

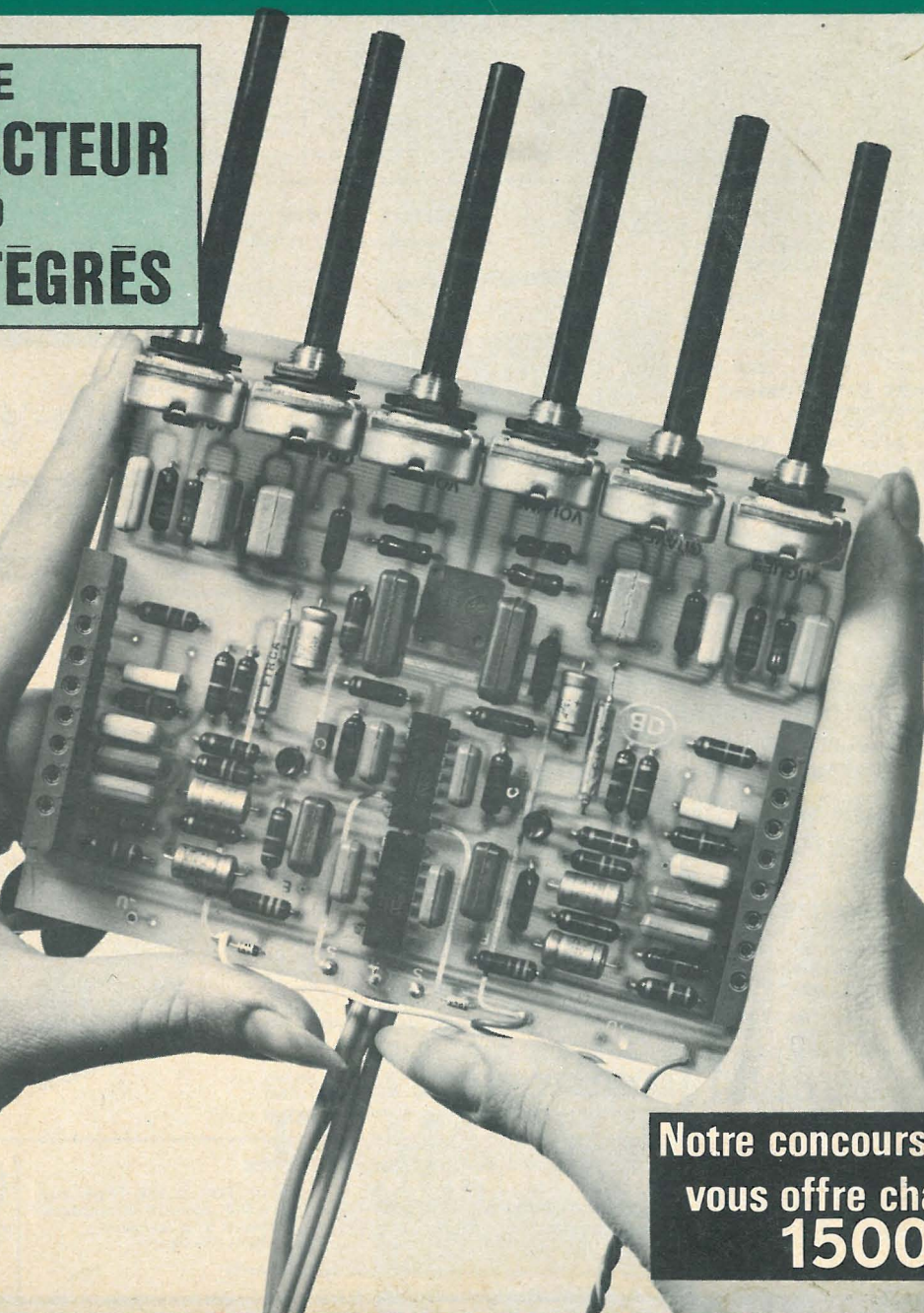
N° 301 - DÉCEMBRE 1972

2,50 F

Radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR
DE RADIO DE TÉLÉVISION
ET D'ÉLECTRONIQUE

RÉALISEZ CE
PRÉAMPLI-CORRECTEUR
STÉRÉO
À CIRCUITS INTÉGRÉS



Notre concours permanent
vous offre chaque mois
1500 F. de prix

Radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR
DE RADIO DE TELEVISION
ET D'ELECTRONIQUE

Revue mensuelle paraissant le 25 de chaque mois

SOMMAIRE N° 301 DÉCEMBRE 1972

SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

Société anonyme au capital de 1 950 000 F.

PRÉSIDENT-DIRECTEUR-GÉNÉRAL
DIRECTEUR DE LA PUBLICATION
Jean-Pierre VENTILLARD

SECRÉTAIRE GÉNÉRAL DE RÉDACTION
André EUGÈNE

SECRÉTAIRE DE RÉDACTION
Jacqueline BERNARD-SAVARY

DIRECTION - RÉDACTION
ADMINISTRATION
2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris
Tél. : 202.58.30

ABONNEMENTS
2 à 12, rue de Bellevue - Paris-19°

FRANCE : 1 an 26 F
ETRANGER : 1 an 32 F

C.C.P. 31.807-57 LA SOURCE
Pour tout changement d'adresse,
envoyez la dernière bande
accompagnée de 1 F en timbres

PUBLICITÉ
J. BONNANGE
44, rue Taitbout - Tél. : 874.21.11

TIRAGE DU PRÉCÉDENT NUMÉRO
52.540 exemplaires



Copyright © 1972
Société Parisienne d'Édition

NOTRE COUVERTURE :

Dans la rubrique
Réalisation des modules
Radio-Plans :
Un préampli correcteur
stéréo à circuits intégrés.



NOTRE GRAND CONCOURS PERMANENT

- 15 Règlement et résultats du concours de Septembre 1972
- 16 1^{er} prix d'Août 1972 : Interphone automatique
- 18 2^e prix d'Août 1972 : Synchroniseur pour projecteur de diapos.

RÉALISATION DES MODULES RADIO-PLANS

- 20 Préamplificateur correcteur stéréo à circuits intégrés

HAUTE FIDÉLITÉ

- 30 Les modules AM-FM Infra
- 34 Filtre à 3 voies Amtron

MESURES

- 52 Le générateur BF O-R778
- 54 Multimètre électronique à haute impédance

BANCS D'ESSAI

- 26 Le transceiver Midland 1 W modèle 13.710

BF

- 40 Réglage automatique à l'enregistrement

MUSIQUE

- 47 Dispositifs spéciaux pour orgues électroniques

GADGETS

- 37 Interrupteur crépusculaire

ÉMISSION - RÉCEPTION

- 66 Émetteur de 20 watts pour la bande des 40 mètres
- 70 Émetteur 30 W - 28 MHz
(Troisième partie : Les préamplis et le générateur d'appel)

RADIO - TV

- 60 Nouveaux montages radio TV BF

- 74 Nouveautés et informations
- 77 Courrier des lecteurs

NOTRE GRAND CONCOURS PERMANENT

● RÈGLEMENT

1. Tout lecteur ou abonné de Radio-Plans peut participer à ce concours gratuit.
2. Ce concours porte sur la réalisation de montages électroniques facilement reproductibles par un amateur et utilisant du matériel courant. Ces appareils devront être une œuvre personnelle et les concurrents devront les avoir expérimentés.
3. Les participants devront nous adresser : le bon de participation qu'ils trouveront en bas de page ou le recopier, dûment rempli, une description du montage proposé, son fonctionnement et son emploi; le ou les schémas et si possible les plans de câblage. En cas d'utilisation de circuits imprimés joindre le dessin des connexions gravées et l'implantation des composants; une attestation sur l'honneur précisant qu'il s'agit d'un montage personnel n'ayant jamais fait l'objet d'une publication antérieure; des photos de l'appareil réalisé.
4. Les documents, le bon de participation rempli ou recopié et l'attestation doivent être adressés avant le 15 décembre 1972, le cachet de la poste faisant foi.
5. La liste des gagnants sera publiée dans notre numéro de janvier 1973, paraissant le 25 décembre 1972.
6. Les réalisations seront jugées par un jury compétent.
7. Les prix, d'un montant total de 1 500 F, seront répartis comme suit :

● 1 ^{er} prix	500 F
● 2 ^e prix	300 F
● 3 ^e prix	200 F
● 5 prix de 100 F	500 F

Toutefois, le jury se réserve le droit de modifier cette répartition des prix dans le cas où il estimerait qu'il lui est impossible, sans faire preuve d'injustice, de départager les gagnants selon la distribution prévue.

8. Après une première sélection, il sera demandé aux concurrents de nous envoyer pour essai, leur maquette qui leur sera retournée après vérifications.
9. Les textes, schémas, photographies, même non primés, deviendront propriété de Radio-Plans et ne seront pas retournés. Il ne sera pas accusé réception des envois. Il est donc inutile de joindre un timbre pour la réponse.
10. Le seul fait de participer au concours implique l'acceptation de ce règlement.

● FAISONS LE POINT

Remercions tout d'abord le nombre croissant de lecteurs qui nous envoient leurs réalisations.

En effet, si nous avons pu constater une certaine timidité au début de notre concours, nous constatons avec joie que les participants sont de plus en plus nombreux.

Vous aussi, n'hésitez pas; tous les montages sont accueillis avec un égal plaisir.

Il n'est pas nécessaire d'avoir réalisé un ensemble compliqué et d'une esthétique irréprochable pour prétendre gagner un de nos prix.

Les petites réalisations, souvent astucieuses, sont dignes d'intérêt et nous vous encourageons à les envoyer. Vos suggestions et vos critiques sont toujours les bienvenues, vos photographies d'identité également, car elles contribueront à faire connaître les réalisateurs méritants.

Peut-être serez vous bientôt dans la liste de nos gagnants... sinon, persévérez; vos efforts finiront bien par être récompensés.

Une fois de plus, merci à tous.

LA RÉDACTION.

