscillateur BF dont la sortie est connectée à un haut-parleur, par l'intermédiaire des points a'' b''. Si a'' est relié à b'' le HP sera en état de fonctionner.

L'oscillateur est alimenté par une source « Alim » qui lui sera connectée par l'intermédiaire des points a' b'. Si a' est relié à b' l'alimentation sera branchée et l'oscillateur pourra fonctionner.

En associant ce montage à celui de la figure 13, on voit qu'il y a deux possibilités de les connecter ensemble :

1) Le point a au point a' ; le point b au point b' et dans ce cas a'' réuni en permanence à b''.

2) a réuni à a'' ; b réuni à b'' et dans ce cas, a' réuni en permanence à b'.

La solution 1) est préférable.

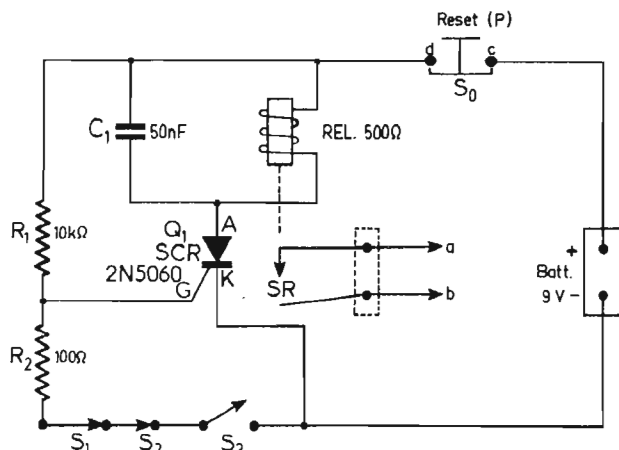


Fig. 13

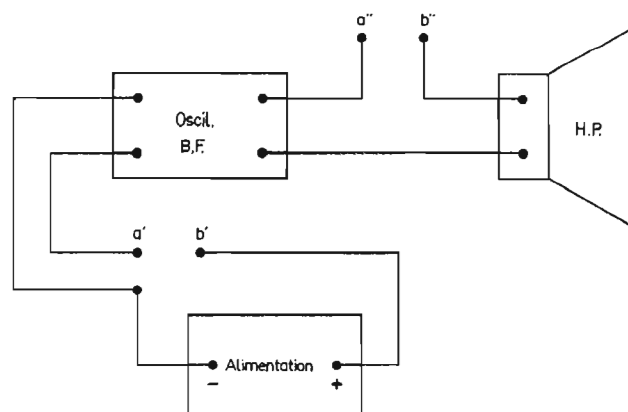


Fig. 14

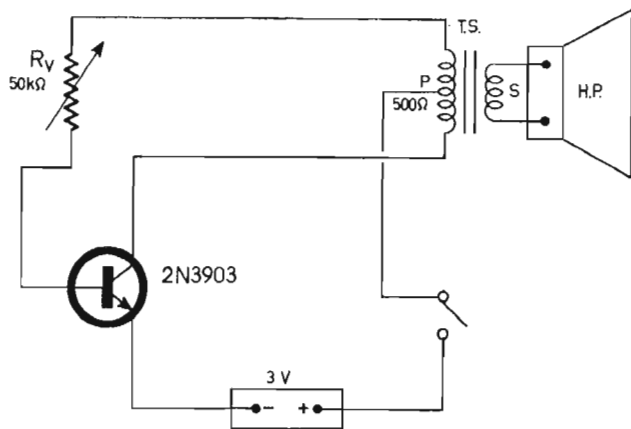


Fig. 15

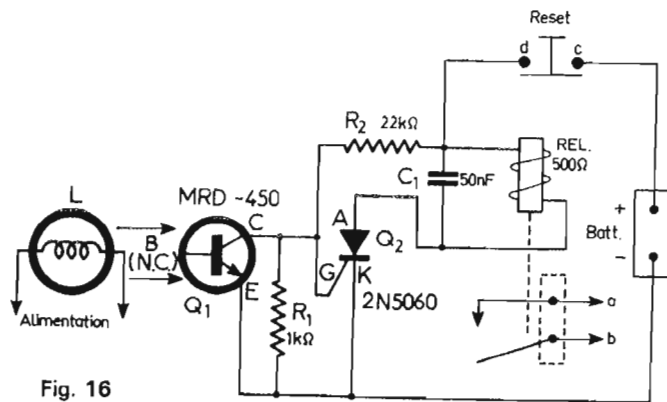


Fig. 16

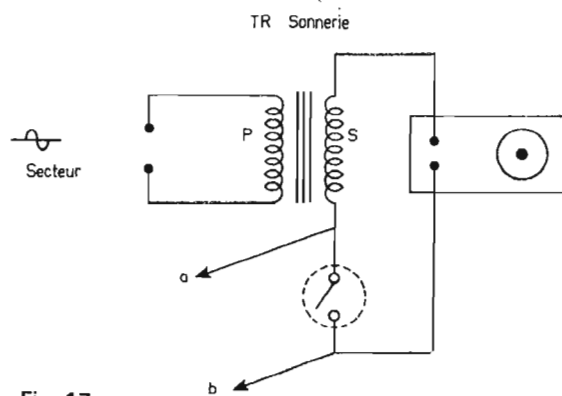


Fig. 17

Comme oscillateur, on pourra adopter n'importe quel montage BF donnant assez de puissance pour actionner un haut-parleur. Par exemple, le montage de la figure 15 pourrait très bien convenir.

L'oscillation sera permanente et ne dépendra que de la valeur de R_1 ajustable ou fixe.

On connectera alors x au point a et y au point b de l'alarme.

ALARME PAR LA LUMIERE

Il s'agit d'un montage d'alarme dans lequel on a remplacé le fil qui se rompt, grâce à la gracieuse collaboration du voleur, par une variation de lumière effectuée également par le même personnage (voir fig. 16).

Le fonctionnement est analogue à celui de la plupart des

circuits de ce genre. Une lampe d'éclairage est disposée devant le photo-transistor Q_1 du type MRD-450 Motorola.

Ce semi-conducteur est shunté par R_1 de 1 k Ω et il est clair que, si la lumière lui est appliquée, sa résistance sera faible, par exemple 100 Ω et on pourra dire que l'ensemble parallèle $Q_1 - R_1$ vaudra cette valeur à peu de choses près.

S'il y a interruption de la lumière, Q_1 aura une résistance très élevée et seule R_1 sera en circuit.

On voit qu'en cas d'interruption de lumière, Q_2 , la SCR, sera actionnée, un courant élevé passera par le relais et il y aura contact entre a et b.

Ce contact sera utilisé pour créer l'alarme auditive ou visuelle ou toute autre.

L'alarme par haut-parleur peut être remplacée par une alarme par sonnerie électrique ordinaire.

Il suffira alors de connecter les points a et b des montages

décrits, aux deux points normalement reliés au poussoir de la sonnerie (voir fig. 17).

Si l'alarme doit être visuelle, on pourra supprimer le relais et le remplacer par une petite lampe témoin, consommant un courant très faible, de l'ordre de 20 mA, par exemple la lampe n° 47.

Bien entendu, pour allumer une lampe plus puissante, on utilisera le procédé à relais permettant de brancher n'importe quelle lampe au secteur ou à une batterie.

L'interruption de lumière peut se réaliser d'une manière quelconque, pourvu que l'intrus ne se doute pas de son existence.

Cette interruption sera commandée par l'ouverture de la porte du montage précédent.

A noter qu'il y a plusieurs manières de concevoir un avertisseur (ou alarme) anti-vol.

L'une est basée sur le fait que l'intrus saura immédiate-

ment que l'alarme est actionnée. Normalement, il devrait se sauver avant d'avoir réalisé ses noirs desseins.

Cette conception est, le plus souvent suivie de l'effet attendu et cela d'autant plus sûrement que le bruit de l'alarme est intense. Il doit « terrifier » l'intrus.

Les inconvénients de ce procédé sont les suivants : le bruit intense peut gêner les voisins s'il se prolonge indéfiniment. De plus, s'il s'arrête tout seul, à cause de la décharge de la pile par exemple, le local reste ouvert et à la disposition d'un autre intrus (ou du même).

F. JUSTER

UNE APPLICATION TYPIQUE DES LIGNES A RETARD TCA 350Y POUR LA PRODUCTION D'EFFETS SPECIAUX DANS LES ORGUES ELECTRONIQUES

CET article présente tout d'abord la fonction du circuit TCA 350 Y, qui est un BBD (Bucket Brigade Device ou circuit « chaîne à seaux »). Puis l'auteur présentera quelques applications pour la musique électronique : Leslie, ensemble strings, par exemple. Pour faciliter la tâche des utilisateurs on trouvera à la fin les caractéristiques du circuit intégré MOS.

1. PRINCIPE

Contrôlée par un signal d'horloge biphasé de polarité négative et de période T , qui est appliqué aux deux entrées de signal d'horloge du circuit

TCA 350Y (fig. 1), l'entrée à signaux du circuit BBD échantillonne le signal d'entrée à des intervalles de temps équidistants de période T . La valeur instantanée de l'amplitude du signal est stockée de manière capacitive

dans le premier étage du circuit pendant une demi-période (durée de l'impulsion d'horloge $t_p < T/2$). Pendant la demi-période suivante, une charge suffisante est transférée du condensateur du deuxième étage (qui a été totalement chargé au préalable) au condensateur du premier étage, ce dernier étant alors totalement chargé. Par la suite, l'information « Valeur instantanée de l'amplitude du signal » est contenue dans le deuxième

étage du circuit. Au début du deuxième rythme, la charge du deuxième dispositif de stockage est complétée à partir du troisième ; ainsi l'information est maintenant contenue dans le troisième étage. En même temps, un nouvel échantillon est obtenu du signal d'entrée dans le premier étage.

Le transfert de l'information est possible grâce au fait qu'il existe, dans l'étage qui doit recevoir l'information, un condensateur qui aura été pré-

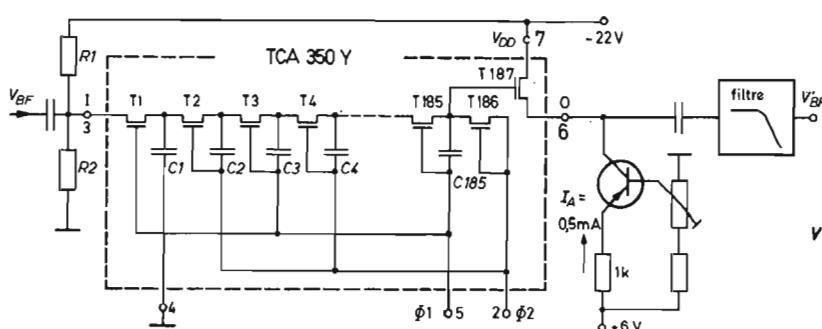


Fig. 1. - Ligne à retard TCA 350 Y, avec circuit externe et filtre, également circuit de mesure.

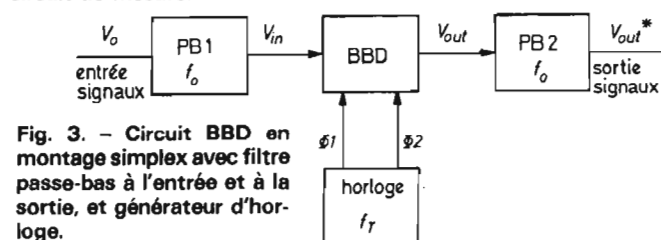


Fig. 3. - Circuit BBD en montage simple avec filtre passe-bas à l'entrée et à la sortie, et générateur d'horloge.

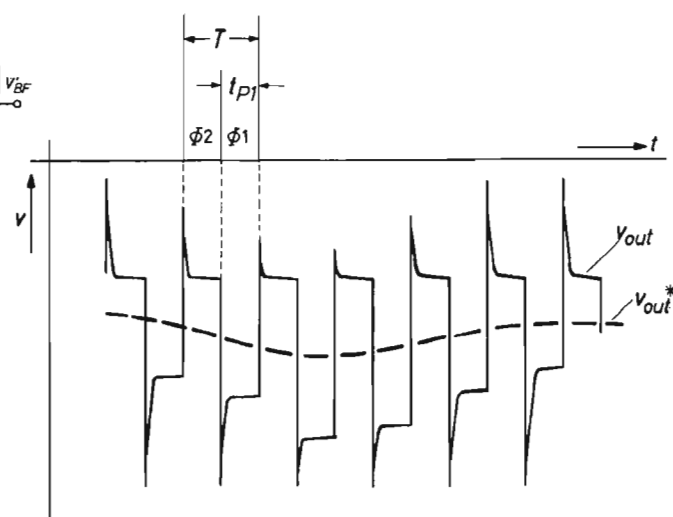


Fig. 2. - Modulation d'impulsions en amplitude (PAM) à la sortie du circuit BBD et élaboration de la valeur moyenne par filtrage passe-bas.

cédemment chargé au potentiel d'horloge. Cette opération de charge est effectuée par le transistor T 186 qui est monté comme diode ; cette diode devient passante, et charge le condensateur C 185 au potentiel d'horloge moins le potentiel de seuil toutes les fois qu'un potentiel négatif est appliqué à la broche 2 et un potentiel positif à la broche 6.

Pour permettre d'obtenir le potentiel entre T 185 et T 186 à travers une résistance relativement réduite, l'ampli cathodique T 187 a été prévu à l'extrémité de la chaîne. Entre son goulot et sa cathode, il se produit une autre chute de tension de seuil ; ainsi, avec une phase négative $\varphi 2 = -20\text{ V}$, il se présente une tension de -10 V environ à la sortie 7. Elle correspond à la valeur plus positive de la tension de sortie (fig. 2) qui ne transmet pas de signaux d'information. Le goulot de T 187 est d'abord forcé à exécuter l'excursion négative totale qui coïncide avec $\varphi 1$, jusqu'à ce que le condensateur C 185 ait échangé sa charge excédentaire avec l'information venant de l'étage précédent 184.

Ainsi, pendant que les charges venant du générateur d'horloge sont « ramenées » à l'entrée, via la sortie du circuit BBD, l'information introduite à l'entrée se déplace, par étapes successives, vers la sortie. Avec chaque période T, elle s'avance de deux étages.

Nous obtenons ainsi l'équation pour le retard τ dans une chaîne contenant n étages. Il faut n/2 rythmes du signal d'horloge pour que le signal traverse n étages :

$$\tau = \frac{n \cdot T}{2} = \frac{n}{2 \cdot f_T}$$

où $f_T = 1/T$ est la fréquence d'horloge. A la sortie de la chaîne, des seaux « pleins » alternent avec des seaux contenant l'information, de sorte que le signal de sortie V_{out} est produit comme signal (fig. 2) à modulation d'impulsions en amplitude (PAM).

Le signal d'horloge est supprimé par filtrage passe-bas, et on obtient un signal retardé V_{out} ayant une atténuation de 6 dB par rapport au signal d'entrée v_{in} . Comme on l'expliquera plus loin, cette atténuation d'amplitude peut être évitée grâce à un circuit duplex comportant un deuxième circuit BBD à n étages.

2. MÉTHODES DE COUPLAGE

2.1. Montage série :

La largeur de bande B du signal, que le système est capable de transmettre, est alliée de près à la fréquence d'horloge f_T ; en effet, le théorème d'échantillonnage stipule ce qui suit :

Si on veut récupérer un signal du spectre d'une impulsion modulée avec ce signal en utilisant un filtre passe-bas, il faut satisfaire deux conditions : le signal doit avoir une limite supérieure de fréquence f_o , et la fréquence d'horloge f_T doit être supérieure à $2 \cdot f_o$. Ceci assure que la bande de signal ($0 \leq B \leq f_o$) et la bande latérale inférieure de la porteuse ($f_T - B$) ne peuvent pas se recouvrir. Dans la pratique, on satisfait la première condition, du moins approximativement (étant donné la raideur finie de la pente de réjection) en utilisant un filtre passe-bas ayant comme fréquence de coupure f_o . Ce filtre passe-bas PB1 doit précéder le circuit BBD (fig. 3). Le filtre passe-bas PB2, à la sortie, sert à séparer la bande de signal de la bande latérale inférieure de la porteuse.

Pour une largeur de bande f_o donnée, la fréquence d'horloge minimale et, par conséquent le retard maximum réalisable avec un circuit BBD à n étages, sont déterminés par la deuxième stipulation :

$$\tau < \frac{n}{4 \cdot f_o}$$

On peut obtenir des retards plus longs en adoptant une valeur plus élevée pour n, c'est-à-dire en connectant un plus grand nombre de lignes à retard en série. L'état actuel de la technologie nous permet d'obtenir des retards de

l'ordre de la milliseconde. Des retards encore plus longs accroissent l'atténuation dans le circuit BBD et réduisent le rapport signal/bruit, car il se présente de faibles courants de fuite dans les condensateurs de stockage individuels. Si plusieurs circuits BBD sont connectés en série, on peut adopter le couplage capacitif, indiqué à la figure 4. A noter que les signaux à modulation d'impulsions en amplitude aux sorties du circuit peuvent servir directement de signaux d'entrée du circuit suivant, à condition que les circuits montés en série soient synchronisés. Les points de fonctionnement pour toutes les entrées peuvent être réglés en commun au moyen du potentiomètre. Les résistances de 47 k Ω sont les résistances de charge pour les sorties individuelles.

2.2 Montage duplex :

Si deux circuits BBD TCA 350 Y sont montés de sorte que (voir figure 5) les deux circuits reçoivent le signal d'entrée et que les sorties se rendent dans une même résistance de charge, (tandis que les impulsions d'horloge $\Phi 1$ et $\Phi 2$ échantillonnent tour à tour le signal d'entrée), il ne se présentera plus de seaux « vides » à la sortie. Pendant chaque demi-période, l'information est obtenue alternativement des deux circuits, de sorte que les avantages suivants sont obtenus (fig. 6).

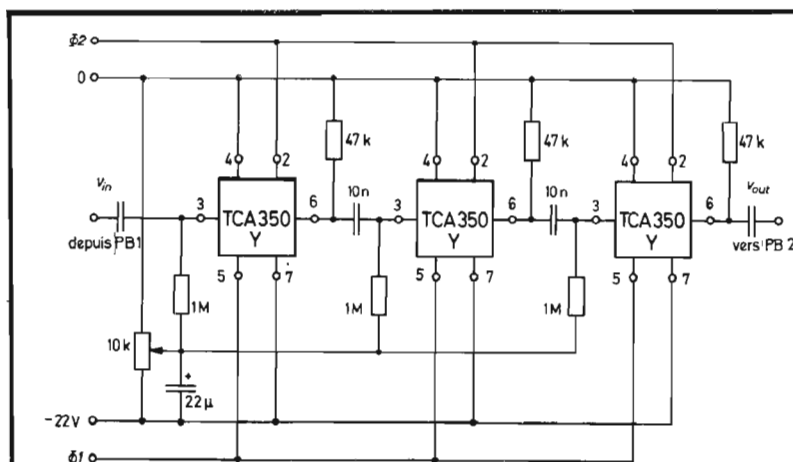


Fig. 4. - Circuits BBD TCA 350 montés en série (couplage capacitif).

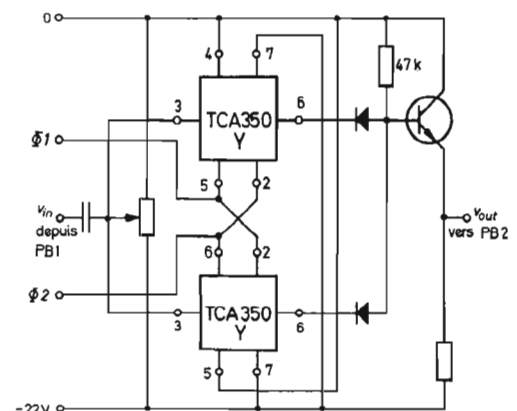


Fig. 5. - Deux circuits TCA 350 Y en montage Duplex.

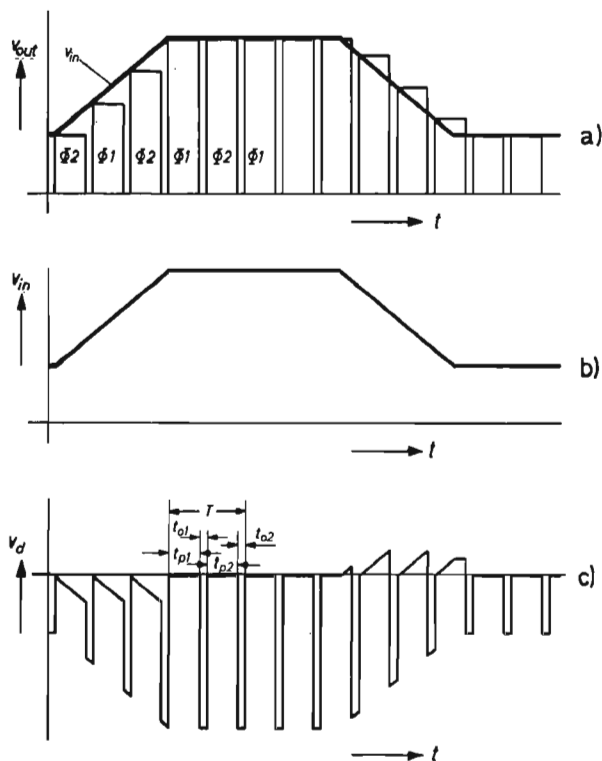


Fig. 6. - Caractéristiques de tension, par rapport au doublage de largeur de bande en montage duplex.

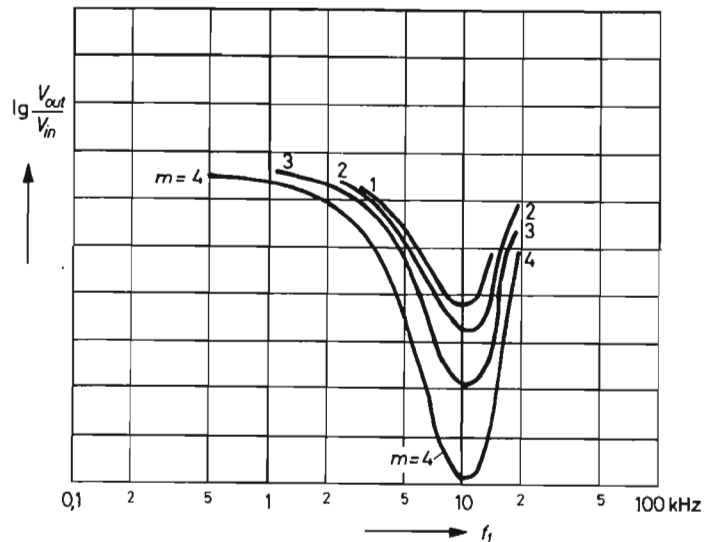
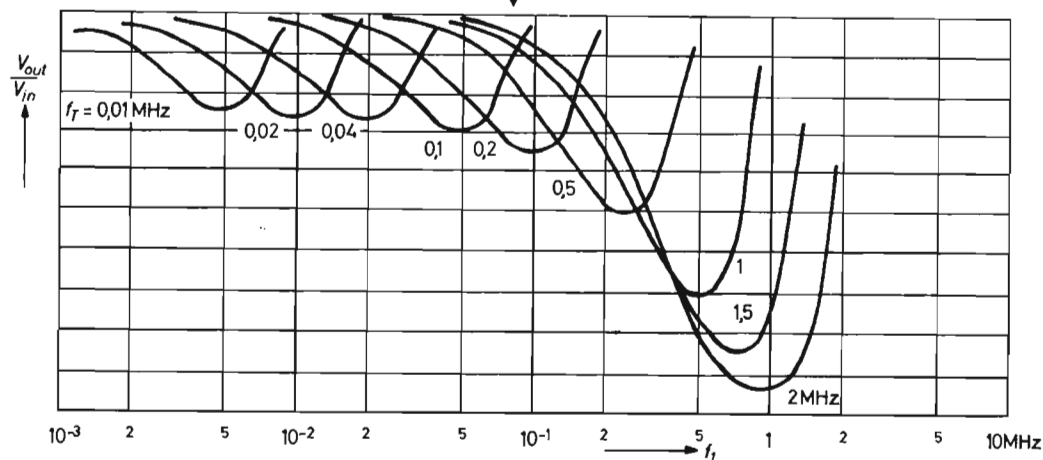


Fig. 7. - Courbes de réponse en fréquence du spectre de signaux pour circuits TCA 350 Y montés en série ($m = 1, 2, 3$ ou 4) sans filtres passe-bas. $V_{in} = 775 \text{ mV} = 0 \text{ dB}$, sinusoïdale; $f_T = 20 \text{ kHz}$.

Fig. 8. - Caractéristiques de fréquence pour différentes fréquences d'horloge dans un circuit TCA 350 Y à 185 étages.



Après filtrage dans un filtre passe-bas PB2, le spectre de signal s'obtient avec une amplitude double de celle du montage simplex. Si les intervalles d'horloge t_o sont maintenus à une valeur réduite, le retard de signal peut s'obtenir sans qu'il y ait pratiquement d'atténuation quelconque, si on ne tient pas compte des courants de fuite à l'intérieur des éléments individuels de stockage. Par ailleurs, avec un gain de 6 dB pour l'amplitude de signal, le rapport signal/bruit est amélioré de 6 dB. Il serait possible, théoriquement de doubler la largeur de bande de signal, de sorte

que la fréquence la plus élevée f_o du signal sans distorsion à transmettre égale la fréquence d'horloge. Ceci est illustré à la figure 6. Le train d'impulsions v_{out} était ici graphiquement réparti en deux signaux : le signal v_{in} (fig. 6b) et un signal différentiel v_d (fig. 6c), la somme des deux signaux égalant v_{out} . On comprendra, surtout lorsque

$$\frac{dv_{in}}{dt} = 0,$$

que le signal différentiel v_d ne contient plus la période T , mais une nouvelle période $T/2$; c'est-à-dire que la fré-

quence des impulsions est maintenant de $2f_T$, tandis que la fréquence d'horloge f_T avec ses bandes latérales n'est plus présente. Toutefois, dans la pratique, il faudrait satisfaire certaines conditions très difficiles à réaliser, à savoir : des amplitudes $\Phi 1$ et $\Phi 2$ d'impulsion d'horloge absolument égales ; des durées t_{p1} et t_{p2} et des intervalles t_{o1} et t_{o2} pour les impulsions d'horloge de transmission des deux lignes à retard ; de sorte qu'avec une tension continue appliquée à l'entrée, les potentiels haut et bas alloués aux phases $\Phi 1$ et $\Phi 2$ correspondent exactement.

3. PROPRIÉTÉS DE TRANSMISSION

Outre le rapport constant de 6 dB mentionné ci-dessus, les remarques suivantes sont applicables aux montages duplex aussi bien que simplex. La caractéristique de fréquence mesurée (sélectivement) du signal de sortie f_i du circuit BBD présente toujours une atténuation maximale nette au point $f_i = f_T/2$, qui devient plus prononcée avec l'augmentation du nombre d'éléments BBD connectés en série (fig. 7), avec l'élévation de la fréquence d'horloge

(fig. 8), et aussi avec la réduction du taux d'impulsions d'horloge, t_p/T . Ces graphiques sont applicables au circuit BBD TCA 350 Y sans filtres passe-bas à l'entrée ni à la sortie.

L'atténuation maximale dans la région $f_1 = f_T/2$ est due au fait que le circuit BBD ne peut pas réagir immédiatement et totalement à une variation brusque de la tension à l'entrée. Les éléments individuels de stockage ne réagissent à cette variation brusque que quelques rythmes plus tard. Puisque la fonction sinusoidale est échantillonnée exactement chaque demi-période lorsque la fréquence d'entrée $f_1 = f_T/2$, les brusques variations de recharge pour les éléments de stockage sont extrêmement élevées, et elles ne peuvent donc pas être transmises intégralement. Rigoureusement parlant, l'atténuation peut être infiniment élevée au point $f_1 = f_T/2$ pour un point nul de la phase entre la fréquence de signal et la fréquence d'horloge, bien que cela n'ait aucune importance dans la pratique.

Un filtre d'égalisation du type décrit à la section 9 peut servir à linéariser la réponse en fréquence.

4. FILTRE D'ÉGALISATION

Les figures 7 et 8 indiquent que l'atténuation due aux déplacements brusques de charge commence à s'accroître, de manière appréciable, à des fréquences qui ne dépassent pas le 1/6^e de la fréquence d'horloge. Toutefois, il est normalement souhaitable d'obtenir, dans la large bande de transmission, une réponse en fréquence à amplitude constante. La linéarisation est réalisée selon le schéma à la figure 9 : on raccorde, à la sortie du circuit BBD un filtre d'égalisation dont la courbe de réponse

s'oppose à la caractéristique du circuit BBD. La figure 10 donne le schéma de circuit d'un filtre de ce genre, qui a été utilisé pour linéariser une chaîne de cinq circuits TCA 350 Y pour une largeur de bande de 9 kHz.

5. MESURE DU RETARD

On peut mesurer le retard dans un circuit BBD à l'aide d'un oscilloscope à double trace. Un signal à onde carrée à basse fréquence (par exemple 100 Hz) est appliqué à

l'entrée du circuit BBD et aussi à la première voie Y de l'oscilloscope. La déviation X doit être déclenchée via cette voie. Le signal de sortie du circuit BBD est représenté par la deuxième voie Y de l'oscilloscope, de sorte que le flanc de déclenchement, après le retard, apparaît sur l'écran une deuxième fois. Pour l'identifier, il suffit de varier la fréquence du signal d'entrée (wobblation manuelle) de sorte que tous les flancs des impulsions à onde carrée sur l'écran semblent se déplacer, sauf l'un d'eux qui garde sa position. La distance entre ce flanc fixe

de la voie 2 et le flanc de déclenchement de la voie 1 (marge à gauche de l'image) est égale au retard de la ligne.

6. MODULATION DE FRÉQUENCE DOPPLER

Dans un circuit BBD ayant un nombre fixe de n étages, le retard est inversement proportionnel à la fréquence d'horloge f_T . Si, avec une fréquence d'entrée constante f_{in} , on fait augmenter progressivement la fréquence d'horloge jusqu'à ce que df_T/dt

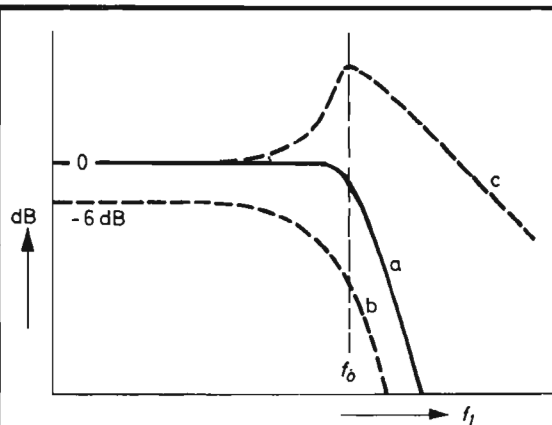


Fig. 9. - Effet d'un filtre d'égalisation :

- a) Réponse en fréquence avec deux filtres passe-bas PB1 et PB2 connectés en série, ayant la même fréquence de coupure f_0 .
- b) Réponse en fréquence du système PB1 - circuit BBD - PB2 avec atténuation indésirable dans la bande passante.
- c) Réponse en fréquence d'un filtre prévu pour corriger la courbe b.

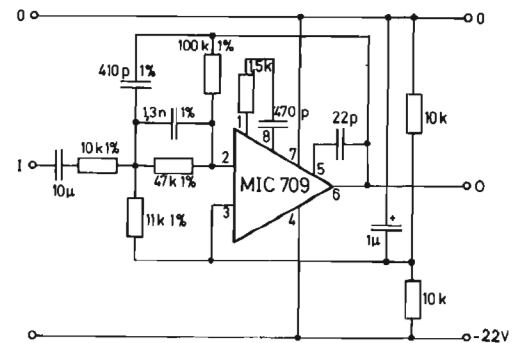


Fig. 10. - Exemple de filtre d'égalisation avec un MIC 709.

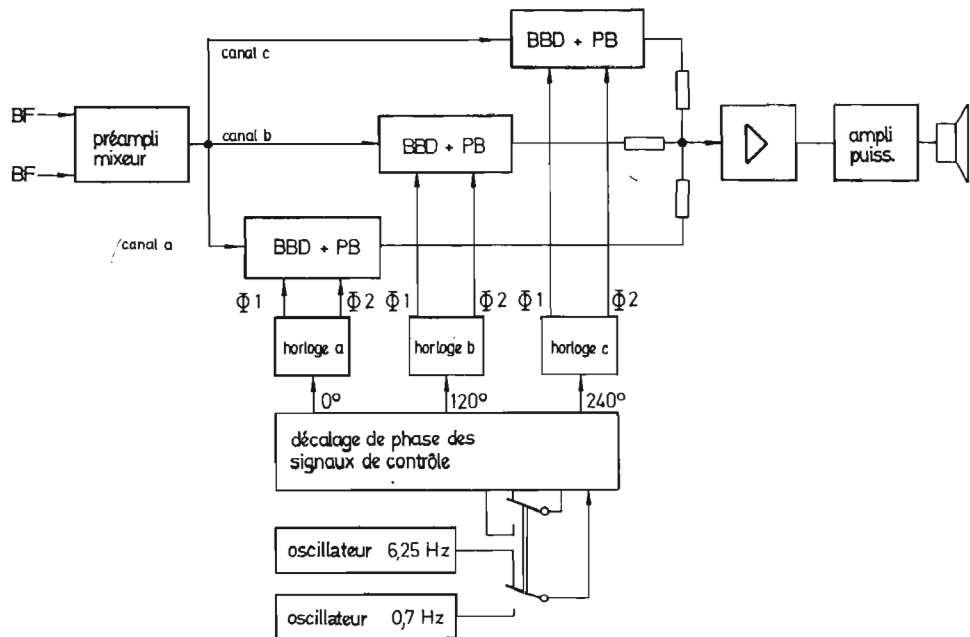


Fig. 11. - Schéma synoptique d'un Leslie électronique à base de trois lignes à retard TCA 350 Y.

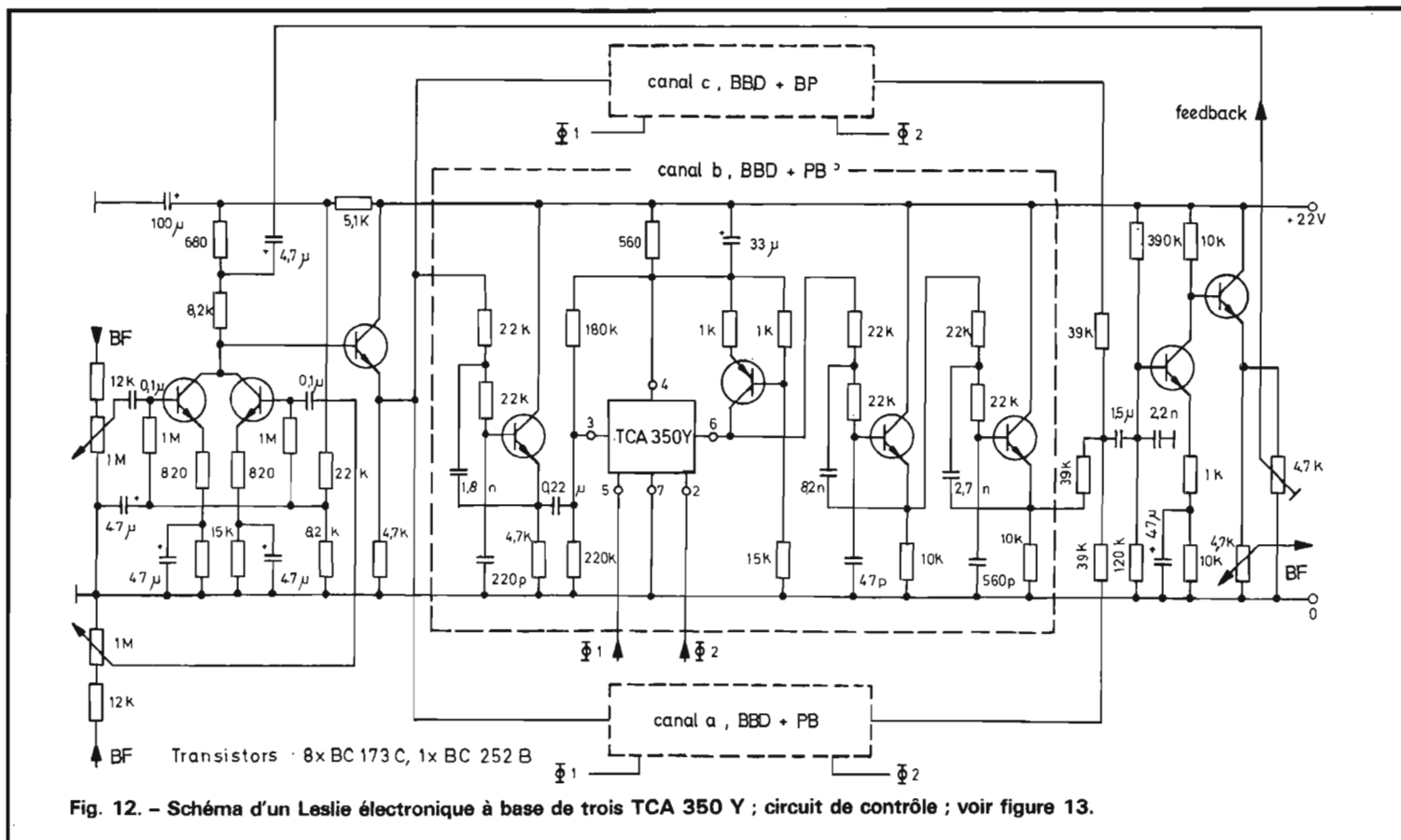


Fig. 12. - Schéma d'un Leslie électronique à base de trois TCA 350 Y ; circuit de contrôle ; voir figure 13.

> 0 , il se présente à la sortie une nouvelle fréquence de signal $f_{out} > f_{in}$. Le phénomène est analogue à l'effet Doppler, qui se produit lorsque la source sonore et le récepteur de son se déplacent l'une vers l'autre. Dans un intervalle de temps donné, le récepteur capte un plus grand nombre de trains d'ondes que celui transmis par l'émetteur pendant le même intervalle.