● LES GAGNANTS DE SEPTEMBRE 1972

- | | |
|--|--|
| ● 1 ^{er} prix : 500 F :
Louis BRAGUIER , 49240 Avrillé
(Comment brancher un magnétoscope sur une TV à lampes.) | ● 5 ^e prix : 100 F :
Dominique JAEGER , 92310 Sèvres
(Chronomètre d'agrandissement.) |
| ● 2 ^e prix : 300 F :
Alain RUDAZ , 1213 Onex (Suisse)
(Dé électronique). | ● 6 ^e prix : 100 F :
Bernard MEUNIER , 95 Cormeilles
(Injecteur de signal VHF et BF.) |
| ● 3 ^e prix : 200 F :
Gérard JEUNE , 91600 Savigny-sur-Orge
(Calcul et réalisation d'un tuner FM). | ● 7 ^e prix : 100 F :
Joël ROBERT , 04200 Sisteron
(Générateur de bruit blanc). |
| ● 4 ^e prix : 100 F :
Michel SIZAIRE , 6110 Montigny-le-Tilleul (Belgique)
(Feux clignotants pour vol de nuit.) | ● 8 ^e prix : 100 F :
M. DIETSCHY , 01660 Mézériat
(Dispositif pour augmenter la sensibilité d'un récepteur.) |

BON DE PARTICIPATION - CONCOURS DÉCEMBRE 72

CONCOURS PERMANENT DES MONTAGES AMATEURS

NOM :

PROFESSION :

ADRESSE :

ATTESTATION

Je certifie sur l'honneur que l'appareil présenté par moi au concours de Radio-Plans est une étude strictement personnelle.

Signature :

INTERPHONE AUTOMATIQUE

L'INTERPHONE décrit ci-après présente la particularité de n'exiger aucune action manuelle pour inverser le sens de la liaison. Cette inversion est effectuée automatiquement par la parole, de manière entièrement statique.

Au repos, aucune liaison n'est établie. Dès que l'on parle devant l'un des deux postes, celui-ci est automatiquement commuté en émission, l'autre en réception. Le système de commande de ce dernier est alors bloqué.

I. — FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique de la figure 1 représente le montage complet.

Supposons que l'on parle devant le haut-parleur (1).

Les tensions produites à ses bornes sont amplifiées par le préamplificateur (A) et appliquées au travers du circuit de blocage (B) à l'amplificateur de puissance. Le circuit de blocage est ouvert et laisse passer les signaux. Ces signaux font basculer le dispositif à seuil (C) qui ouvre la voie (F)-(G) du dispositif de commutation.

Cette ouverture dure tant que l'on parle devant le haut-parleur, et persiste un certain temps après l'arrêt de la parole, grâce au circuit de temporisation (D).

Les signaux de sortie de l'amplificateur de puissance sont donc appliqués sur le haut-parleur (2). La liaison est bien établie de (1) vers (2). Le circuit de blocage (B') commandé en même temps que la commutation (E) arrête les signaux venant du haut-parleur (2), ceci, pour éviter une entrée en oscillation de tout le système, qui, sans cela serait bouclé. Quelques secondes après que l'on cesse de parler devant le poste (1), l'on peut répondre en parlant devant (2), le processus de commutation est le même.

II. — SCHEMA

Il est représenté figure 2.

1) Préamplificateur

Il est réalisé au moyen d'un amplificateur opérationnel, Q1, μ A709. L'entrée est connectée en mode différentiel, ce qui élimine toute possibilité d'inductions sur la ligne. Les corrections de l'amplificateur et les faibles capacités d'entrée (0,22 μ F) déterminent une bande passante réduite (500 à 5 000 Hz) nécessaire à une bonne intelligibilité. Une bande passante élargie dans les graves n'amènerait que des bruits et résonances parasites dus aux haut-parleurs.

2) Circuit de blocage

Il est constitué d'un transistor T1, BC177, monté en émetteur commun. Lorsque la voie est ouverte, le point (B) est à + 13 V, la diode (D) est bloquée et le transistor est polarisé normalement. Lorsque la voie est fermée, (B) est à - 13 V et T1 est énergiquement saturé par R, ce qui relie les deux sorties à la masse (point (C)).

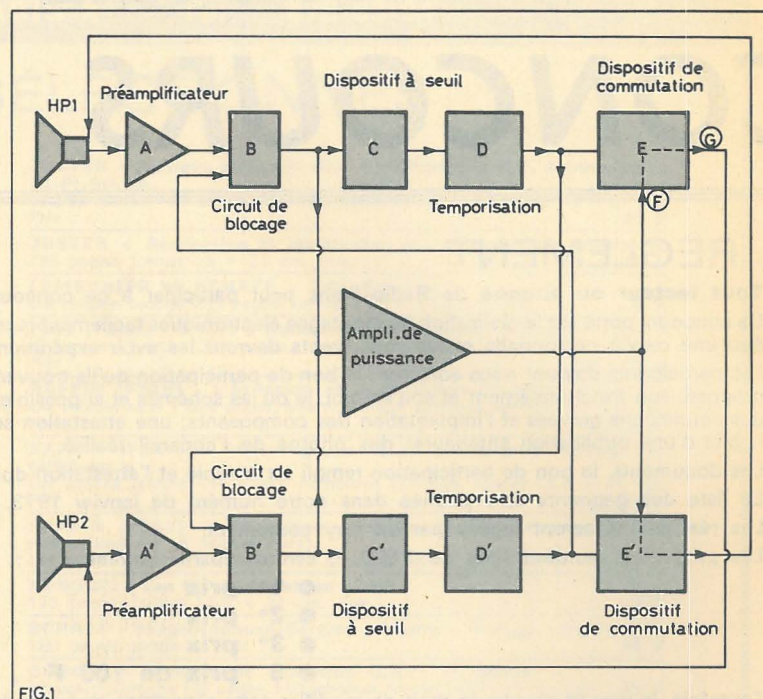


FIG.1

3) Dispositif à seuil

Il s'agit d'un comparateur, réalisé avec un autre μ A709 (Q2). En l'absence de tout signal sur l'entrée (+), le comparateur délivre + 13 V à sa sortie. (L'entrée (-) est portée à - 0,6 V par le pont de deux résistances). Lorsqu'un signal supérieur à 0,6 V apparaît sur l'entrée (+), le comparateur bascule et délivre - 13 V à la sortie. Le potentiomètre P règle le niveau de ce signal et, par la même, le niveau sonore nécessaire pour effectuer la commutation.

4) Temporisation

A chaque fois que le comparateur Q2 bascule, il charge C1 avec une constante de temps très faible. C1 se décharge dans R2 et R3 avec une constante de temps plus longue. Q3 monté en comparateur (μ A709) délivre - 13 V tant que la tension aux bornes de C1 est supérieure à - 1,3 V. Q3 délivre + 13 V à la sortie quelques secondes après l'arrêt de la parole.

5) Dispositif de commutation

Il est constitué de deux photorésistances que l'on éclaire lorsque l'on veut établir la liaison. Pour cela, T2 (BD138) commande une lampe 60 V 5 W.

Celle-ci éclaire deux LDR03.

Ce mode de commutation appelle une remarque :

— dans l'obscurité, les photorésistances présentent une résistance de 10 M Ω environ, on peut considérer que le circuit est bien ouvert. Lorsqu'elles sont éclairées, elles présentent chacune une résistance de l'ordre de 15 Ω . Pour rendre cette résistance résiduelle inopérante, l'on a choisi un haut-parleur de 600 Ω . La puissance perdue dans les photorésistances n'est alors que de 5 % (les deux photorésistances ne font que 30 Ω). Leur dissipation est réduite à 0,1 W, ce qui est acceptable.

Le choix d'un haut-parleur de 600 Ω présente en outre l'avantage de s'accommoder de lignes très longues (plusieurs km en fil de 0,5 mm de diamètre).

6) Amplificateur et alimentation

Leurs schémas n'appellent que peu de commentaires. L'amplificateur dont l'impédance de sortie est de 100 Ω est suivi d'un transformateur qui porte son impédance à 600 Ω — TRS64 — (rapport $\approx 1/2,45$). Il délivre environ 4 W.

L'alimentation est des plus simples, du fait du faible débit exigé par l'amplificateur qui est alimenté en 48 V.