On peut démontrer que le pourcentage de déplacement entre f_{out} et f_{in} est le même pour toutes les valeurs de f_{in} si $d\tau/dt$ reste constant, et que sa valeur dépend de $d\tau/dt$: $f_{out}/f_{in} = 1 - d\tau/dt$. Ceci est important pour bon nombre d'applications.

7. EMPLOI DU TCA 350 Y DANS LES ORGUES ÉLECTRONIQUES

Ce que nous venons de voir nous permet d'entrevoir les possibilités du circuit pour

produire l'effet vibrato. L'avantage par rapport aux systèmes conventionnels est qu'il permet d'appliquer l'effet sur un seul clavier, ou sur certains registres, selon que le signal est appliqué à l'oscillateur maître ou aux oscillateurs esclaves, sous forme de modulation de fréquence. Nous allons voir successivement l'effet Leslie, l'effet Strings et l'écho.

7.1. Leslie électronique :

Le Leslie est en fait une enceinte dans laquelle l'effet vibrato est produit par la rotation d'un haut-parleur à une fréquence de 40... 400. Comme la distance entre la source et l'oreille varie, on obtient une modulation combinée de la fréquence et de l'amplitude. La faible rotation provoque l'effet « cathédrale » : il est obtenu par le dispositif figure 11. Le signal BF, provenant par exemple du clavier supérieur ou du clavier inférieur, passe par les filtres « registres », est délivré à un préampli-mixeur, puis séparé en trois canaux a, b, et c. Sur chaque canal est bran-

ché une ligne à retard avec son filtre passe-bas (PB). Les trois canaux sont à nouveau mélangés au moyen de résistances, pour arriver à l'étage de puissance à travers un égaliseur. Les lignes à retard sont contrôlées par des horloges distinctes (30... 100 kHz), dont la fréquence est modulée soit à 6,25 Hz (vibrato) soit à 0,7 Hz (chorus). L'effet de rotation est obtenu par le fait que les phases des trois horloges sont décalées de 120° (champ tournant).

Le schéma du dispositif est donné en figures 12 et 13 ; il s'agit d'un système dérivé de l'Orbitone, développé par le fabricant Eminent [3]. La figure 12 montre le cheminement du signal BF. Les canaux a et c sont bien entendu identiques au canal b qui figure en clair. A l'entrée des canaux, le signal passe par un filtre passe-bas dont la coupure se situe à 12 kHz. A la sortie du BBD est branché un autre filtre PB quadripole de coupure 10 kHz et avec une pente de 12 dB/octave. Le signal est amplifié de 20 dB

par l'égaliseur. Le potentiomètre permet de ramener le signal en feedback, pour provoquer l'effet d'écho.

Le retard des canaux a, b, et c est inversement proportionnel à la fréquence d'horloge des générateurs (fig. 13), qui sont des multivibrateurs instables de fréquence 30... 110 kHz. Cette fréquence d'horloge est modulée par le signal vibrato/chorus, de sorte que le retard des trois canaux puisse être réglé de 0,85 à 3 ms.

Les signaux de contrôle des trois générateurs d'horloge sont sinusoïdaux décalés de 120° par le circuit de décalage : un émetteur-suiveur abaisse l'impédance du signal vibrato/chorus. Supposons qu'il s'agisse du canal a, à décalage 0°. Le réseau RC (20 kΩ/C du signal vibrato ou 20 kΩ/C + C1 du signal chorus) provoque un décalage de -60°. Après inversion (décalage de 180°) on obtient un signal b décalé de 120° par rapport à a. Le mélange des deux signaux à travers des résistances donne un signal

Transistors 5 x BC 172 B, 2 x BC 252 B; Diodes : 5xBA170

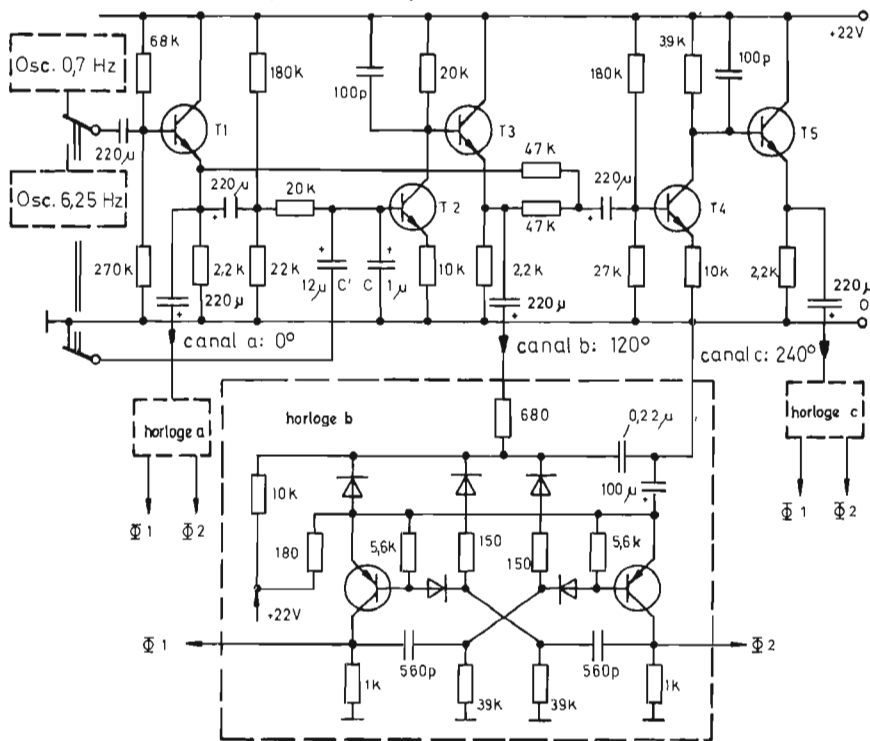


Fig. 13. - Circuit de contrôle pour le Leslie électronique de la figure 12.

Fig. 14. - Oscillateur vibrato/chorus. Pour une fréquence de 6,25 Hz, le condensateur C aura une capacité de 0,1 μF et 1,1 μF pour 0,7 Hz.

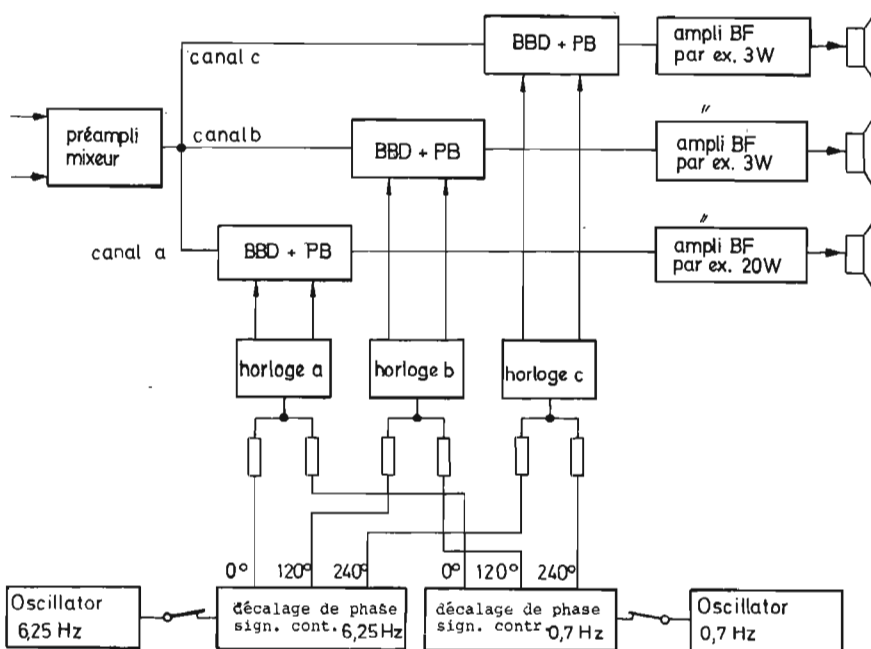
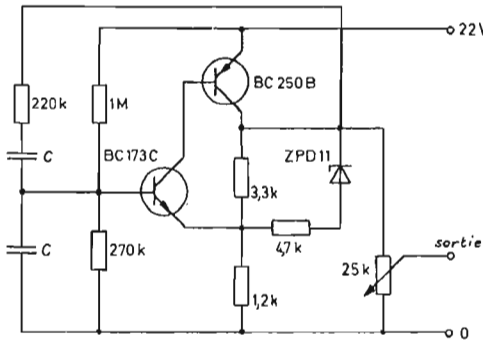


Fig. 15. - Schéma synoptique d'un ensemble « strings » commutable sur Leslie lent (chorus seul) et sur Leslie rapide (vibrato seul).

décalé de 60°. Par inversion (+ 180°) effectuée par T4, et modification de l'impédance par T5, on obtient un signal c décalé de 240°. Les transistors T2 et T4 sont également des amplificateurs, de sorte que les tensions de sortie pour la modulation en fréquence des générateurs d'horloge soient égales. La figure 14 propose un exemple d'oscillateur vibrato-chorus.

7.1.1. Variation :

On obtient un effet « cathédrale » spectaculaire, si les sorties a, b et c sont branchées chacune sur un ampli distinct, dont les haut-parleurs sont répartis dans la salle. Si l'on supprime l'un des canaux, l'effet Leslie est toujours disponible, quoiqu'amointri.

7.2. Ensemble Strings :

Les orgues Eminent permettent d'imiter un ensemble violons [3]. Le principe est donné figure 15 : Il faut un décalage de phase pour le vibrato et un autre pour le chorus. Les signaux de sortie sont mixés au moyen de résistances. Comme il n'y a pas de rapport fixe entre les fréquences, celles-ci se superposent et donnent ainsi l'effet voulu. L'orgue dispose bien entendu d'un registre « violons » qui doit également être branché. Si l'on branche le dispositif avec le registre « trompette », on obtient l'effet « ensemble cuivres ». Si l'on coupe l'oscillateur vibrato ou chorus le circuit fonctionne en Leslie électronique normal.

8. L'AMPLIFICATEUR BF [4]

La figure 15 montre qu'en utilisant des étages de puissance séparés sur les trois canaux, il n'est pas nécessaire d'avoir une puissance identique sur les trois. On pourra utiliser un ampli puissant pour le canal a (fig. 16) et deux amplis plus faibles du type TBA 800 (fig. 17) pour les deux autres.

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 4.

9. CARACTÉRISTIQUES DE LA LIGNE À RETARD TCA 350 Y

Valeurs limites			
Tension drain	V_{DD}	-30 ... +0,3	V
Tension d'entrée	V_I	-30 ... +0,3	V
Tension d'horloge	V_t	-30 ... +0,3	V
Courant de sortie	I_O	5	mA
Température de stockage	T_S	-40 ... +100	°C
Valeurs de fonctionnement conseillées			
Tension drain	V_{DD}	-22	V
Horloge H	V_{IH}	-1 ... +0,3	V
Horloge L	V_{IL}	-18 (-17,5 ... -20)	V
Fréquence d'horloge	$f_t = \frac{1}{T_1}$	40 (10 ... 500)	kHz
Pause entre deux impulsions d'horloge	t_{1p}, t_{2p}	> 0 (sans recouvrement)	
Taux d'impulsion	$\frac{t_1 + t_{2p}}{T_1}$	0,1 ... 0,9 (1)	
Temps de montée et de chute	t_r, t_f	0,05 ... 10	μs
Tension de polarisation d'entrée	V_I	-8 (-7,5 ... -8,5)	V
Résistance interne de la source du courant de polarisation	$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$	20	k Ω
Amplitude du signal à l'entrée	V_{BFss}	3(0 ... 6)	V
Résistance d'entrée du filtre de sortie	R_{IF}	> 20	k Ω
Courant égaliseur (source de courant constant)	I_O	0,5 ... 1,5	mA
Température ambiante	T_{amb}	-20 ... +60	°C

Retard ($\tau = \frac{184}{2 \cdot f_t}$)	τ	2,3	ms
Atténuation 3)	a	8,5 (< 10)	dB
Distorsion	d	0,5 (< 3)	%
Tension de bruit	V_{Nss}	1,2 (< 2)	mV
	V_{Neff}	0,2 (< 0,35)	mV
Capacité d'entrée des entrées horloge	C_t	150	pF

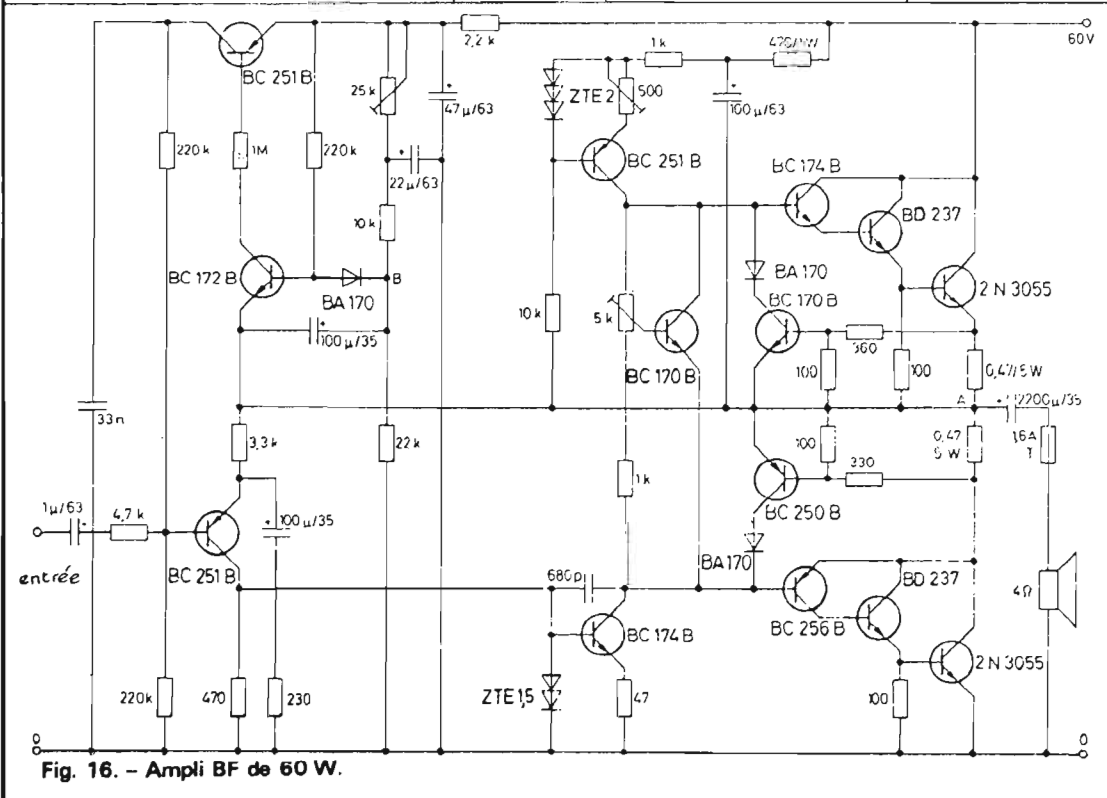


Fig. 16. - Ampli BF de 60 W.

Le circuit comporte 185 FETs en série et 185 condensateurs, fonctionnant suivant le principe de la chaîne à seaux.

Caractéristiques pour $V_{DD} = -22 V$, $V_I = -8 V$, $V_{BFss} = 6 V$, $t_{BF} = 400 Hz$, $V_{IH} = 0$, $V_{IL} = -18 V$, $f_T = 40 kHz$, $t_1/T_1 = t_2/T_1 = 0,48$, $t_r = t_f = 2 \mu s$, $I_O = 0,5 mA$, $T_{amb} = 25 °C$ (fig. 1), filtre Butterworth compris. Celui-ci a une fréquence de coupure de 8 kHz, une impédance d'entrée de 43 k Ω et une atténuation de 110 dB à 20 kHz. Ces conditions sont également valables pour les figures 17 et 18.

1) Le signal de sortie est proportionnel à

$$\frac{t_1/t_{1p}}{T}$$

si le signal BF apparaît à la sortie pendant la durée $t_1 + t_{1p}$.

2) Si la résistance d'entrée des filtres est > 1 M Ω , la source de courant à la sortie peut être remplacée par une résistance $R_L > 10 k\Omega$.

3) Dans le circuit de mesure, le signal BF n'apparaît à la sortie que pendant la période $t_1 + t_{1p} = T/2$, ce qui correspond à une atténuation de 6 dB. Seule la différence de 2,5... 4 dB est réellement due au BBD.

Le diagramme figure 19 montre la tension d'entrée et de sortie, ainsi que les deux bandes signal.

Le diagramme figure 20 montre à la même échelle l'horloge, les signaux d'entrée et de sortie : l'information du signal de sortie apparaît au début de l'impulsion d'horloge t_1 et est maintenue jusqu'au début de t_2 .

Pendant t_1 , l'information d'entrée est prélevée, c'est-à-dire que le condensateur C_1 reçoit à travers T_1 passant Chaque impulsion suivante décale l'information vers la

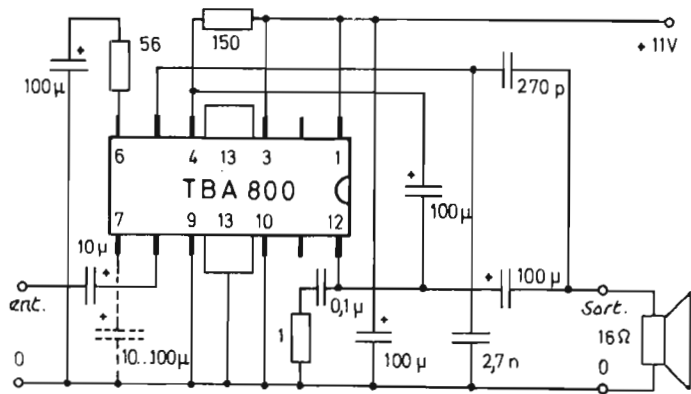


Fig. 17. - Ampli BF intégré TBA 800 (de sortie 3 W)

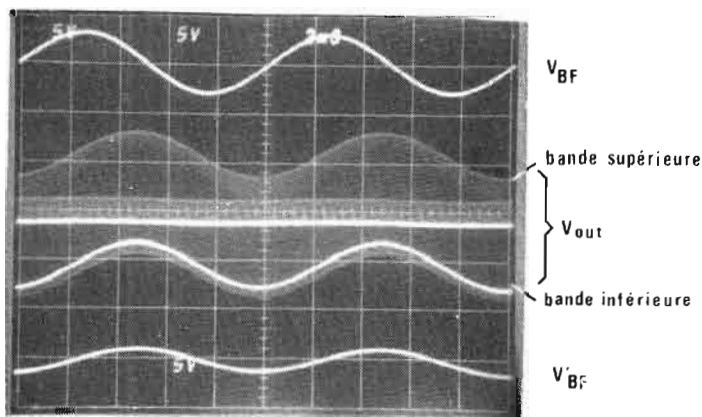


Fig. 18. - Tensions d'entrée et de sortie du circuit figure 1.

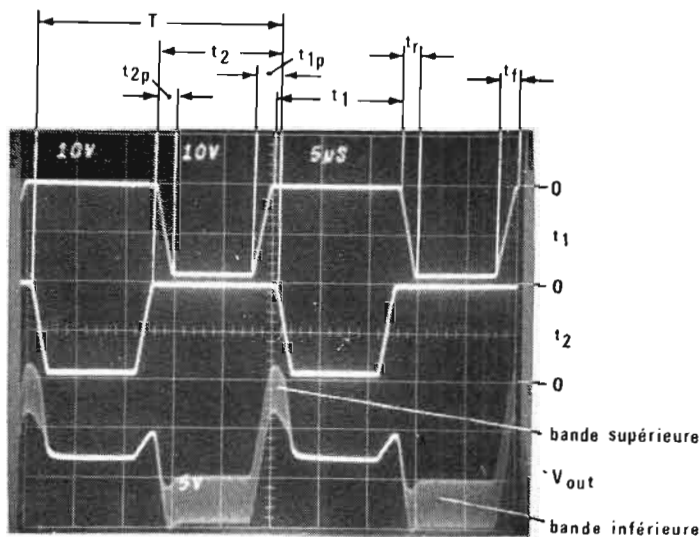


Fig. 19. - Tension de sortie et tensions d'horloge du circuit figure 1.

condensateur suivant. A la 185^e impulsion, ($93 \times t_1$ et $92 \times t_2$), elle se trouve dans C185, puis est amplifiée par le source-follower T187. Comme on peut le constater sur le diagramme, l'information est maintenue jusqu'au début de t_2 , mais est relevée de 14 V à la fin de t_1 . De cette façon on obtient une bande signal supérieure (pendant t_1) et une bande inférieure (pendant t_{1p}). La répartition du signal sur les deux bandes dépend du taux d'impulsion t_1/t_{1p} . Si $t_{1p} = 0$, l'information n'est transmise que dans la bande inférieure.

G. PELTZ

(Documentation : ITT Semiconductor).

10. BIBLIOGRAPHIE

[1] Burth, Hollmann : Retard de signaux analogiques au moyen de lignes à retard

MOS du type TCA 350 (semi-conducteurs ITT).

[2] Shroeder : Natural Sounding reverberation. Journal of the audio engineering society 10 (1962), N° 3, p. 219-223.

[3] Goddijn : Orbitone, Volwaardige plaatsvervanger voor het mechanische Leslie-System, Radio Electronica 1972, N° 17, p. 585-591.

[4] Reinartz : 60 W Amplifier with output Power Switching Facilities, dans l'ouvrage « Discrete Semiconductor Circuit Examples » publié par ITT Semiconducteurs.

[5] Databook « Integrated Circuits for Consumer Applications » d'ITT Semiconducteurs.

Les ouvrages [4] et [5] sont disponibles au service de Documentation d'ITT Semiconducteurs (10 F franco), 16, rue Emile-Schwoerer, F-68000 Colmar. La notice [1] est gratuite.

Le son incomparable
de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



Magasin ouvert du mardi au samedi 9-12 et 16-19 h

Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm

Joindre 3 timbres à 0,80 F ou 5 timbres à 0,80 F pour envoi urgent
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :

Dr. BÖHM - Service catalogue - B.P. 11 C - 78590 Noisy-le-Roi

NOM
Adresse

Je désire recevoir votre disque de démonstration (30 cm, 33 t.) classiques - variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique et vous joins 35,00 F (les deux disques ensemble 60,00 F) pour envoi franco.

REALISEZ UN CONVERTISSEUR 12 V~220 V/50Hz piloté pour astronome amateur

UNE application intéressante de l'électronique, qui consiste à pouvoir faire fonctionner hors de portée du réseau un moteur ou un appareil de faible puissance à partir d'une batterie de 12 V est détaillée dans cet article.

L'appareil réalisé est destiné à alimenter les moteurs synchrones des montures d'orientation équatoriale des télescopes et lunettes astronomiques. A cet effet, il est piloté par quartz, de façon à obtenir une fréquence de 50 Hz aussi précise et stable que possible.

Le transformateur sera choisi et adapté selon les possibilités d'approvisionnement, un type 6-9 V/220 V sera choisi, avec un maximum de prises côté haute tension : 200 - 220 - 240 V \pm 10 %, de façon à obtenir une tension aussi proche que possible de 220 V.

Bien entendu, il est possible de réaliser ce convertisseur pour tout autre usage que l'astronomie, l'éventail des emplois où il sera utilisé étant illimité.

L'ensemble proposé ici a été conçu pour alimenter et piloter un petit moteur synchrone d'une puissance d'une dizaine de watts, pouvant même aller jusqu'à vingt watts. La tension sinusoïdale disponible en sortie est comprise entre 9 et 12 volts efficaces, selon la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance. Comme cet ensemble est destiné à fonctionner dans des endroits où le secteur n'est pas présent, l'alimentation est faite

à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 volts (jusqu'à 16 volts dans certains cas). De plus, comme il s'agit de piloter très exactement la vitesse de rotation d'un moteur synchrone, la fréquence de la tension de sortie doit être très précise et demeurer très stable. C'est la raison pour laquelle on a utilisé un quartz comme étalon de fréquence, les autres types d'oscillateurs ne semblant pas présenter une aussi bonne précision ni une telle stabilité, exception faite des résonateurs à diapason qui offriraient une précision suffisante, mais qui sont difficiles à se procurer, très onéreux et encombrants. Enfin, lorsqu'on utilise cet ensemble pour la commande d'un télescope équatorial par exemple, il est pratique de disposer, outre la fréquence étalon, de deux fréquences assez voisines de celle-ci. L'une est légèrement supérieure, l'autre légèrement inférieure à la fréquence étalon de telle sorte que dans la poursuite d'une étoile il soit possible de ralentir ou d'accélérer le mouvement du télescope, le « tracking » exact se produisant quand le moteur est alimenté par la fréquence étalon. Chaque fréquence, autre que cette dernière, peut être ajustée dans une certaine plage par un potentiomètre afin de rendre le défilement dans un sens ou dans l'autre plus ou moins rapide. La commutation des différentes fréquences est effectuée au moyen de deux boutons poussoirs, l'un « avance », l'autre « retard » ; si aucun des deux poussoirs n'est enfoncé, le moteur est piloté par la fréquence étalon.

COMPOSITION DE L'ENSEMBLE

Le schéma synoptique de l'ensemble est représenté sur la figure 1. On y voit tout d'abord l'oscillateur étalon dont la fréquence est stabilisée par un quartz 100 kHz, valeur adoptée parce qu'il est assez facile de se procurer un tel quartz, qui est standard, contrairement à d'autres valeurs. D'autre part, du fait que la fréquence étalon qui pilote le moteur est de 50 Hz, il ne faut pas choisir un quartz de fréquence trop élevée sous

peine d'avoir une chaîne de diviseurs considérable. La valeur de 100 kHz semble donc être le meilleur choix, car les quartz B.F. sont peu courants, encombrants, chers et... fragiles. L'oscillateur 100 kHz délivre à sa sortie des signaux rectangulaires qui sont appliqués à l'entrée d'un premier diviseur par dix. A la sortie de ce dernier, on dispose donc d'un signal de fréquence 10 kHz.

On remarque également la présence de deux oscillateurs de type RC, ajustables en fréquence, l'un de 9 kHz environ, le second aux alentours de 11 kHz. Les signaux rec-

tangulaires qui existent à la sortie de ces deux oscillateurs sont envoyés, ainsi que le 10 kHz étalon, sur les entrées d'un système de sélection de fréquence. Celui-ci est chargé de sélectionner, au moyen d'une commande très simple effectuée en courant continu, (ce qui permet d'allonger les fils de commande sans risques), parmi les trois fréquences disponibles, celle qui pilotera le moteur. Ce choix est déterminé par la mise à la masse de deux connexions. L'une mise à la masse provoque, par exemple, l'apparition du 9 kHz en sortie du système de sélection. La mise à la

masse de l'autre connexion à la place de la première fait que l'on trouve cette fois du 11 kHz en sortie du sélecteur. Si ni l'une ni l'autre des connexions de commande n'est mise à la masse, c'est la fréquence étalon qui sort du sélecteur. Enfin, si ces deux connexions sont mises simultanément à la masse, il n'y a plus aucun signal à la sortie du système de sélection. Une action judicieuse sur ces commandes permet donc, soit d'accélérer, soit de ralentir le mouvement de défilement du télescope et de « cadrer » aisément l'objectif au centre, puis de le suivre ponctuelle-

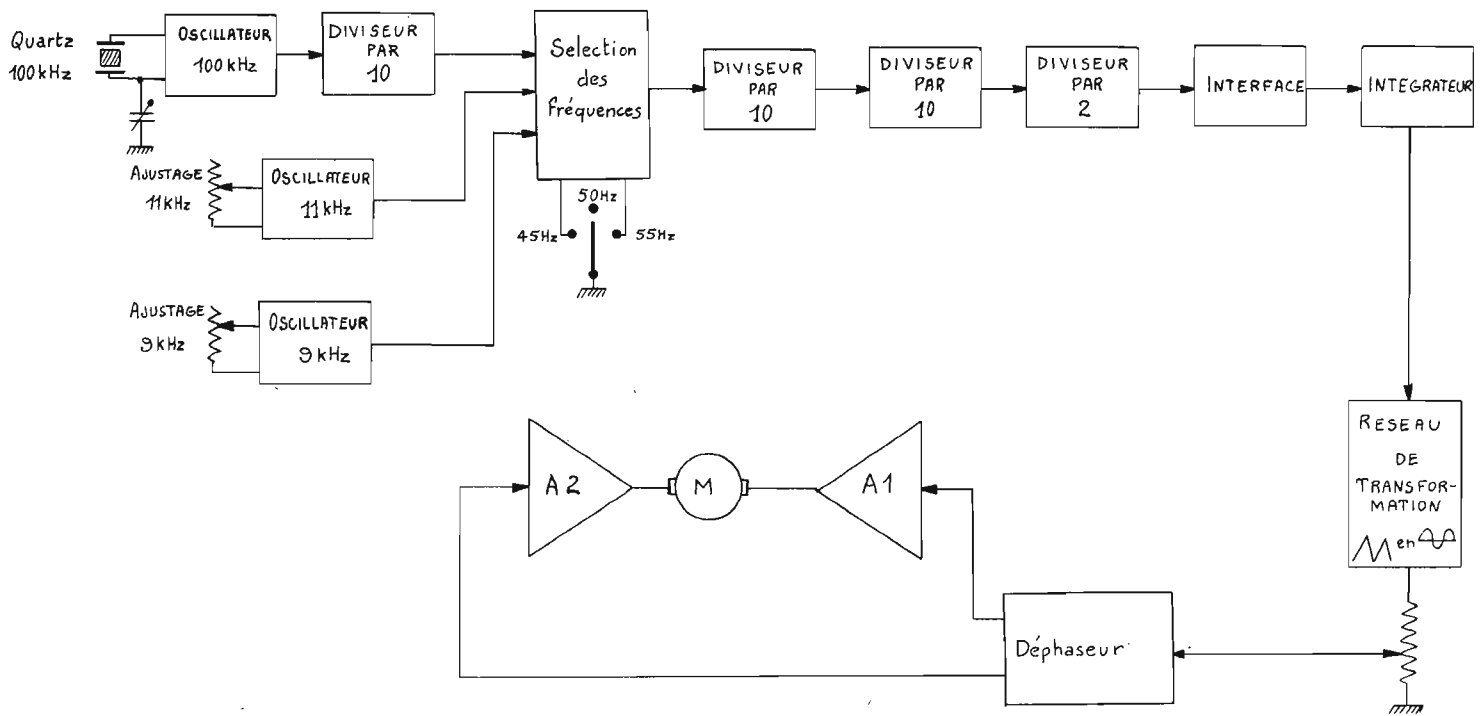


Fig. 1. - Schéma synoptique de l'ensemble.

ment en enclenchant la fréquence étalon.

On a choisi d'effectuer la commutation des fréquences à ce niveau plutôt qu'à la sortie 50 Hz pour que, précisément lors d'une commutation, il n'y ait pas de transition brusque dans le signal de sortie, ce qui pourrait se produire si cette précaution n'était pas prise, les phases des différents oscillateurs n'étant pas les mêmes.

La sortie du système de sélection des fréquences est suivie d'une chaîne de division d'un rapport total de 200 (deux diviseurs par dix suivis d'un diviseur par deux), de telle sorte qu'à l'extrémité de cette chaîne de division on dispose d'un signal à 45, 50 ou 55 Hz, selon la fréquence choisie. C'est le diviseur par deux qui termine la chaîne, et il est important qu'il en soit ainsi. En effet, les signaux de sortie des diviseurs par dix ne sont pas des signaux carrés (facteur de forme 50 %), mais des signaux impulsionnels

rectangulaires dont le facteur de forme peut être très différent de 50 %. Or, pour la suite du montage, il est important d'obtenir à cet endroit des signaux carrés. Grâce à la bascule du diviseur par deux, cette condition est réalisée très exactement.

Il aurait été possible d'alimenter le moteur par le signal carré présent à la sortie du diviseur par deux ; cette solution n'a pas été retenue car certains moteurs synchrones s'accommodent mal de tels signaux. On a donc été contraint de transformer les signaux carrés en sinusoïdes. Pour ce faire, il faut passer par l'intermédiaire d'un circuit d'interface qui permet de prélever les signaux carrés du diviseur par deux sans perturber ce dernier. Puis ces signaux carrés sont transformés en triangles par un intégrateur de Miller. Les signaux triangulaires sont à leur tour modifiés par un réseau de transformation à la sortie duquel on recueille les sinu-

soïdes. Celles-ci sont appliquées à l'entrée d'un amplificateur de puissance à structure en H. Le moteur se trouve placé dans la branche médiane de l'étage de sortie. Le moteur peut être soit un dispositif alimenté en basse tension alternative (9 ou même 12 volts efficaces) ; il est alors branché directement à la sortie de l'amplificateur de puissance. Le moteur peut aussi demander une tension d'alimentation plus élevée (220 volts efficaces par exemples) ; dans ce cas, il suffira d'intercaler un transformateur élévateur entre la sortie de l'amplificateur et le moteur (rapport 30 par exemple), ce qui ne pose pas de problèmes particuliers puisqu'il s'agit d'élever une tension sinusoïdale à 50 Hz. Il faut toutefois veiller à ce que la consommation à vide du transformateur reste faible, c'est-à-dire que l'enroulement primaire (celui qui est connecté à l'amplificateur) doit présenter une inductance suffisamment élevée.

OSCILLATEUR À QUARTZ

D'une façon générale, un circuit oscillateur est composé d'un amplificateur et d'un réseau de réaction sélective produisant un déphasage de 180°. L'amplificateur lui-même doit déphaser le signal de 180°, si bien que le déphasage total atteint 360°. Cela signifie qu'une oscillation peut prendre naissance dans tout montage dans lequel le signal de sortie est réappliqué en phase à l'entrée, pourvu que le gain de l'amplificateur soit supérieur à l'atténuation apportée par le réseau de réaction (gain global supérieur à l'unité).

La stabilité d'un oscillateur dépend fortement de l'amplitude des variations de phase apportées par le réseau de réaction autour de la résonance. Lorsqu'on désire une grande stabilité et une grande précision d'oscillation, on utilise un quartz comme réseau

de réaction, parce que ce dispositif présente un coefficient de surtension très élevé, ce qui provoque des rotations de phase importantes pour de petites variations de la fréquence, et par-là même assure une stabilité exceptionnelle.

Un circuit de réaction, comprenant un quartz monté en π , est utilisé conjointement avec un amplificateur inversant la phase de 180° , comme il est indiqué sur la figure 2. Le circuit intégré CI-1 (NAND) a ses deux entrées réunies ; il se comporte comme un inverseur déphasant le signal de 180° entre entrées et sortie. Le réseau déphaseur est composé du quartz Q et des deux capacités C_0 et C ; lui aussi déphase le signal de 180° pour la fréquence d'oscillation. La capacité ajustable C_0 permet de faire varier très légèrement la fréquence des oscillations, sa valeur, ainsi que celle de la capacité C dépend des caractéristiques du quartz. Plus précisément, elle est fonction de la pente exprimant la réactance X_c du quartz en fonction de la fréquence. La réactance X_c est elle-même conditionnée par la différence existant entre la fréquence de résonance propre et la fréquence d'anti-résonance. La résis-

tance de réaction R est déterminée expérimentalement parce que sa valeur est fonction de beaucoup de paramètres dont certains varient avec la tension, la température, etc.

La sortie du circuit CI-1 (SFF 24011 AEV) délivre un signal rectangulaire à 100 kHz qui est appliqué aux entrées d'un second inverseur CI-2 dans le but de rendre les flancs du signal plus raides.

DIVISEUR PAR DIX

C'est un compteur décimal, réalisé lui aussi en technologie C-MOS, dont l'appellation commerciale est SFF 24017 AEV. Il comporte une entrée d'horloge H sur laquelle on applique le signal à diviser avec des niveaux logiques convenables. Il comprend également dix sorties décodées sur lesquelles apparaît successivement un niveau logique haut suivant le nombre d'impulsions envoyées à l'entrée H. Parmi ces dix sorties, seule la sortie correspondant à l'état décimal du compteur est au niveau logique haut. Après le chiffre 9, le

compteur recycle à zéro, délivrant en même temps un signal de retenue (report) qui, théoriquement, doit actionner le compteur suivant quand il y a plusieurs compteurs en chaîne. Cette retenue est fournie chaque fois que le compteur recycle, c'est-à-dire à chaque fois qu'il passe de 9 à 0 ; de ce fait, la fréquence du signal de report est dix fois moins élevée que celle des impulsions d'entrée. Le compteur change d'état après chaque transition positive de l'impulsion d'horloge si l'entrée « validation d'horloge » est au niveau logique bas. La décade est remise à zéro par l'application momentanée d'un niveau logique haut sur l'entrée correspondante. Les sorties décodées 0 à 9 ne sont pas utilisées dans notre cas ; c'est sur la sortie « report » qu'est prélevé le signal divisé par dix, soit en fait du 10 kHz.

La figure 3 représente le schéma d'un diviseur par dix composé d'un circuit intégré SFF 24017 AEV. Les formes d'ondes que l'on peut observer aux bornes de ce circuit sont indiquées sur l'oscillogramme de la figure 5. On peut y voir, en haut, le signal rectangulaire appliqué à

l'entrée du diviseur ; en bas figure le signal de sortie dont la fréquence a été divisée par dix (entrée 100 kHz, sortie 10 kHz).

OSCILLATEUR R.C.

Le schéma d'une partie oscillatrice de l'ensemble est indiqué sur la figure 4. Les circuits intégrés CI-3 et CI-4, de technologie C-MOS (SFF 24011 AEV) forment un oscillateur à fréquence ajustable. Il délivre sur la sortie de CI-4 des signaux carrés dont la période est fonction de P et de C. Les deux circuits sont des portes NAND dont les entrées sont réunies et qui se comportent en fait comme des inverseurs de signaux logiques.

Le fonctionnement de cet oscillateur peut être décomposé comme suit : supposons qu'à un moment donné la sortie de CI-3 soit haute, c'est-à-dire que sa tension soit voisine de la tension d'alimentation. Puisque les deux entrées de CI-4 sont simultanément hautes, la sortie de cet inverseur (point B de la figure 4) est

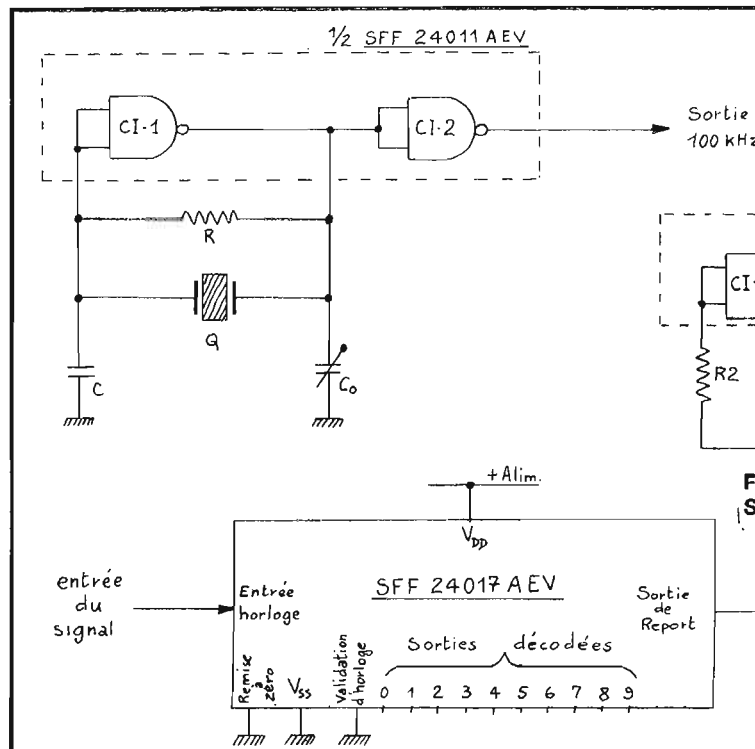


Fig. 2. - Schéma de l'oscillateur à quartz. La capacité C_0 permet un très léger ajustage de la fréquence.

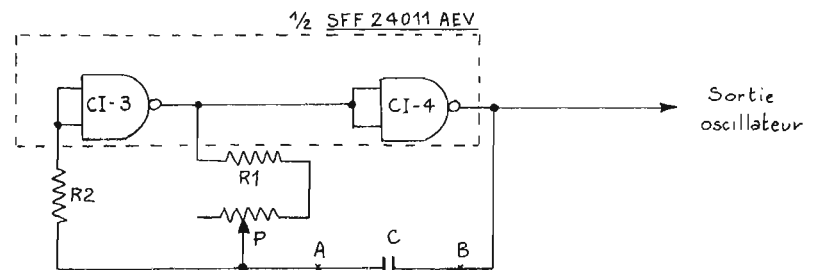


Fig. 4. - Oscillateur RC réalisé à l'aide de deux circuits NAND du type SFF 24011.

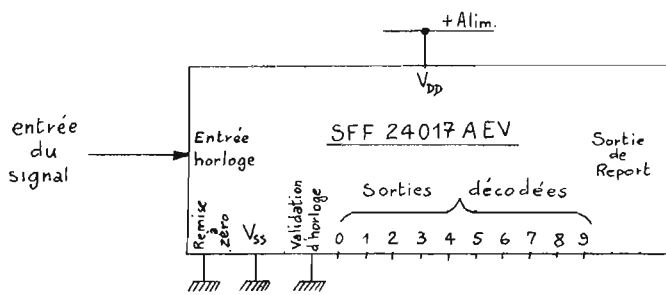


Fig. 3. - Schéma d'un diviseur par dix composé d'un circuit intégré SFF 24017.

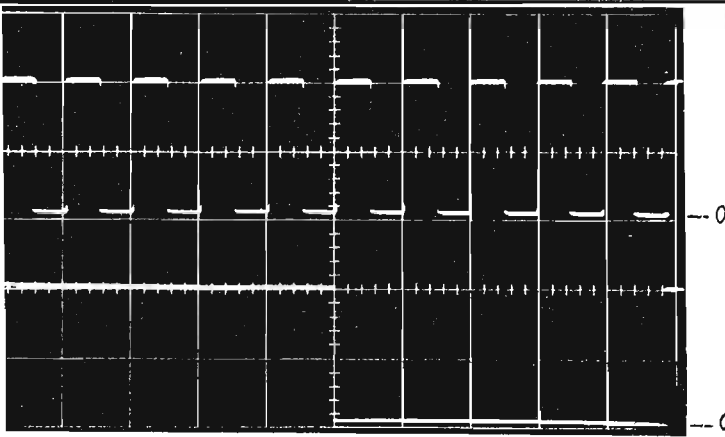


Fig. 5. - En haut : forme d'onde appliquée à l'entrée du diviseur par dix de la figure 3. Echelle verticale : 5 V/div. En bas, signal prélevé sur la sortie « report » du diviseur par dix. Echelle verticale : 5 V/div. Echelle horizontale : 10 μ S/div.

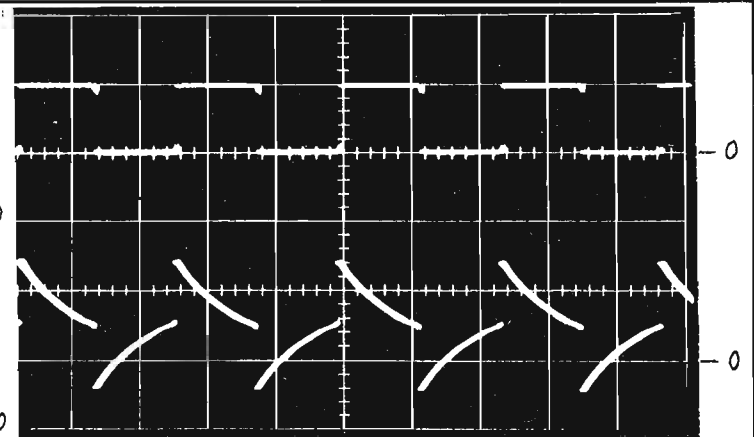


Fig. 6. - En haut : forme du signal au point « B » de la figure 4. Echelle verticale : 10 V/div. En bas, signal prélevé au point « A » de la figure 4. Echelle verticale : 10 V/div. Echelle horizontale : 50 μ s/div.

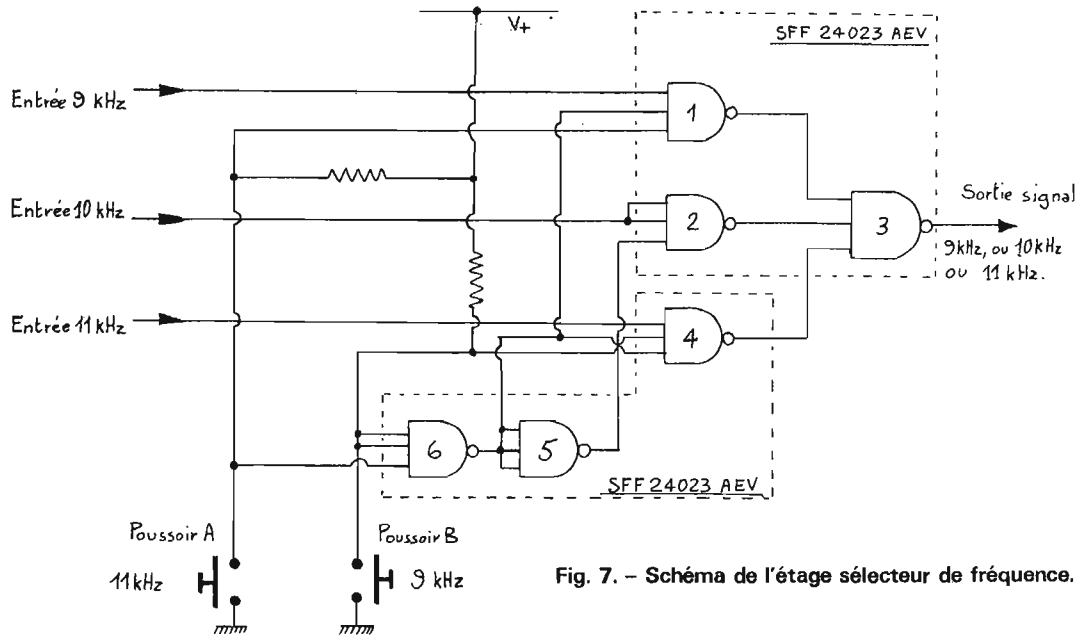


Fig. 7. - Schéma de l'étage sélecteur de fréquence.

basse, c'est-à-dire à un potentiel voisin de celui de la masse. De ce fait, le condensateur C va se charger à travers le potentiomètre P. C'est l'ensemble P, R₁, C qui détermine la fréquence des oscillations. Aussi longtemps que le condensateur C n'est pas chargé, le potentiel du point A de la figure 4 (jonction de P, R₂ et de C) est bas. La différence de potentiel existant au point A est appliquée sur les entrées du circuit inverseur CI-3 par l'intermédiaire de la résistance R₂. Puisqu'au tout début de la charge de la capacité C la tension au point A est nulle (ou peu s'en faut), la sortie de CI-3 est haute. Dans ces conditions, la capacité C se charge, avec un + en A et un - en B. Le potentiel du point A s'élève alors lente-

ment jusqu'au moment où il va atteindre le seuil de tension considéré comme haut par la logique C-MOS. A cet instant, les entrées de CI-3 étant hautes, la sortie de ce même circuit passe brusquement au niveau bas et la sortie de CI-4 au niveau haut. Le condensateur C se trouve alors alimenté avec des polarités qui sont l'inverse de celles précédentes, c'est-à-dire avec un + en B et un - en A. Il doit donc se décharger puis reprendre une nouvelle charge de sens opposé. Lorsque celle-ci atteint la tension de seuil, l'ensemble bascule à nouveau, et ainsi de suite.

La figure 6 est un oscillogramme qui montre, en haut le signal au point B et en bas la forme d'onde que l'on peut observer au point A.

ETAGE SÉLECTEUR DE FRÉQUENCE

Il doit assurer l'attaque de la chaîne des diviseurs par l'une des trois fréquences disponibles. Son schéma est représenté sur la figure 7. Il comporte six circuits NAND à trois entrées. Ces circuits sont répartis en deux boîtiers triples SFF 24023. La sélection de la fréquence s'effectue au moyen de deux boutons poussoirs A et B (voir figure 7). Le poussoir A étant enfoncé, la sortie de l'étage sélecteur délivre du 11 kHz ; lorsque c'est le poussoir B qui est enfoncé, on trouve du 9 kHz en sortie. Quand ni A ni B ne sont actionnés, c'est la fréquence étalon 10 kHz qui est présente à la sortie. Enfin,

lorsque A et B sont appuyés simultanément, il n'y a plus aucune sortie.

L'étage sélecteur est composé de circuits logiques NAND à trois entrées. Ce sont des circuits réalisés en technologie C-MOS qui procurent la fonction Booléenne $S = \bar{A} \bar{B} \bar{C}$. Rappelons que les circuits logiques travaillent en tout ou rien et qu'ils ne connaissent que deux états. L'état logique bas, ou 0 logique, est défini comme une tension voisine de V_{ss}, c'est-à-dire de la masse dans notre cas. L'état logique haut, ou encore 1 logique, est défini comme un niveau de tension peu différent de la valeur de la tension d'alimentation positive ou V_{dd}. Dans les circuits logiques de même technologie, alimentés sous une même

tension, les entrées peuvent être réunies directement aux sorties sans aucun élément intermédiaire de couplage. Si l'on représente l'état que prend la sortie S d'un circuit NAND (aussi appelé ET-NON), en fonction de l'état de ses trois entrées, on peut construire le tableau suivant :

Entrée A	Entrée B	Entrée C	Sortie S
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	0	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

TABLEAU I

Cette table de vérité met en évidence le fait que la sortie est toujours à l'état haut sauf quand les trois entrées sont hautes simultanément ; c'est seulement alors que la sortie devient basse (0 logique). La table de vérité nous indique aussi que lorsque les trois entrées sont réunies, le circuit NAND se comporte comme un inverseur (eA = eB = eC = 0, S = 1 et eA = eB = eC = 1, S = 0)

Sur la figure 7 on peut voir que l'entrée des trois fréquences (9, 10 et 11 kHz) se fait sur une des entrées des circuits 1, 2 et 4. Les sorties de ces

mêmes circuits sont reliées aux trois entrées du circuit 3. C'est à la sortie de ce dernier que l'on recueille le signal choisi.

Supposons qu'aucun des deux poussoirs A et B ne soit enfoncé ; ceci porte les entrées du circuit 6 au niveau haut, du fait des deux résis-

tances reliées au + V_{al}. Puisque ses entrées sont hautes simultanément, la sortie de 6 est basse, appliquant ainsi un 0 logique sur une entrée de 1 et de 4. Le circuit 5 se comportant comme un inverseur, sa sortie est haute, ainsi que l'entrée correspondante de 2 ; ce circuit transmet alors le signal 10 kHz. Deux des entrées du circuit 3 sont portées au niveau logique haut, la troisième entrée étant attaquée par le signal 10 kHz, ce circuit délivre donc sur sa sortie le signal 10 kHz. Les circuits 1 et 4 sont bloqués puisqu'ils ont tous les deux un

0 logique sur une de leurs entrées ; les fréquences 9 et 11 kHz ne sont pas transmises par ces dispositifs.

Si maintenant on actionne le poussoir A, on porte une entrée de 6 et de 1 au niveau bas : leurs sorties sont donc hautes. La sortie de 5 est alors basse, bloquant ainsi le circuit 2. Le circuit 4 reçoit un 1 logique sur deux de ses entrées ; il transmet le signal 11 kHz vers l'entrée correspondante de 3. Les circuits 1 et 2 étant bloqués, c'est la fréquence 11 kHz qui sera disponible en sortie de 3.

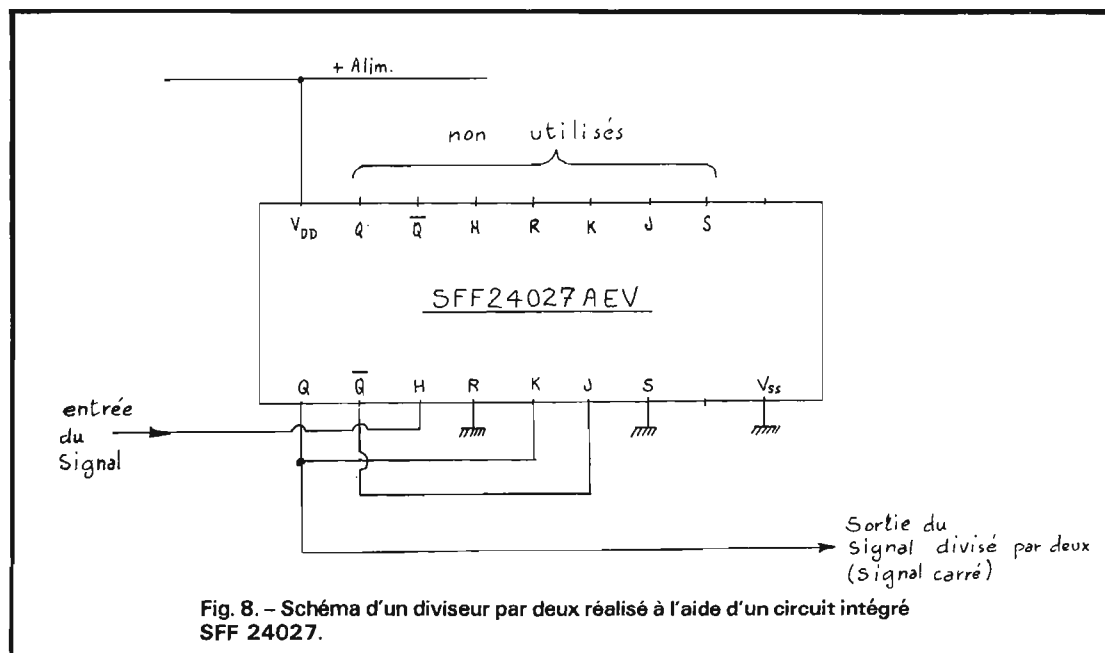
Le même mode de raisonnement peut être tenu lorsque c'est le poussoir B qui est actionné ; à ce moment c'est la fréquence 9 kHz qui est sélectionnée. Enfin, si les deux poussoirs sont fermés simultanément, les circuits 1 et 4 sont bloqués ainsi que 2 par l'intermédiaire du circuit 5. Il n'y a plus aucun signal en sortie de 3 ; celle-ci demeure basse.

CHAÎNE DES DIVISEURS

Elle doit apporter un rapport de division tel que la fréquence d'entrée de 10 kHz soit réduite à une fréquence de 50 Hz, soit une division par 200. Cette dernière est obtenue en utilisant deux diviseurs par dix, identiques à celui déjà décrit, et un diviseur par deux. Celui-ci est constitué par une bascule du type JK dont l'appellation commerciale est SFF 24027 AEV (ce circuit comporte deux bascules dont l'une reste inutilisée). Ce dispositif, dont le schéma d'utilisation est indiqué sur la figure 8 est également un circuit intégré CMOS comprenant deux bascules JK maître-esclave indépendantes avec remise à 0 et à 1 des sorties Q et \bar{Q} par des commandes R et S. La bascule change d'état au moment de la transition positive du signal d'horloge. La table de vérité d'une bascule JK est donnée au tableau II.

Avant la transition positive du signal d'horloge		Après la transition positive du signal d'horloge	
J	K	Q	\bar{Q}
0	0	inchangé	inchangé
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	change d'état	change d'état

TABLEAU II



Ce tableau laisse apparaître qu'après la transition positive du signal d'horloge, la sortie Q prend l'état qu'avait l'entrée J, et que, par voie de conséquence, la sortie \bar{Q} prend l'état qu'avait l'entrée K avant la transition positive du signal d'horloge. C'est pourquoi, sur le schéma de la figure 8, la sortie Q est reliée à l'entrée K et la sortie \bar{Q} est connectée à l'entrée J de façon à ce que les états de ces points soient toujours en opposition.

Sur la sortie Q, on recueille donc un signal parfaitement carré dont la fréquence est la moitié de celle que l'on applique sur son entrée d'horloge H.

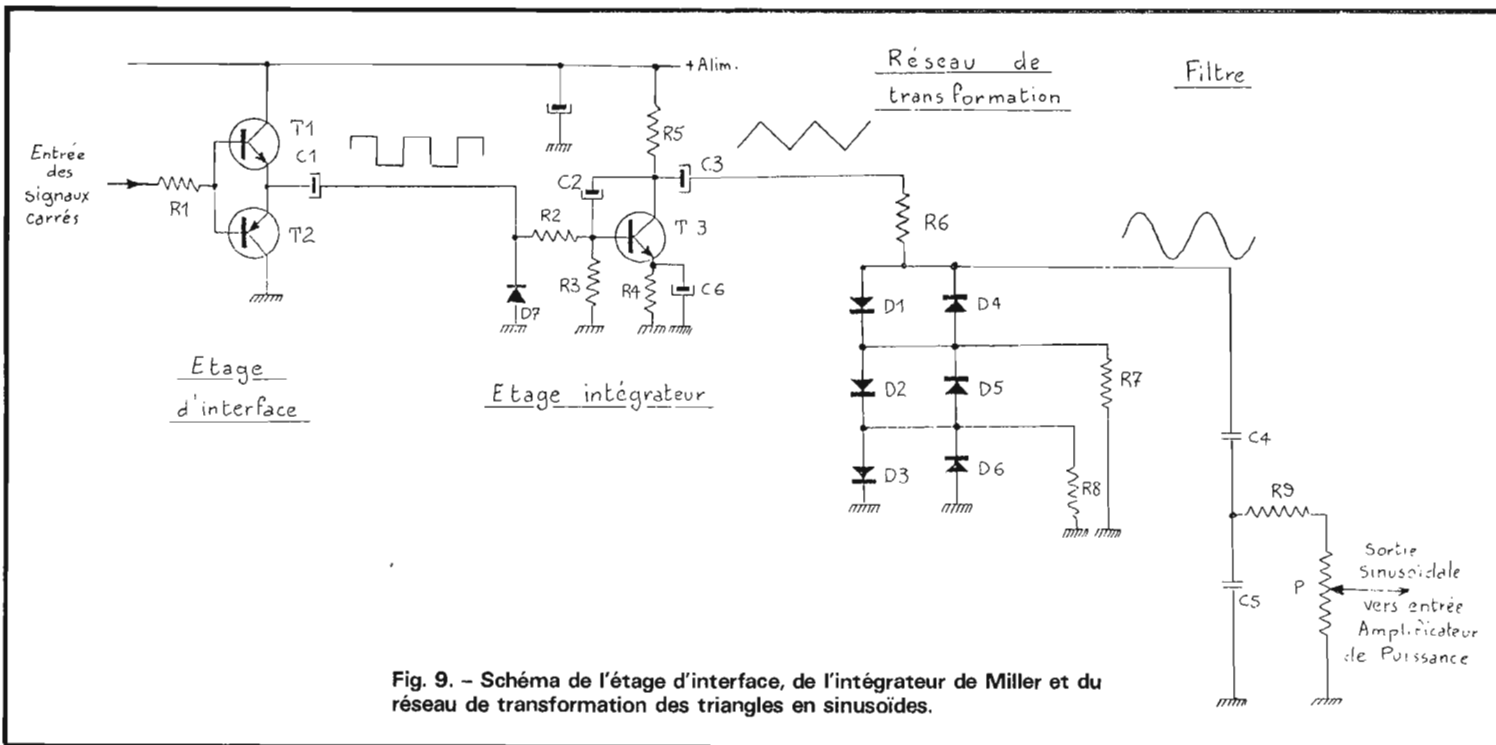


Fig. 9. - Schéma de l'étage d'interface, de l'intégrateur de Miller et du réseau de transformation des triangles en sinusoïdes.

ETAGE D'INTERFACE

Il est représenté sur la figure 9. Il comporte un couple de transistors complémentaires T_1 et T_2 dont l'aspect n'est pas sans évoquer l'étage de sortie basse-fréquence de certains amplificateurs, appelés Push-Pull série. Cet étage est destiné à réaliser la liaison entre la sortie du circuit C-MOS diviseur par deux, et l'utilisation. En effet, l'étage de sortie des circuits intégrés de technologie C-MOS n'est pas capable de véhiculer des courants relativement importants ; par exemple, une valeur typique du courant entrant ou bien sortant par la sortie d'un tel circuit se situe aux alentours de $250 \mu\text{A}$. Il faut entendre par là que lorsque la sortie est dans l'état haut, elle peut fournir à une charge, dont l'autre extrémité est réunie à la masse, un courant de $250 \mu\text{A}$; quand la sortie est à l'état bas, elle peut absorber un courant de $250 \mu\text{A}$ si l'autre extrémité de la charge est portée au pôle positif de la tension d'alimentation. Ces courants sont, en eux-mêmes, largement suffisants pour commander un

grand nombre d'entrées de circuits C-MOS, puisque le courant consommé par une entrée est de l'ordre de 10 pA (10^{-12} A) en moyenne.

Néanmoins, dès qu'il s'agit d'obtenir un signal de quelques mA, il faut passer par l'intermédiaire d'un circuit d'interface qui procure une grande amplification en courant. Les transistors complémentaires T_1 et T_2 sont montés en configuration « émetteur-suiveur ». Le transistor NPN travaille lorsque le niveau de sortie est haut ; le dispositif PNP agit quand le niveau de sortie est bas. Le gain en courant du montage d'interface est conditionné par celui des transistors qui le composent. Il est courant d'obtenir un gain en courant compris entre 100 et 200, ce qui veut dire que le courant de sortie entrant ou bien sortant est alors compris entre 25 et 50 mA, valeur suffisante dans la plupart des cas. Le seul inconvénient de ce montage est qu'il se produit un décalage de tension de 0,7 volt (à cause de la tension de seuil émetteur-base des transistors au silicium) entre le signal d'entrée sur les bases et le signal de sortie sur les émetteurs.

L'association de T_1 et de T_2 permet d'alimenter l'étage intégrateur sous une faible impédance.

INTÉGRATEUR

Celui-ci doit transformer les signaux rectangulaires à 45,50 ou 55 Hz, en signaux triangulaires à la même fréquence. Pour ce faire, on a utilisé un intégrateur de Miller. Il s'agit d'un amplificateur dont le signal de sortie est en opposition de phase avec celui appliqué à son entrée, et qui comporte un condensateur branché entre entrée et sortie.

Le montage de la figure 9 comporte un intégrateur de Miller dans lequel l'amplificateur est constitué par le transistor T_3 . Le condensateur C_2 assure la contre-réaction car il est connecté entre la base et le collecteur de ce dispositif. On peut démontrer que, si le gain de l'élément amplificateur est très grand, même si la tension sur le collecteur varie de façon relativement importante, la tension sur la base reste faible. Le courant qui traverse la résistance R_2 est alors pratiquement constant

et circule dans la capacité C_2 . La différence de potentiel aux bornes de cette capacité, pratiquement égale à la tension de sortie, est donc l'intégrale par rapport au temps de la tension d'entrée. Cela revient à dire que si l'on excite l'entrée par une tension continue, on aura en sortie une fonction qui varie linéairement avec le temps.

Supposons que, au départ, la tension de commande appliquée à l'entrée du montage soit nulle ; le transistor T_3 est bloqué. La capacité C_2 est chargée à une tension voisine de la tension d'alimentation $+V_{AL}$. Appliquons maintenant une tension positive à l'entrée du montage de la figure 9. Celle-ci va avoir tendance à faire monter le potentiel de la base du transistor T_3 , donnant naissance, par la même occasion, à un courant de base dans ce même dispositif. Ce courant de base provoque la conduction du transistor T_3 , ce qui, en retour, tend à diminuer la différence de potentiel présente sur son collecteur, du fait de la chute de tension occasionnée par la résistance R_5 . Cette variation négative de tension est retransmise sur la base par le condensateur C_2 ; elle s'oppose à la variation

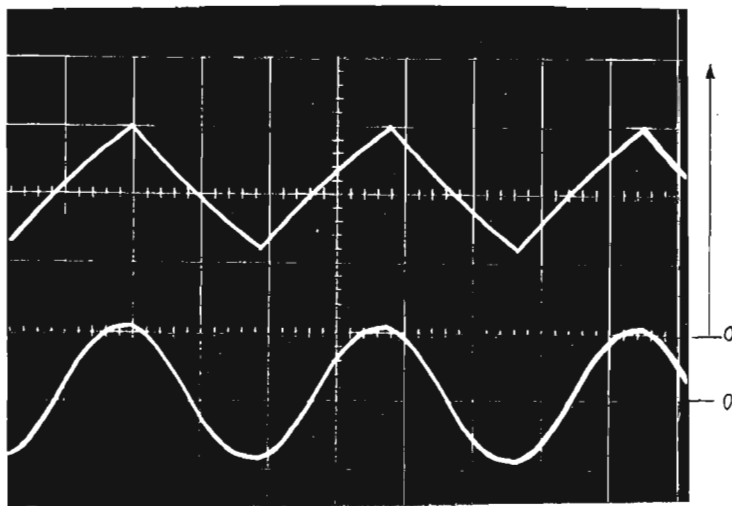


Fig. 10. - En haut : signal relevé sur le collecteur du transistor T_3 du schéma de la figure 9. Echelle verticale : 2 V/div. En bas, signal présent aux bornes du potentiomètre P de la figure 9. Echelle verticale : 200 mV/div. Echelle horizontale : 5 ms/div.

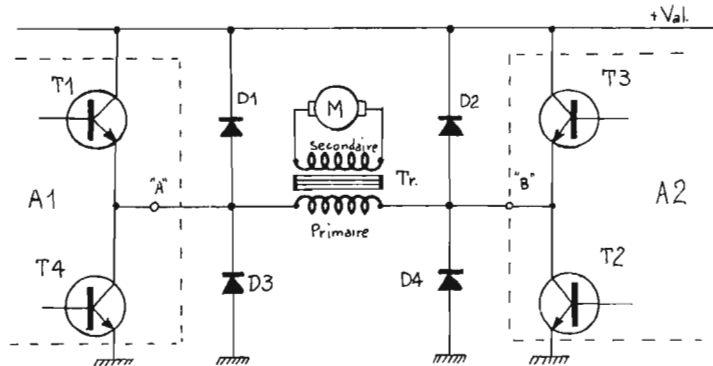


Fig. 13. - Modification à apporter à l'étage de sortie dans le cas où le moteur demande une tension d'alimentation plus élevée que celle de V_{Al} . Le transformateur Tr permet d'élever la tension secondaire.

positive de tension créée sur cette électrode par l'application du signal d'entrée. Pour cette raison, le courant collecteur de T_3 prend une valeur inférieure à celle qu'il aurait en l'absence de la capacité C_2 . Si la constante de temps de décharge de C_2 est grande devant la durée d'application du signal d'entrée, la décharge de cet élément s'effectuera par un courant pratiquement constant : le potentiel du collecteur va descendre suivant une loi à peu de chose près linéaire.

Tout intégrateur est, bien entendu, imparfait ; on ne recueille pas à la sortie une tension variant d'une façon rigoureusement linéaire en fonction du temps. De plus, il faut éviter d'envoyer l'amplificateur en butée trop long-

temps sous peine de tronquer les sommets des triangles. Toutefois, dans notre application, ce phénomène n'est pas gênant tant qu'il n'est pas trop accentué.

RÉSEAU DE TRANSFORMATION

Il s'agit, à partir de signaux triangulaires, de produire une forme d'onde sinusoïdale. Le procédé adopté ici consiste à fabriquer une sinusoïde de synthèse. Le montage de la figure 9 permet d'obtenir une forme de tension se rapprochant assez de celle de la sinusoïde. C'est, en fait, un diviseur de tension constitué par la résistance R_6 d'une part, et d'autre part par le réseau de

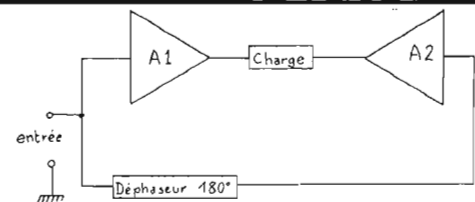


Fig. 11. - Schéma de principe d'un amplificateur à configuration en H. La charge, isolée de la masse, se trouve insérée entre les deux sorties.

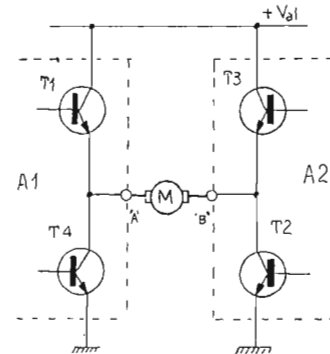


Fig. 12. - Schéma de principe d'un étage de sortie à configuration en H. Les transistors T_1 , T_2 et T_3 , T_4 fonctionnent de façon synchrone, deux à deux.

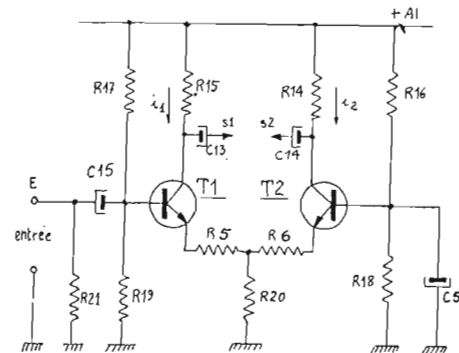


Fig. 14. - Schéma de l'étage d'entrée de l'amplificateur. Il est composé d'un amplificateur différentiel auto-déphaseur. Les signaux en opposition de phase sortent en S1 et en S2.

diodes D_1 à D_6 et les résistances qui lui sont associées. Ce dernier ensemble constitue la partie inférieure du diviseur ; il présente la particularité d'offrir une résistance qui est variable selon la tension qui est présente à ses bornes. Ce sont les diodes qui, par leur tension directe (0,7 volt environ pour le silicium), rendent cet atténuateur variable par palier de tension. Ces diodes ne réalisent pas des écrêtages brusques, car leur conduction varie progressivement autour de la tension de seuil, ce qui contribue à arrondir les angles de la forme d'onde de sortie et à faire en sorte qu'elle se rapproche de celle de la sinusoïde.

Sur la figure 9, la sortie de la tension sinusoïdale se fait au point milieu du diviseur de

tension, c'est-à-dire au point commun de R_6 , de D_1 et de D_4 . Tant que la tension à cet endroit est inférieure à la tension de seuil des diodes (environ 0,7 volt), la partie inférieure du réseau ne conduit pas, et le signal présent sur l'extrémité supérieure de R_6 est transmis sans atténuation vers la sortie.

Lorsque la tension entre l'anode de la diode D_1 et la masse est supérieure à +0,7 volt environ, ce dispositif commence à conduire. A cet instant, le réseau diviseur est constitué par la résistance R_6 et par la diode D_1 et la résistance R_7 ; il introduit une légère atténuation du signal. La pente du signal triangulaire en est quelque peu modifiée ; sa croissance a tendance à être moins rapide. Quand la

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 15

- R₁ = à ajuster selon quartz approx. 820 kΩ, 10 % 1/2 W
- R₂ = 47 kΩ 10 % 1/2 W
- R₃ = 56 kΩ 10 % 1/2 W
- R₄ = 33 kΩ 10 % 1/2 W
- R₅ = 47 kΩ 10 % 1/2 W
- R₆ = à ajuster pour env. 10 mA dans Z1
- R₇ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
- R₈ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
- R₉ = 4700 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₀ = 1200 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₁ = 820 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₂ = 1500 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₃ = 220 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₄ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₅ = 4700 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₆ = 120 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₇ = 68 kΩ 10 % 1/2 W
- P₁ = 10 kΩ linéaire
- P₂ = 10 kΩ linéaire
- P₃ = 47 kΩ
- C₁ = ajustable 3-30 pF
- C₂ = 10 pF 63 V
- C₃ = 47 μF 15 V
- C₄ = 1000 pF 63 V
- C₅ = 1000 pF 63 V
- C₆ = 10 μF 15 V
- C₇ = 4,7 μF 15 V
- C₈ = 22 μF 15 V
- C₉ = 10 μF 15 V
- C₁₀ = 0,22 μF 63 V
- C₁₁ = 0,22 μF 63 V
- CI-1, CI-2 = SFF 24011 AEV (Sescosem) = 1 boîtier
- CI-3, CI-4, CI-5, CI-6 = SFF 24011 AEV (Sescosem) = 1 boîtier
- CI-7 = SFF 24017 AEV
- CI-8, CI-9, CI-12 = SFF 24023 AEV (Sescosem) = 1 boîtier
- CI-10, CI-11, CI-12 = SFF 24023 AEV (Sescosem) = 1 boîtier
- CI-14 = SFF 24017 AEV (Sescosem)
- CI-15 = SFF 24017 AEV (Sescosem)
- CI-16 = SFF 24027 AEV (Sescosem)
- T₁ = T₃ = BCW 94 B (Sescosem)
- T₂ = BCW 96 B (Sescosem)
- D₁ à D₇ = 1N4148 (Sescosem)
- Z₁ = BZX 85 C 10 (Sescosem)
- Q = quartz fréquence 100 kHz
- K₁ = K₂ = poussoir, contact travail

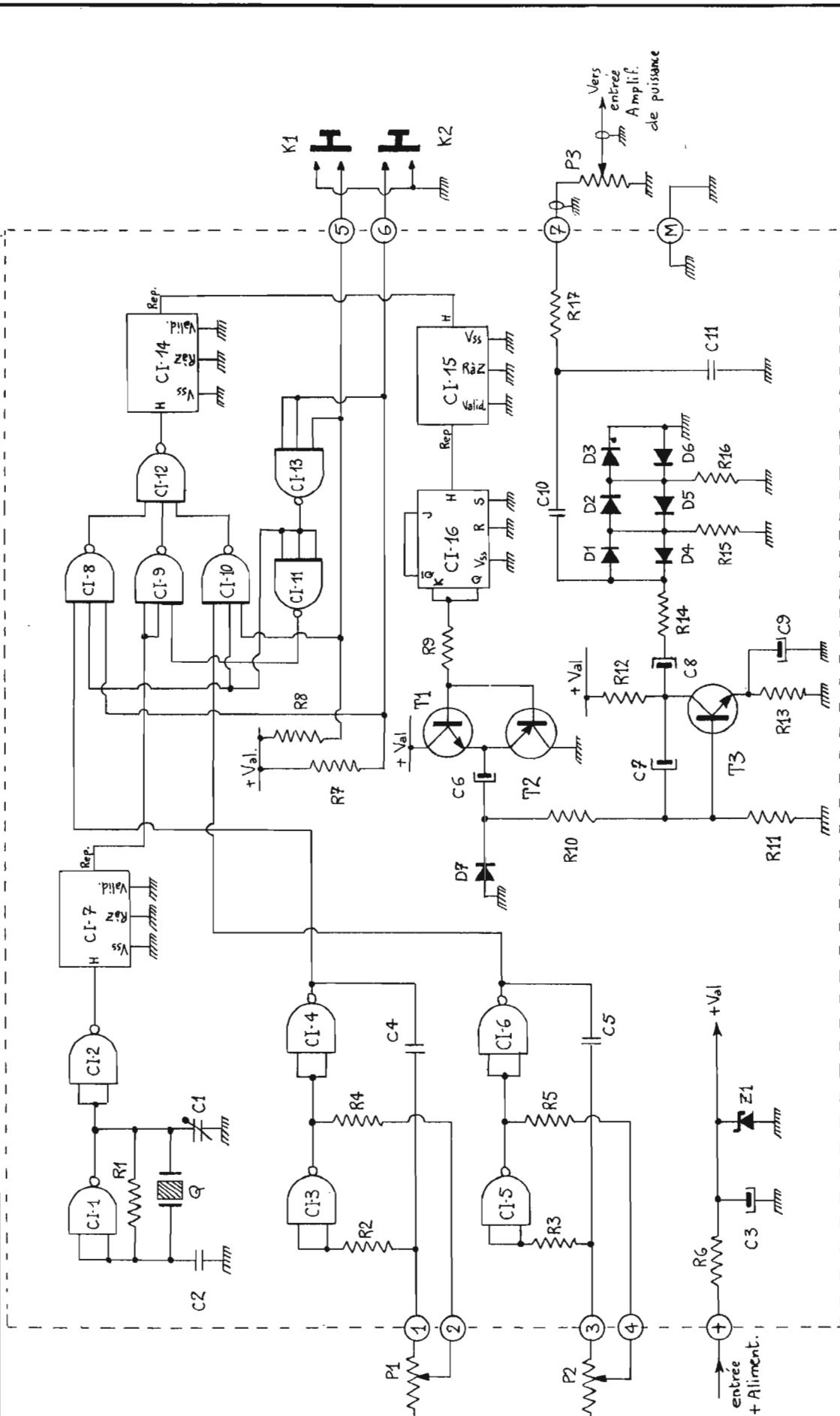


Fig. 15. - Schéma de détail de la partie petits signaux de l'ensemble.

tension sur la sortie du réseau atteint environ +1,4 volt, la diode D_2 commence à conduire à son tour tandis que le courant circulant dans la résistance R_7 est en augmentation. La partie inférieure du réseau diviseur comporte alors la diode D_1 et la résistance R_7 ; sur cette résistance vient se mettre en parallèle la diode D_2 et la résistance R_8 . L'affaiblissement produit par le réseau diviseur est plus accentué que précédemment; la diminution de la croissance de la tension de sortie est plus marquée. Dès que la tension augmente encore à la sortie du réseau de transformation, l'autre diode (D_3) va se mettre à conduire avec pour effet de diminuer un peu plus la vitesse de montée du signal de sortie.