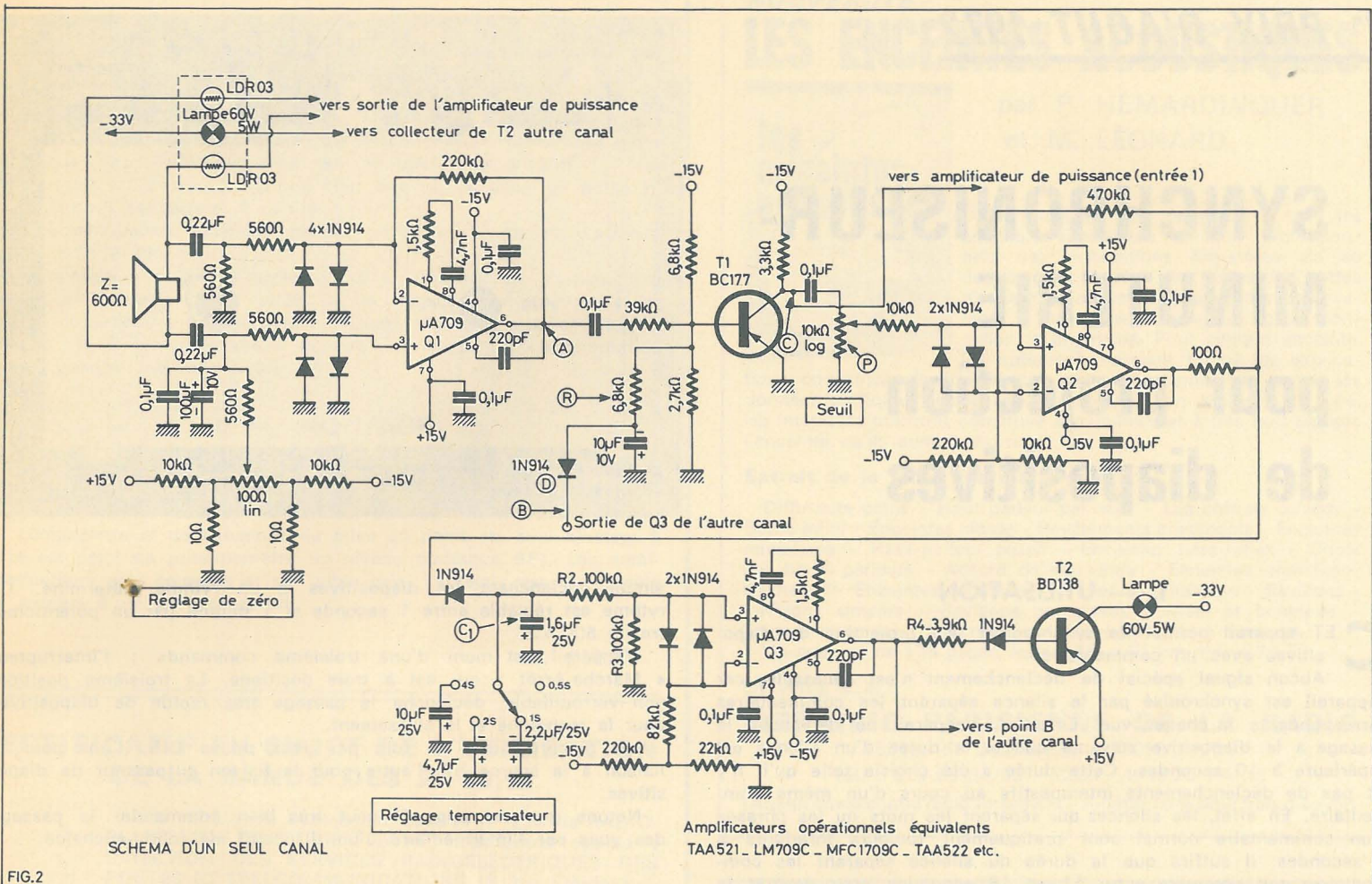


FIG. 2

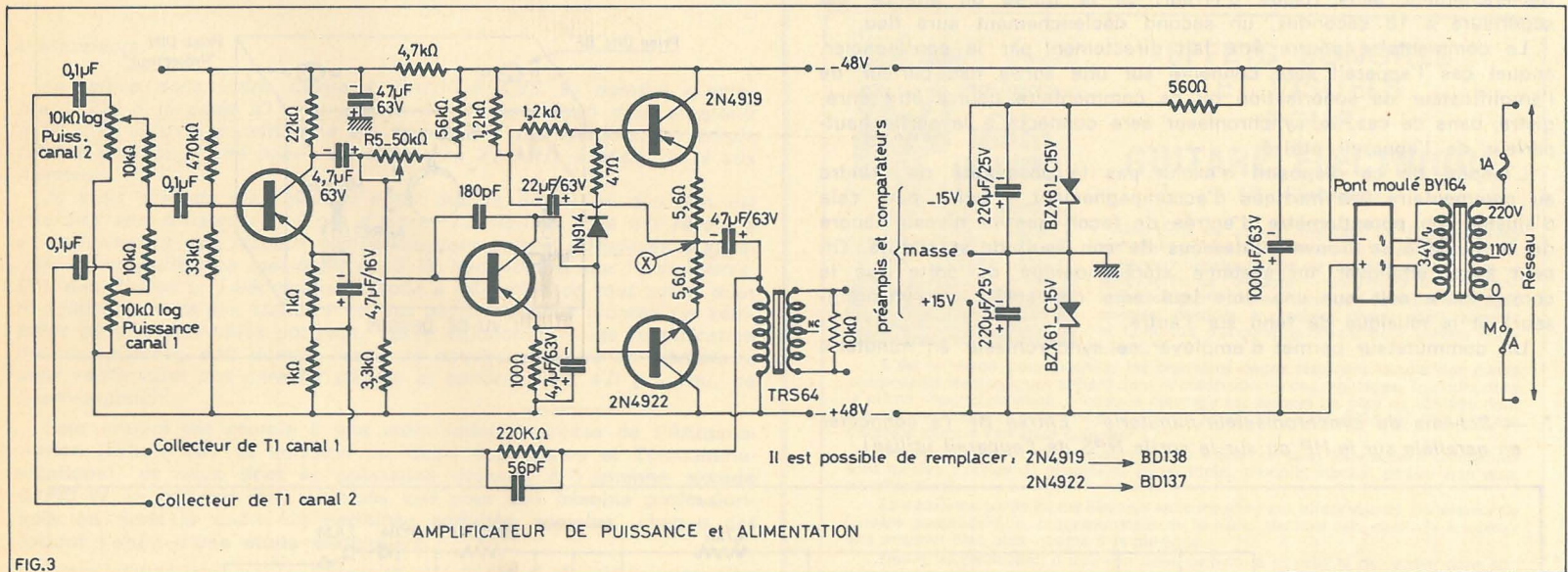


FIG. 3

III. — REALISATION

1) L'ensemble est actuellement réalisé

sous forme de maquette sur des plaquettes à cosses. La réalisation définitive pourra être faite sur circuits imprimés.

Les haut-parleurs de 600 Ω, peu courants, seront constitués d'un HP 2,5 Ω associé à un transformateur TRS12 (la prise médiane n'est pas reliée). Le transformateur de sortie sera un TRS64, à moins que l'on ne modifie un TRS12 moins encombrant. Les photoresistances seront placées à 10 mm de la lampe. Le tout sera enfermé dans un boîtier étanche à la lumière. On peut, bien entendu, remplacer ce dispositif par un relais. Dans ce cas, on le branchera à la place de la lampe. Pour un relais de 1 300 Ω environ, T2 sera

un BC177 et R4 fera 8,2 kΩ. Il sera pourvu de deux contacts travail, chacun remplaçant une photoresistance. Une diode 1N914 sera reliée aux bornes de la bobine, cathode côté collecteur.

2) Réglages

- Préamplificateurs : on agira sur « Réglage de zéro » de manière à avoir une tension nulle sur la sortie du μA709 Q1 — point (A) — par rapport à la masse.

- Amplificateur de puissance : on réglera R5 de manière à avoir 24 V entre le point (X) et le + 48 V.

C. FARGIER

II. — DESCRIPTION TECHNIQUE

Le montage comprend une base de temps génératrice d'impulsions à deux transistors (BC116 et BC108) commandant un relais par l'intermédiaire d'un BC143.

Lorsque l'appareil est commuté sur synchroniseur, cette base de temps est réglée sur 10 secondes et est maintenue bloquée lorsque des tensions BF attaquent le BC108 (1).

Lorsque l'appareil fonctionne en minuterie, le BC108 (1) est hors circuit et la base de temps peut être réglée avec un potentiomètre entre 1 seconde et 1 minute.

Un potentiomètre ajustable permet de régler le niveau d'attaque BF du BC108 (1).

L'alimentation se fait à partir d'une tension de 24 V disponible sur le projecteur (CFOM 2025 — la plupart des projecteurs de qualité possèdent une prise basse tension). Cette tension est redressée et filtrée par résistances et condensateurs. La consommation de cet appareil est très faible.

III. — MONTAGE

Le montage est réalisé sur une petite plaquette de bakélite cuivrée fixée dans une boîte en aluminium de faibles dimensions. Le montage ne présente pas de difficultés du fait du nombre restreint de composants et de l'absence de mise au point (le seul ajustage à faire est celui du potentiomètre de niveau d'attaque BF). Les semi-conducteurs sont courants et de faible prix. Le relais est un modèle de surplus à un contact-travail.

P. LEGRAY

RECTIFICATIF AU SUJET DE L'UTILISATION DE LA BANDE DES 27 MHz

A la suite de la description, dans le N° 299 de RADIO-PLANS, d'un EMETTEUR 3 W HF, nous avons reçu de la DIRECTION DES SERVICES RADIOELECTRIQUES DES POSTES ET TELECOMMUNICATIONS (5, rue Froidevaux, PARIS-4°), la lettre suivante :

« Messieurs,

Je relève dans votre Revue « RADIO-PLANS », numéro d'octobre 1972, à la page 30 et à propos de la description d'un émetteur 3 W H.F. dont la construction est proposée à vos lecteurs, un article faisant mention d'une bande de fréquence 27 MHz « accordée » aux Amateurs.

Je vous prie de bien vouloir noter que la bande en question est interdite aux Amateurs qui ont d'autres possibilités. Elle est réservée essentiellement aux réseaux radioélectriques privés, composés d'appareils d'une puissance maximale de 3 W homologués par l'Administration des Postes et Télécommunications à l'exclusion de tout autre, pour des liaisons entre une station fixe, des postes mobiles montés sur véhicules ou des ensembles portatifs. Toute adjonction, toute modification de ces appareils doit donner lieu à de nouveaux essais en laboratoire pour vérification des caractéristiques et confirmation, s'il y a lieu, de l'homologation.

Leur emploi est soumis à une autorisation expresse de l'Administration (article L87 et suivants du Code des Postes et Télécommunications), et ceux dont la puissance délivrée à l'antenne excède 0,050 W ne peuvent être autorisés que pour des besoins professionnels ou dans le cadre de certaines activités sociales, chaque cas faisant l'objet d'une étude particulière.

Votre article précise la nécessité de l'accord de l'Administration mais il est hors de doute que l'émetteur une fois construit sera utilisé.

Aussi vous serais-je obligé, pour éviter d'accroître les perturbations de la bande en cause par la profération d'émissions non autorisées, de bien vouloir publier le présent rectificatif.

Veillez agréer, Messieurs, l'assurance de ma considération distinguée.

P^r L'Ingénieur Général
Directeur des Services Radioélectriques
L'ingénieur

M. MOUTTE

Nous signalons à nos lecteurs que la bande réservée aux amateurs, la plus proche, est celle de 28 à 29,7 MHz, mais son emploi est toujours subordonné à l'homologation et à la délivrance d'une licence par le ministère des P.T.T.

LA REDACTION

NOUVEAUTÉ

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

par P. HÉMARDINQUER
et M. LÉONARD



Cet excellent livre permettra à tous les amateurs utilisateurs et aux professionnels des installations hifi-stéréo de se documenter à fond sur toutes les sortes d'enceintes acoustiques existants actuellement : classiques, modernes, conventionnelles et originales. Pour chaque enceinte, les auteurs fournissent toutes les explications concernant le fonctionnement des enceintes et toutes les données pratiques permettant leur construction. Grâce à ce livre, les intéressés pourront construire eux-mêmes et à très bon compte l'enceinte qu'ils auront choisie.