Lorsque le signal sur la sortie atteint environ +2,1 volts, les diodes D_1 à D_3 conduisent; il n'y a plus de résistance pour limiter le courant

(à l'exception de R_6). Comme ces diodes présentent une résistance dynamique très faible lorsqu'elles sont en conduction, il se produit alors un écrêtage sévère de la tension de sortie; ce moment correspond au sommet de la sinusoïde. Lorsque la tension du signal appliqué diminue, le fonctionnement se déroule en sens inverse, les diodes D_3 à D_1 cessant de conduire les unes après les autres.

Pendant toute la demi-alternance positive du signal triangulaire appliqué au réseau, les diodes D_4 à D_6 se trouvent polarisées en inverse et n'interviennent pas dans le fonctionnement de l'atténuateur. Lors de la durée de la demi-alternance négative du signal, ces diodes se mettent à conduire et ce sont les diodes D_1 à D_3 qui se trouvent bloquées, donc inopérantes.

A la sortie du réseau de transformation, on recueille une tension sinusoïdale. Pour

parfaire la forme d'onde de cette sinusoïde, on la fait passer à travers un filtre passe-bas rudimentaire composé des capacités C_4 et C_5 , et de l'association de la résistance R_9 et du potentiomètre P, éléments qui sont situés en parallèle sur la capacité C_5 . C'est aux bornes de P que l'on peut disposer de la tension sinusoïdale nécessaire à l'attaque de l'amplificateur B.F.

Les oscillogrammes de la figure 10 montrent, en haut, le signal relevé sur le collecteur du transistor T_3 de la figure 9. On remarquera que l'intégrateur délivre bien des pentes à peu près linéaires, tant à la montée qu'à la descente, et, du fait que l'excursion de tension sur le collecteur est relativement peu importante, le signal triangulaire est bien reproduit, tant dans sa partie inférieure que dans sa partie supérieure. En bas de la figure 10 on peut voir le signal sinusoïdal tel

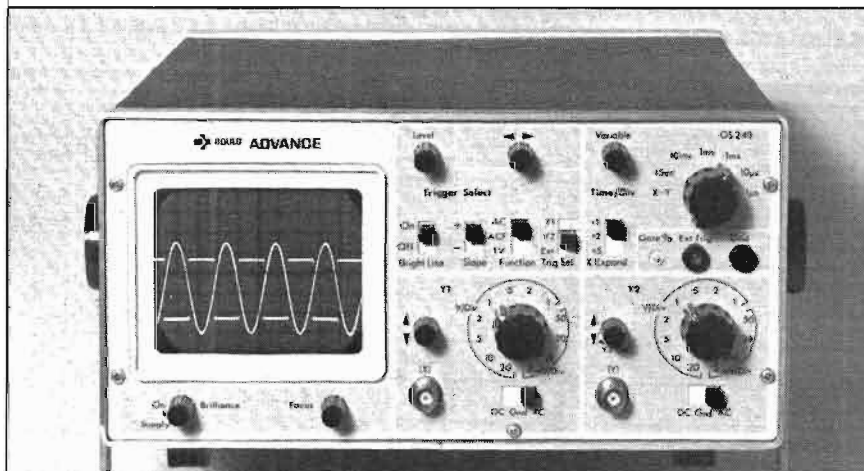
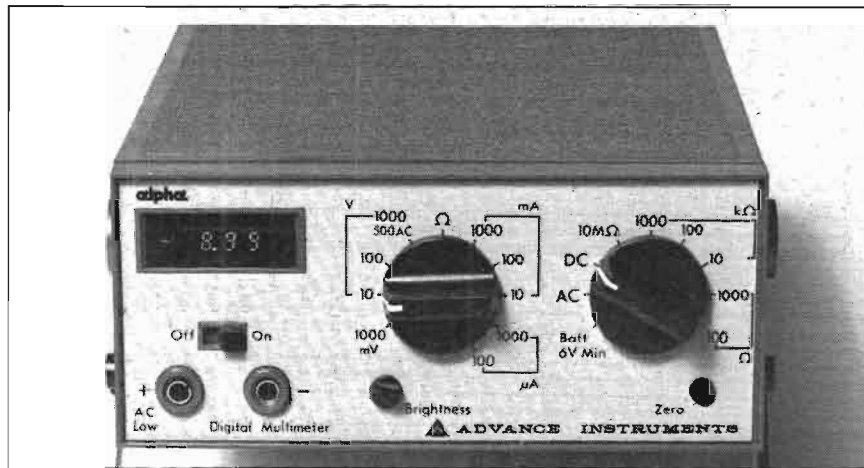
qu'il se présente aux bornes du potentiomètre P. On observera une très légère imperfection au sommet des sinusoïdes, défaut inhérent à la production de sinusoïdes par la méthode de synthèse.

Le schéma de détail de la partie petits signaux de l'ensemble est représentée sur la figure 15. Il comprend les trois oscillateurs, le circuit de sélection des fréquences, la chaîne de division, le circuit d'interface, l'intégrateur de Miller et le réseau de transformation des triangles en sinusoïdes. La sortie N° 7 va vers le potentiomètre P_3 qui permet de régler le niveau du signal B.F. appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance.

(à suivre)

J. VIERVILLE

(La réalisation complète de cet appareil sera publiée dans notre prochain numéro).



Campagne promotion Oscillo+multi: 10% si vous prenez les deux.

Multimètre Alpha 1 ou Alpha 2:

629 F au lieu de 698 F H.T.* pour Alpha 1
750 F au lieu de 834 F H.T.* pour Alpha 2

1000 points: 5 fonctions:

- Tension AC: 1 mV à 500 V
- Tension DC: 1 mV à 1000 V
- Courant AC et DC: 1 μ A à 1 A
- Résistance: 1 Ω à 10 M Ω

Oscilloscope OS 240:

1619 F au lieu de 1798 F H.T.*

- 2 voies Y₁ et Y₂
- Bande passante (-3 dB) = DC à 10 MHz
- Sensibilité: 5 mV/div à 20 V/div.
- Base de temps: 1 μ s/div à 0,1 s/div.

*Prix janvier 1976

GOULD ADVANCE

Oscilloscopes, multimètres, fréquencemètres, générateurs et alimentations.

B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France
Télex 600824 - Tél. 909.10.67

BOBINAGES ET CONDENSATEURS EN COURANT ALTERNATIF

UN PETIT RAPPEL

NOUS avons vu qu'un bobinage, en raison du phénomène de « self-induction », tend à s'opposer à toute variation du courant qui le parcourt. Si l'on cherche à diminuer l'intensité de ce courant, il développe à ses bornes une force électromotrice qui aide le passage du courant (et s'oppose donc à sa diminution). Si, au contraire, on cherche à faire croître la valeur du courant, le phénomène de self-induction provoque l'apparition, aux bornes du bobinage, d'une tension qui est maintenant une force **contre-électromotrice**, gênant donc l'augmentation du courant.

La self-induction joue le même rôle que la masse, génératrice d'inertie en mécanique : quand on veut augmenter la vitesse d'un corps doué de masse, il apparaît une

« force d'inertie », dans le sens opposé à la marche, pour gêner l'augmentation de vitesse. Si l'on veut diminuer la vitesse, la force d'inertie est alors l'« élan », soit une force dans le sens de la marche, qui s'oppose à la réduction de la vitesse.

Le nombre qui caractérise ce phénomène est le « coefficient de self-induction », désigné par L , lié à la tension de self-induction e par la formule :

$$e = -L \frac{di}{dt}$$

Dans cette formule, le signe - exprime le caractère « contradictoire » du phénomène. La fraction di/dt est la « dérivée » de i par rapport à t , de l'intensité passant dans le bobinage par rapport au temps, en d'autres termes la vitesse de variation de cette intensité. Que ce terme de « dérivée » n'affole pas ceux qui sont brouillés avec les

mathématiques, c'est une notion toute simple qui conduit à des calculs pas méchants (dont on n'a pas absolument besoin de suivre le déroulement, pourvu que l'on en comprenne le résultat).

LE CONDENSATEUR

Nous n'en avons plus parlé depuis assez longtemps. Rappelons brièvement que c'est un ensemble de deux conducteurs séparés par un isolant. On peut y stocker des charges électriques. Si l'on y stocke une charge Q , il apparaît entre les « armatures » (les deux parties conductrices) une tension V , proportionnelle à la charge stockée Q . Le rapport constant Q/V s'appelle la « capacité » du condensateur : $Q/V = C$ soit :

$$Q = C V$$

Un condensateur de capacité unité (un Farad) présente

entre ses armatures une tension de 1 V si on y a stocké une charge de un Coulomb. Précisons que un Farad est une capacité énorme, ce n'est que tout récemment que l'on a pu réaliser des condensateurs dont la capacité atteint le Farad. On compte plus généralement la capacité en millièmes de Farad (microfarads, notés μF) ou en milliardièmes de Farad (nanofarad, noté nF) ou même en millièmes de millièmes de Farad (picofarad = 10^{-12} F, noté pF).

Si la tension V que l'on applique à un condensateur de capacité C varie en fonction du temps, la charge contenue dans ce condensateur varie aussi. Il faut donc fournir à ce condensateur un courant pour faire varier cette charge. Ce courant est le quotient de la charge fournie par le temps mis pour la fournir. Si l'on met le temps Δt pour fournir la charge ΔQ (la lettre grecque Δ , dite « delta », est une

notation un peu prétentieuse, mais courante, pour désigner un accroissement, Δt signifie « accroissement de temps » et ΔQ signifie « accroissement de charge », nous aurons un courant :

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

Or, à l'accroissement ΔQ de la charge correspond l'accroissement ΔV de la tension aux bornes, lié à ΔQ par :

$$\Delta Q = C \Delta V$$

Le courant de charge est donc :

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Par exemple, si nous prenons un condensateur de capacité $C = 0,1 \mu F$ soit $C = 10^{-7} F$ et que nous faisons varier la tension aux bornes de 10 V ($\Delta V = 10 V$) en 2 μs ($\Delta t = 2 \cdot 10^{-6} s$), cela correspondra à un courant de charge de :

$$i = 10^{-7} \frac{10}{2 \cdot 10^{-6}} = 0,5 A$$

C'est à partir de cette formule que l'on passe à celle qui donne le courant i de charge d'un condensateur de capacité C , ayant à ses bornes une tension V fonction du temps t :

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

Ici, le terme dV/dt est encore une « dérivée », c'est-à-dire la vitesse de variation de V en fonction de t (en volts par seconde). On commence à voir ici l'analogie du condensateur et du bobinage.

Cette analogie va encore plus loin. On peut facilement montrer qu'un condensateur de capacité C , chargé sous la tension V , contient une énergie (en Joules) :

$$E = \frac{1}{2} CV^2$$

et nous avons vu qu'un bobinage de coefficient de self-induction L , parcouru par une intensité i , contient une énergie :

$$E = \frac{1}{2} L i^2$$

LE COURANT ALTERNATIF

Un dernier petit rappel. On nomme « courant alternatif » un courant qui change périodiquement de sens, sa variation se répétant identiquement chaque fois que le temps augmente de T (on nomme ce temps la « période » du courant) et qui transporte autant de charges pendant l'alternance positive (quand il va

dans un sens) que pendant l'alternance négative (quand il va dans l'autre sens).

Dans la quasi-totalité des cas, on envisage seulement le courant alternatif dit « sinusoïdal », dont la variation au cours du temps est celle que représente la figure 1.

On voit que le courant varie entre la valeur maximale $+i_M$ et la valeur maximale en sens inverse $-i_M$, suivant une loi dite « sinusoïdale », qui s'exprime par :

$$i = i_M \sin(\omega t)$$

Le ω qui multiplie t s'appelle la « pulsation » du courant. Il s'exprime en « radians par seconde ». C'est le multiple de la fréquence par 2π et il est là pour que le terme dont on prend le sinus soit un angle. On ne peut prendre le sinus que d'un angle. Cela n'a pas de sens de parler du sinus de 10 cm, du sinus de 14 s, ou du sinus de 3 kg : on ne peut parler que du sinus de 1,27 radians (ou, à la rigueur, du sinus de 72,76 degrés).

Quand un tel courant passe dans un résistor R , il n'y dissipe pas, en moyenne, autant de puissance qu'un courant continu qui serait constamment égal à i_M . C'est bien normal ; le courant alternatif

n'est égal à i_M qu'en valeur de crête, il est presque constamment inférieur à i_M en valeur absolue.

On peut démontrer que la puissance moyenne dissipée par ce courant dans un résistor R est la même que celle que ferait dissiper dans ce même résistor un courant continu d'intensité :

$$i_e = i_M / \sqrt{2} = i_M / 1,41 = 0,707 i_M$$

Cette valeur est appelée « intensité efficace » du courant. C'est la valeur que l'on donne sans commentaires quand on dit que l'intensité de tel courant alternatif est de 3 A, par exemple, on sous-entend toujours qu'il s'agit de 3 A efficaces. Si l'on est mieux élevé, on dit : 3 A_{eff.} ou 3 A_{RMS}, cette dernière abréviation venant de l'anglais (Root Mean Square = racine carrée de la valeur moyenne du carré).

La tension alternative développée aux bornes d'un résistor R parcouru par le courant étudié est donc égale, à chaque instant, au produit de la valeur du courant par R :

$$u = R i_M \sin(\omega t)$$

On définit donc de même la tension « efficace » comme le

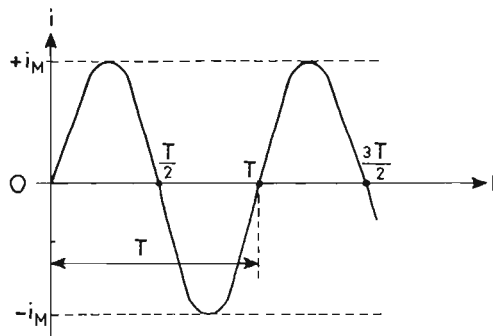


Fig. 1. - Un courant alternatif sinusoïdal oscille entre une valeur $+i_M$ (valeur crête ou maximale) et une valeur $-i_M$. Le phénomène se reproduit identiquement après un temps T appelé sa « période ». L'inverse de T est la « fréquence ».

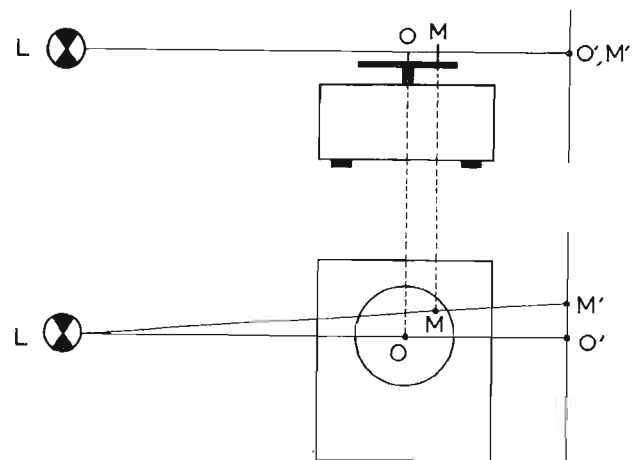


Fig. 2. - Pour matérialiser un mouvement sinusoïdal, un bon moyen est de projeter sur un mur l'ombre M' d'un objet M posé sur le plateau d'un tourne-disque. L'expérience est représentée ici en plan et en élévation.

quotient de $R i_M$ (tension crête) par 1,41. Ainsi, quand on dit que la tension (efficace) du secteur est de 220 V, cela signifie que la valeur crête est $1,41 \times 220$, soit 311 V environ : la tension varie donc entre + 311 V et - 311 V.

Un bon moyen de se représenter la loi de variation de la tension (ou de l'intensité) en fonction du temps est d'évoquer l'ombre portée sur le mur par un objet qui tourne autour d'un axe. On peut, par exemple, envisager un tourne-disque situé près d'un mur (fig. 2) et éclairé par une lampe L, très loin de ce mur, dont les rayons arrivent sur le mur presque perpendiculairement à ce dernier dans la région du tourne-disque.

Le centre O du plateau donne une ombre O' sur le mur. Un objet M sur le plateau donne une ombre M'. Dans la mesure où L est assez loin du mur, on peut dire que les rayons lumineux LO et LM sont tous deux perpendiculaires au mur. Quand le plateau tourne, l'ombre M' se déplace d'un mouvement sinusoïdal autour de l'ombre O'. Plus l'objet M est loin de l'axe O (près du bord du plateau), plus l'amplitude du mouvement est grande.

Nous conseillons beaucoup aux lecteurs de faire l'expérience indiquée sur la figure 2 : on se fait ainsi une bonne idée de ce qu'est un mouvement sinusoïdal, surtout quand on commence à envisager plusieurs mouvements qui ne sont pas en phase : cela « parle » mieux à l'esprit de voir ces mouvements « matérialisés » (si nous osons nous exprimer ainsi, une ombre n'ayant pas un caractère très matériel !).

LE COURANT ALTERNATIF DANS UN BOBINAGE

On conçoit bien que, si un bobinage tend à s'opposer à toute variation de courant, il

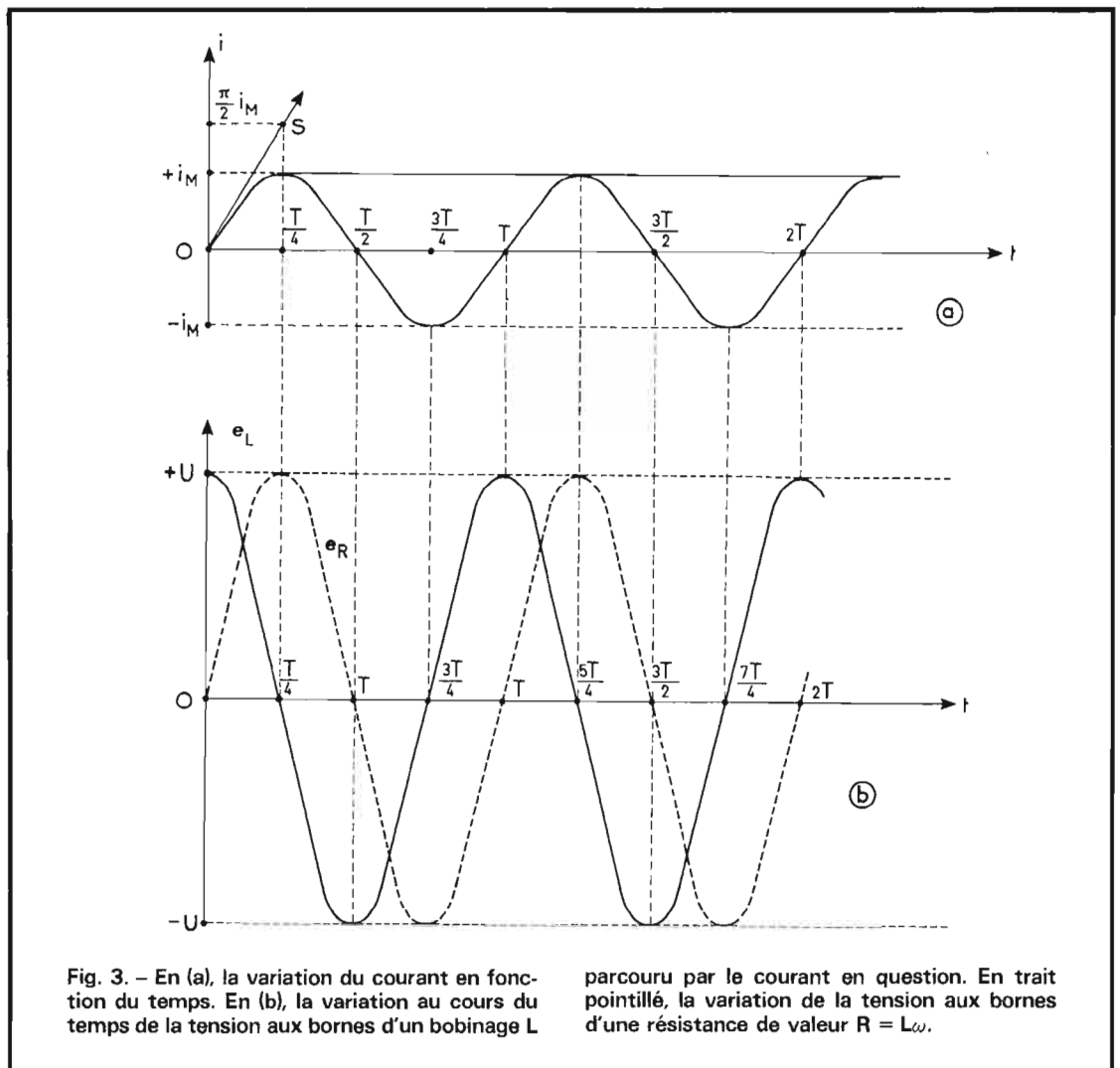


Fig. 3. — En (a), la variation du courant en fonction du temps. En (b), la variation au cours du temps de la tension aux bornes d'un bobinage L

parcouru par le courant en question. En trait pointillé, la variation de la tension aux bornes d'une résistance de valeur $R = L\omega$.

va réagir avec vigueur contre le passage du courant alternatif, qui varie tout le temps.

Étudions le phénomène graphiquement, ce sera encore la façon d'y voir le plus clair.

Nous tracerons (fig. 3 a) la courbe de variation de i dans le bobinage en fonction du temps. Cette intensité varie de $+i_M$ à $-i_M$ suivant une loi sinusoïdale :

$$i = i_M \sin(\omega t)$$

La valeur de ω est telle que, quand le temps arrive à la valeur T (une période de sinusoïde), l'angle sur lequel porte le sinus a augmenté d'un « tour » complet, soit 2π en radians :

$$\omega T = 2\pi$$

$$\text{soit } T = \frac{2\pi}{\omega}$$

$$\text{ou } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

Comme $1/T$, inverse de la période T , est la fréquence F (si la période est de 0,02 s, il y a $1/0,02 = 50$ périodes en une seconde), on peut écrire :

$$\omega = 2\pi F$$

Par exemple, pour le courant du secteur à 50 Hz ($F = 50$, $T = 0,02$ s), on a :

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi \times 50 = 100\pi \\ &= 314 \text{ radians/s} \end{aligned}$$

Ce qui nous importe maintenant est de savoir comment va varier la tension e_L aux bornes du bobinage de coefficient de self-induction L dans lequel passe le courant alternatif i .

Il nous faut donc connaître, à chaque instant, la valeur de la vitesse de variation de i en fonction du temps.

Cette vitesse s'exprime par la « pente » de la tangente à la courbe donnant la variation de i en fonction du temps.

Donc, nous savons déjà une chose : au temps $T/4$, comme au temps $3T/4$, comme i passe par une valeur extrême (maximale pour $T/4$, minimale pour $3T/4$), la tangente à la courbe en ces points est parallèle à l'axe du temps : sa pente est nulle. Il en va de même de la tension de self-induction e_L , qui sera donc nulle pour $t = T/4$ et pour $t = 3T/4$.

Au départ, au point 0, correspondant au temps $t = 0$, la pente de la tangente à la courbe (a) est maximale. C'est donc au temps $t = 0$ que la tension e_L sera maximale.

Allons plus loin. Quelle sera la valeur de crête de e_L ? Pour le savoir, il faut connaître un résultat (que nous demanderons aux lecteurs d'admettre), à savoir que la tangente à l'origine à la sinusoïde (cette tangente est la demi-droite OS) passe par le

point d'abscisse $T/4$ et d'ordonnée $\pi/2 i_M$ (soit environ $1,57 i_M$).

La pente de cette tangente est donc le quotient de l'ordonnée $\pi/2 i_M$ de ce point W par son abscisse $T/4$, soit une pente :

$$p = \frac{(\pi/2) i_M}{T/4} = 2 \frac{\pi}{T} i_M$$

Nous avons donc la valeur du di/dt (vitesse de variation de i) au temps zéro, c'est :

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_0 = 2 \frac{\pi}{T} i_M$$

Or, nous avons vu plus haut que $\frac{2\pi}{T}$ (ou $2\frac{\pi}{T}$) vaut : ω .

La pente à l'origine est donc ωi_M .

Comme la tension e_L à chaque instant est le produit de la dérivée di/dt par le coefficient de self-induction L , la tension aux bornes de L au temps zéro sera :

$$U = L \omega i_M$$

Maintenant, nous en savons assez pour tracer point par point la courbe (b) de la figure 3, donnant la variation de e_L en fonction du temps. Elle va nous montrer une variation de e_L entre $+U$ (au temps 0 et au temps T) à $-U$ (au temps $T/2$ et au temps $3T/2$).

La loi de variation de e_L « ressemble » furieusement à une sinusoïde, elle aussi. En

fait, on peut démontrer que c'en est une. Les quatre lignes ci-après sont interdites aux « mathophobes » :

$$\text{si } i = i_M \sin(\omega t),$$

$$\frac{di}{dt} = i_M \cos(\omega t)$$

et :

$$e_L = L \frac{di}{dt} = i_M L \omega \cos(\omega t)$$

$$= i_M L \omega \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

et la loi de e_L en fonction du temps est bien une sinusoïde, en avance de phase de $\pi/2$ par rapport à i , dont l'amplitude est égale à i_M multiplié par le terme $L\omega$.

**ASSEZ DE
CALCULS...
RÉFLÉCHISSONS !**

Imaginons maintenant que le courant i ait été envoyé dans un résistor R , nous aurions eu, aux bornes de ce dernier, une tension e_R qui serait :

$$e_R = R i = i_M R \sin(\omega t)$$

Si nous donnions à R la valeur $L\omega$, la tension e_R suivrait la loi de variation indiquée par la courbe en tirets sur la figure 3 b. La tension aurait exactement la même amplitude que e_L , elle serait

donc très semblable à celle-ci à cette différence près que la courbe de e_R est décalée d'un quart de période en retard par rapport à celle de e_L .

Donnons à quelqu'un une « boîte noire » dans laquelle il y a un élément électrique et d'où sortent deux bornes et que cette boîte noire contienne un résistor R , ce quelqu'un pourra y faire passer un courant alternatif, qu'il mesure avec un ampère-mètre, et lire la tension aux bornes avec un voltmètre (fig. 4).

S'il constate que le quotient de la tension U_{eff} qu'il lit sur le voltmètre V par l'intensité i_{eff} qu'il lit sur l'ampère-mètre A reste constant quand le courant varie, il pourra en conclure que, dans la boîte noire, il y a un résistor de valeur $U_{\text{eff}}/i_{\text{eff}}$.

Tant que notre expérimentateur se borne à lire des valeurs sur un ampère-mètre et un voltmètre, il ne pourra pas faire la différence entre une première boîte noire contenant un résistor de valeur $L\omega$ et une autre boîte noire contenant un bobinage de coefficient de self-induction L .

Nous sommes donc conduits à dire que le bobinage se comporte un peu comme un résistor de valeur $L\omega$. Nous savons toutefois que ce n'est pas entièrement vrai : dans le cas du résistor,

le courant et la tension passent ensemble par la valeur zéro, de même qu'ils passent ensemble par leur maximum alors que, dans le cas du bobinage, le courant est maximum quand la tension est nulle et réciproquement. Mais ce décalage dans le temps ne se voit pas sur un voltmètre et sur un ampère-mètre.

Donc, celui qui essaie la boîte noire comme sur la figure 4 a parfaitement le droit de dire : « Tout se passe comme si la boîte noire contenait un résistor de valeur donnée ».

Evidemment, il y a un premier point qui va un peu surprendre notre expérimentateur : malgré la présence du courant et de la tension, la boîte noire ne chauffe absolument pas si c'est celle qui contient le bobinage. La surprise ira en croissant si l'expérimentateur a l'idée de faire un nouvel essai avec un courant alternatif à une fréquence différente : il trouve alors une autre valeur de « résistance ».

Un bobinage présente donc une propriété assez analogue à celle d'un résistor, mais il n'est pas un résistor.

On traduit ce fait en donnant à sa « pseudo-résistance » un nom : on dit qu'il s'agit de l'« impédance » du bobinage.

Nous voyons que, par exemple, si nous utilisons un bobinage de $L = 4 \text{ H}$ ($H =$

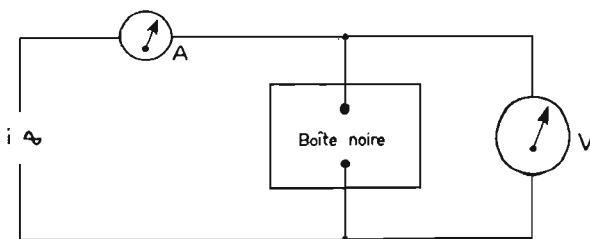


Fig. 4. - Si, dans une « boîte noire », il y a un élément électrique tel que le rapport de la tension alternative efficace aux bornes de cet élément et du courant efficace qui le traverse demeure constant et égal à la valeur Z , on peut dire que tout se passe comme si la boîte noire contenait un résistor de valeur Z .

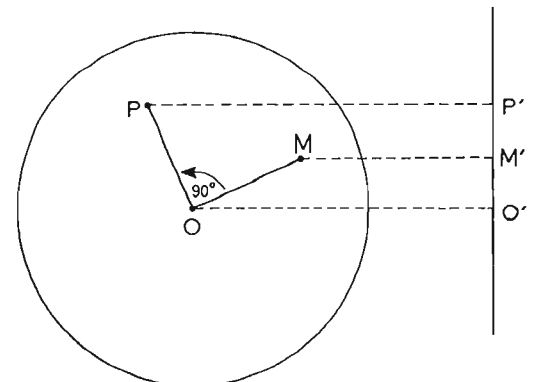


Fig. 5. - Si deux objets M et P sont posés sur le plateau d'un tourne-disque, avec un angle MOP de 90° , les ombres M' et P' exécutent deux mouvements sinusoïdaux déphasés d'un quart de période.

Henry, unité de self-induction) sur le secteur alternatif, où $F = 50$ Hz donc $\omega = 2\pi F = 314$ radians/seconde, nous trouverons une impédance de :

$$4 \times 314 = 1256 \Omega$$

Si ce bobinage est alimenté par une tension de 220 V eff. nous aurons donc une intensité de $220/1256 = 0,175$ A eff.

Mais rappelons bien que le bobinage **n'est pas** un résistor dont la résistance, invariable, serait 1256Ω . Si nous l'utilisons maintenant sur le réseau de bord d'un avion, où la fréquence est de 400 Hz, ce qui correspond à un ω de : $2\pi \times 400 = 2513$ radians/seconde, l'impédance du même bobinage devient : $4 \times 2513 = 10\,052 \Omega$

Il y a d'ailleurs une autre différence entre le bobinage et un résistor : si nous appliquons le secteur 220 V eff à un résistor de valeur ohmique 1256Ω , cela correspond à une dissipation de puissance de 38,5 W, environ. Le résistor va chauffer. Pour le bobinage présentant l'impédance de 1256Ω , malgré que le courant passant dans le bobinage soit de 0,175 A (comme dans le résistor de 1256Ω), il n'y a aucun dégagement de chaleur.

Ce dernier point mérite qu'on y revienne. Comment se fait-il qu'il n'y ait pas de production de chaleur alors qu'il y a de la tension et du courant ?

Si nous regardons les courbes de la figure 3, nous constatons que du temps zéro au temps $T/4$, e_L est positif et i aussi : le produit des deux est positif et le secteur fournit bien de la puissance.

Mais, du temps $T/4$ au temps $T/2$, i est toujours positif, mais e_L est négatif, le produit des deux est négatif : le bobinage **restitue** de la puissance au secteur, autrement dit, la puissance fournie par le secteur est **négative**.

Si on continue à examiner

ce qui se passe, on voit que la puissance fournie par le secteur est tantôt positive tantôt négative : on peut calculer que, en moyenne, elle est nulle.

Il y a des volts, il y a des ampères, mais il n'y a pas de watts. On dit que l'intensité est « dévattée », ou que la puissance est uniquement « réactive ».

On peut en donner l'analogie dans le mouvement de l'eau que l'on peut observer dans une cuvette rectangulaire (cuvette de photographie), à demi-pleine d'eau, que l'on balance lentement à un rythme voisin de celui de l'oscillation propre de l'eau. On peut alors observer une oscillation de grande amplitude de l'eau (qui, souvent, sort de la cuvette !) mais sans aucune énergie : la vitesse de l'eau est maximale quand le niveau est horizontal, et la dénivellation est maximale quand la vitesse s'annule.

UN PETIT TOUR SUR LE TOURNE-DISQUE

Les courbes de la figure 3 donnent une assez bonne idée de ce qui se passe, avec la tension en avance sur l'intensité, ou, si l'on veut, l'intensité en retard sur la tension. Mais il est encore plus frappant de voir cela réellement et on peut y arriver (au ralenti, bien sûr) grâce au système du tourne-disque de la figure 2.

Nous allons poser sur son plateau (fig. 5) deux objets M et P, à la même distance $OM = OP$ du centre O, dans deux directions perpendiculaires, et nous observerons les ombres M' et P' des deux objets sur le mur. Nous pourrions alors voir ce que sont deux mouvements sinusoidaux décalés en phase de 90° (ou de $\pi/2$ si l'on parle en radians, ce qui est plus correct), ou aussi décalés en phase d'un quart de période.

Celui qui a bien compris et bien suivi doit être capable de « mimer » les deux mouvements, l'un avec sa main droite, l'autre avec sa main gauche, les mains se déplaçant horizontalement, la trajectoire de la main gauche étant un peu en dessous de celle de la main droite. Essayez : ce n'est pas si facile que cela ! Mais on peut y arriver.

UN BOBINAGE ET UN RÉSISTEUR

Maintenant, nous allons compliquer (sadiquement !) le problème en supposant que nous plaçons en série un bobinage et un résistor, ainsi que le montre la figure 6.

Nous envoyons dans le tout notre potentiel courant alternatif de fréquence F, période T, pulsation $\omega = 2\pi F$, valeur crête i_M , valeur efficace $i_M/\sqrt{2} = 0,707 i_M$, représenté par la loi :

$$i = i_M \sin(\omega t)$$

Aux bornes du résistor, nous savons bien ce que nous trouverons : une tension alternative de valeur crête $R i_M$, en phase avec le courant.

Aux bornes du bobinage, nous trouvons la tension e_L déjà étudiée, mais, si elle est bien alternative, elle n'est pas en phase avec le courant, elle est décalée en retard d'un quart de période ($\pi/2$ en radians) par rapport à ce dernier.

La tension totale E est la somme de e_R et de e_L . Mais il ne saurait être question d'ajouter simplement les amplitudes de ces deux tensions, puisque les maxima des tensions en question ne se produisent pas au même moment.

Si nous ne voulons pas passer par une transformation trigonométrique (pas bien difficile, reconnaissons-le), il nous faudra repasser par la méthode du tourne-disque.

Supposons (fig. 7) que, sur le plateau de ce tourne-disque, nous ayons disposé deux objets destinés à donner des ombres mouvantes. Il s'agit, nous devons le préciser, d'un tourne-disque assez spécial : vu d'en haut, il tourne dans le sens opposé à celui des aiguilles d'une montre, ce qui le rend peu apte à son utilisation en vrai tourne-disque, mais tant pis. Nous devons choisir ce sens de rotation, parce que c'est le sens dit « positif » en trigonométrie.

Sur le plateau, nous avons placé un premier objet M, donnant une ombre M' sur le mur. Nous l'avons mis à une distance du centre O qui est proportionnelle à la distance R.

L'ombre M' décrit donc sur le mur un mouvement qui représente fort bien la variation au cours du temps de la tension e_R .

Dans une direction OP, perpendiculaire à OM, nous avons placé un objet P, à une distance OP de O proportionnelle à $L\omega$ (la valeur de $L\omega$, comme la valeur R, se mesure en ohms, nous pouvons choisir, par exemple, une échelle pour OM et OP de un millimètre par ohm).

L'ombre P' de P décrit sur le mur un mouvement qui représente la variation au cours du temps de e_L . En raison du choix des positions de M et P, les variations des positions de M' et P' représentent bien, à l'échelle, les variations simultanées de e_R et e_L .

Nous devons maintenant considérer que les positions de M' et P' sont repérées **algébriquement**, le sens positif étant celui qui est indiqué par la flèche sur le mur. L'origine des mesures des abscisses de M' et P' est le point O', ombre de O. Dans le cas de figure, les abscisses de M' et P' sont positives toutes les deux.

Comment devrions-nous placer un objet pour que le mouvement de son ombre représente, à la même échelle, la variation au cours du temps

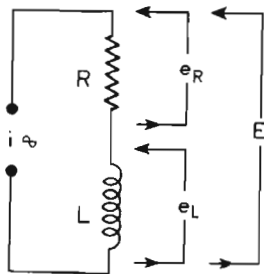


Fig. 6. - Le même courant alternatif passe dans le résistor R et dans le bobinage L. On trouve une tension efficace e_R aux bornes de R, e_L aux bornes de L mais la tension efficace E aux bornes de l'ensemble n'est pas égale à la somme arithmétique de e_L et e_R : il faut tenir compte de leur déphasage.

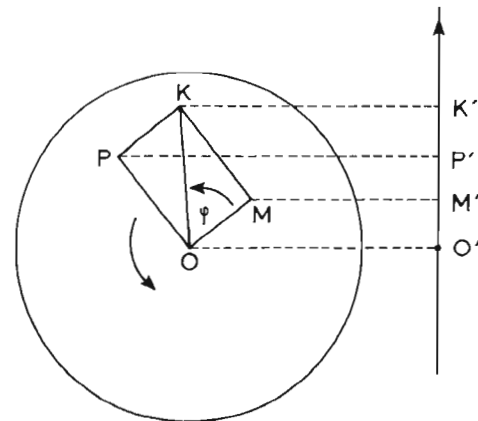


Fig. 7. - Pour montrer l'addition des tensions e_R et e_L de la figure 6, on va les figurer par des mouvements d'ombres sur le tourne-disque. La somme des projections de OM et de OP est égale à la projection de la diagonale OK du rectangle.

de E, en admettant que ce soit possible ?

Nous allons le trouver facilement. A chaque instant, la valeur de E est la somme de e_L et de e_R (des valeurs instantanées de e_R et de e_L). Il nous faut donc, à chaque instant, faire la somme de O'M' (représentation à l'échelle de la valeur instantanée de e_R) et de O'P' (représentation à la même échelle de la valeur instantanée de e_L).

Un tout petit peu de géométrie. Il s'agit d'ajouter les projections des segments OM et OP (nous ne disons pas « des vecteurs OM et OP », mais c'est pour n'inquiéter personne). Si c'est dans le cas de la figure 7, il s'agit d'une simple addition arithmétique et l'on voit immédiatement que, si l'on construit le rectangle OPKM, la projection de OK est la somme des projections de OM et OP. On le voit

en observant le côté PK du rectangle, égal au côté OM et parallèle à ce dernier : la projection de PK, soit P'K' est la même que la projection O'M' de OM.

On montrerait facilement que ce que nous avons établi reste vrai pour toute position du rectangle OPKM, rectangle par ailleurs indéformable, qui tourne avec le plateau du tourne-disque en gardant la même forme.

Donc, la tension E varie comme le représente le mouvement de l'ombre K' de K, soit suivant une loi sinusoidale aussi. Le décalage entre le segment OM (qui représente la tension e_R , en phase avec le courant) et la tension E est donné par l'angle φ que fait le segment OK avec le segment OM.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

CONTROL DATA

premier constructeur mondial
de super-ordinateurs
forme, dans son Institut parisien,

PROGRAMMEURS

en 4 mois 1/2

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 6 mois 1/2

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harby

au **583.46.72** (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

CONTROL DATA INSTITUT PRIVE CONTROL DATA
France 46, rue Albert 75013 PARIS

Monsieur HARBY

Veillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'institut.

Nom _____ Prénom _____

adresse _____

Profession _____ Age _____



Livré avec sacoche,
courroie de portage,
écouteur, alimentation
secteur 220 V.
(117 V sur demande)
Piles - cassette d'essai

LE PREMIER MAGNETOPHONE MINIATURE A MONOCOMMANDE SYSTÈME A GRAVITÉ BREVETÉ

MICROPHONE INTEGRE - REGLAGE AUTOMATIQUE
DU NIVEAU D'ENREGISTREMENT - COMPTEUR DE
REPERAGE - VU-METRE - ADAPTEUR POUR SECTEUR
- PRISE POUR ECOUTEUR - DIMENSIONS 14x4x9 CM -
POIDS 580 G SANS LES PILES.

✂ Bon à découper

NOM _____

Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

deno

LE CASQUE KOSS

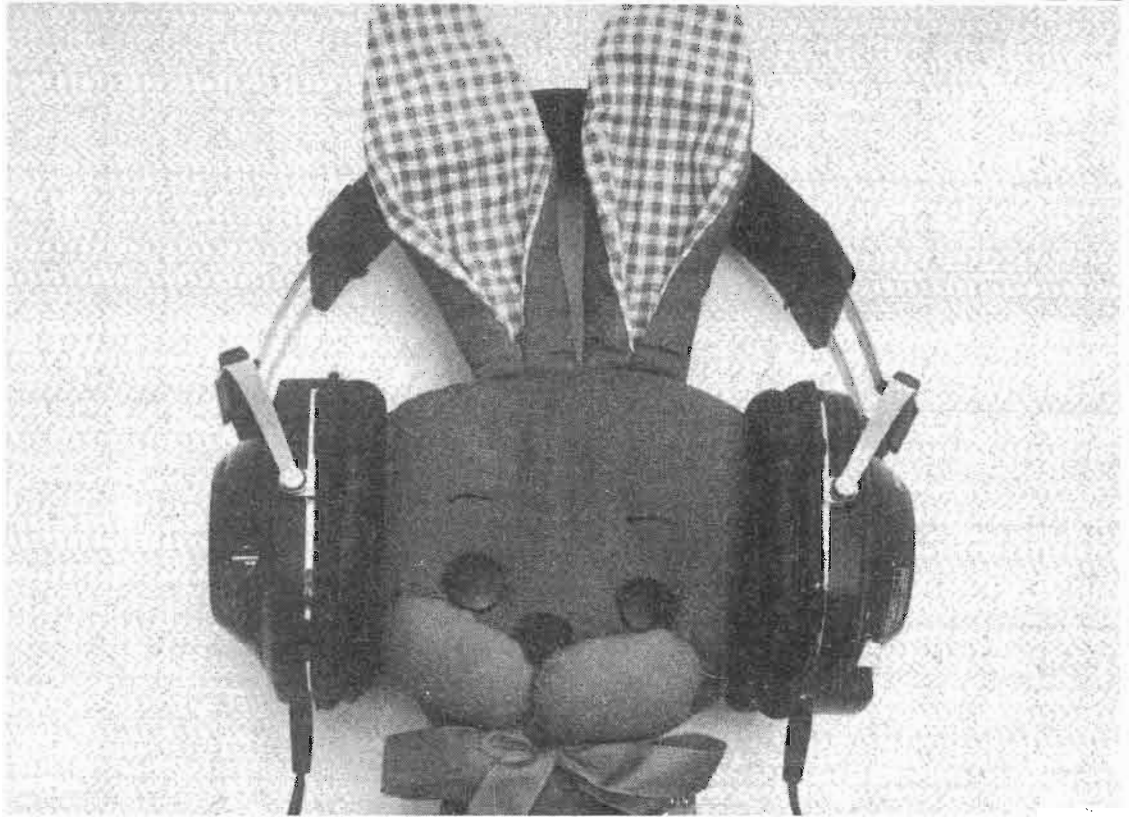


Photo 1. - Technician VFR, un casque HiFi mais pas pour les lapins.

TECHNICIAN V.F.R.

LA firme Koss arrive à « sortir » au moins un nouveau casque tous les ans quand ce n'est pas deux ou trois. Ce qui est plus remarquable encore est que les modèles de casque les plus anciens sont toujours, pour certains d'entre eux, conservés au catalogue. A une époque où la plupart des constructeurs changent radicalement l'ensemble de leur gamme tous les deux ans ou presque, c'était un phénomène qu'il fallait noter. Cette firme américaine ne construit que des casques et ne vit que par le casque, maillon qui est longtemps resté le dernier de la chaîne.

Les casques de ce constructeur ne se distinguent pas seulement de la cohorte des casques japonais par leur couleur ou leur forme, il y en a des noir, des rouge et un en jean, pour se mettre à la portée des jeunes amateurs d'une Hi-Fi pas trop collet monté. Nous avons vu récemment un modèle tétraphonique avec boîtier de synthèse de champ sonore. C'était le casque Phase 2 + 2. Aujourd'hui, c'est un casque moins pourvu en gadgets. C'est le Technician VFR. VFR signifie Variable Frequency Response, c'est-à-dire courbe de réponse variable. Effectivement, le casque se présente

avec un levier de commande placé sur chaque écouteur. Les écouteurs sont assez plats et d'une grande surface, ils reposent sur les oreilles par l'intermédiaire de coussinets étanches et remplis d'air. Les deux écouteurs sont maintenus par un arceau d'acier inoxydable permettant d'adapter le casque à toutes les oreilles normalement placées. Un bandeau de simili cuir souple à souhait, évite de blesser l'auditeur et procure un confort d'écoute appréciable. Les oreillettes sont elles aussi confortables et assurent une bonne étanchéité aux bruits extérieurs. Ce qui est une qualité qui n'existe évi-

demment pas avec les casques plus ouverts vers l'arrière. Ce casque est en effet un casque ouvert à l'arrière, mais ses oreillettes sont étanches, contrairement à celle réalisées dans une mousse aérée. Cette ouverture à l'arrière est particulière dans le sens où elle est réglable. Les écouteurs travaillent sur le volume de l'oreille. Il y a une cavité installée devant la membrane. Cette cavité est pratiquement la même pour tous les individus, le casque est donc une enceinte qui travaille toujours dans des conditions identiques, quelle que soit l'ambiance. Sur l'arrière, les membranes sont soit en com-

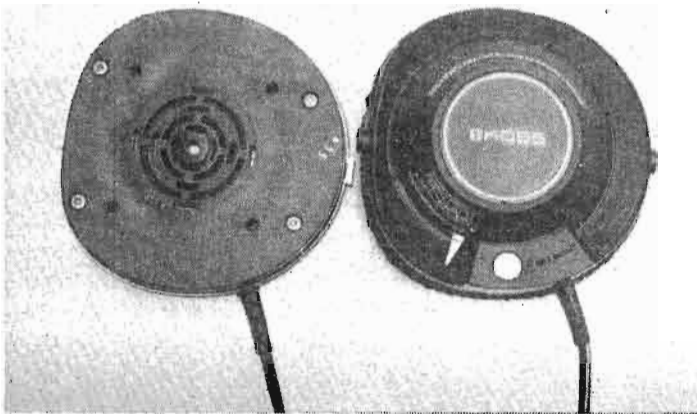


Photo 2. - A gauche, sous les oreillettes, à droite, vis pour montage d'un micro, levier de réglage de la courbe de réponse.

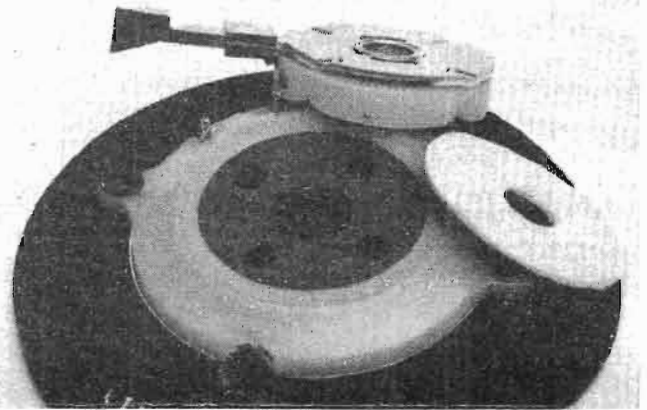


Photo 3. - La leçon d'anatomie : les quatre ouvertures peuvent être plus ou moins masquées par le levier. On modifie de la sorte la courbe de réponse. La rondelle, perméable à l'air, vient se placer au-dessous des canaux.

munication avec l'extérieur soit sur un volume arrière, plus ou moins amorti.

Les transducteurs du casque VFR travaillent normalement sur leur face avant mais leur arrière fonctionne sur une charge variable.

Quatre canaux ont été aménagés derrière les membranes. Ces canaux peuvent être plus ou moins obturés par une pièce de matière plastique terminée par le levier de réglage de la courbe de réponse. Entre les canaux et la pièce de matière plastique est installé un disque poreux qui freine le passage de l'air. Ce système de réglage acoustique n'entraîne aucune perte de rendement et permet de modifier dans des limites relativement importantes la réponse du casque dans les basses et le bas médium. Les transducteurs sont proches de ceux conçus pour le casque HV1, c'est-à-dire que leur construction est plus proche de celle de microphone dynamique que de celle des haut-parleurs qui pourtant travaillent sur le même principe. Les membranes sont en mylar thermoformé, l'aimant est du type céramique et le circuit magnétique est complété, sur le plan acoustique, par des pièces moulées faisant travailler la membrane un peu comme une chambre de compression.

Ici, la pression est variable grâce aux leviers de réglages de timbre. La construction de ces transducteurs utilise les pièces fondamentales du casque comme support de membrane, il ne s'agit pas ici d'un haut-parleur rapporté mais

d'une pièce qui est partie intégrante du casque.

La fabrication de ce casque est très propre, l'esthétique correcte, sans raffinement marqué. Les leviers de commande sont de plastique chromé, une petite courbe de

réponse donne les possibilités de réglage offertes par ces derniers, une courbe avec médium atténué et des basses accentuées, une autre avec des basses creusées et un médium avec une bosse. La forme de ces courbes se met d'elle-même en évidence dès la manœuvre des leviers. Les basses se mettent en évidence ou disparaissent, le son devient plus clair.

Le confort est appréciable, si ce casque n'est pas le plus léger du moment, et de loin, il offre des oreillettes confortables, et la large surface de son bandeau supérieur répartit la charge sur le sommet du crâne. Son cordon plat et spiralé est très souple, il permet une écoute à plus de 2 mètres de l'appareil de diffusion sans tiraillement. La sonorité est propre, le dosage de timbre précis. Un bon casque de plus à mettre à l'actif du constructeur de Milwaukee.

E. LEMERY

VENTE PROMOTIONNELLE A PRIX IMBATTABLE
EXTRAIT de notre NOUVELLE OFFRE SPECIALE 1976:

TRANSISTORS	1 pce	10 pces	100 pces
AC 127	0,80	8,00	72,00
AC 128	1,20	11,00	90,00
AC 141	0,90	8,00	72,00
AC 153	1,20	10,00	80,00
AC 176	0,90	8,00	72,00
AC 187 K	2,40	22,00	200,00
AC 188 K	2,40	22,00	200,00
AD 130	4,40	40,00	350,00
AD 149	4,90	44,00	380,00
AD 150	4,90	44,00	380,00
AD 181	3,50	32,00	300,00
AD 182	3,50	32,00	300,00
AF 139	3,80	36,00	330,00
AF 239	4,00	38,00	350,00
BC 107 B en boît. mil 70-18 orig.	1,20	11,00	90,00
BC 140	1,80	17,00	150,00
BC 141	2,00	18,00	160,00
BC 148 A	0,90	8,40	76,00
BC 158 VI	0,90	8,40	76,00
BC 160	1,90	17,00	150,00
BC 161	2,00	18,00	160,00
BC 168	0,90	8,40	76,00
BC 169	0,90	8,40	76,00
BC 170 A, B, C	0,70	6,40	58,00
BC 250 A, B, C	0,70	6,40	58,00
BF 177	1,20	11,00	90,00
BSY 62 (2 N 706 A)	0,50	4,50	38,00
GFT 32/30	0,40	3,50	30,00
OC 74	1,20	11,00	100,00
TF 65	0,60	5,50	48,00
2 N 3055	5,20	47,00	420,00
2 N 3055 Y (UCEO 40 V)	3,40	29,00	260,00
2 N 3055 YY (UCEO 25 V)	2,80	24,00	200,00

PAIRS COMPLEMENTAIRES TRES AVANTAGEUX

	1 pce	10 p.	100 p.
AC 127/AC 128	2,90	26,00	180,00
AC 153/AC 176	3,30	30,00	250,00
AC 187 K/AC 188 K	4,70	44,00	400,00
BC 140/BC 160	3,90	35,00	310,00
BC 141/BC 161	4,20	38,00	340,00
BC 170/BC 250	2,20	20,00	180,00
BD 137/BD 138	6,40	58,00	540,00

PARTICULIEREMENT AVANTAGEUX:

	10 pces	100 pces
Diodes univ. au germ. DUB	1,10	10,00
Diodes univ. au silic. DUS	1,20	11,00
Transistors PNP univ. au germanium TUP	2,20	18,00
Transistors NPN univ. au silicium TUN	2,40	19,00
Transistors PNP univ. au silicium TUPS	2,40	19,00

SUPPORTS IC Dual-In-line

	1 pce	10 p.	100 p.
DIL 14 (14 p.)	1,20	11,00	100,00
DIL 16 (16 p.)	1,40	13,00	120,00

ASSORTIMENTS DE TRANSISTORS PARTICULIEREMENT INTERESSANTS

M de commande:

A 20 transistors différents au germanium	6,40
B 50 transistors différents au germanium	15,00
C 20 transistors différents au silicium	7,60
D 50 transistors différents au silicium	17,00
E 10 transistors de puissance diff. au silic. et au german.	17,00
F 100 transistors HF et BF diff. au german. et au silic.	25,00
G 500 transistors HF et BF diff. au german. et au silic.	100,00

TT L IC's de marque d'origine. Dual-In-line plastique

7400	1,20	7406	3,00	7420	1,20	7450	1,40	7460	1,40
7401	1,20	7410	1,40	7430	1,20	7451	1,40	7480	5,50
7402	1,20	7413	2,75	7442	6,50	7453	1,40	7482	6,90
7403	1,40	7414	5,40	7447	7,20	7454	1,40	7490	4,50

REDRESSEURS TV en boîtier époxy

	1 pce	10 pces	100 pces
1 N 4006 800 V 1 A	0,80	5,50	50,00
1 N 4007 1000 V 1 A	0,70	6,40	58,00

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES BT, marque BOSCH

Ex. Verticale	1 p.	10 p.	100 p.
1 µF 50 V	0,20	1,90	18,00
3,3 µF 50 V	0,20	1,90	18,00
4,7 µF 25 V	0,30	2,70	24,00
4,7 µF 50 V	0,40	3,60	32,00
10 µF 10 V	0,30	2,70	24,00
10 µF 16 V	0,40	3,60	32,00
10 µF 25 V	0,40	3,60	32,00
10 µF 50 V	0,40	3,60	32,00
33 µF 6,3 V	0,20	1,90	18,00
33 µF 10 V	0,30	2,70	24,00

etc.

Ex. Axiale	0,30	2,70	24,00
4,7 µF 25 V	0,30	2,70	24,00
4,7 µF 10 V	0,40	3,60	32,00
4,7 µF 16 V	0,40	3,60	32,00
100 µF 3 V	0,50	4,50	40,00
220 µF 10 V	0,40	3,60	32,00
220 µF 16 V	0,50	4,50	40,00
470 µF 10 V	0,40	3,60	32,00
470 µF 16 V	0,50	4,50	40,00
1000 µF 10 V	0,70	6,40	58,00
1000 µF 16 V	0,90	7,80	72,00

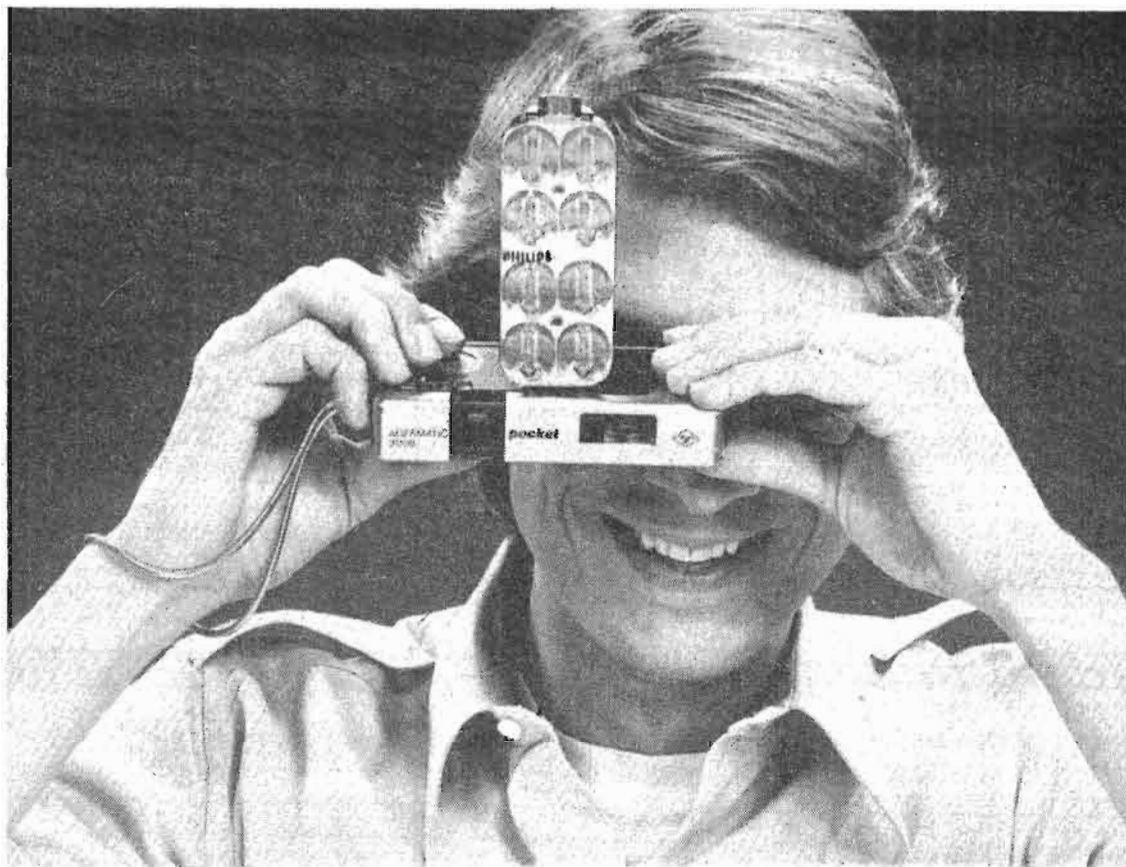
Demandez s.v.p. gratuitement notre NOUVELLE OFFRE SPECIALE 1976 complétée!

Uniquement marchandises neuves de haute qualité Disponibilités limitées. Expéditions dans le monde entier. Les commandes seront exécutées soigneusement et contre remboursement. Sous le régime du Marché commun européen, marchandises EXEMPTES des droits de douane. T.V.A. au taux actuellement en vigueur non comprise. Emballage et port au coûtant.

EUGEN QUECK
 Ingénieur-Büro, Import-Export
 D-8500 NUREMBERG
 R.F.A. Augustenstr. 6 Tél.: 46.35.83

LE TOP - FLASH

PHILIPS
AGFA



UNE NOUVELLE APPLICATION EN PHOTO DE LA PIÉZO-ÉLECTRICITÉ

LE flash cube, c'est terminé. Peut-être pas tout à fait, quatre flashes sur un cube, cela ne suffisait pas, mais ici, ce n'est pas seulement le nombre d'éclairs qui est en cause mais le principe de l'allumage.

Les premiers flashes à magnésium vraiment pratiques utilisaient une ampoule remplie d'un fil de magnésium dans une atmosphère comburante, et la mise à feu se faisait par l'intermédiaire d'un filament métallique que l'on faisait traverser par le courant de décharge d'un condensateur. Le condensateur avait pour avantage de stocker une certaine quantité d'énergie, en plusieurs secon-

des pour ne pas fatiguer la pile, et de restituer cette énergie, en quelques millièmes de seconde, le temps pour que la mise à feu ait lieu.

Cette première génération devait durer quelque temps (jusqu'aujourd'hui d'ailleurs). Les flashes électroniques se démocratisent et s'intègrent d'ailleurs dans certains appareils économiques avant d'arriver à une généralisation, les prix de revient sont encore élevés, il faudra compter encore sur les flashs magnésiques.

La seconde génération de ces flashes (Magicubes) utilisait un détonateur pour la mise à feu, ce détonateur était percuté par un dispositif

libéré par le déclencheur de l'appareil photo. La suppression d'un contact électrique éliminait la corvée de nettoyage des contacts responsables de ratés trop fréquents.

La dernière génération est celle du Top Flash de Philips et Agfa, le nombre de lampes s'est multiplié, nous avons déjà vu cela avec le flash bar du Polaroid SC 70 qui s'enfichait sur une prise multibroche.

Le Topflash de Philips possède 8 lampes disposées à plat; les ampoules d'un verre spécial, dur sont remplies de magnésium en fil. Ces ampoules disposent d'un réflecteur améliorant la répartition du flux lumineux. Les dimen-

sions de la cassette : épaisseur 1,2 cm pour une longueur de 12 cm et une largeur de 4,2 cm permettent de la loger très facilement dans une poche, un peu comme un stylo.

L'électronique ou plutôt l'électricité est là pour amorcer une pâte spéciale à allumage par décharge qui déclenchera l'éclair. Contrairement au système Général Electric qui possède plusieurs fils de sortie; toutes les ampoules du Top Flash sont excitées simultanément, plus précisément quatre par quatre. L'ampoule qui reçoit la première l'étincelle c'est-à-dire celle pour laquelle le parcours est le plus court s'allume, aus-

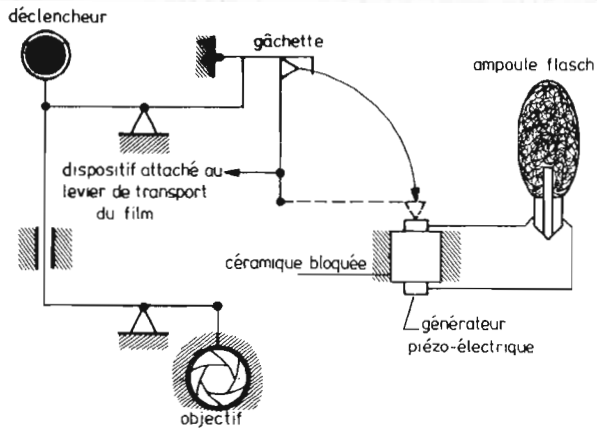
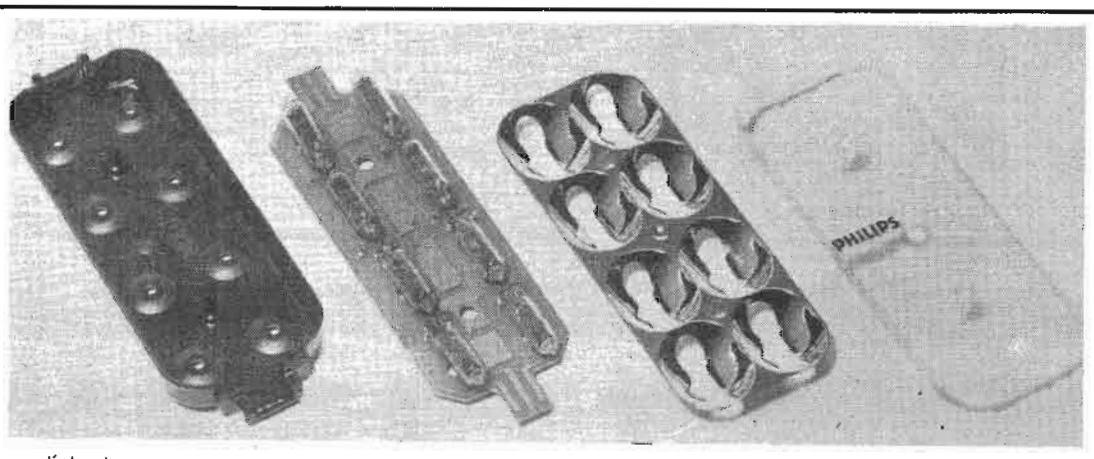


Fig. 1

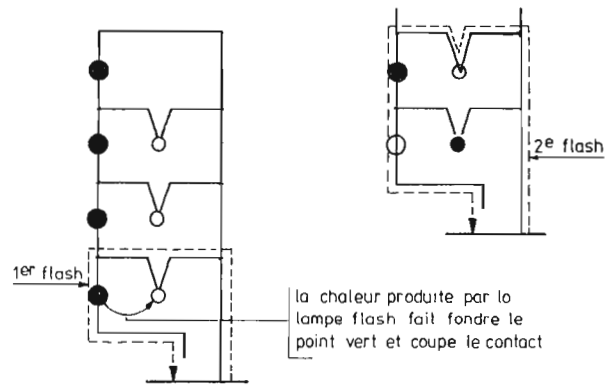


Fig. 2

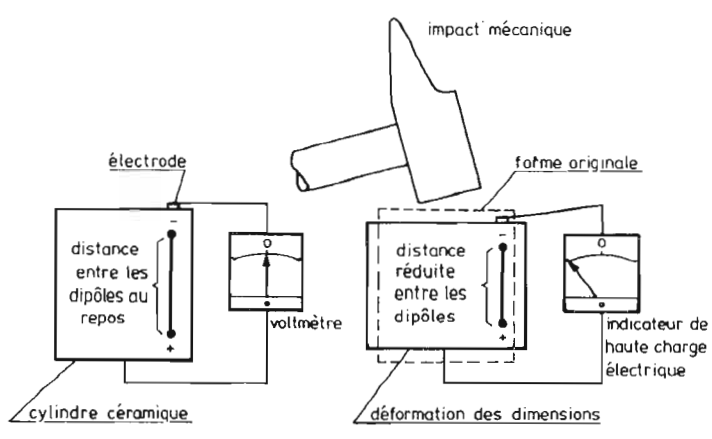


Fig. 3

sitôt, un élément fusible, échauffé fond pour signaler que l'un des éléments est devenu inutilisable et pour laisser la voie ouverte pour l'ampoule suivante, chaque éclair aiguille donc l'énergie vers l'ampoule suivante, la lampe amorcée devenant conductrice.

L'énergie nécessaire au déclenchement est délivrée par un bloc de céramique PXE qui délivre une tension très élevée si elle est frappée. Lorsqu'on arme l'appareil photo, on remonte un percuteur qui sera automatiquement relâché lors du déclenchement, un peu comme le percuteur d'un fusil. La haute tension apparaissant entre les deux électrodes de l'ampoule allume la pâte d'amorçage.

Les figures 1 et 2 donnent le principe de l'appareil et celui de la barrette de flash.

Le regroupement des 8 lampes en deux groupes de 4 est imposé par des raisons optiques. Si l'éclair se produit pratiquement dans l'axe de l'œil de la personne que l'on désire « mettre dans la boîte », la lumière de l'éclair se réfléchit à l'intérieur de l'œil pour donner ce que vous pouvez constater : l'œil apparaît en rouge. En écartant l'ampoule de l'objectif, le défaut disparaît. Ici, ce sont les quatre ampoules supérieures qui seront déclenchées les premières, il faudra ensuite inverser la barrette (il y a un connecteur de chaque côté) pour les quatre ampoules suivantes.

L'utilisation d'une haute tension pour l'amorçage permet d'éliminer les mauvais contacts, la résistance de contact diminuant dès l'application de la haute tension.

Cette haute tension, de quelques milliers de volts n'est absolument pas dangereuse, elle ne l'est pas plus que celle d'un briquet à allumage piezoélectrique. La tension est très élevée mais l'intensité est très faible, la quantité d'énergie développée par ce principe est suffisante pour allumer une pâte spécialement conçue mais ne peut en aucun cas provoquer d'incident.

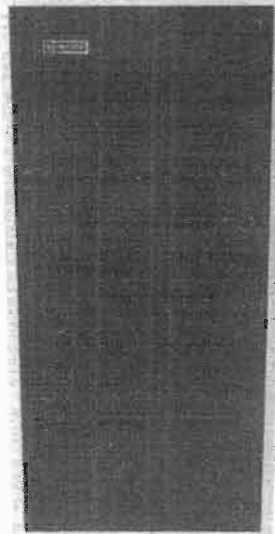
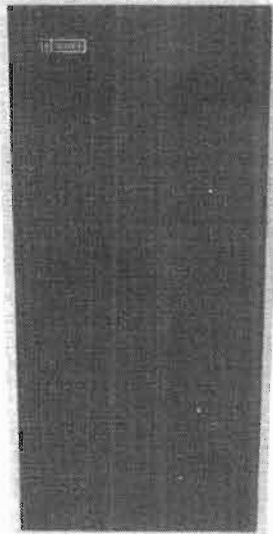
Le Top flash tout seul ne sert à rien, il y a donc une série d'appareils équipés du connecteur et de la capsule piézo qui vont être mis sur le marché. C'est Agfa qui les commercialise, ils sont au nombre de trois et utilisent le film format 110. Deux sont des modèles manuels, le dernier est automatique. Les deux premiers ont deux vitesses 50 et 100^e de seconde, deux diaphragmes (soleil et nuages) pour le premier, quatre pour le second. Tous trois ont un réglage automatique de la vitesse dès l'installation du flash.

Le déclencheur des trois modèles est du type « sensor », système évitant le bougé relativement facile avec ce type d'appareil.

Le troisième, le 4008 a une gamme de vitesses s'étendant de 30 s à 1/500^e. L'exposition est automatique et est commandée par une cellule CDS associée à un obturateur électronique.

Le flash se met à l'heure du poket, et la barrette d'ampoule vient maintenant se placer à côté de l'appareil « poket » ; il ne reste plus qu'à attendre le flash/stylo, avec sont agrafe et un appareil du même style, la photo de poche et en toutes circonstances est devenue réalité, et l'électronique n'est pas étrangère à cette évolution...

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE SCOTT R77

Cette chaîne comprend : un récepteur amplificateur Scott R77, une table de lecture Thorens TD160, deux enceintes acoustiques Martin Super Lab.

Le récepteur amplificateur Scott R77.

Partie récepteur :

Gammes : GO - FM
Sensibilité FM : $1,8 \mu\text{V}$
Sélectivité FM : 72 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Distorsion harmonique : 0,3 % stéréo
Séparation des canaux : 40 dB (à 1 000 Hz)
Sensibilité AM : $100 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 80 W/8 Ω
Bande passante : 8 à 40 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,3 %
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB ; aux. : 80 dB.
Entrées : phono : 2,2 mV (haut niveau) ; 6,5 mV (bas niveau) ; aux. : 300 mV
Dimensions : 465 x 145 x 385 mm.

La table de lecture Thorens TD 160.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur 16 pôles synchrone biphasé
Entraînement du plateau par courroie caoutchouc
Plateau en alliage de zinc non magnétique
Régularité de vitesse : 0,06 % (pondéré)
Niveau de bruit : - 43 dB (non pondéré) ; - 65 dB (pondéré)
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique Martin Super Lab.

Puissance max. : 55 W
Bande passante : 32 à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Équipement : boomer de \varnothing 3 cm à suspension pneumatique ; médium de 12,5 cm à suspension acoustique ; tweeter à pavillon
Potentiomètre de réglage : aigu et médium
Dimensions : 600 x 360 x 250 mm.

CHAINE MARANTZ 4230

Cette chaîne comprend : un récepteur amplificateur Marantz 4230, une table de lecture Thorens TD 160, une platine de magnétophone Akai 4000 DSMKII, deux enceintes acoustiques 3 A Apogée ou Scott S15.

Le récepteur amplificateur Marantz 4230.

Partie récepteur :

Gammes : PO. Modulation de fréquence
Sensibilité FM : $2,8 \mu\text{V}$
Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo)
Sélectivité : 48 dB
Séparation stéréo : 32 dB (à 1 000 Hz)
Sensibilité PO : $25 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur :

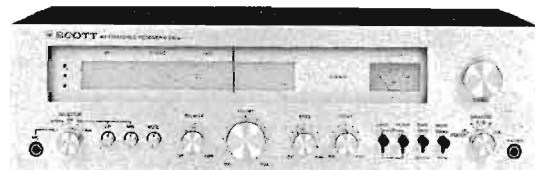
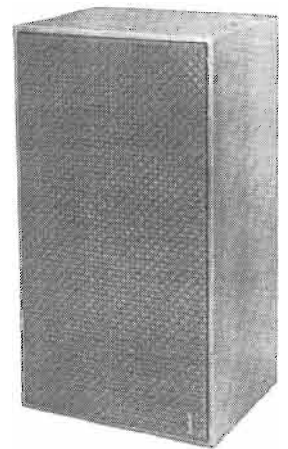
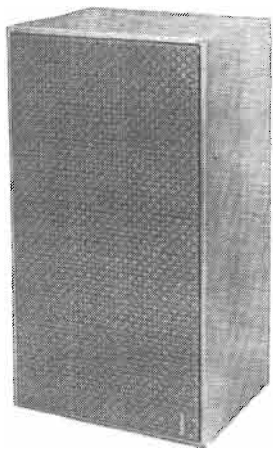
Puissance : 2 x 30 W (4 x 12 W)
Distorsion harmonique : 0,5 %
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %
Courbe de réponse : 15 à 50 000 Hz \pm 1 dB
Sensibilité d'entrées : 1,8 mV/47 k Ω (phono) ; aux. : 180 mV/120 k Ω .

La table de lecture Thorens TD 166.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur 16 pôles à vitesse lente poulie à embrayage pour démarrage instantané
Plateau en alliage de zinc
Pleurage et scintillation : 0,06 % (pondéré)
Ronronnement : - 43 dB (non pondé, - 65 dB pondéré)
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

La platine de magnétophone Akai 4000 DS Mark II.

Nombre de pistes : 4
Diamètre des bobines : 180 mm (max.)
Vitesses : 9,5 et 19 cm/s
Pleurage et scintillement : < 0,12 % (à 19 cm/s) ; < 0,15 % (à 9,5 cm/s)
Bande passante : 30 à 23 000 Hz \pm 3 dB (à 19 cm/s) ; 30 à 16 000 Hz \pm 3 dB (à 9,5 cm/s)
Rapport signal/bruit : > 54 dB
Taux d'effacement : > 70 dB
Niveau de sortie : ligne 0,775 V/50 k Ω
Niveau d'entrée : micro : 0,55 mV/30 k Ω ; ligne : 50 mV/200 k Ω
Dimensions : 407 x 314 x 196 mm.



L'enceinte acoustique 3 A Apogée.

Puissance : 40 W (nominale) ; 60 W (Max.)
Bande passante : 30 à 25 000 Hz
Fistorsion : 0,5 %
Equipement : H.P. grave de 260 mm ; H.P. aigu à dôme hémisphérique 9 x 9
Dimensions : 260 x 630 x 315 mm.

L'enceinte acoustique Scott S15.

Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Equipement : H.P. graves de 250 mm ; H.P. médium de 125 mm ; H.P. aigus de 25 mm à dôme
Dimensions : 597 x 281 x 213 mm.

CHAINE SCOTT R316 L

Cette chaîne comprend : un récepteur amplificateur Scott R316 L, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le récepteur amplificateur Scott R316 L.