Extrait de la table des matières :

Diffuseurs plans - Haut-parleur panneau - Les coffrets ouverts - Baffle infini - Enceintes closes - Revêtements absorbants - Enceintes miniatures - Haut-parleur passif - Enceintes bass-reflex - Choix des haut-parleurs - Accord de l'enceinte - Enceintes omnidirectionnelles - Enceintes tubulaires - Baffles exponentiels - Pavillons - Pavillons simples - Pavillons complexes - Murs et colonnes - Tuyaux sonores - Labyrinthes - Haut-parleurs à conques.

Un ouvrage de 176 pages, format 15 x 21 cm. Prix : 26 F.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, - 75019 PARIS

Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi)



EFFETS SONORES ET VISUELS POUR GUITARE ÉLECTRIQUE (B. Fighiera)

Une fois de plus, l'intention de l'auteur, avec cet ouvrage, est de permettre à tous, et en particulier aux petits groupes ou formations musicales — selon le terme consacré — de s'initier à la technologie de l'électronique en réalisant quelques montages simples, destinés à produire divers effets sonores et lumineux d'accompagnement pour guitare électrique.

C'est la raison pour laquelle, les premières pages résument le rôle des divers composants électroniques entrant dans la réalisation de ces montages. Toujours dans le même esprit d'initiation, à chaque montage est associé un plan de câblage dont il suffit de s'inspirer pour mener à bien la réalisation, sans difficulté. Cet ouvrage s'adresse donc à l'amateur débutant.

Les principales « tortures électroniques » que l'on peut faire subir à la musique sont traitées : boîtes de distorsion, guitar tripler, trémolo, vibrato, pédale waa waa, réverbération.

La deuxième partie de cet ouvrage est consacrée aux effets visuels, générateur de lumière psychédélique, programmateur de lumière, stroboscope, destinés à donner une ampleur bien plus vivante à la musique.

Quant au particulier, il trouvera dans ce livre la possibilité de recréer dans son intérieur l'ambiance moderne des discothèques.

Un volume de 96 pages, sous couverture 4 couleurs, pelliculée
Prix : 12 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, PARIS (X^e) - Téléphone : 878.09.94
C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour la Belgique :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
127, avenue Dailly - BRUXELLES 1030 - C.C.P. 670.07
Tél. : 02/34.83.55 et 34.44.06 (Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

ÉTUDES ET RÉALISATIONS PRATIQUES DES MODULES



NOUS avons proposé dans notre n° 299 la réalisation d'un module amplificateur de forte puissance et d'une alimentation symétrique.

Le module de puissance étant équipé de semiconducteurs Motorola, nous avons pensé qu'il était logique de lui associer un module préamplificateur utilisant également des composants actifs de cette société.

Le préamplificateur entrant dans le cadre de cette étude est basé sur l'emploi de deux circuits intégrés MC 1303 L.

PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR STÉRÉOPHONIQUE A CIRCUITS INTÉGRÉS

Le schéma de principe de la figure 1 montre une voie du préamplificateur stéréophonique, utilisant deux 1/2 MC1303L montés en amplificateur de tension.

L'impédance d'entrée du premier MC1303L est approximativement égale à R1, c'est-à-dire 820 kΩ. Dans le cas d'une utilisation avec une cellule magnétique, l'impédance de celle-ci étant de l'ordre de 50 kΩ, il y aurait une mauvaise adaptation si on entraînait directement sur l'entrée non inverseuse (5) du circuit intégré. Pour pallier cet inconvénient, on charge l'entrée par une résistance RT de 47 kΩ et on applique le signal à la patte n° 5 du CI par un condensateur C1/0,22 μF.

Le condensateur C5 détermine la réponse aux fréquences élevées, donc la fréquence de coupure. Sa valeur peut être comprise entre 680 pF et 2 nF, nous avons choisi une valeur minimale de 1 nF.

LES CONTRE-REACTIONS

A. — Contre-réaction RIAA

La courbe d'égalisation de la contre-réaction RIAA est donnée à la figure 2. La courbe à l'enregistrement d'un disque étant l'inverse, la somme des deux donne une réponse plate identique à une contre-réaction linéaire.

A l'enregistrement, les fréquences élevées sont amplifiées pour réduire les bruits et la faible inertie du burin graveur. Les basses fréquences sont atténuées pour éviter les importantes pénétrations du burin.

Cette contre-réaction sélective est obtenue grâce aux éléments R3, C3, R4, C4.

Aux fréquences basses, l'impédance prédominante est celle de la résistance R4/750 kΩ. Lorsque la fréquence augmente, vers 50 Hz, la réactance du condensateur C4 en parallèle avec R4 commence à diminuer l'impédance du réseau C4-R4.

Le condensateur C4 ayant une valeur nominale de 5,6 nF, nous pouvons calculer sa réactance à 50 Hz :

$$Z (\Omega) = \frac{1}{C\omega} \text{ avec } \omega = 2 \pi f$$

$$= 2 \pi \times 50 = 314$$

$$Z = \frac{1}{314 \times 5,6 \cdot 10^{-9}}$$

$$(5,6 \text{ nF} = 5,6 \cdot 10^{-9} \text{ Farad})$$

$$Z \neq \frac{1}{1760 \cdot 10^{-9}} \neq \frac{1 \cdot 10^9}{1760}$$

$$\neq 570\,000 \Omega \text{ soit } 570 \text{ k}\Omega.$$

La mise en parallèle de R4 et de C4 nous donne comme valeur résultante :

$$\frac{R4 \cdot Z4}{R4 + Z4} = \frac{570 \times 750}{570 + 750} \neq 320 \text{ k}\Omega.$$

Valeur bien inférieure à celle de R4/750 kΩ.

A environ 1 kHz, l'impédance du réseau R4-C4 est faible comparée à R3/51 kΩ et nous obtenons ainsi la fréquence charnière, soit le 0 dB de la figure 2.

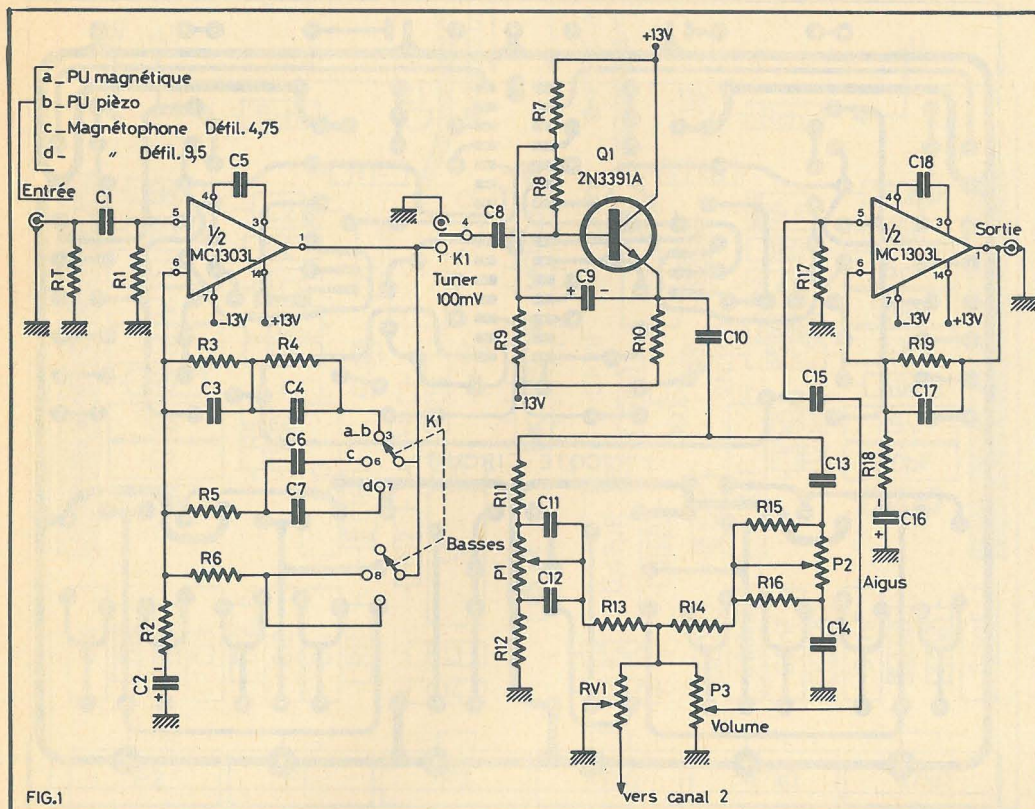


FIG.1

Comme la fréquence croît, la réactance du condensateur C3 commence à shunter R3, diminuant ainsi l'impédance résultante du réseau R3-C3.

En effet, à 2 kHz, la réactance de C3 est de :

$$Z (\Omega) = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1,5 \cdot 10^{-9} \times 2 \cdot 10^3}$$

$$= \frac{1}{18,84 \cdot 10^{-6}} \text{ soit } \frac{1 \cdot 10^6}{18,84}$$

$$Z (\Omega) \approx 50 \text{ k}\Omega.$$

Soit la mise en parallèle de R3-C3 :

$$\frac{R3 \cdot C3}{R3 + C3} = \frac{51 \cdot 50}{51 + 50} \approx 25 \text{ k}\Omega.$$

B. — Contre-réaction NAB

Lors de l'utilisation du préamplificateur avec un magnétophone, la contre-réaction sélective utilisée est du type NAB. La courbe sélective est celle de la figure 3, en fait nous y trouvons deux courbes, la première correspondant à une vitesse de défilement de 4,75 cm/s et la seconde à la vitesse 9,5 cm/s.