Partie récepteur :
Gammes : PO - GO - FM

Sensibilité FM : 1,9 μ V
Sélectivité : 50 dB
Rapport signal/bruit : 65 dB
Distorsion harmonique : 0,5 % (stéréo)
Séparation des canaux : 40 dB (à 1 000 Hz)
Sensibilité AM : 100 μ V.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 22 W/8 Ω
Bande passante : 15 à 35 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,3 %
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
Rapport signal/bruit : 65 dB
Sensibilité des entrées : phono : 2 mV ; microphone : 10 mV ; tuner, aux. : 150 mV
Dimensions : 466 x 142 x 390 mm.

La table de lecture Akai AP001.

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg
Entraînement par courroie
Moteur synchrone à 4 pôles
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Pleurage et scintillement : < 0,09 %
Rapport signal/bruit : > 47 dB
Longueur du bras : 220 mm
Relève-bras hydraulique
Dimensions : 445 x 350 x 140 mm.

L'enceinte acoustique Siare B3X.

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte à 3 voies
Système actif-actif
Equipement : 2 H.P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

CHAINE SCOTT R326

Cette chaîne comprend : un récepteur amplificateur Scott R326, une table de lecture Thorens TD 166, deux enceintes acoustiques Martin Micromax ou KEF Chorale.

Le récepteur amplificateur Scott R326.

Partie récepteur :
Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : 1,9 μ V
Sélectivité : 50 dB
Rapport signal/bruit : 65 dB
Distorsion harmonique : 0,5 % (stéréo)
Séparation des canaux : 40 dB
Sensibilité AM : 100 μ V.

Partie amplificateur :
Puissance : 32 W/8 Ω

Bande passante : 15 à 35 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,3 %
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
Rapport signal/bruit : 65 dB (phono) ; 80 dB (aux.)
Sensibilités : phono : 2,5 mV ; microphone : 10 mV ; tuner, aux. : 200 mV
Dimensions : 466 x 142 x 390 mm.

La table de lecture Thorens TD 166.

(Voir chaîne Marantz 4230).

L'enceinte acoustique Martin micro max.

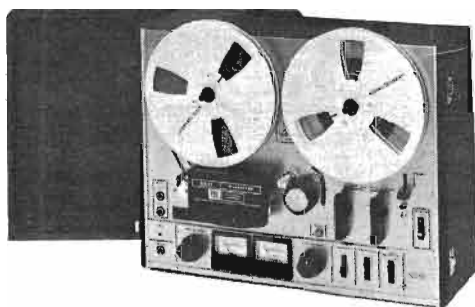
Puissance : 45 W (max.)
Bande passante : 38 à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Equipement : H.P. graves de 21 cm à suspension acoustique ; H.P. aigus à membrane curviligne
Potentiomètre de réglage pour l'aigu
Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.

L'enceinte acoustique KEF Chorale.

Puissance : 30 W
Bande passante : 35 à 40 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Equipement : 2 H.P.
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.



La table de lecture ERA 3035.



Le magnétophone Akai 4000 D Pro.



La table de lecture ERA 1000.

CHAÎNE SCOTT A426

Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott A426, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques 3A Apogée.

La table de lecture Akai AP001.

(Voir chaîne Scott R316 L).

L'enceinte acoustique 3A Apogée.

(voir chaîne Marantz 4230).

La table de lecture ERA 1000.

Platine manuelle
Entraînement du plateau par courroie

Moteur synchrone 48 pôles
Bras tubulaire équipé de pivots à faible friction
Lève-bras à descente temporisée

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Tolérance sur l'écart de vitesse : $\pm 0,5\%$ (à 33 trs/mn)
Fluctuations de vitesse : $< 0,15\%$ (non pondérée), $< 0,06\%$ (pondéré)

Rapport signal/ronronnement : 45 dB (non pondéré), 65 dB (pondéré)
Dimensions : 410 x 310 x 125 mm.

La table de lecture ERA 3035.

Platine à arrêt automatique en fin de disque
Entraînement du plateau par courroie
Micromoteur synchrone à 48 pôles
Bras de lecture en S monté sur pivot à micro roulements à billes

Double commande indépendante de la contre-platine suspendue mise en route, lève-bras

Descente et montée du bras temporisées

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Tolérance sur l'écart de vitesse : $\pm 0,5\%$ (à 33 trs/mn)
Fluctuations : $< 0,1\%$
Rapport signal/ronronnement : > 50 dB (non pondéré)
Dimensions : 450 x 350 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Epicure Five.

Enceinte close, deux voies
Puissance : 40 W (max.)
Impédance : 8Ω
Bande passante : 50 à 20 000 Hz ± 3 dB
Fréquence de recouvrement : 1 800 Hz

Equipement : haut-parleur de 153 mm de diamètre pour les fréquences graves et médium.
Haut-parleur de 25 mm à suspension pneumatique pour les fréquences aigues
Potentiomètre pour le réglage des aigus
Dimensions : 280 x 382 x 200 mm.

L'enceinte acoustique Epicure Ten.

Enceinte close, deux voies
Puissance : 75 W (max.)
Impédance : 8Ω
Bande passante : 42 à 20 000 Hz
Fréquence de recouvrement : 1 800 Hz

Equipement : haut-parleur de 200 mm de diamètre pour les fréquences graves et médium.
Haut-parleur de 25 mm à suspension pneumatique pour les fréquences aigues

Potentiomètre pour le réglage des aigus

Dimensions : 560 x 305 x 245 mm.

La platine de magnétophone Akai 4000 D Pro.

Nombre de pistes : 2 (stéréo-mono)

Vitesses : 19 et 38 cm/s
Nombre de têtes : 3

Possibilité de mixage : micro/ligne

Courbe de réponse : 30 à 23 000 Hz ± 3 dB (à 19 cm/s); 30 à 27 000 Hz ± 3 dB (à 38 cm/s)

Rapport signal/bruit : 55 dB
Taux d'effacement : > 70 dB
Niveau de sortie ligne : 0,775 V/50 k Ω

niveau de sortie : micro : 0,7 mV/5 k Ω ; ligne : 90 mV/150 k Ω ; DIN : 0,7 V/50 mV (haut niveau); 3 mV (bas niveau).

L'amplificateur Scott A426.

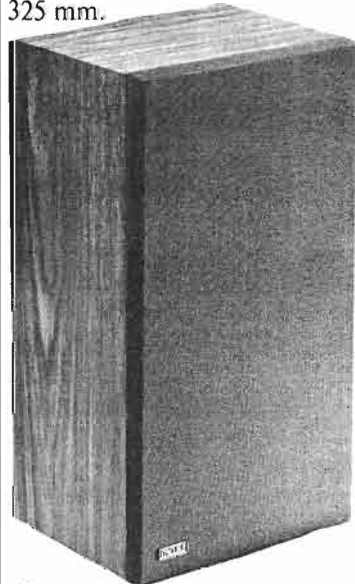
Puissance : 2 x 32 W/8 Ω
Bande passante : 15 à 35 000 Hz

Distorsion harmonique : 0,3 %

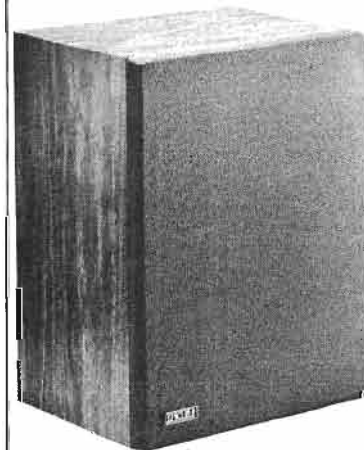
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %

Rapport signal/bruit : phono : 2,5 mV ; micro : 10 mV ; tuner, aux. : 200 mV

Dimensions : 400 x 142 x 325 mm.



L'enceinte acoustique Epicure Five.



L'enceinte acoustique Epicure Ten.

B.S.T. AU FESTIVAL DU SON

AU dernier Festival du Son la société B.S.T. présentait une nouvelle gamme d'amplificateurs de tuner et de tuner-amplificateur dont la réalisation représente quatre années de coopération franco-coréenne.

C'est en effet en novembre 1971 que cette société prenait les premiers contacts avec ce pays en vue d'étudier les possibilités d'y développer et d'y réaliser une unité de production d'appareils Hi-Fi.

En janvier 1973, un amplificateur de 2 x 15 W concrétisa cette coopération, cependant, cette première ébauche fut

jugée insatisfaisante par les services techniques et commerciaux de la Société B.S.T. car ne correspondant pas exactement aux besoins du marché français. C'est pourquoi, il fut décidé d'entreprendre, en France, l'étude tant au point de vue technique que design, d'appareils répondant aux goûts et aux besoins de la clientèle. Cette étude aboutit en janvier 1974 à la réalisation de deux maquettes d'amplificateurs de 2 x 17 W et 2 x 34 W dont le cahier des charges fut transmis au constructeur coréen en vue d'une mise en fabrication dans ce pays.

Après un voyage d'étude au Japon une équipe technique de la société B.S.T. apportait les dernières modifications à leur projet, en fonction des derniers appareils présentés sur le marché japonais.

En juillet 1975 les premiers appareils de pré-série arrivaient en France pour y être contrôlés et les essais de fiabilité se poursuivèrent jusqu'à la fin octobre.

Début novembre, une équipe technique de la société B.S.T. se rendait en Corée pour le démarrage de la fabrication en série et le contrôle sur chaîne.

L'usine située à Seoul emploie actuellement 2 500 personnes. Une nouvelle unité de production sera mise en fonctionnement début mai et portera la production à 2 000 pièces par mois, tous ces appareils étant strictement destinés au marché français.

Pour accélérer le développement de cette coopération franco-coréenne, un ingénieur coréen sera affecté à la société B.S.T. en France pour l'étude de nouveaux produits.

En janvier 1977 la production devrait être portée à 6 000 pièces par mois destinées à l'ensemble du marché européen.

Pour assurer un service après vente efficace la société B.S.T. a dès maintenant développé un service technique capable de dépanner dans les 24 heures les appareils qui lui seront confiés.

Pour marquer le grand intérêt porté par son pays à cette coopération franco-coréenne, M. l'ambassadeur de Corée avait demandé à M. Hwang, secrétaire d'ambassade, de le représenter à l'inauguration du stand B.S.T. au dernier festival du Son.

La gamme actuelle comprend six appareils :

— Les amplificateurs GW30 de 2 x 12 W - IC 150, 2 x 17 W et IC 300, 2 x 34 W.

— Le tuner-amplificateur IC 312 qui comporte trois gammes d'ondes : PO - GO et FM et dont l'amplificateur délivre 2 x 34 W/8 Ω.

— Le tuner IC 302 qui comporte également trois gammes d'ondes : PO - GO et FM.



L'inauguration du stand B.S.T. au festival du Son.

De gauche à droite : M. J.-P. Ventillard - M. Hwang de l'ambassade de Corée en France - M. Duke, Président Directeur Général de P.C. Corée - M. Maurice Setbon, P.D.-G. de la Société B.S.T.

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 12.23-F - M. Eric CHAMPLEBOUX, 95 Domont, désire obtenir une tension continue de 400 à 500 V sous une intensité de 100 mA en partant du secteur alternatif 220 V, mais sans employer de transformateur.

C'est un montage redresseur doubleur de tension qu'il suffit de réaliser. Il existe d'ailleurs plusieurs montages possibles et la figure RR - 12.23 vous représente l'un d'eux connu sous le nom de doubleur de tension Schenkel.

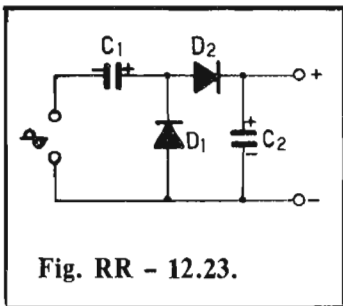


Fig. RR - 12.23.

Les deux condensateurs sont des électrochimiques de 50 à 100 μF ; C_1 doit avoir un diélectrique capable de supporter la tension de crête du courant alternatif appliqué (type 350 V, par exemple); C_2 doit pouvoir supporter une tension double. En effet, aux bornes de ce dernier condensateur et pour une tension alternative de 220 V, nous obtenons 620 V à vide; en charge, la tension s'affaiblira bien entendu.

Les deux diodes sont du type BY 127/R.T.C.

RR - 12.24 - M. Michel RIPOLL, 38 St-Martin-d'Herès, nous demande conseil pour la mise au point d'un petit amplificateur dont il nous soumet le schéma.

1) Vous ne nous dites pas quel est le type de microphone que vous utilisez; ceci est très important.

2) Assurez-vous que le condensateur de liaison C_1 ne présente aucun courant de fuite interne.

3) Votre adjonction de circuit de tonalité est correcte. Mais dans les deux cas, c'est-à-dire avec ou sans circuit de tonalité, la valeur du potentiomètre de volume (1 M Ω) nous semble bien excessive; un potentiomètre de 100 k Ω à variation logarithmique serait certainement préférable.

RR - 12.25 - M. ULMER, 13 Marseille, demande conseil concernant l'utilisation d'un microphone émetteur.

Nous pensons que l'utilisation que vous envisagez de faire d'un microphone émetteur est tout à fait possible (captage de sons à distance).

Toutefois, vous ne nous dites pas si vous désirez réaliser vous-même le microphone émetteur et le récepteur correspondant, ou si vous préférez acquérir un ensemble du commerce.

De toute façon, il sera toujours possible d'apporter quelques légères modifications au récepteur afin que sa sortie BF

(impédance et tension) convienne pour l'entrée de l'amplificateur devant faire suite. S'il s'agit d'un appareil commercial, vous nous communiquerez le schéma et, si nécessaire, nous vous indiquerons ce qu'il convient de faire; nous restons à votre disposition.

RR - 12.26 - M. MASTROGUISeppe, 5622 Lesue, Belgique, cherche à se procurer des transistors du type 2 N 4302.

Ce transistor est fabriqué par la National Semiconductor Corp., (USA).

En France: National Semiconductor France, 28, rue de la Redoute, 92260 Fontenay-aux-Roses.

Mais nous n'avons pas l'adresse du mandataire de cette firme en Belgique.

RR - 12.27 - M. Bernard BRUNEL, 75 Paris, nous demande conseil pour l'élaboration d'un ensemble BF assez complexe qu'il projette de réaliser par assemblage de divers montages.

1) Nous ne pouvons pas vous dire a priori si les résultats seront acceptables ou décevants. Tout comme vous, il nous faudrait pouvoir essayer. Disons cependant que ce ne sont pas toujours les

ensembles les plus complexes qui donnent les meilleurs résultats (!) et que, d'autre part, nous sommes toujours contre les « salades » inconditionnelles de schémas.

2) Du point de vue adaptation des impédances en BF, rappelons une fois de plus la règle suivante: l'idéal est que l'impédance de sortie de la source ou d'un module quelconque soit égale à l'impédance d'entrée du module, du préamplificateur ou de l'amplificateur qui fait suite. Cependant, de bons résultats sont également obtenus lorsque l'impédance d'entrée est plus élevée que l'impédance de sortie de la source qui précède. Alors que la condition inverse est formellement à rejeter.

Outre les impédances, il faut aussi tenir compte de la valeur moyenne des tensions BF des signaux de sortie et des tensions BF admissibles aux entrées.

3) Nous ignorons l'intensité consommée par les divers modules. Comme vous le dites, il faut réaliser et mesurer; ensuite, un simple calcul (application de la loi d'Ohm) vous permettra de déterminer la valeur de la résistance chutrice convenable. Bien entendu, la sortie de cette résistance doit être découplée à la masse par une forte capacité électrochimique (et ce, pour chaque module). Naturellement, pour le module nécessitant une tension de $\pm 4,5$ V par rapport à la masse, une alimentation spéciale est nécessaire.

4) Haut-Parleur N° 1513, page 75 : $C_{13} = 2 \times 68 \text{ nF}$. Page 77 : inverser les valeurs données pour C_{22} et C_{23} .

5) A notre avis, les potentiomètres d'entrée du mélangeur schématisé sur votre lettre doivent être de $50 \text{ k}\Omega$ logarithmique.

RR - 12.28 - M. Armel VERGER, 13 Marseille, demande conseil pour la mise au point d'un récepteur VHF qu'il vient de réaliser à l'aide de platines UHF + MF + BF.

D'après vos explications, la section VHF semble bien fonctionner vu la diversité des émissions reçues.

Mais nous ne pouvons pas vous dire, à distance, la raison de la faiblesse du volume des auditions. Il nous faudrait pouvoir examiner vos platines, votre assemblage, etc.

Vous devriez essayer l'amplificateur BF seul en attaquant son entrée par un pick-up piézoélectrique ou par la sortie « détection » d'un récepteur de radio ordinaire. Si l'audition demeure faible, c'est bien la section BF qui est en cause ; dans le cas contraire, c'est la section MF (dérégulation des transformateurs MF peut-être ?).

RR - 19.30 - M. Yvon TALIGOT, 35 La Selle-en-Luitre.

Votre demande est très imprécise et nous n'avons pas très bien saisi ce que vous souhaitez faire.

1) Compte tenu de la provenance de l'essuie-glace, êtes-vous certain qu'il s'agit bien d'un modèle pour 12 V ?

2) Nous pensons que vous faites allusion à des montages temporisateurs automatiques d'essuie-glace. Dans ce cas, veuillez vous reporter à nos numéros 1374, 1414, 1473, par exemple, dans lesquels des montages de ce genre ont été décrits.

RR - 19.31 - M. P. DENIS, 4624 Romsee, Belgique, nous demande le schéma d'un rhéostat électronique simple pour un rechargeur de batterie.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR - 10.19-F, page 336, H.P. 1383, où nous avons déjà indiqué un montage de ce genre.

Bien entendu, compte tenu de l'intensité maximale que vous souhaitez contrôler, il faudra installer trois transistors. 2 N 3055 connectés en parallèle et montés sur refroidisseur en aluminium extrudé.

RR - 12.32 - M. Auguste LALIGAND, 06 Cannes-la-Bocca, recherche les caractéristiques, brochage, conditions d'utilisation, etc., du tube allemand PL 345/3 C 45 (Valvo).

Ce tube ne figure pas parmi nos documentations ; nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

RR - 12.33 - M. Jack MAZEPAS, 97 Pointe-à-Pitre, Guadeloupe, désire apporter des modifications à un téléviseur.

Tout d'abord, nous ne savons pas si les modifications que vous envisagez sont possibles. Pour que nous puissions en juger et vous indiquer ce qu'il convient de faire, il importe de nous faire parvenir le schéma du téléviseur.

RR - 12.34 - M. Didier PAGE, 75 Paris, nous demande le schéma d'un montage permettant le déclenchement à distance (et sans fil) d'un appareil de photo.

La solution du problème est aisée : il suffit de prendre n'importe quel montage de

radiocommande, ensemble émetteur et récepteur de conception simple, du type monocanal, dont de nombreuses descriptions ont déjà été publiées dans nos revues (bandes 27 ou 72 MHz). Vous pouvez également, bien entendu, acquérir un ensemble tout prêt du commerce.

Les récepteurs de radiocommande se terminent tous par un relais sensible avec lequel il vous sera facile de commander un petit électroaimant (par exemple) provoquant le déclenchement de l'appareil de photo.

RR - 12.35 - M. Michel POLLET, 74 Rumilly, nous demande le schéma d'une chambre de réverbération destinée à être associée à un amplificateur BF.

Sachez tout d'abord que « chambre de réverbération » et « chambre d'écho » sont deux expressions employées indifféremment pour désigner le même type d'appareil.

Nous avons déjà décrit divers montages de ce genre, notamment dans les numéros 1401, 1407 et 1516 auxquels nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 12.36 - M. LALLEMENT, 31 Toulouse, nous demande de lui envoyer divers schémas d'interphones.

Voici une liste des numéros de notre revue dans lesquels des montages d'interphones ont été publiés et parmi lesquels vous pourrez faire votre choix :

— interphones ordinaires : N° 1128, 1366, 1370, 1425 ;

— interphones automatiques commandés par la parole : N° 1040, 1152.

— interphones secteur sans fil (liaison HF) : N° 1114, 1123, 1129, 1165.

RR - 12.37 - M. Francis FREGEROLLES, 30 St-Chaptes, nous soumet le schéma d'une alimentation commerciale délivrant diverses tensions de sortie stabilisées et qui ne fonctionne plus.

Nous sommes très ennuyés pour vous répondre. En effet, votre schéma nous pose une énigme... Il nous faudrait savoir ce qu'est l'organe que vous avez représenté par un rectangle dans lequel est inscrit 6/9 et sur lequel aboutissent cinq connexions. S'il s'agit d'un commutateur quel est le détail des connexions ou des commutations internes ?

Il est possible que cet élément soit défectueux et notamment ses résistances internes (s'il s'agit d'un organe de ce genre). Dans la négative, c'est très probablement le transistor ballast AD 162 qui est en cause.

RR - 12.38 - M. René LABBE, 22 Jugon-les-Lacs, recherche le schéma d'un amplificateur HF/VHF à large bande.

1) Pour que nous puissions vous répondre valablement, il aurait fallu nous soumettre les schémas du wobulateur et du générateur marqueur ; une intervention simple sur l'un des deux appareils aurait peut-être pu résoudre votre problème.

2) Concernant le montage d'amplificateur HF/VHF à large bande que vous recherchez, nous pensons qu'il s'agit de celui qui a été décrit dans Electronique Professionnelle N° 1514, page 52.

RR - 12.39 - M. Pierre BOSSER, 75 Paris, nous demande conseil pour l'élimination d'un craquement parasite dans un magnéto.

C'est évidemment le parasite engendré par l'étincelle du

contacteur « stop » qui passe dans l'enregistrement.

Vous avez bien fait de blinder tout le circuit électrique se rapportant à cette commande. En outre, il pourrait être intéressant de monter un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ sur chaque sortie de l'enroulement 6 Valimentant l'électroaimant, les autres extrémités de ces condensateurs aboutissant à la masse.

Il faudrait aussi vérifier l'état des points de contact de cette commande, ils sont peut-être détériorés, rongés, etc. De plus, il serait sage de monter un circuit RC en série, connecté en parallèle sur le contact afin d'absorber l'étincelle ; veuillez vous reporter à notre article publié à la page 340 du numéro 1521.

Enfin, d'une manière générale, il faut éloigner le plus possible les circuits électriques de cette commande des circuits de l'étage d'entrée (EF 40, prise micro et commutations).

RR - 12.40 - M. LECUYER, 33 Castillon, nous demande conseil pour l'amélioration de ses réceptions de télévision.

Il est certain qu'un préamplificateur d'antenne pourrait apporter une amélioration de vos réceptions T.V. Mais ce préamplificateur (il en existe de nombreux et excellents modèles dans le commerce) doit être installé convenablement. En effet, s'il est placé dans l'appartement à l'entrée du téléviseur, il sera inefficace. Il doit être monté juste au-dessous de l'antenne et alimenté par le truchement du câble coaxial de descente.

Toutefois, en télévision, il n'y a pas de miracle ; il est des cas de réceptions difficiles où tous les préamplificateurs demeurent inopérants (lieu de réception au fond d'une vallée entourée de collines élevées, par exemple).

RR - 12.41 - M. Bernard DARGAUD, 71 Mâcon, demande des renseignements sur les amplificateurs BF.

Nous ne connaissons pas le livre dont vous nous entretenez et surtout nous ne comprenons pas du tout le sens de votre question. En effet, le schéma que vous nous soumettez correspond bien à ce que vous recherchez et il s'agit bien d'une alimentation symétrique...

De plus, sur la photocopie jointe à votre lettre, toutes les valeurs des composants sont indiquées ! Nous ne voyons pas ce que nous pourrions ajouter.

Notez aussi que nous avons décrit dans nos revues de très nombreux montages d'amplificateurs BF ayant fait leurs preuves et parmi lesquels vous pourriez faire votre choix.

RR - 12.42 - M. Paul A. PRIGENT, 75 Paris, nous demande :

1) S'il est possible de remplacer une valve EZ 80 par une EZ 81 ;

2) S'il est possible de remplacer une lampe EL 84 par une 7189.

1) Il est possible de remplacer une valve EZ 80 par une EZ 81 et il n'y a aucune modification à apporter.

Oui, la valve EZ 81 peut délivrer 150 mA (90 mA pour la EZ 80)... mais elle ne délivrera que ce que l'appareil ampli-tuner lui demandera, c'est-à-dire la même intensité que dans le cas de l'alimentation avec la EZ 80. La marge de sécurité est plus grande, c'est tout !

2) Vous pouvez également remplacer un tube EL 84 par un tube 7189 sans aucune modification (le tube 7189 étant un EL 84 « renforcé »).

RR - 12.43 - M. P. LOUVEL DE MONCEAUX, 724 Horb, Allemagne, nous demande le schéma d'un ensemble émetteur-récepteur, le récepteur étant fixé sur l'une des pattes d'un chien et lui délivrant des électrochocs sur commande depuis l'émetteur.

Nous ne disposons d'aucun montage de ce genre et nous estimons qu'il existe d'autres moyens plus normaux et plus humains à mettre en œuvre pour le dressage des chiens !

RR - 12.44-F - M. André MORIN, 75 Paris, nous demande le schéma d'un gradateur de lumière pouvant convenir pour une ampoule de 24 V 150 W.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure RR - 12.44.

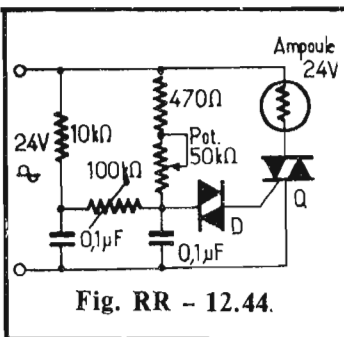


Fig. RR - 12.44.

Le réglage de l'intensité lumineuse s'effectue par la manœuvre du potentiomètre Pot. de $50 \text{ k}\Omega$ à variation linéaire. D est une diac du type V 413 (Sescosem) ; le triac Q est du type ESM 23 - 100 (même marque).

La résistance ajustable de $100 \text{ k}\Omega$ doit être réglée pour obtenir l'extinction de l'ampoule lorsque le potentiomètre Pot. est à sa valeur maximale de résistance.

RR - 12.45 - M. François LAURE, 11 Escales, désire connaître la correspondance du transistor russe KT 315.

Ce transistor ne figure sur aucune de nos documenta-

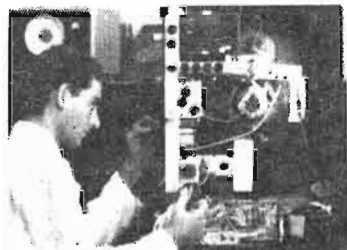
tions. Nous ne pouvons donc pas vous renseigner.

Si vous pouvez nous soumettre le schéma de l'amplificateur BF comportant ce transistor, nous pourrions peut-être vous indiquer un modèle de transistor français susceptible de le remplacer.

RR - 12.46 - M. Bernard REY, 1001 Lausanne, Suisse, demande conseil pour la mise au point d'une alimentation stabilisée $2 \times 45 \text{ V}$, 2 A décrite dans le numéro 1034.

Vous faites certainement erreur ! Le numéro 1034 a été édité en 1960 ; nous l'avons feuilleté, mais il ne comporte aucune description d'alimentation stabilisée $2 \times 45 \text{ V}$. Regrettant de ne pouvoir vous être agréable, nous restons cependant à votre disposition.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
 24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
 Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
 SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT
 (FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
 Documentation sur demande **HRB**

infra

BON à découper et à envoyer, veuillez m'adresser **HRB23** sans engagement la documentation gratuite (couverts et imprimés obligatoirement).

DEUX CHEFS
 NOM
 ADRESSE

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

RR - 12.47 - M. André ROUSSEAU, B 7000 Mons, Belgique, désire des renseignements sur une antenne de télévision pour réception à grande distance dont la description a été publiée dans notre numéro 1078.

1) Les numéros 1078 et 1079 datent de 1964 ; ils sont maintenant épuisés et nous ne pouvons pas vous les fournir.

2) En fait, il ne s'agissait pas d'une antenne miracle, mais simplement d'une antenne Yagi bien classique, dimensionnée pour la bande I de télévision (47 à 68 MHz).

Actuellement, on peut faire tout aussi bien, sinon mieux, en partant d'une antenne normale du commerce et en lui adjoignant un préamplificateur à grand gain et à très large bande (à transistors).

Pour l'obtention de bons résultats (signal maximum et minimum de souffle), il importe que le préamplificateur soit connecté tout de suite après l'antenne ; le courant continu d'alimentation qui lui est nécessaire est véhiculé par le câble coaxial de descente lui-même.

Par ailleurs, nous ne pouvons pas présumer de vos possibilités de réception TV à longue distance ; cela dépend essentiellement de votre position géographique et des conditions topographiques du terrain des environs.

RR - 12.48 - M. Ernest BONTEMPS, 69 Lyon, nous signale un défaut sur son téléviseur :

— sur les visages en gros plan, les chevelures et les fronts sont dilatés verticalement ;

— lors du défilement d'un générique, les lettres s'étirent en hauteur lorsqu'elles arrivent vers la partie supérieure de l'écran.

Que se passe-t-il et que faire pour supprimer ce défaut ?

Lorsque l'image est dilatée vers le haut de l'écran (cas observé chez vous) ou au contraire tassée, il s'agit d'un défaut de linéarité verticale.

Le premier travail consiste à essayer de rétablir une linéarité correcte en agissant sur le ou les réglages auxiliaires prévus à cet effet. Certains montages ne comportent qu'un réglage de linéarité agissant simultanément en haut et en bas de l'écran ; on peut tasser le haut tout en dilatant le bas (ou inversement) ; il faut donc déterminer le réglage donnant satisfaction en haut comme en bas de l'écran. D'autres montages comportent au contraire deux réglages indépendants marqués « linéarité haut d'image » et « linéarité bas d'image ».

Il convient de noter que ces réglages peuvent modifier la hauteur de l'image ; il est donc souvent nécessaire de revenir alternativement plusieurs fois sur les réglages de linéarité et d'amplitude verticale.

Si ces réglages ne sont pas suffisants pour rétablir une image correcte, non déformée, il faut vérifier les points suivants (cas d'un téléviseur à lampes comme le vôtre) :

— circuit de contre-réaction de plaque à grille de la pentode de puissance du balayage trame (résistances, condensateurs et potentiomètre),

— essayez un autre tube amplificateur de puissance trame (affaibli ou mauvais vide),

— vérifiez les tensions d'alimentation d'anode et d'écran de ce tube ; elles sont peut-être trop faibles,

— vérifiez le condensateur de liaison entre le relaxateur et la grille du tube de puissance trame (courant de fuite interne possible),

— vérifiez et ajustez la tension de polarisation du tube amplificateur de puissance trame.

Il s'agit là des causes principales provoquant des défauts de linéarité verticale dans le cas d'un téléviseur à lampes. Mais il peut en exister beaucoup d'autres, l'examen du

schéma de votre appareil serait nécessaire pour les déterminer éventuellement.

RR - 1.01 - M. Jean-Marie QUEANT, 13 Mari-gnane nous demande des renseignements concernant un téléviseur et un magnétophone dont il nous communique les schémas.

1) Le défaut signalé sur le téléviseur est bien connu ; il s'agit d'une variation de la fréquence du balayage « lignes ».

Le tube oscillateur « lignes » PCF 802 a peut-être un défaut ; essayez de le remplacer. Dans le cas contraire, il faut retoucher les réglages des noyaux des bobines marquées « 819 », puis « 625 ».

2) Sur votre téléviseur, vous pouvez prélever le son sur l'extrémité supérieure du potentiomètre P5 marqué « volume » en intercalant un condensateur de 0,1 μ F en série. La liaison vers l'entrée « AUX » de l'amplificateur extérieur sera effectuée à l'aide d'un fil blindé, le blindage étant relié d'une part à la masse de l'amplificateur et d'autre part à la masse du téléviseur.

Mais attention ! L'alimentation de votre téléviseur est conçue avec un pôle du secteur à la masse... Il importe donc d'alimenter le téléviseur en intercalant sur le secteur un transformateur d'isolement de rapport 1/1.

3) Concernant votre magnétophone, nous ne comprenons malheureusement pas ce que vous voulez dire par : depuis quelque temps le son est modulé...

D'après vos explications, nous concluons que le défaut se manifeste en position « enregistrement » (et uniquement durant l'enregistrement) puisque les anciens enregistrements sont reproduits correctement. Mais de

quel défaut s'agit-il ? Nous n'avons pas compris.

D'autre part, il est bien évident que le diagnostic certain, à distance, de l'élément éventuellement défectueux est une chose pratiquement impossible, faute de pouvoir examiner l'appareil. Nous vous suggérons de voir du côté des circuits d'effacement et de prémagnétisation.

4) Les ouvrages se rapportant aux dépannages des radio-récepteurs, des chaînes BF, des magnétophones d'une part, et des téléviseurs d'autre part, existent. Consultez, pour les premiers : — Technique Nouvelle de Dépannage des radio-récepteurs.

Pour les seconds : — Dépannage, Mise au Point, Amélioration des Téléviseurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

RR - 1.02 - M. Lucien TERRINE, 21, rue Oudry - 75013 Paris.

1) Recherche le schéma du téléviseur « Perrin Electronique » type Nancy 60 SD ;

2) Désire des schémas de préamplificateurs d'antenne TV.

1) Nous avons publié votre adresse complète, et si l'un de nos aimables lecteurs possède le schéma que vous recherchez, il ne manquera certainement pas de vous écrire directement.

2) Pré-amplificateurs d'antenne TV. Veuillez vous reporter à l'ouvrage : Dépannage, Mise au Point, Amélioration des Téléviseurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

RR - 1.03 - M. Philippe DEBREUILLE, 71 Verdun-sur-le-Doubs.

Vous nous parlez d'un radiotéléphone dont une des-

cription est parue dans la revue...

Pour que nous puissions suivre vos explications sur le schéma de cet appareil, et le cas échéant vous indiquer ce qu'il convient de vérifier, il importe de nous indiquer le numéro dans lequel ce schéma a été publié.

RR - 1.04 - M. Gilles PACAULT, 95 Beauchamp, sollicite divers renseignements concernant les petits accumulateurs étanches au cadmium-nickel.

1) Nous devons vous apporter tout d'abord une précision. Un élément d'accumulateur au cadmium-nickel n'est pas rigoureusement équivalent du point de vue « tension » à un élément de pile : tension nominale 1,5 V pour la pile ; tension nominale 1,2 V pour l'accumulateur.

2) Vous devez certainement pouvoir vous procurer les éléments au cadmium-nickel que vous désirez dans l'un des deux établissements suivants :

— « Au Pigeon Voyageur », 252 bis, boulevard Saint-Germain - 75007 Paris ;

— « Omnitech », 82, rue de Clichy - 75009 Paris.

3) Pour pouvoir vous établir le schéma du rechargeur à trois fonctions que vous nous demandez, il nous manque une donnée : c'est la capacité en ampère/heure des éléments des accumulateurs au cadmium-nickel que vous désirez acquérir. En effet, l'intensité de recharge doit être égale au dixième de cette capacité. Nous demeurons à votre disposition.

RR - 1.05 - M. Pierre RINALDI, 69 Oullins désire connaître l'équivalent du circuit intégré μ L9914.

Nous n'avons trouvé aucun renseignement à ce sujet dans nos documentations.

RR - 1.06 - M. Louis FEBVRE, 01 Belley, nous demande des renseignements concernant :

1) L'installation d'une antenne type « 5 BDQ » ;

2) La fabrication d'une antenne fictive à charge de 50 Ω .

1) L'antenne « 5 BDQ » peut à la rigueur être installée en V si son développement rectiligne n'est pas possible. Mais pour un bon rendement, il faut cependant faire en sorte que le V soit le plus ouvert possible.

2) Bien sûr, on peut arriver au résultat cherché par des groupements de résistances au carbone ; mais nous ne le conseillons pas.

En effet, au point de vue courant continu, on peut facilement arriver à la valeur de la résistance idéale (52 Ω) et avec une dissipation de puissance suffisante. Hélas, avec des groupements importants, les capacités parasites réparties ne sont plus négligeables, si bien que l'impédance n'est plus du tout de 52 Ω , surtout au fur et à mesure que la fréquence augmente !

A toutes fins utiles, nous vous signalons l'existence d'une antenne fictive à charge de 52 Ω , tout à fait excellente, chez Heathkit.

RR - 1.07 - M. Patrick COLLIN, 44 Saint-Herblain.

A priori, nous n'avons aucun montage à vous proposer correspondant à ce que vous recherchez.

Par ailleurs, votre lettre manque nettement de précisions ; il aurait fallu nous indiquer :

— le but recherché,
— pour quelles raisons ?
— que représente le rectangle marqué « récepteur » avec deux alimentations (U_1 , U_2) ?

RR - 1.08 - M. Joël BOINOT, 79 Niort, nous demande un schéma de pupitre d'alimentation et de commande à gradateurs pour des projecteurs.

Nous pourrions vraisemblablement vous établir le schéma demandé, mais il importe de nous communiquer tout d'abord les renseignements suivants :

— nombre de projecteurs de 1 kW chacun ;

— tension d'alimentation (probablement 220 V ?) ;

— caractéristique technique du dispositif mis en œuvre pour le changement des filtres couleurs (commande à distance).

Nous restons, le cas échéant, à votre disposition.

RR - 1.09 - M. Thierry DENIS MARTIN, 78 Mantes-la-Jolie, nous demande des conseils pour supprimer l'induction provoquée par un moteur sur des organes voisins dans un projecteur de cinéma.

1) Un filtre secteur LC en double π réalise le blocage des parasites, mais est absolument inopérant en ce qui concerne le rayonnement inductif à 50 Hz du moteur.

2) Notez que l'induction peut aussi bien être provoquée par le moteur que par le transformateur.

3) Vous pourriez envisager de placer des écrans (en numétal, par exemple) pour essayer d'atténuer le rayonnement du moteur ou du transformateur (ou les deux).

4) Il serait intéressant de déterminer sur quel organe ou sur quelles connexions de l'amplificateur ou du pré-amplificateur a lieu cette induction indésirable.

Par ailleurs, êtes-vous certain que cet amplificateur et notamment le pré-amplificateur sont alimentés avec un courant soigneusement et suffisamment filtré.

RR - 1.10 - M. Daniel MARTY, 46 Vayrac, nous demande des renseignements concernant les circuits intégrés.

1) A notre connaissance, le circuit intégré MM 5316 ne convient pas pour la commande d'afficheur à LED.

2) Nous n'avons pas d'ouvrage à vous proposer donnant systématiquement les correspondances éventuelles de tous les circuits intégrés. Nous possédons quelques documents sur ce sujet, glanés chez divers fabricants, mais cela ne constitue pas un tout !

Si vous êtes intéressé par la correspondance de certains types de circuits intégrés, veuillez nous les préciser et nous verrons si nous avons les renseignements.

POUR LES MODELISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION



(nouveau modèle)

Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (franco 105,00)...

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 157,00) **151,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et tourret miniature (position horizontale) (franco 48,00) 43,00 Flexible avec mandrin (franco 42,00) 37,00 Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock (Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto - RC)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GENERAL 1975

franco Métropole contre 10 F en timbres Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à France-Soir

M^{me} Sentier et Réaumur-Sébastopol

Tél. : 236.70-37 et 231-31-03

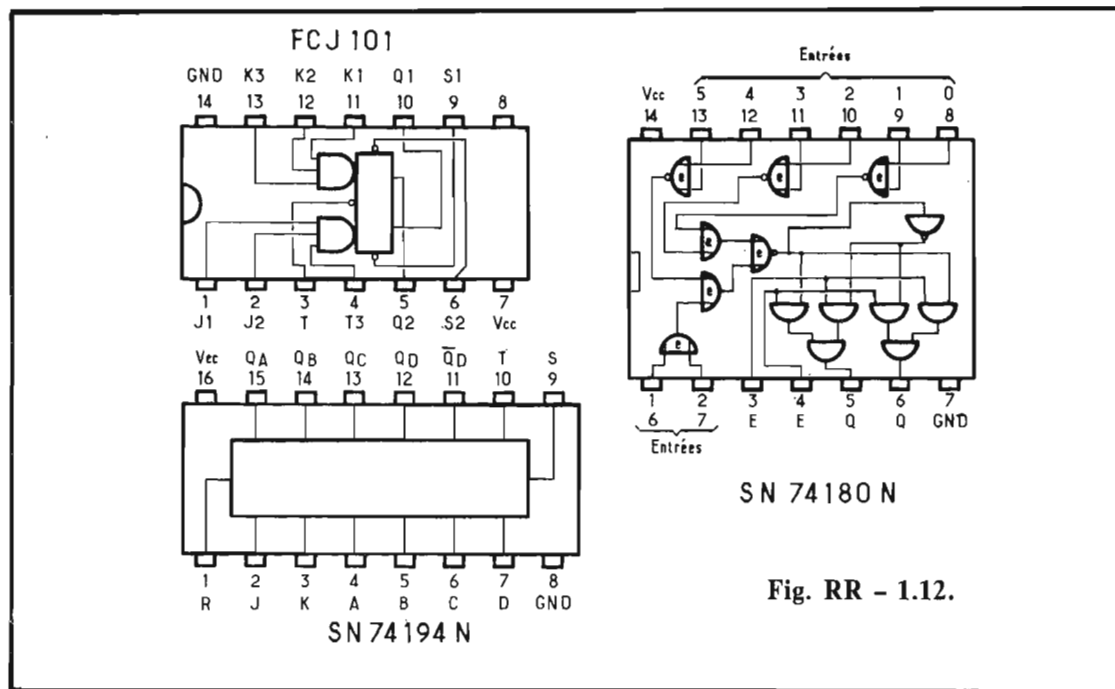
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

RR - 1.11 - M. Dominique BENARD, 27 Le Bec-Hellouin, nous demande :

- 1) Où se procurer un transistor BC548 ?
- 2) Peut-on monter un décodeur stéréo FM sur une table de lecture ?

1) Le transistor BC548 peut se remplacer par BC108, BC148 ou BC408. Mais ces types de transistors sont très courants et il n'y a aucune difficulté d'approvisionnement.

2) Nous comprenons mal cette question. Un décodeur stéréo FM ne s'utilise pas seul ; il s'emploie à la suite d'un tuner FM. Cela dit, il est évidemment possible d'installer le tuner FM suivi de son décodeur stéréo sur une table de lecture (ou à côté) si l'on désire appliquer les signaux BF stéréo FM aux entrées de l'amplificateur.



RR - 1.12 - F - M. RAPHALEN, 75 Paris, nous demande des renseignements concernant certains circuits intégrés.

FCJ 101 : circuit intégré DTL ; bascule JK ; boîtier DIL.

SN74194 N : circuit intégré TTL ; registre à décalage parallèle synchrone, 4 bits droite/gauche ; autre immatriculation FLJ 551.

SN74180 N : circuit intégré TTL ; contrôle de parité 8 bits ; autre immatriculation FLH 421.

Brochages : voir figure RR - 1.12.

Pour ces trois composants : $V_{cc} = 7\text{ V max.}$; $V_e = 5,5\text{ V max.}$

Les autres circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent pas parmi nos documentations, du moins sous les immatriculations citées.

teur (donc abaisseur d'impédance) dont le rapport de transformation sera de 1,4 (racine carrée du rapport des impédances) ; l'enroulement comportant le plus grand nombre de tours sera donc connecté à la sortie du magnétophone.

RR - 1.14 - F - M. Marc ORILLON, 13 Luynes, désire divers renseignements concernant des oscillateurs à quartz.

1) Le schéma représenté sur la figure RR - 1.14 vous propose un montage oscillateur à transistors susceptibles de vous convenir. Les transistors Q_1 et Q_2 sont du type 2N708, BSY63 ou BSY19. Le condensateur ajustable permet de corriger l'oscillation du quartz et d'amener très exactement la fréquence à 40 kHz.

2) On arrive à faire fonctionner certains quartz de la série FT 243 sur overtone 3 en employant un montage oscillateur à réaction. Mais d'autres se refusent malgré tout à ce genre d'oscillation.

3) Concernant le fréquence-mètre TFX 2, veuil-

RR - 1.13 - M. Gil REGNIER, 60 Beauvais, nous demande comment adapter un haut-parleur de $4\ \Omega$ à la sortie $8\ \Omega$ d'un magnétophone à cassette.

Une telle adaptation d'impédance ne peut pas se faire au moyen d'un transistor.

Il suffit d'intercaler un transformateur BF adapta-



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

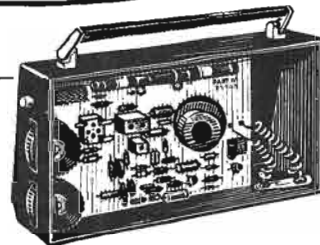
- Vous apprendrez MONTAGE, CONSTRUCTION ET DEPANNAGE de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

1^{re} leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

DOCUMENTATION SEULE gratuitement sur demande
DOCUMENTATION + 1^{re} LEÇON GRATUITE

- contre 2 timbres à 0,80 (France)
- contre 2 coupons-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

ETABLISSEMENT PRIVE

ENSEIGNEMENT A DISTANCE TOUS NIVEAUX (MEMBRE DU S.N.E.C.)

27 bis, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS (Métro: Sentier)
TELEPHONE: 231.18.67

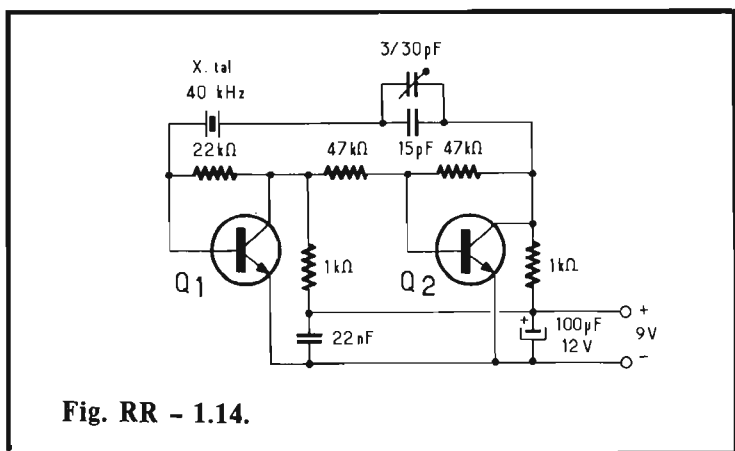


Fig. RR - 1.14.

lez écrire directement à notre collaborateur, auteur de cette réalisation : M. Francis THO-BOIS, 38, rue Jean-Jaurès - 62160 Bully-les-Mines.

RR - 1.15 - M. Didier CELSE, 84 Carpentras, sollicite des renseignements complémentaires au sujet du limiteur de modulation décrit dans le n° 1454.

1) Le brochage du circuit intégré $\mu A709$ se voit parfaitement en examinant le dessin du circuit imprimé (page 326), la sortie 8 étant celle qui est située en face de l'ergot du boîtier.

2) Le transistor 2N2222 peut se remplacer par les types BSX 45 ou BSW 62.

3) En lieu et place des diodes BAV 19, on peut également utiliser des diodes types 1N914.

RR - 1.16 - M. Jean-Luc CADAZE, 75 Paris, demande conseil pour l'assemblage d'un amplificateur et d'un pré-amplificateur BF.

Vous pouvez faire précéder l'amplificateur décrit à la page 176 du n° 1463 par le module pré-amplificateur décrit à la page 200 du n° 1478.

En ce qui concerne l'alimentation, partant du + 45 V de l'amplificateur, il suffira d'intercaler une résistance

chutrice d'une valeur adéquate pour obtenir la tension de + 24 V pour l'alimentation du pré-amplificateur. Cette résistance sera découplée à la masse, côté pré-amplificateur, par un condensateur électrochimique de 500 à 1 000 μF .

RR - 1.17 - M. Georges LAUGAUDIN, 86 Poitiers, nous demande le schéma d'un générateur à transistor 50 Hz pour alimenter une horloge électronique (normalement synchronisée par le secteur).

Nous pensons que le montage publié à la page 286 du n° 1535 est susceptible de vous donner satisfaction.

L'exactitude d'une horloge synchronisée par le secteur dépend de la fréquence de ce secteur ; cette fréquence étant relativement stable, l'horloge demeure de ce fait très précise.

Dans le cas d'une alimentation convertisseuse, il est bien rare que la fréquence (50 Hz) demeure rigoureusement stable durant de très longs temps ; il en résulte donc inévitablement des variations dans l'exactitude de l'heure indiquée par l'horloge.

RR - 1.18 - M. Patrick TEBOUL, 92 Rueil-Malmaison, sollicite des renseignements complémentaires au sujet de montages amplificateurs BF.

1) La réunion envisagée des deux montages BF est délicate, du fait de la différence des tensions d'alimentation. En fait, ces deux montages n'ont pas été conçus pour être associés.

2) On ne peut pas stabiliser la tension destinée à un amplificateur de puissance à l'aide d'une simple diode Zener, l'intensité demandée étant trop importante.

3) Une solution consisterait à construire une alimentation de puissance de 55 V. Cette tension issue du redresseur pourrait être filtrée séparément et être stabilisée par une diode zener, ceci pour la seule alimentation du pré-amplificateur. Ensuite, toujours à la sortie du redresseur, on pourrait concevoir un régulateur abaisseur de tension à transistors « ballast » qui réduirait la tension à 40 V pour l'alimentation de l'amplificateur.

Mais une fois encore, pourquoi vouloir faire de telles « salades » alors que nous avons déjà décrit tant de montages conçus pour être utilisés conjointement ? !

4) L'adresse de S.G.S. - Atès est : 58, rue du Dessous-des-Berges - 75013 Paris.

5) Tout résidant à l'étranger peut souscrire un abonnement à notre revue.

RR - 1.19 - M. Raymond MARIN, 77 Blandy-les-Tours.

La possession d'un seul contrôleur universel ordinaire nous semble bien mince pour la mise au point d'un montage quel qu'il soit.

Certes, il n'est pas toujours nécessaire de disposer de tout un laboratoire ! Encore faut-il savoir se servir judicieusement des appareils dont on dispose. Nous connaissons des amateurs qui font des merveilles simplement avec un voltmètre électronique et un oscilloscope.

En conséquence, la techni-

cité du réalisateur entre pour une part certainement plus importante que la multiplicité des appareils de mesure disponibles.

On en revient toujours au même point ! Avec les kits actuels, n'importe qui peut construire n'importe quoi. Ensuite, il reste la mise au point ; et ça, c'est une autre histoire !

RR - 1.20 - M. Michel RUMEAU, 75 Paris, nous demande où se procurer un transistor 2N4302.

Ce transistor FET est une fabrication de National Semiconductor.

Mandataire en France : National Semiconductor France, 28, rue de la Redoute - 92260 Fontenay-aux-Roses. Téléphone : 660-81-40.

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTROLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide

CONSTRUCTION ROBUSTE

Documentation sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU, EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet 75017 PARIS

Téléphone : CAR. 27-66

USINE : 42, av. du Général-Leclerc

(91) BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42

RR - 1.21 - M. Philippe ZANARDO, 33 Bordeaux, nous demande une précision concernant le crête-mètre à LED décrit à la page 337 du n° 1521.

Il n'est pas possible de modifier l'alimentation du montage proposé. Ce crête-mètre doit obligatoirement être alimenté sous 24 V, ou plus exactement sous ± 12 V (+ 12 V et - 12 V par rapport à la masse).

RR - 1.22 - M. FORESTIER, 01 Oyonnax, nous demande des schémas de synthétiseurs.

Pour le moment, nous n'avons rien d'autre à vous offrir à part ce qui a été publié dans le numéro de décembre.

RR - 1.23 - M. Hervé MARCHAL, 38 Pont-de-Claix, désire se procurer un circuit intégré type SBF 3 C utilisé sur un amplificateur BF Philips.

Parmi nos documentations, nous n'avons trouvé aucun circuit intégré linéaire immatriculé SBF 3 C. Il doit s'agir d'un code de marquage particulier à cette firme.

Nous ne pouvons donc pas vous indiquer un correspondant éventuel pour ce circuit

intégré. Sans doute la firme Philips ou un dépositaire de cette marque pourrait-il vous renseigner.

RR - 1.24 - M. José CALM, 31 Toulouse, nous demande des renseignements pour l'installation d'un « vu-mètre » sur son amplificateur.

Nous avons récemment publié un article traitant du montage et de l'installation des différents types de « vu-mètres ». Veuillez vous reporter à notre n° 1535 à la page 289 ; vous pourrez ainsi faire vous-même votre choix, car vous ne nous précisez pas la fonction que doit remplir ce « vu-mètre ».

RR - 1.25 - M. Alain ROBERT, 76 Fécamp, nous demande le schéma d'un détecteur de métaux.

Certes, notre revue a déjà publié plusieurs schémas de montages de détecteurs de métaux. Néanmoins, nous ne pensons pas que de tels montages puissent être capables de déceler une particule métallique de l'ordre de 5 millimètres cubes dans un tube de 20 cm de diamètre.

RR - 1.26 - M. P. RAVIER, 51 Epernay, nous soumet une liste de semi-conducteurs et circuits intégrés japonais pour lesquels il désire connaître les correspondances.

Parmi les nombreux types cités, nous n'avons trouvé la correspondance que pour deux transistors ; ce sont :
2 SB 54 AC 125, AC 151.
2 SB 56 AC 132, AC 152.

Nous regrettons de ne pouvoir faire davantage.

RR - 1.27 - M. Jacques BARNOUD, 69 Tassin-la-Demi-Lune, nous demande où se procurer des cellules silicium photo-émissives.

Nous pensons que vous pourriez vous adresser à la R.T.C. et plus exactement à la société dépositaire de cette firme dans votre région, à savoir : Rhonalco, 4, rue Bréchan - 69003 Lyon.

RR - 1.28 - M. Daniel BRAILLON, 59 Somain, nous demande conseil pour l'installation d'un tuner FM.

1) Tout d'abord, nous devons vous signaler que si votre antenne FM est un dipôle simple, classique, son impédance centrale est de

l'ordre de 75 Ω ; il doit donc être relié à un câble de descente de 75 Ω (et non pas 240 Ω), ce câble étant lui-même connecté à l'entrée 75 Ω du tuner.

2) Le fait d'avoir essayé votre tuner dans une autre région où vous n'avez eu aucun parasite, ne démontre pas que le parasite dont vous êtes victime est provoqué par votre antenne ou une mauvaise installation de celle-ci. Cela prouve simplement que le parasite est bien localisé dans le quartier où vous utilisez normalement votre tuner.

D'après vos indications, il peut peut-être s'agir du transformateur EDF voisin ou d'une ligne de transport électrique à haute tension.

Vous devriez signaler le fait aux services régionaux de la TDF dont vous dépendez, services qui pourront alors déceler avec exactitude l'origine de la perturbation, et éventuellement faire faire le nécessaire.

RR - 1.29 - M. V. JOUSSEAUME, 91 Yerres, nous demande conseil pour le dépannage de son magnétophone.

Il nous est malheureusement impossible de vous aider, de vous guider, d'après les seules indications contenues dans votre lettre ; nous ne pouvons pas deviner quel

sur votre téléviseur

sans le modifier

branchez votre "VIDEOMASTER" à la place de l'antenne 2^e chaîne et vous avez CHEZ VOUS une version encore améliorée du jeu public que vous connaissez déjà... "VIDEOMASTER" FONCTIONNE SUR TOUS TELEVISEURS (noir et blanc, couleur, etc.)

DOCUMENTATION GRATUITE

Mathe électronique s.a.
B.P. 7 - 22690 PLEUDIHEN/RANCE

JOUEZ SEUL CONTRE LA MACHINE ÉLECTRONIQUE OU AVEC UN PARTENAIRE SIX JEUX DIFFÉRENTS DONT LE TENNIS, SANS ACHAT D'ACCESSOIRE

2^e GÉNÉRATION



OLYMPIC

est le circuit défectueux ! Il faudrait au moins nous communiquer le schéma de ce magnétophone et nous indiquer les diverses tensions mesurées en différents points du montage.

Nous restons, le cas échéant, à votre disposition.

RR - 1.30 - M. Guy LUPART, 77 Champagne-sur-Seine, désire connaître les caractéristiques du tube cathodique OE 407 (de la SFR).

Nous avons déjà publié ces renseignements et nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à l'une des revues suivantes :

Haut-Parleur n° 1103 (P. 222), 1132 (P. 117), 1198 (P. 155);

Radio-Plans n° 333 (P. 47).

RR - 1.31 - M. NUNES, 3000 Louvain, sollicite notre avis pour le choix du schéma d'un opacimètre (pour photographie) qu'il désire construire.

1) Il est bien évident que le premier montage est plutôt embryonnaire et, de ce fait, ne peut être très sensible.

2) Parmi les schémas que vous nous soumettez, le montage à deux transistors offre certainement une meilleure sensibilité, et le dernier montage à quatre transistors avec indicateur en pont est sûrement encore plus sensible. A vous de choisir...

3) Dans un cas comme dans l'autre, vous pouvez utiliser la cellule photo-résistante que vous possédez.

Quant au micro-ampèremètre destiné à être utilisé comme indicateur, vous pouvez le shunter par une résistance afin d'obtenir sa déviation totale, soit pour 0,5 mA, soit pour 1 mA, selon le montage choisi.

Lion

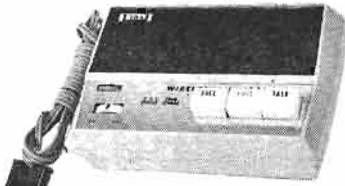
L'étonnant INTERPHONE-SECTEUR SANS FIL AVEC APPEL SONORE (110/220 V)

Puissante Intercommunication permanente. Chaque Interphone peut fonctionner avec 2, 3 ou 4 autres Interphones. Il suffit de brancher les différents appareils à des prises de courant dépendant d'un même transformateur.

LIAISON PERMANENTE AVEC VOS EMPLOYÉS, OU VOTRE FAMILLE, A L'USINE, A L'ATELIER, Au magasin, à la maison. SURVEILLANCE DES ENFANTS - PRÉVENTION CONTRE LE VOL.

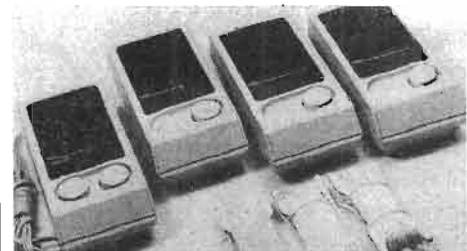
CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES :

Bouton d'appel sonore - Bouton pour conversation - Bouton de blocage pour conversation permanente - Potentiomètre de puissance - Voyant lumineux de contrôle - PUISSANCE DE SORTIE 150 MILLIWATTS.



LION L.P. 724 U

La paire 230,00 F
Colis poste accompagné du règlement
Franco 239,20 F
Contre remboursement 243,20 F



LION L.P. 204 SECTEUR 220 V - 3 transistors 150 MW fonctionnent avec 1-2-3 postes secondaires à fil, très utile pour le bureau atelier etc. Permet le secret entre chaque poste. Installation d'une grande simplicité. Le poste principal et 3 postes secondaires 229,20 F T.T.C.
Par correspondance (joindre chèque) .. 240,90 F Contre remboursement 244,90 F
AUTRES NOUVEAUX : LP. 203 - (3 postes) 186 F T.T.C.
Par poste (chèque joint) 195,20 F Contre remboursement 199,20 F
LP. 202 - (2 postes) 134,40 F T.T.C.
Par poste (chèque joint) 143,60 F Contre remboursement 147,60 F



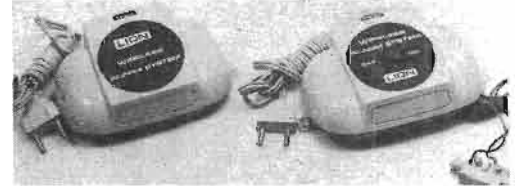
LION L.P. 806, circuit intégré :
Très puissant : 300 MW. Antiparasité.
1 circuit I.C. 1 silicium transistor. 1 diode.
Fréquence : 190 Kc.
La paire 320,00 F
Par correspond. (joindre chèque) 329,20 F
Contre remboursement .. 333,20 F



LION L.P. 704 - Miniature secteur 220 V. 80 MW. Modèle économique, 3 transistors, 1 diode, spécialement utilisé pour la surveillance des enfants. Sans bouton d'appel.
La paire 190,80 F
Par correspondance accompagné du chèque. Franco 200 F
Contre remboursement 204 F

GRANDE NOUVEAUTÉ L'ANTIVOL ÉLECTRONIQUE

LION L.P. 901 - (220 V) fonctionne sur le même principe que les interphones secteur. Placer le poste émetteur dans l'endroit à surveiller, brancher sur une prise de courant. Le poste écouteur sera branché sur une prise de courant à l'endroit où vous trouverez. En cas d'effraction, le déclenchement sera fait par l'émission du secteur, donc pas de nécessité d'installation. Possibilité de placer plusieurs postes émetteurs aux endroits à surveiller.
La paire 212,40 F T.T.C.
Par correspondance (joindre chèque) 221,60 F
Contre remboursement 225,60 F



RAINBOW



AMPLIFICATEUR TÉLÉPHONIQUE T.P. 4A : puissance : 100 MW. Alimentation 4 piles U.M.3, 1.5 V. Dimensions : 138 x 104 x 67 mm avec micro ventouse.
Prix : 120 F T.T.C. Par correspondance (joindre chèque) 125,40 F
Contre remboursement 129,40 F

LION L.P. 500
120 MW

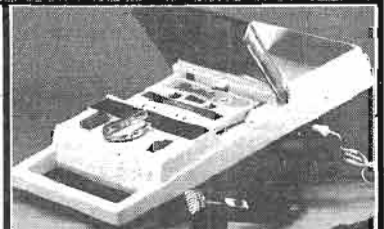


Même amplificateur, mais plus puissant.
Prix T.T.C. 125,00 F
Par correspondance, joindre chèque.
Prix ... 130,40 F
Contre remboursement ... 134,40 F

OHMIC



NOUVEAU : OHMIC-R-3 F.M. secteur 220 V. Le plus puissant des interphones secteur à modulation de fréquence (500 MW) avec bouton d'appel sonore analogue à la réception radio F.M. 2 circuits intégrés. 5 transistors. 8 diodes.
La paire 588 F T.T.C.
Colis poste (chèque joint) 699,70 F
Contre remboursement 603,70 F



"CHAMPIONS" LCT 915 : Magnéto cassette. Très perfectionné. Piles & secteur 220 v. Contrôle autom. de puissance. Commandes par rotacteur commande arrêt, bobinages, enregistrement, écoute. Avec écouteur, micro, cde à distance, cordon sect. 4 piles 140,00 F
Franco (joindre chèque) 151,70 F
Contre remboursement 155,70 F

Autres modèles sur piles et Sect. 220 v. :
KENDY (CS 21 A) 212,00 F
- Par corresp. (chèque joint) 223,70 F
- Contre Remboursement 227,70 F
KENDY (TC 33 A) 224,00 F
- Par corresp. (chèque joint) 235,70 F
- Contre Remboursement 239,70 F

GARANTIE CONTRE TOUS VICES DE FABRICATION

DÉPANNAGE TOUTES MARQUES, TOUS TYPES

Pour vous convaincre de la facilité et rapidité de la liaison téléphonique nous vous consignons pour huit jours à l'essai les interphones LION.

Ets RONDEAU

32, rue Monthonlon - PARIS (IX*)
Téléphone : 878-32-55 et 878-32-86
C.C.P. 10.332-34. - Métro CADET

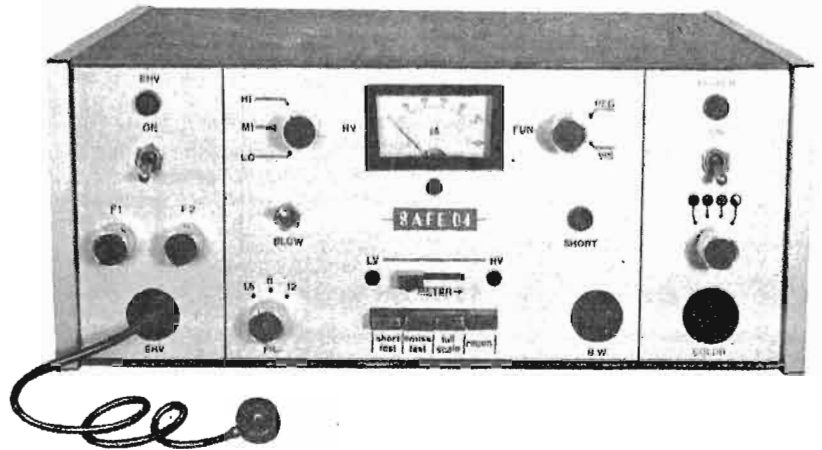
SAFE ELECTRONIC SYSTEM S.A.
CHIASSO SUISSE

SAFE 04

RÉGÉNÉRATEUR-FOCALISATEUR
pour tubes cathodiques couleur, noir et blanc

SAFE 05

VERSION POUR CONSTRUCTEURS
ET TUBES PROFESSIONNELS



Un appareil avec lequel vous pouvez garantir la tenue dans le temps.

Régénération automatique contrôlée en temps et en température. Contrôle de l'action de toutes les électrodes, de la concentration, de l'échelle des gris, des court-circuits. Suppression des défauts. Observation de l'état de la cathode par projection sur l'écran.

Démonstration chez votre grossiste.

ATEL (Nantes) - BEAUCHAMP (Niort) - BEUVE (St-Lô) - CEL (Metz) - CHARVET (38 Fontaine) - CERRUTI (Lille) - CITEX (Carcassonne) - CRC (Orléans) - LE DÉPÔT ÉLECTRONIQUE (84 Châteauneuf) - JACQUES PIERRE (Reims, Troyes) - RCB (Châlon-sur-Saône, Dijon, Clermont-Ferrand) - RCO (Angers, Laval) - RADIO-TÉLÉ-SON (Le Mans, Tours) - RID (Rixheim) - St-GERMAIN COMPOSANTS (Saint-Germain-en-Laye).

DISTRIBUTEUR : SARL BLANC MECA, 36300 LE BLANC

Ce que vous n'avez pas entendu au FESTIVAL DU SON : Les chaînes

TRIPHONIQUES

Créées et mises au point par M. BRAULT, Ing. E.S.E. spécialiste Hi-Fi
celles qui donnent, à la reproduction sonore, une troisième dimension et font oublier son origine électro-acoustique, celles qui ne peuvent être jugées qu'à l'écoute, car aucun appareil de mesure ne peut traduire l'impression de vérité ressentie.

3 CANAUX
AMPLIS
ENCEINTES

Le relief sonore avec des disques stéréo normaux
Un registre grave ample. Une parfaite définition sonore

Le système «TRIPHONIQUE» peut être adapté à une chaîne stéréo normale grâce à nos adaptateurs et enceintes «TRIPHONIQUES».

Une gamme de chaînes «TRIPHONIQUES» à partir de **2500,00 F T.T.C.**

Une chaîne «TRIPHONIQUE» en KITS à partir de **1600,00 F T.T.C.**

Mélobanans de PROVINCE, demandez nos nouvelles conditions qui vous permettront de juger nos chaînes dans votre domicile. Livraison et service après-vente dans toute la France

FABRO-ÉLECTRONIQUE, 11, rue Jodon, 45700 VILLEMANDEUR - Tél. : (38) 85-53-63

Auditorium et magasin de vente : 30, rue Gramme, 75015 PARIS - Tél. : 532-87-97

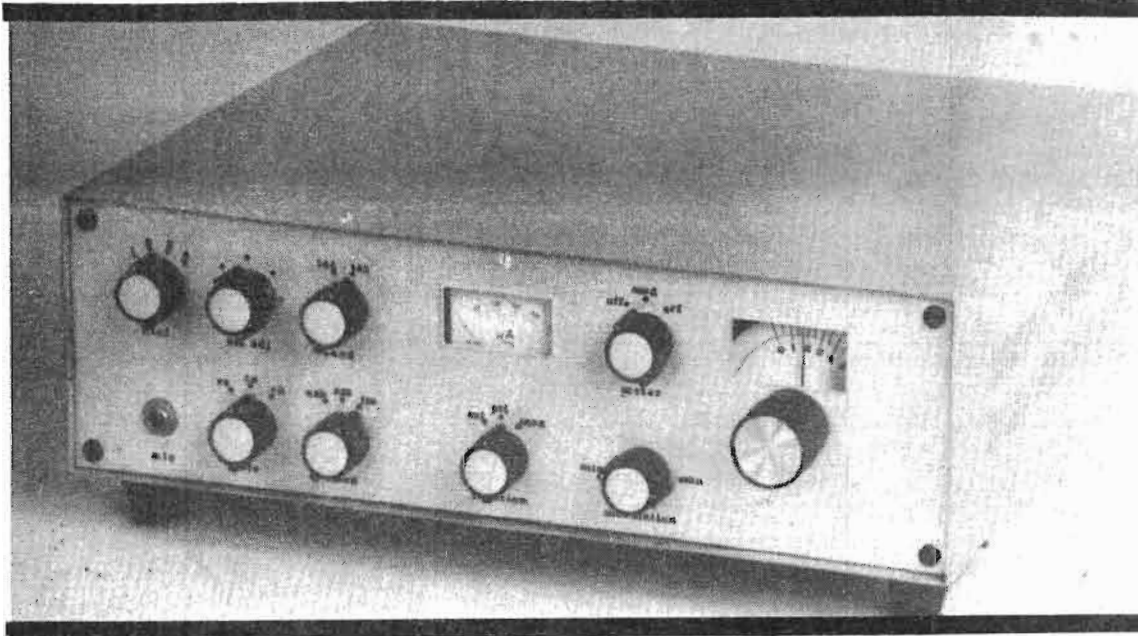
Catalogue gratuit sur demande - Vente directe par le fabricant.

OUVERT du mardi
au vendredi de 14 h à 19 h

le samedi de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

le JOURNAL des "OM"

UN EMETTEUR AM-FM



SSB
144
MHz

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

(Suite voir N° 1544)

POUR compléter l'excitateur décrit précédemment, nous passons maintenant à la réalisation d'un amplificateur à lampes qui apporte un gain très important, de l'ordre de 32 dB, c'est-à-dire qu'avec un signal d'entrée de 50 mW, on obtient une sortie supérieure à 70 W. Ce résultat peut être obtenu grâce à l'emploi de deux lampes amplificatrices, une QQEO3/12 à l'étage pilote et une QQEO6/40 à l'étage de puissance.

Cette importante amplification est indispensable dans notre cas en raison de la puissance modeste du signal de l'excitateur qui est inférieure à 100 mW.

Ce système offre de sérieux avantages puisque dans ces conditions le circuit de l'excitateur est très simplifié et la linéarité, en SSB, est excellente.

Comme on peut le voir sur la photographie, l'ensemble est logé dans un coffret métallique qui présente une grande résistance mécanique. La disposition s'effectue sur deux plans ; à la partie supérieure sont disposés les tubes amplificateurs et stabilisateurs, et à la partie inférieure, les condensateurs et divers autres circuits.

Un soin particulier a été accordé aux blindages réalisés avec des plaques d'aluminium de deux millimètres d'épais-

seur fixées avec des vis Parker.

Les sept commandes sont disposées sur le panneau frontal afin de faciliter les réglages, autant que possible.

A noter que les commandes du driver, plate et load sont démultipliées avec un rapport 6/1. De cette façon, l'obtention du « dip » est très précise.

Sur la face arrière, on trouve les prises coaxiales d'antenne et deux prises pour le fonctionnement en standby et l'ALC.

Deux instruments de mesure ont été jugés utiles pour contrôler à tout moment le fonctionnement de l'amplificateur. Le premier mesure le

courant de plaque (ip) de la QQEO6/40, la tension de sortie (po) et la valeur de la tension anodique (hv) : ces fonctions sont sélectionnées au moyen d'un commutateur.

Le second instrument indique seulement le courant de grille de la lampe finale : il est utile d'avoir toujours une telle indication parce que la QQEO6/40, en classe AB1, doit avoir un courant de grille nul, sinon elle ne travaillerait pas dans la région linéaire de sa caractéristique et la modulation présenterait un taux plus ou moins élevé de distorsion.

Si la lampe travaille en classe C (seulement pour la FM) l'instrument devra indi-

quer une certaine valeur de courant grille, entre 3,5 mA et 7 mA. Au-dessous de 3,5 mA, et plus encore dans le cas d'absence totale de courant, on enregistrerait une rapide détérioration de la lampe.

ETUDE DU SCHEMA (figure 7)

La lampe QQEO3/12 est utilisée en étage driver. La classe de fonctionnement qui offre les meilleures garanties de linéarité est la classe A. Ces conditions sont également maintenues quand on opère en FM.

L'entrée s'effectue sur un potentiomètre au graphite qui permet le réglage du signal HF d'entrée. Ce composant ne pose pas de problème de dissipation puisque le niveau est au maximum de 100 mW.

On sait que le fonctionnement en classe AB1 et le pro-

cedé de modulation en amplitude sont difficilement conciliables. Pour obtenir une distorsion négligeable, insensible à l'oreille, il est nécessaire de piloter l'amplificateur avec une puissance réduite de manière que dans les pointes de modulation, l'étage final ne soit traversé par aucun courant grille. A l'aide d'un tel potentiomètre marqué RF gain, sur le panneau frontal, on peut graduer la puissance d'entrée de manière à satisfaire à ces conditions. De plus, son utilité est évidente du fait qu'il permet de régler la puissance de sortie.

Prenons un exemple. Supposons que l'on veuille transmettre en FM avec une puissance variable suivant les besoins, on peut procéder de la façon suivante. Pour avoir plus de 70 W de sortie, on utilisera la classe C. Pour avoir 60 W, on disposera le commutateur sur la position classe AB1, avec RF gain au maximum. Si on désire diminuer la puissance on tourne le poten-

tiomètre afin d'obtenir la sortie désirée, jusqu'à un minimum d'environ 400 mW. On pourra faire de même en SSB et en AM. En effet, il n'est pas toujours nécessaire de rayonner à puissance maximale, notamment dans le cas de QSO locaux, ce qui évite d'épuiser rapidement les lampes et de saturer les récepteurs voisins.

Le courant anodique de la QQEO3/12 est de l'ordre de 45 mA, avec et sans signal d'entrée, étant donnée la classe de fonctionnement. Le signal est prélevé sur un link afin d'adapter l'impédance de sortie à celle du câble 75 Ω RG 59 qui sert à transmettre le signal à la lampe finale.

A travers un circuit accordé, le signal à 144 MHz est appliqué, en opposition de phase, aux grilles de la QQEO6/40. On le retrouve amplifié sur le circuit anodique, puis il est transmis à l'antenne.

Une particularité réside dans la manière avec laquelle

est effectuée le fonctionnement en stand-by.

Le procédé qui consiste à couper les tensions anodiques n'a pas été retenu. Si pour la QQEO3/12 on pourrait utiliser un tel système, il est déconseillé pour la lampe finale en raison des courants et tensions élevées supportés par celle-ci. Il est en effet indiscutable qu'au moment du passage en émission, à la puissance maximale, le courant s'élève instantanément à 200 mA sous une tension de 600 V, ce qui entraîne une rapide détérioration des contacts du relais.