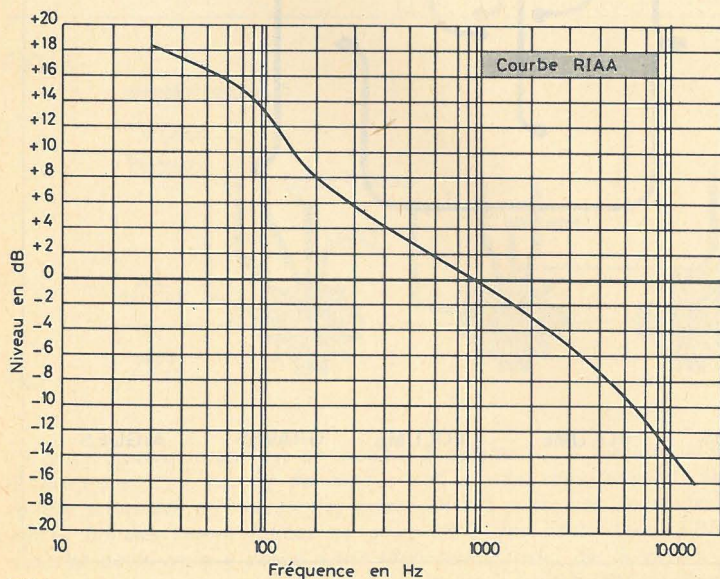


FIG.2

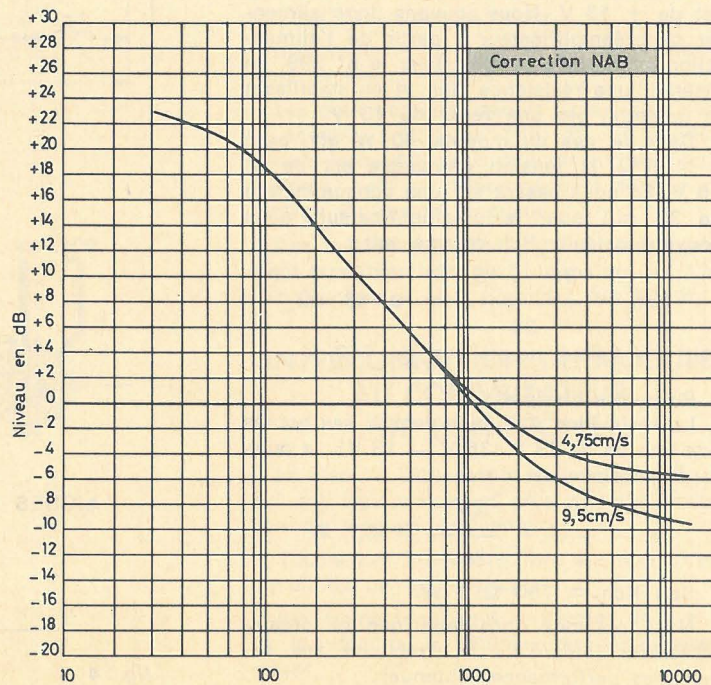


FIG.3

Dans le premier cas, nous avons en contre-réaction les branches R5-C6 avec R6 en parallèle, dans le second R5-C7 avec en parallèle R6.

Il est conseillé pour ces réseaux de contre-réaction d'employer des résistances et des condensateurs dont la tolérance n'excède pas $\pm 5\%$ afin de suivre au mieux les courbes théoriques RIAA et NAB.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DE CE PREMIER ETAGE

- Gain en tension à 1 kHz : 34 dB (50).
- Distorsion harmonique : 0,1 %.
- Admissibilité max à l'entrée à 1 kHz : 100 mV eff.
- Signal de sortie (pour 100 mV eff. à l'entrée à 1 kHz) : 5 V eff.

L'ETAGE EMETTEUR FOLLOWER

Pour l'étage émetteur follower, c'est la contre-réaction créée par R10 qui procure une impédance d'entrée élevée.

C'est à ce niveau que nous trouvons la prise d'entrée « tuner », le signal étant appliqué à la base du transistor Q1/2N3391A par un condensateur C8/3,3 nF.

Le condensateur C9/2 μ F détermine la coupure aux fréquences basses de l'ordre de 20 Hz.

Pour une impédance d'entrée typique de 2,5 M Ω et une fréquence de coupure de 20 Hz, le condensateur C8 a une valeur nominale de 3,3 nF.

Le signal de sortie disponible sur l'émetteur de Q1 est transmis par un condensateur C10/1 μ F au contrôle de tonalité.

LE CONTROLE DE TONALITE

Le signal en sortie de Q1 est transmis aux deux réseaux des contrôles de tonalité « graves » et « aigus ».

Les résistances R13 et R14 recueillent le signal et isolent les correcteurs. Elles ont une valeur égale au 1/10^e de la résistance du potentiomètre. Leur point commun est relié à l'extrémité du potentiomètre de volume ainsi qu'à l'extrémité d'un ajustable RV1 monté en balance.

L'action des correcteurs graves et aigus est de ± 15 dB.

L'ETAGE AMPLIFICATEUR DE TENSION

Cet étage est identique à celui d'entrée, excepté qu'ici la contre-réaction est linéaire, les réseaux RIAA et NAB étant remplacés par une résistance de 51 k Ω (R19).

Le condensateur C17/100 pF en parallèle sur R19 est utilisé pour réduire le bruit de l'amplificateur aux fréquences élevées.

La résistance R17/51 k Ω détermine l'impédance d'entrée de cet étage.

CARACTERISTIQUES DE CET ETAGE

- Gain en tension à 1 kHz : 40 dB (100).
- Signal max de sortie : 5 V eff.
- Bande passante à -1 dB : 16 Hz à 60 kHz.

L'ALIMENTATION SYMETRIQUE

Chaque circuit intégré consomme environ 15 mA.

La tension d'alimentation de ce module est de ± 13 V. Nous pouvons donc alimenter ce préamplificateur à partir de l'alimentation symétrique publiée dans le n° 299, en insérant une résistance Rch et en stabilisant le potentiel par une zéner de 13 V.

Dans le cas du module 60 W eff. avec $Z = 8 \Omega$, la tension demandée est de ± 36 V. En nous basant sur une consommation de 30 mA pour le préamplificateur, nous pouvons calculer Rch comme suit :

$$R_{ch} = \frac{36 - 13}{30} = 0,766 \text{ k}\Omega$$

soit une valeur normalisée de 750 Ω .

Puissance dissipée :

La résistance Rch maintient à ses bornes une tension de 23 V (36 V - 13 V), la puissance dissipée est donc :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{23^2}{750} \approx 0,7 \text{ W}$$

Soit Rch = 750 Ω /1 W.

Nous pouvons considérer que ce préamplificateur intégré lie la simplicité aux excellentes performances obtenues.

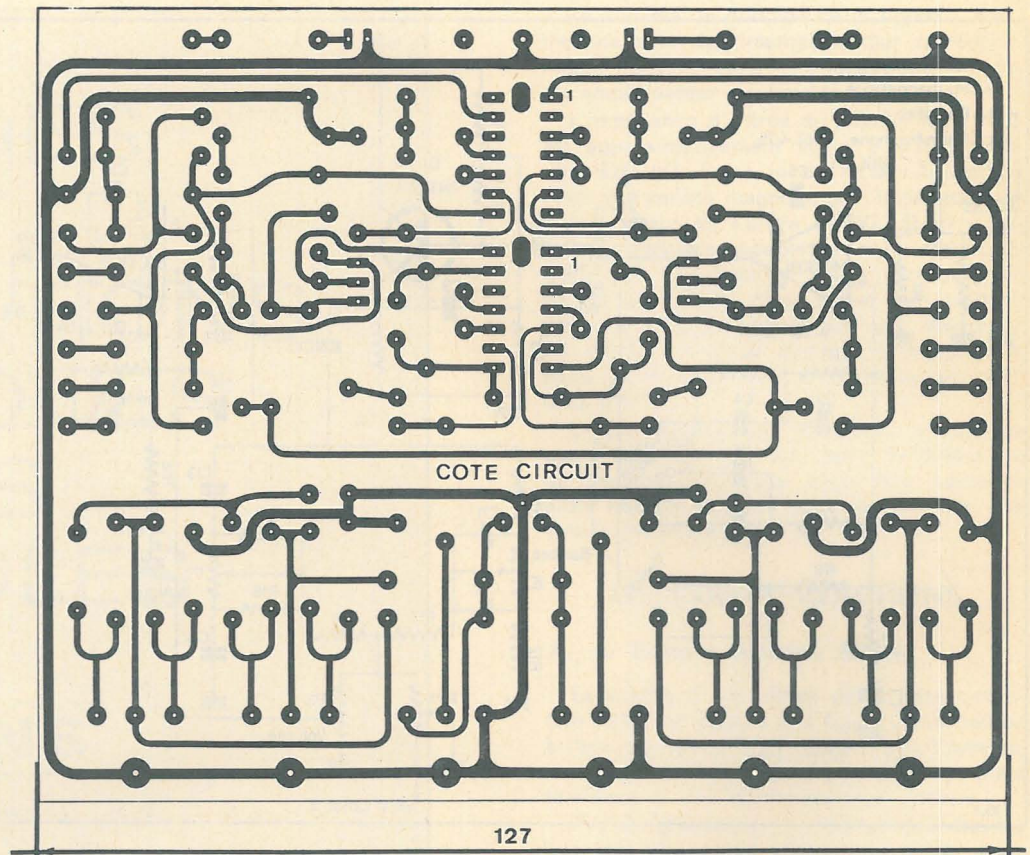


fig. 4 a

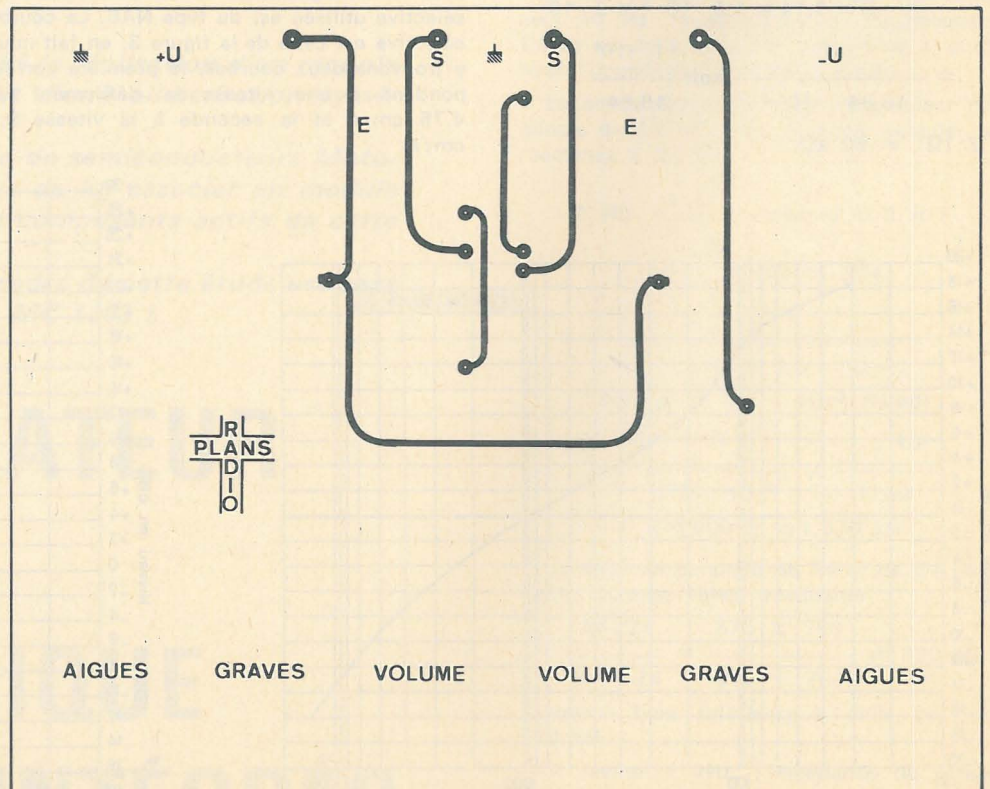


fig. 4 b

REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME

Comme pour les études précédentes, le circuit imprimé est donné à l'échelle 1 aux figures 4 (a) et 4 (b).

Il s'agit d'un double face qui ne présente pas de difficulté de gravure. Ce circuit peut facilement être transposé en simple face en réalisant les quelques liaisons, côté composants, par des fils isolés.

Les courants circulant dans les liaisons cuivrées étant très faibles, les pistes peuvent être très fines, dans notre cas elles sont de 0,8 mm, excepté pour la masse où la largeur de bande est de 1,27 mm.

Toutes les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm. Pour les circuits intégrés, les transistors et les zénors, celles-ci sont coupées pour éviter les courts-circuits.

Les 6 pastilles de \varnothing 4 mm permettent de fixer une petite équerre destinée à maintenir les potentiomètres directement soudés sur le stratifié.

Tous les perçages sont effectués avec un foret de 0,8 mm, pour les circuits intégrés (pastilles coupées) la surface cuivrée n'étant pas très importante, il est plus prudent d'utiliser un foret de 6/10.

Avant de commencer le câblage du circuit, bien désoxyder le cuivre en le frottant avec un tampon du genre Jex afin que la soudure adhère immédiatement, ce qui est indispensable pour la survie des 2 circuits intégrés.

CABLAGE DU MODULE

Le module étant stéréophonique, nous avons à gauche les composants repérés par leur symbole électrique, en fonction du schéma de principe de la figure 1 et, à droite, ces mêmes composants avec les indications des valeurs nominales.

L'interconnexion du module au commutateur de fonctions peut être assurée soit par des connecteurs FRB réf. : K8/508/F/D, soit par des picots à souder.

Bien veiller à l'orientation des semiconducteurs et des chimiques.

Les potentiomètres seront fixés à une petite équerre métallique (fig. 6) et soudés, suivant le module, soit directement au circuit imprimé, soit par l'intermédiaire de fils de câblage de courte longueur.

Ces mêmes potentiomètres peuvent également être fixés hors du CI, dans ce cas, l'interconnexion se fera avec des fils blindés.

INTERCONNEXION DU MODULE AU COMMUTATEUR DE FONCTIONS

Le plan de câblage est donné figure 7, ce qui est plus simple et plus compréhensible que de longues explications.

Toutes ces interconnexions se feront avec du blindé de faible section.

Les connecteurs sont numérotés de 1 à 8, ce qui facilite le câblage du commutateur rotatif.

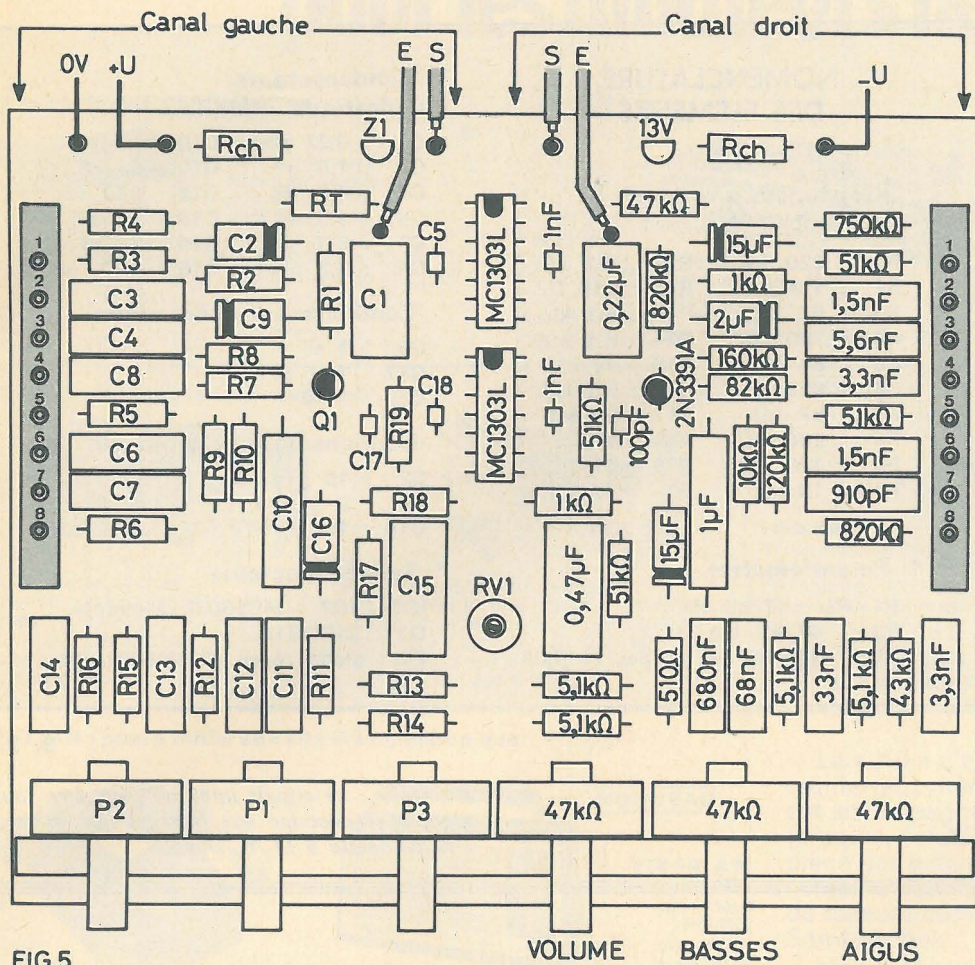


FIG. 5

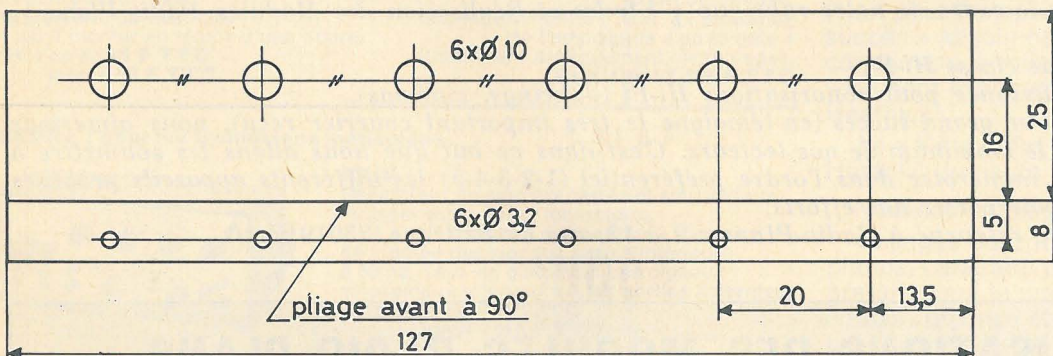


FIG. 6

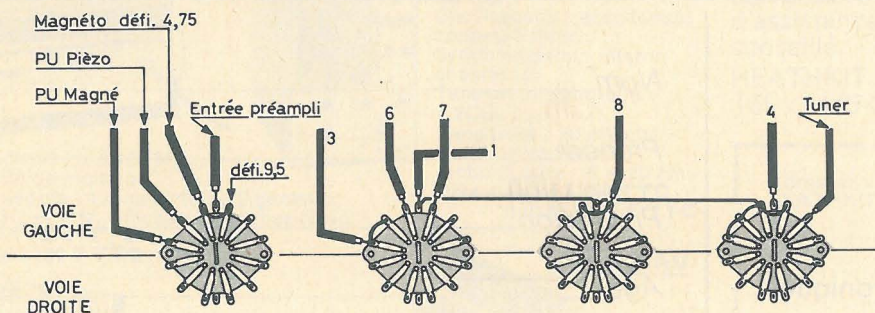


FIG. 7

Le commutateur rotatif est un modèle 4 galettes — 2 circuits — 5 ou 6 positions. Les tresses de masse des blindés des entrées, seront reliées ensemble au niveau des prises DIN. Les tresses de masse des autres blindés seront reliées au point n° 2 des connecteurs FRB. Le câblage de la voie « droite » est identique à celui de la voie « gauche », en commençant le câblage à droite pour l'entrée PU magnétique, et ainsi de suite.

MISE EN SERVICE DU MODULE PREAMPLIFICATEUR

Le câblage étant terminé et vérifié, appliquer la tension symétrique ± 13 V. La faible consommation autorise l'alimentation du module à partir de piles standards de 4,5 V, soit 3 piles en série pour une tension, et au total 6 piles pour obtenir $\pm 13,5$ V.

Placer les potentiomètres graves et aigus à mi-course (position linéaire) et les potentiomètres de volume au maximum.

Injecter un signal de 2,5 mV à 5 mV de fréquence 1 000 Hz à l'entrée PU magnétique et observer l'amplitude du signal en sortie avec un oscilloscope.

Si on ne dispose pas d'un bi-courbe, procéder par tâtonnements en ajustant RV1 de façon que les deux sinusoides aient la même amplitude aux sorties des deux canaux.