Il existe différents systèmes pour bloquer une lampe amplificatrice et l'un de ceux-ci consiste à appliquer aux grilles-écran, une tension négative assez élevée. Au moyen d'un relais, sur notre réalisation, en cours d'émission, on applique une tension de 150 V aux grilles de la QQEO3/12 et une tension de 250 V à celles de la QQEO6/40, alors qu'au

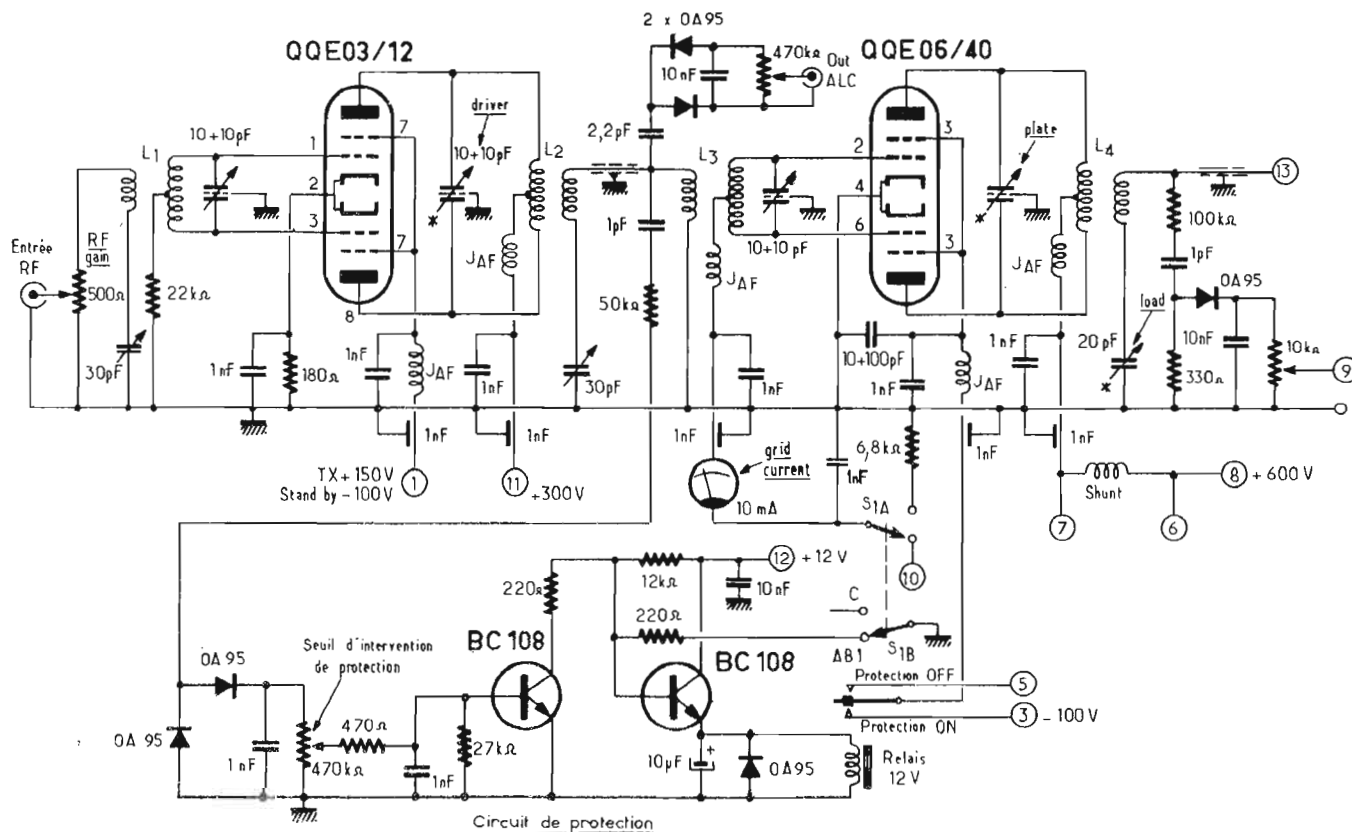


Fig. 7

moment du passage en réception, celles-ci sont polarisées négativement à - 100 V.

Une fraction du signal HF est prélevée, à l'aide d'un condensateur, sur le link d'excitation de la lampe finale, et après détection, commande l'étage ALC de l'excitateur. Celui-ci a pour rôle d'empêcher un pilotage excessif de la lampe finale, dans le fonctionnement en SSB, de manière à mettre le tube dans les meilleures conditions de fonctionnement.

A la sortie du circuit d'antenne, une diode OA 95 détecte le signal HF en une tension continue proportionnelle à l'intensité du premier dont la mesure permet de faciliter les opérations d'accord.

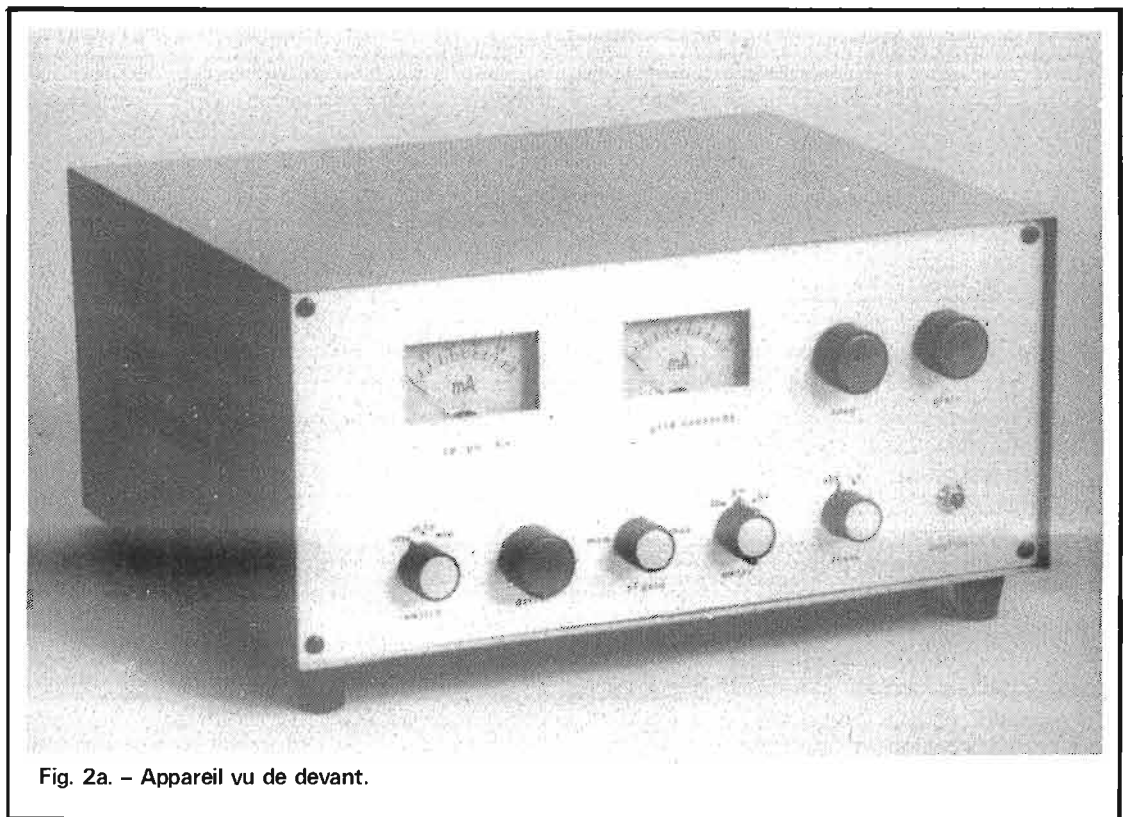


Fig. 2a. - Appareil vu de devant.

CIRCUIT DE PROTECTION

Ce circuit exige quelques explications. On sait qu'une lampe fonctionnant en classe C, doit recevoir une excitation suffisante. Pour la QQEO6/40, le minimum est de l'ordre de 3,5 mA. Le cir-

cuit de protection, comme son nom l'indique a pour rôle de rendre la lampe inactive en cas d'excitation insuffisante.

La tension positive obtenue à partir du doubleur à diodes est appliquée sur le premier BC 108 qui entre en conduction. Sur le collecteur la tension est alors à peu près nulle,

et en conséquence, la base du second BC 108 n'est pas polarisée. Ce composant est bloqué et le relais sans excitation, est à l'état de repos. La tension positive de 250 V est appliquée sur les grilles-écran de la QQEO6/40.

Si cependant la tension HF diminue sur le link de l'étage

final, le relais est excité, ce qui a pour effet d'appliquer la tension de - 100 V sur les grilles, et en conséquence, le blocage de la lampe. Ce mode de fonctionnement est valable dans le cas de l'amplification en classe C. Quand on opère en classe AB1, le relais doit toujours être non-excité. Cette

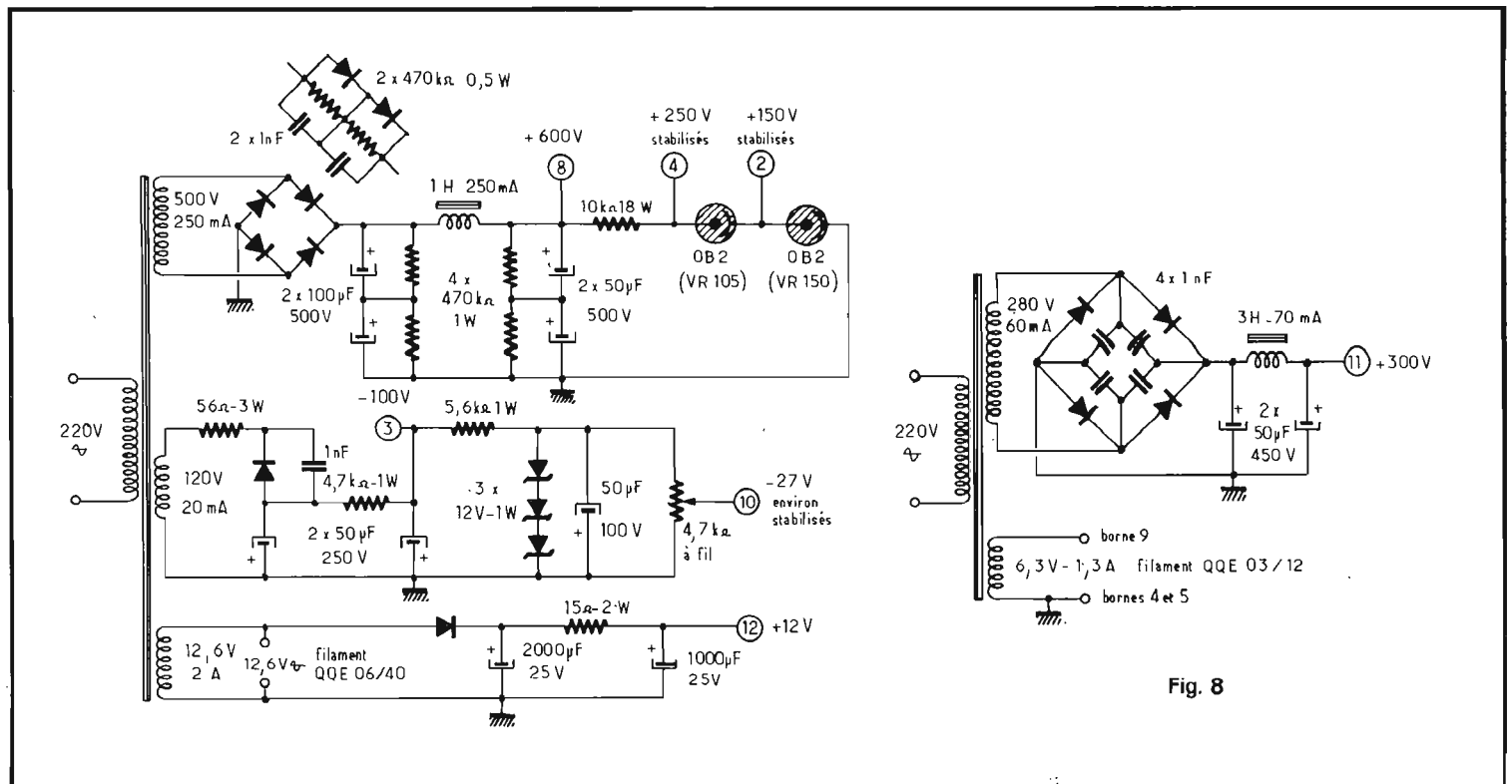


Fig. 8

condition s'obtient en reliant à la masse, à travers une résistance de 220Ω , la base du second BC 108. La dissipation sera limitée en fonction de la valeur de la polarisation négative de la grille de commande. Avec une tension de 627 V, le courant anodique, sans pilotage, est d'environ 35 mA, condition optimale pour un fonctionnement correct en classe AB1.

Le trimmer de $470 \text{ k}\Omega$ disposé à la suite du détecteur à diodes est réglé de manière que la protection intervienne dès que l'excitation descend au-dessous de 3,5 mA.

ALIMENTATION (Figure 8)

L'alimentation a été calculée pour assurer un service continu en FM ; son débit est

donc très largement suffisant pour le fonctionnement en SSB et en AM.

La haute tension est obtenue par le redressement et filtrage de la tension alternative

de 500 V fournie par le secondaire du transformateur d'alimentation. Un premier filtrage est assuré par une cellule dont la valeur réelle est de $50 \mu\text{F}$, 1 000 V. Un second

filtrage comporte une self à fer et une cellule de $25 \mu\text{F}$, 1 000 V. Ainsi, la tension de sortie est complètement débarrassée de résiduelle alternative à 1 000 Hz.

La stabilisation des tensions de grille-écran est obtenue au moyen de tubes à gaz.

Les tensions négatives exigent un enroulement séparé sur le transformateur qui délivre une tension secondaire alternative de 120 V. Celle-ci est redressée par une diode, filtrée pour une sortie à -100 V, puis stabilisée à -36 V par trois diodes zener 12 V, 1 W disposées en série.

Pour obtenir une tension négative de grille convenable, on utilise un potentiomètre, de manière à régler le courant de repos de l'étage final. Généralement, la valeur de -27 V est celle qui convient le mieux.

Un autre enroulement fournit une tension alternative de 12,6 V destinée au chauffage du filament de la QQE06/40, et une tension qui, après redressement, est utilisée pour alimenter les relais et le circuit de protection.

Un second transformateur pourvoit à l'alimentation de la QQE03/12, et la tension après redressement est de 300 V.

La sortie à 6,3 V est utilisée pour alimenter le filament de la lampe pilote et des lampes de panneau.

COMMUTATION (Figure 3)

La commutation d'antenne s'effectue au moyen d'un relais coaxial. Il est déconseillé d'utiliser un relais du type traditionnel en raison des pertes qui en résultent. Un autre relais à deux voies a été prévu pour le fonctionnement en stand-by, mais il est possible de prévoir un seul relais comportant les commutations supplémentaires. Les commutations des tensions peuvent à première vue appa-

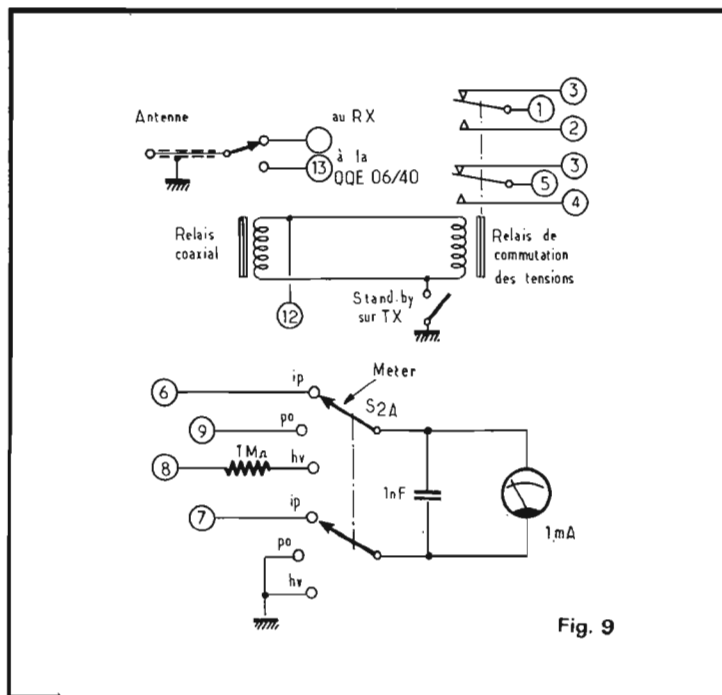


Fig. 9

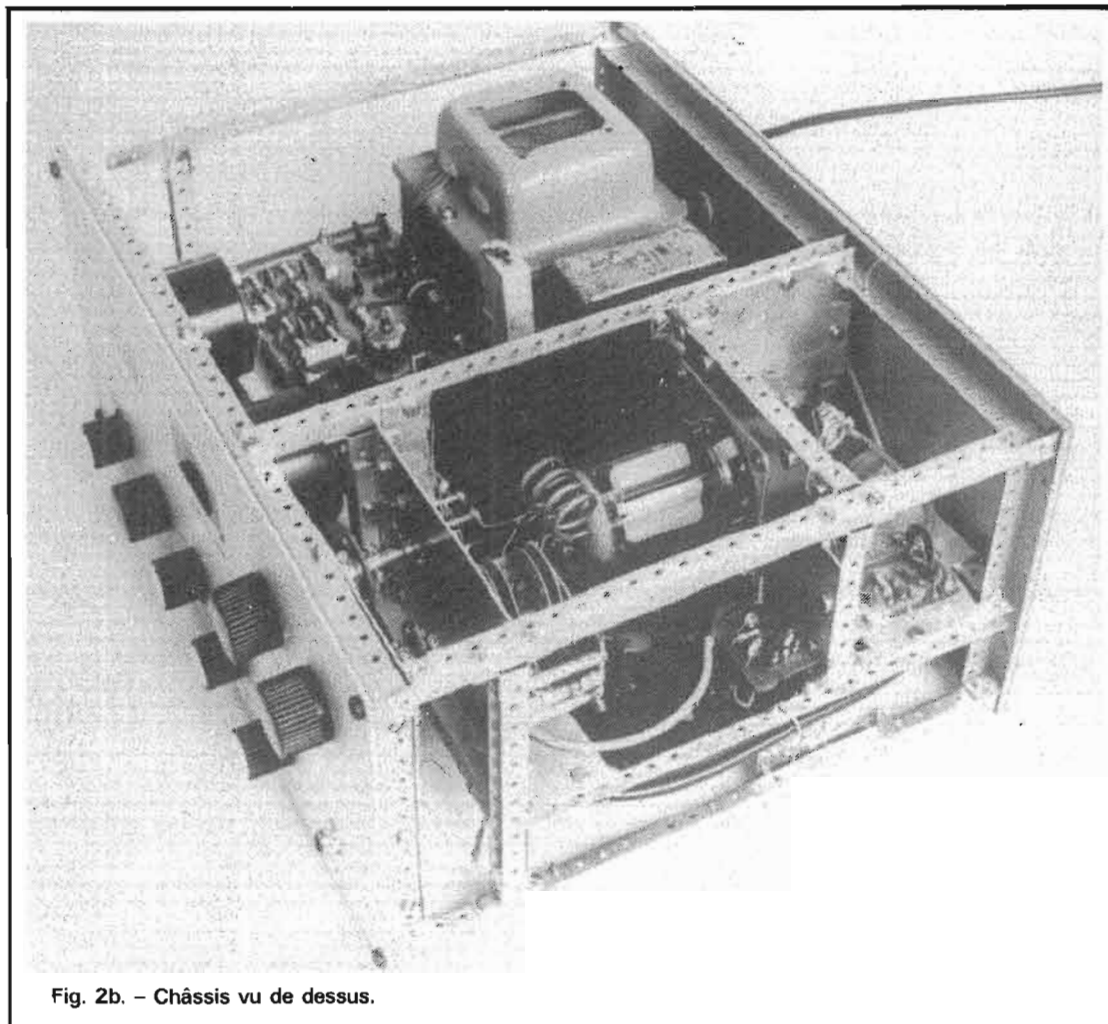


Fig. 2b. - Châssis vu de dessus.

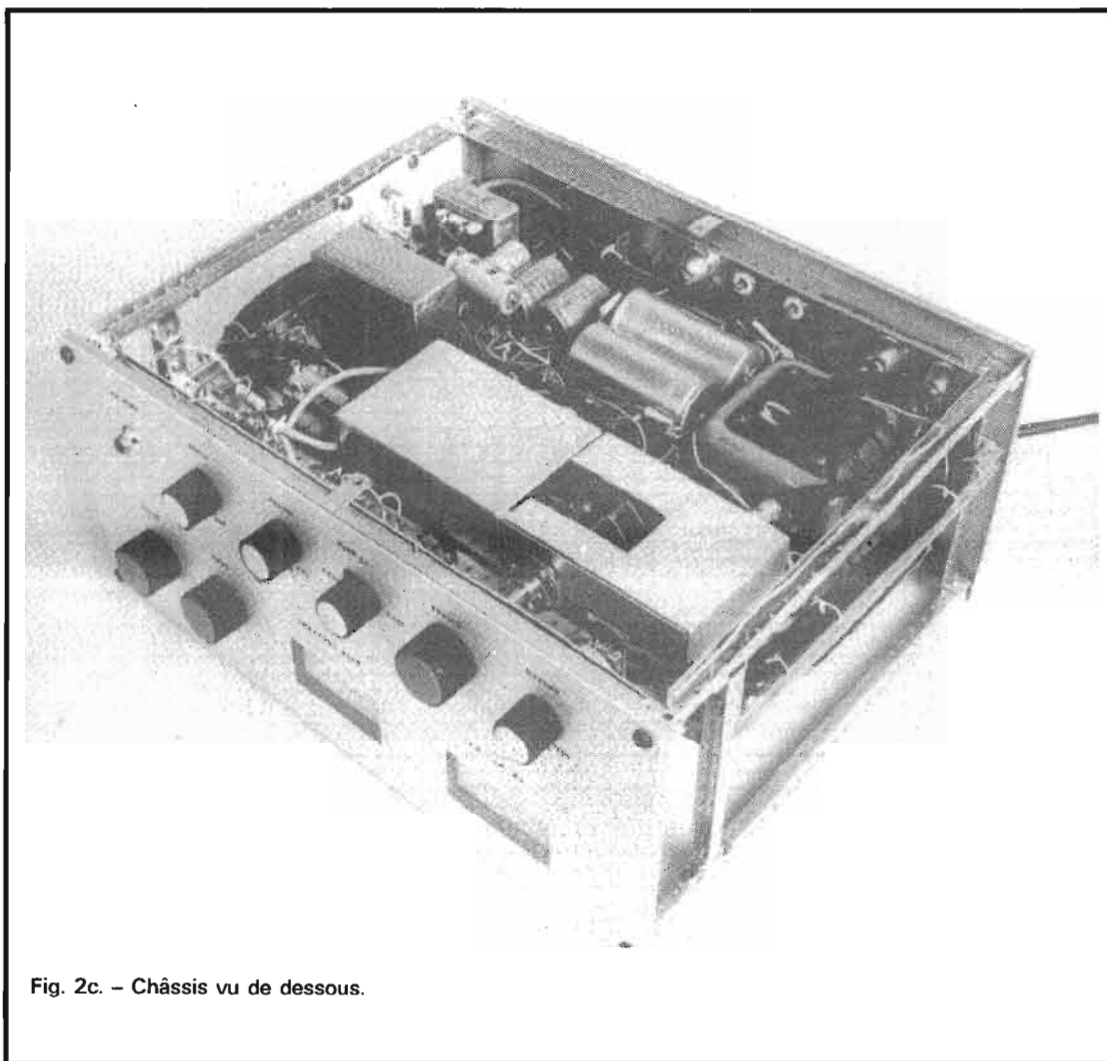


Fig. 2c. - Châssis vu de dessous.

raître compliquées en raison de la présence du circuit de protection. Un exemple peut cependant éclairer leur fonctionnement. Supposons que le commutateur de fonctions soit placé en position Classe C et que le pilotage soit insuffisant : l'interrupteur du TX actionne le relais, l'antenne est commutée et la tension positive de 150 V est appliquée aux grilles écran de la lampe pilote (lame I en contact avec la 2). Simultanément la lame 4 entre en contact avec la 5 ; en conséquence, la tension positive de 250 V se trouve sur la 5 et sur un contact du relais de protection.

Si le relais n'est plus excité (pilotage suffisant), la tension positive passe sur les grilles écran de la lampe finale et l'ensemble fonctionne régulièrement. Si au contraire, le pilotage n'est pas suffisant, le relais de protection est excité

et les grilles écran ne sont plus en contact avec la lame 5 (à + 250 V), mais avec la lame 3 (à - 100 V) ; la lampe est bloquée.

Un raisonnement analogue s'effectue dans tous les autres cas.

Les commutations de l'appareil de mesure ne nécessitent pas de commentaires. Nous recommandons seulement l'utilisation de commutateurs de bonne qualité et de veiller à ce qu'une lame ne vienne en contact avec une autre, au cours des commutations, pour éviter d'endommager l'instrument.

CONSIDERATIONS FINALES

La puissance de sortie de cet amplificateur est supérieure à 70 W en modulation

de fréquence, à environ 70 W pep en SSB, et en AM, elle est de l'ordre de 10 W. Ces caractéristiques sont excellentes pour un trafic normal sur deux mètres.

Au cours de la réalisation pratique, on observera les précautions habituelles pour éviter les rentrées H.F.

Les blindages sont absolument indispensables. Pour éviter toute interaction entre entrée et sortie, il est nécessaire de blinder avec une lamelle de laiton les parties chaudes du support de la QQEO3/12.

Le support de la lampe finale est disposé de manière que le blindage passe à hauteur du cercle visible sur la base de la lampe. Les condensateurs by-pass seront fixés à la base du châssis ; ils contribuent à éliminer les résidus HF sur les câbles d'alimentation.

En cas d'auto-oscillations,

on devra procéder au neutrodynage par les moyens habituels.

CARACTERISTIQUES DES SELFS DE LA FIGURE 7

JAF : 15 spires de fil de cuivre émaillé \varnothing 0,25 mm sur noyau de ferrite \varnothing environ 3 mm, ou tout autre type de self d'arrêt VHF.

LI : 5 spires espacées, fil argenté \varnothing 1 mm, \varnothing de l'enroulement 10 mm, link de 2 spires au centre.

L2 : 4 spires espacées, fil argenté \varnothing 2 mm, \varnothing de l'enroulement 20 mm, link 1 spire, fil argenté au centre.

L3 : 3 spires, fil argenté \varnothing 1 mm, \varnothing de l'enroulement 10 mm, link 1 spire, fil argenté au centre.

L4 : 4 spires espacées, fil argenté \varnothing 3 mm, \varnothing de l'enroulement 20 mm, link 1 spire, fil argenté, au centre.

D'après une réalisation de 15 BVH, décrite dans la revue CQ électronique, avec l'aimable autorisation de cette dernière. Adaptation F. HURE F3RH

Remarque. - Nous n'avons pas reproduit ici les plans des différents circuits imprimés, en raison de la trop grande place qu'ils occupent. Les lecteurs intéressés par cette réalisation pourront les obtenir en s'adressant directement à F3RH. Joindre enveloppe et 4 timbres à 0,80 F pour frais de photocopies.

SYSTÈME DE ROTATION ÉLECTROMÉCANIQUE POUR ANTENNES TOURNANTES

LES antennes dirigées rotatives sont très fréquemment employées, non seulement par les radioamateurs (en DX sur bandes décimétriques, ainsi que sur les gammes VHF et UHF), mais également par les passionnés de réception TV à longue distance.

Le problème réside souvent dans la commande à distance de l'orientation de l'antenne depuis la station, avec indication de la direction pour la gouverner de l'opérateur.

Certes, il existe de nombreux modèles de rotateurs commerciaux permettant d'obtenir facilement une telle commande à distance.

Mais le radioamateur aime bien souvent construire lui-même la plus grande part de ses appareils. Nous laisserons de côté ici les divers systèmes d'entraînement purement mécaniques, avec chaîne de bicyclette et autres agencements plus ou moins folkloriques. C'est un montage électromécanique, soigneusement éprouvé, qui fait l'objet de cette description.

Chez un démolisseur de voitures automobiles, on commence par se procurer un bon moteur 12 volts d'essuie-glace. Qualités essentielles : puissant et robuste ; l'encombrement importe peu.

Attention, le choix du type

du moteur est également très important. Pour plus de simplicité dans la réalisation, nous conseillons de prendre un moteur assez récent à aimant permanent ; certes, un moteur plus ancien avec inducteur et induit bobinés du type série peut également convenir... mais il faudra prévoir un pont de diodes en sup-

plément. Nous verrons cela plus loin. Ajoutons qu'un moteur avec inducteur et induit en parallèle ne convient pas.

Le type d'essuie-glace étant judicieusement choisi, on supprime le dispositif de came, de bielle et manivelle commandant les balais de l'essuie-glace proprement dit ; mais on conservera soigneusement le

système démultiplicateur (généralement vis sans fin et pignon) placé à la suite de l'axe-moteur et réduisant la vitesse de rotation.

On examine le rapport de démultiplication ainsi obtenu, et le cas échéant, il nous faudra monter un train d'engrenages démultiplicateur complémentaire ; en effet, entre l'axe du moteur proprement dit et l'axe final supportant l'antenne, il nous faut obtenir un rapport total de démultiplication de l'ordre de 1/350 à 1/400.

Bien entendu, tout cela est essentiellement une question de réalisation mécanique ; mais il est bien évident que le radioamateur qui entreprend une telle construction doit être adroit de ses mains... et un peu mécanicien.

Concernant le moteur électrique à proprement parler, avant son installation, on vérifiera l'état des balais (charbons) et le cas échéant, on en montera des neufs afin de ne pas être ennuyé par la suite pour leur remplacement.

Une seconde petite section mécanique à étudier est la suivante : l'indication de l'orientation de l'antenne est fournie par la rotation d'un potentiomètre bobiné linéaire de 1 k Ω qui tourne en même temps que le tube supportant l'antenne. Cette dernière doit évi-

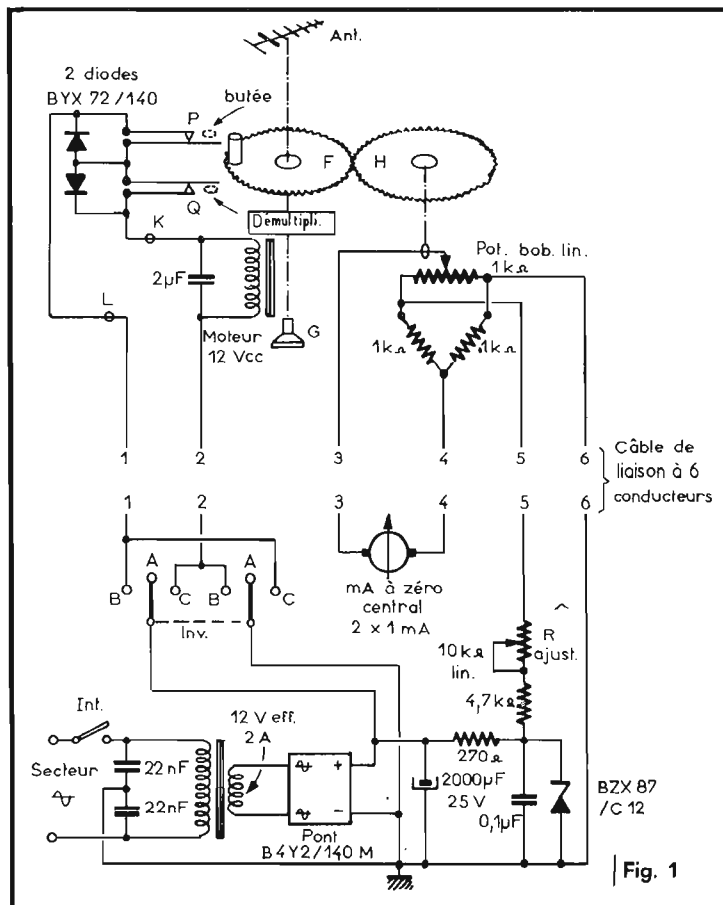


Fig. 1

déjà tourner de 360° ; or, l'angle de rotation d'un potentiomètre est moindre et varie entre 310° et 340° (selon le modèle ou la fabrication). Il est donc nécessaire de faire la commande de rotation du potentiomètre à partir de l'axe de l'antenne par l'intermédiaire d'un jeu d'engrenages légèrement démultiplicateur facile à calculer.

L'ensemble de cette réalisation électromécanique est représenté sur la figure 1.

En bas, nous avons les dispositifs d'alimentation, de commande, et l'indicateur d'orientation (le tout étant monté dans un petit boîtier métallique laissé au goût du constructeur).

En haut de la figure, nous avons tout le dispositif d'entraînement, de démultiplication, d'arrêt de fin de course, etc. qui se trouve monté dans un boîtier étanche (attention aux intempéries) et installé en haut du mât support d'antenne. Entre la sortie de l'axe démultiplié et l'antenne, un tube d'une longueur de 1 mètre suffit. Réaliser partout des fixations extrêmement robustes ; penser aux rafales de vent.

Dans la réalisation représentée sur la figure 1, nous avons prévu l'utilisation d'un moteur à aimant permanent.

La liaison électrique entre les deux sections est effectuée par un câble à 6 conducteurs sous gaine de plastique (des conducteurs de 10/10 de mm suffisent).

Examinons d'abord la constitution du boîtier de commande. L'alimentation comporte un interrupteur général **Int.** suivi d'un transformateur abaisseur de tension (secondaire 12 à 12,6 V eff. 2 A) ; le redressement est effectué par un pont type B 4Y 2/140 M (R.T.C.) avec filtrage par un condensateur de 2 000 μ F. À la sortie de ce redresseur, nous avons un inverseur **Inv.** à 3 positions : position A = arrêt ; sur les positions B et C, on applique le courant sur le moteur avec inversion des polarités d'une position par

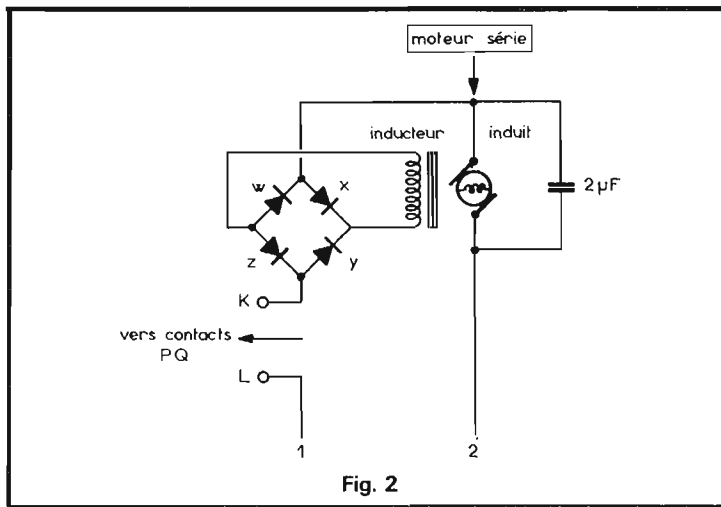


Fig. 2

rapport à l'autre, ce qui fait donc tourner le moteur soit dans un sens, soit dans l'autre (lignes 1 et 2).

Il est bien évident que la tension continue en sortie du redresseur varie selon que le moteur est alimenté ou qu'il ne l'est pas (tension plus élevée lorsque l'alimentation ne débite presque pas). Or, pour l'alimentation du circuit indicateur d'orientation, nous avons besoin d'une tension continue **stable**. En conséquence, nous avons intercalé une stabilisation à l'aide d'une diode Zener type BZX 87/C 12 régulant la tension d'alimentation appliquée au circuit indicateur (lignes 5 et 6).

Passons maintenant au boîtier supérieur assurant la rotation de l'antenne. Nous avons schématisé succinctement le moteur pour courant continu de 12 V, son système de démultiplication et l'axe supportant l'antenne (tube reposant dans une crapaudine à billes G).

Cet axe est porteur d'un plateau d'engrenage F muni d'une butée dont nous verrons l'utilité ultérieurement. L'engrenage F entraîne l'engrenage H fixé sur l'axe d'un potentiomètre bobiné linéaire de 1 k Ω et une légère démultiplication s'y trouve réalisée. En effet, nous rappelons que pendant que l'antenne effectue une rotation de 360°, l'axe du potentiomètre ne peut faire, lui que 310 à 340° selon le modèle.

Ce potentiomètre est monté en pont de Wheatstone avec deux résistances identiques (vérifiées à l'ohmmètre) de 1 k Ω chacune, et l'on applique la tension stabilisée de 12 V entre deux extrémités de ce pont (Lignes 5 et 6).

Les deux extrémités du pont (point commun des résistances de 1 k Ω et curseur du potentiomètre) aboutissent au milliampèremètre servant d'indicateur de direction (lignes 3 et 4).

Ce milliampèremètre est du type à zéro central et présente des déviations pour 2 x 1 mA ; l'aiguille est verticale (donc à zéro) lorsque le curseur du potentiomètre est exactement à mi-course. Lorsque le curseur arrive à l'une des extrémités de sa rotation, on règle la résistance ajustable de 10 k Ω du boîtier de commande afin d'obtenir la déviation totale du milliampèremètre.

Il va sans dire que le cadran du milliampèremètre sera refait et gradué selon les points cardinaux : N - NE - E - SE - S - SO - O - NO - N. Il est par ailleurs absolument évident que lors de l'installation de l'antenne proprement dite, celle-ci devra être montée et orientée en accord avec les indications fournies par le milliampèremètre.

Revenons maintenant au boîtier supérieur. Le plateau d'engrenage F comporte une butée qui, lors de la rotation, vient ouvrir l'un des contacts P ou Q (selon le sens de cette

rotation). Pratiquement, ces contacts sont montés l'un sur l'autre (et non pas l'un à côté de l'autre comme nous avons dû les représenter sur le schéma pour la clarté du dessin). Ces contacts sont dits « de fin de course » et ils sont shuntés par des diodes BYX 72/150. Lorsque la butée ouvre un contact, le courant ne passe plus (sens de non-conduction de la diode) et le moteur s'arrête ; il faut manœuvrer l'inverseur **Inv.** pour faire redémarrer le moteur dans l'autre sens, le courant passant alors par la diode (sens de conduction).

Sur la figure 2, nous avons représenté les modifications à apporter au câblage électrique du moteur proprement dit lorsque celui-ci est du type série (inducteur et induit bobinés en série). Un redresseur en pont comportant quatre diodes w, x, y et z doit être ajouté conformément au câblage indiqué par le schéma (4 diodes de type BYX 72/150).

Examinons le fonctionnement de ce dispositif. Lorsque le pôle (+) est appliqué à la ligne 1, le courant circule dans le sens suivant : ligne 1, contacts P Q, diode y, inducteur, diode w, induit et ligne 2.

Par contre, lorsque le pôle (+) est appliqué à la ligne 2, le courant circule comme suit : ligne 2, induit, diode x, inducteur, diode z, contacts P Q et ligne 1.

En conséquence, nous remarquons que l'inducteur est toujours parcouru par un courant de même sens, tandis que le sens du courant s'inverse dans l'induit uniquement. Ce qui se traduit évidemment par un renversement de la rotation du moteur.

La réalisation pratique de ce rotateur d'antenne est finalement assez simple pour être conduite avec succès par quiconque sait travailler les métaux et effectuer des brasures.

Roger A. RAFFIN
F 3 AV