Cet ajustable RV1 n'est en fait qu'une balance et peut très bien servir comme tel si on dispose ce potentiomètre sur la face avant de l'amplificateur.

Raccorder les sorties de ce préamplificateur aux modules amplificateurs proposés dans le n° 299.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

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

R1 : 820 k Ω .	R11 : 5,1 k Ω .
R2 : 1 k Ω .	R12 : 510 Ω .
R3 : 51 k Ω .	R13 : 5,1 k Ω .
R4 : 750 k Ω .	R14 : 5,1 k Ω .
R5 : 51 k Ω .	R15 : 43 k Ω .
R6 : 820 k Ω .	R16 : 5,1 k Ω .
R7 : 82 k Ω .	R17 : 51 k Ω .
R8 : 160 k Ω .	R18 : 1 k Ω .
R9 : 120 k Ω .	R19 : 51 k Ω .
R10 : 10 k Ω .	RT : 47 k Ω .

* Potentiomètres

P1, P2 : 47 k Ω lin.
P3 : 47 k Ω log.
RV1 : 100 k Ω lin. au pas de 5,08.

* Condensateurs au plastique métallisé

C1 : 0,22 μ F.	C10 : 1 μ F.
C3 : 1,5 nF.	C11 : 68 nF.
C4 : 5,6 nF.	C12 : 680 nF.
C6 : 1,5 nF.	C13 : 3,3 nF.
C7 : 910 pF.	C14 : 33 nF.
C8 : 3,3 nF.	C15 : 0,47 μ F.

* Condensateurs céramique

C5 : 1 nF.
C17 : 100 pF.
C18 : 1 nF.

* Condensateurs chimiques

C2 : 15 μ F/6 V.
C9 : 2 μ F/16 V.
C16 : 15 μ F/6 V.

* Semiconducteurs

IC1 - IC2 : MC1303L Motorola.
Q1 : 2N3391A.
Z1 : diode zéner 13 V/500 mW.

B. D.

Nota : Le circuit imprimé peut être fourni percé et découpé aux lecteurs qui en feront la demande à M. B. Duval.

NOUS venons de proposer dans le cadre de notre rubrique « Etudes et Réalisation des Modules Radio-Plans », deux appareils :

— Amplificateur modulaire de classe Hi-Fi.

— Amplificateur de forte puissance pour sonorisations Hi-Fi (dancings, cinémas).

Ces deux études ayant remporté un grand succès (en témoigne le très important courrier reçu), nous aimerions pour les numéros à venir, intéresser le maximum de nos lecteurs. C'est dans ce but que nous allons les soumettre à un petit questionnaire. Il suffira de numéroter dans l'ordre préférentiel (1-2-3-4-5) les différents appareils proposés afin que nous sachions vers quelle voie porter nos efforts.

Ce questionnaire devra nous être retourné à Radio-Plans : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

ÉTUDES ET RÉALISATIONS DES MODULES RADIO-PLANS

ORDRE PRÉFÉRENTIEL (1-2-3-4-5)

- | | |
|--------------------------|--|
| <input type="checkbox"/> | Pupitre de mixage |
| <input type="checkbox"/> | Tuner FM stéréo |
| <input type="checkbox"/> | Amplificateur à filtre électronique
3 voies |
| <input type="checkbox"/> | Boîte de trucages sonores
(distorsion, réverbération, vibrato...) |
| <input type="checkbox"/> | Horloge électronique |

Nom _____

Prénom _____

Profession _____

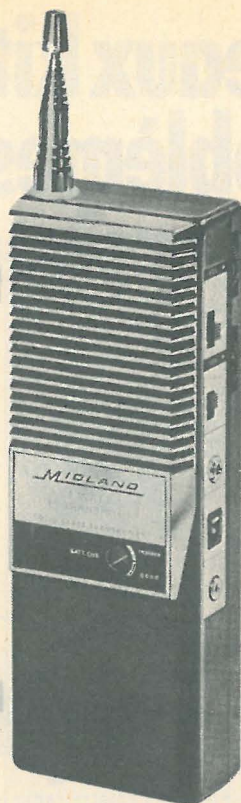
Age _____

Adresse _____

Code postal _____

Ville _____

Les bancs d'essai de Radio-Plans



LE TRANSCEIVER MIDLAND IW MODÈLE 13.710

LES CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

L'émetteur-récepteur Midland, 13-710, homologué par les Postes et Télécommunications sous la référence 897 P-P est du type 1 W. Il comprend 11 transistors et 1 diode pour les circuits d'émission et réception. Le circuit de silence encore appelé « squelch » comporte 2 transistors.

La présentation de l'appareil se fait sous la forme d'un boîtier en tôle d'acier gris dont les dimensions sont les suivantes : largeur 75 mm, hauteur 235 mm, épaisseur 50 mm. Une housse de cuir est fournie avec l'appareil.

Le haut-parleur incorporé d'un diamètre de 6,5 cm fait à l'émission office de microphone. Sur le côté, il faut remarquer :

- une prise d'écouteur d'oreille pour l'écoute confidentielle ;
- une prise pour l'alimentation extérieure en 12 V ;
- une prise pour la recharge de batterie cadmium-nickel ;
- le commutateur à glissière sélectionnant les 3 canaux ;
- le contacteur du signal d'appel ;
- le potentiomètre de volume avec en bout de course le contacteur arrêt-marche ;
- le potentiomètre dosant l'efficacité du circuit de silence.

Sous le haut-parleur à droite, se trouve placé le galvanomètre indiquant l'état des piles incorporées à l'émetteur-récepteur.

Sur le dessus du coffret se trouvent :

- une prise pour antenne extérieure (il peut s'agir d'une antenne de toit ou de voiture du type 1/4 d'onde à impédance de 50 Ω) ;
- une antenne télescopique de 13 brins. Celle-ci a une longueur déployée de 1,42 m.

Les fréquences d'utilisation sont les suivantes :

- 27,320 ou 27,330 MHz ;

- 27,340 MHz ; 27,380 MHz ; 27,390 MHz ; 27,400 MHz.

L'appareil qui nous a été livré pour l'étude et le banc d'essai est équipé d'un quartz émission de 27,320 MHz.

L'alimentation intérieure de l'appareil se fait par 8 piles de 1,5 V, c'est-à-dire en 12 V ou par un bloc de batterie rechargeable au cadmium nickel de 12 V. La référence de ce bloc est BC20-112.

L'alimentation extérieure peut se faire par un bloc fabriqué par Midland fonctionnant sur 110 ou 220 V et sortant 12 V. La référence de ce bloc est : AL5007.

L'antenne incorporée d'une longueur de 1,42 m peut être remplacée par une antenne courte de Midland réf. : AR501 et AC401.

La stabilité en fréquence est de $\pm 0,005$ %. Celle-ci est déterminée par un quartz d'émission.

Le récepteur, dont l'oscillateur local est contrôlé par quartz est du type super-hétérodyne.

L'appareil est livré avec un écouteur d'oreille, la housse et la notice en français, chose plutôt rare pour un appareil fabriqué au Japon ! Son poids est de 750 g.

La portée peut être de 5 à 8 km, selon le terrain, les obstacles, les conditions climatiques. En se servant du Midland 13-710 en station fixe et mobile, cette portée peut être largement augmentée : lors du banc d'essai « sur le terrain », nous vérifierons donc ces affirmations.

LA MISE EN ŒUVRE DU MIDLAND 13-710

Le transceiver 13-710 se met en œuvre de la façon suivante :

— Ouvrir le couvercle arrière et insérer 8 piles type bâton, par exemple des R65 Leclanché, en observant avec soin les polarités et vérifier que les piles soient bien en place.

— Déployer l'antenne complètement avant la mise en place.

— Tourner le bouton « ON/OFF et volume » vers la droite. L'appareil est alors prêt à fonctionner. Le volume sonore est à régler à sa convenance.

Cet appareil est équipé d'un contrôle de squelch hautement efficace, monté sur le côté du boîtier, qui réduit les bruits de fond et autres interférences indésirables au minimum entre les appels. En réglant le contrôle de squelch, faire attention à ne pas trop réduire le signal d'appel.

Cet appareil est équipé d'un commutateur pour fonctionner sur 3 canaux. Un jeu de quartz sur la fréquence 27,320 est installé dans l'appareil. Des quartz supplémentaires peuvent être montés pour les deux autres canaux.

Comment recevoir un appel automatique :

- a) Tourner le bouton « ON-OFF » vers « ON ».
- b) Mettre le bouton d'appel sur « OFF ».
- c) L'appareil est alors en position pour recevoir un signal d'appel d'un autre poste.
- d) Quand un autre poste envoie un signal d'appel (sur le même canal), on l'entend par le haut-parleur de votre appareil.
- e) Ensuite, pour communiquer avec l'autre poste, pousser le bouton « PUSH-TO-TALK » et parler dans le microphone.

Comment envoyer un appel automatique :

- a) Tourner le bouton « ON-OFF » vers « ON ».
- b) Mettre le bouton d'appel sur « ON ».
- c) Appuyer sur le bouton « PUSH-TO-TALK ».
- d) L'appareil transmet alors le signal d'appel.
- e) Après avoir transmis le signal d'appel, remettre le bouton d'appel sur « OFF » et écouter votre correspondant que vous avez appelé. Pour parler à l'autre poste, il faut mettre le bouton d'appel de votre appareil sur position « OFF ». Lorsque la communication est terminée, ne pas manquer de tourner le bouton « ON-OFF » à « OFF » et de rentrer l'antenne.

LES émetteurs-récepteurs du type portatif peuvent pratiquement être classés dans 2 catégories : la première entre dans la catégorie des jouets, la seconde plus sérieuse est celle des professionnels. Le transceiver 1 watt fabriqué par MIDLAND, et référencé 13.710 fait partie de cette dernière. Cet appareil est parfaitement utilisable pour des liaisons sûres à moyenne distance (≤ 10 km) par des forestiers, des sportifs, des techniciens de chantier. Cette liste non exhaustive donne une idée des multiples utilisations du MIDLAND 1 watt 13.710.

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHEMA

(fig. 1)

A. — Nous analysons d'abord la partie RECEPTION

Les signaux HF, dans la bande des 27 MHz sont captés par l'antenne fouet d'une longueur de 1,42 m ou par une antenne extérieure à l'appareil. Un circuit accordé par une capacité de 20 pF met en évidence les signaux qui sont dirigés par un enroulement secondaire vers le transformateur haute-fréquence. Celui-ci constitue le circuit accordé d'entrée du récepteur. Le condensateur C1/30 pF règle le primaire du transformateur. Le secondaire permet l'injection des signaux HF sur la base du transistor d'entrée TR1/2SA341B monté en amplificateur HF en émetteur commun. La base de TR1 est polarisée à partir de la ligne de CAG par la résistance R1/6,8 k Ω , découplée à la masse par un condensateur C2 de 5 nF. L'émetteur de TR1 a son potentiel fixé par une résistance R2/1 k Ω découplée par le condensateur C2 de 5 nF.

Amplifiés par TR1, les signaux HF se retrouvent aux bornes du primaire d'un transformateur de liaison. Le primaire est accordé par C4/45 pF. Afin d'éviter tout couplage par l'alimentation — 12 V, il est placé en série avec le primaire, une cellule RC constituée de R3/1 k Ω et C5/5 nF.

Le transistor mélangeur TR2/2SA341B reçoit par le secondaire du transformateur HF de liaison les signaux venant de l'amplificateur HF d'antenne TR1. Il faut remarquer qu'ici le transistor est monté en base commune et les signaux venant de TR1 sont donc appliqués sur l'émetteur de TR2.

Cet émetteur a son potentiel fixé par une résistance de 1 k Ω découplée par un condensateur C5 de 20 nF. La base de TR2 est polarisée par un pont diviseur de tension constitué des résistances R5/150 k Ω et R6/56 k Ω et reçoit par un condensateur C7/10 nF les signaux issus de l'oscillateur local.

L'oscillateur local met en œuvre un transistor TR5/2SA103 monté en couplage collecteur-base par un quartz. La base du transistor TR5 est polarisée par le pont diviseur

de tension R14/57 k Ω et R15/47 k Ω . L'émetteur reçoit l'habituelle cellule de stabilisation constituée de R16/1 k Ω et C17/5 nF. Dans le circuit collecteur, on trouve le primaire d'un transformateur HF accordé sur la fréquence engendrée soit ici 26,865 MHz si l'on a un quartz à l'émission de 27,320 MHz. Nous avons en effet satisfait à l'équation suivante :

$$\begin{aligned} - F_{\text{antenne}} &= F_{\text{oscillateur local}} + F.l. \\ - 27,320 \text{ MHz} &= 26,865 \text{ MHz} + \\ &0,455 \text{ MHz.} \end{aligned}$$

Un enroulement secondaire transmet les signaux issus de l'oscillateur local vers la base du transistor TR2 via C7/10 nF. L'étage TR5 est alimenté en — 12 V par une cellule de découplage constituée de la résistance R17/3,3 k Ω et C19/5 nF.

Dans le collecteur de TR2, se trouve mise en évidence la fréquence intermédiaire ici de 455 kHz. Un condensateur C8 de 20 nF découple à la masse le point froid du primaire du premier transformateur FI/IFT-A.

Le secondaire du 1^{er} transformateur IFT-A attaque la base de TR3 monté en émetteur commun. La base du transistor TR3, comme celle de TR1, est polarisée à partir de la ligne de CAG. Une résistance R7/100 k Ω découplée en BF et en HF par C9/10 μ F et C10/20 nF forme un diviseur de tension avec R10/2,7 k Ω . L'émetteur de TR3 est chargé par R8/1 k Ω et C11/20 nF. Aux bornes de R8 est prise la tension de commande du circuit de silence. Les tensions amplifiées à 455 kHz se retrouvent dans le collecteur de TR3 et par l'intermédiaire de IFT/B, à la base de TR4/2SA101. Celle-ci est polarisée par un pont constitué de R9/22 k Ω et VR1/20 k Ω , le tout découplé à la masse par le condensateur C12/20 nF. La résistance VR1 règle au mieux le point de fonctionnement de TR4/2SA101. L'émetteur de TR4 a son potentiel fixé par R11 et C13. Dans le collecteur de TR4 se trouve le primaire du dernier transformateur FI IFT/C. Une cellule de découplage, placée entre le point froid du primaire et le pôle — 12 V de l'alimentation est constituée de R12/1 k Ω et C14/20 nF.

Le secondaire du transformateur FI IFT-C attaque la diode de détection D1/OA90 met-

tant en évidence les signaux BF ayant modulé la HF en amplitude. Une cellule constituée de C15/10 nF - R13/470 Ω et C16/10 nF forme le filtre de détection. Un potentiomètre (le réglage de volume) dose les tensions BF vers l'entrée de l'amplificateur BF.

A la cathode de la diode de détection, se trouve superposée à la BF, une tension continue, dont l'amplitude est plus ou moins élevée selon le niveau HF du signal capté par l'antenne. Il y a donc là une façon commode à partir de cette tension de commander le gain des transistors HF et FI. C'est ce que l'on nomme le CAG.

B. — L'AMPLIFICATEUR- MODULATEUR BASSE FREQUENCE

L'amplificateur décrit dans les lignes ci-dessous sert de partie amplificatrice BF pour les signaux BF de détection à la réception et de modulation à l'émission.

Dosés par le potentiomètre VR2, les signaux BF sont injectés sur la base de TR8/2SB171B par le condensateur C27/5 μ F. Cette base est polarisée par le pont diviseur de tension constitué de R24/4,7 k Ω et R25/4,7 k Ω . Des composantes BF à fréquence élevée et le souffle sont éliminées et mis à la masse par le condensateur C28/10 nF. A ce niveau, en réception, intervient le circuit de silence constitué des transistors TR6 et TR7 du type 2SB171. Le transistor TR6, dont la base reçoit, du fait du CAG, une tension continue variable de la part de l'émetteur de TR3/2SA1501, commande via VR3 la polarisation de TR7. Celle-ci commande la résistance collecteur-émetteur se trouvant en parallèle avec R24/4,7 k Ω .

Aux bornes de R27/4,7 k Ω , les modulations BF amplifiées par TR8/2SB171 sont envoyés sur la base du transistor TR9/2SB171 constituant l'étage driver. La base de TR9 est polarisée par R28 et R29. Le condensateur C30 assure la liaison entre la base de TR9 et le collecteur de TR8.

Le transformateur IPT/driver a son primaire constituant la charge de collecteur de TR9 et son secondaire à prise médiane permet l'attaque des bases des transistors de

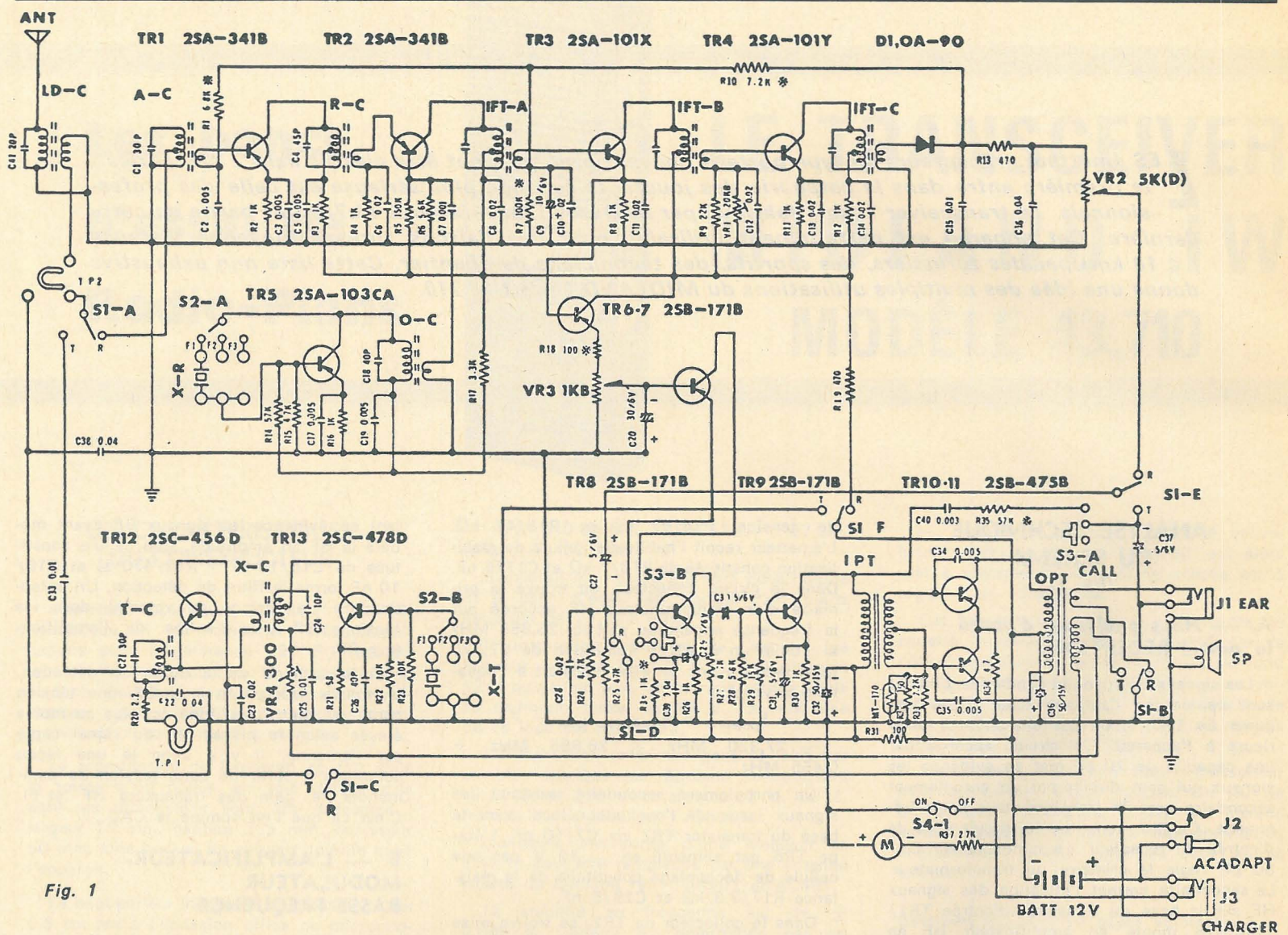


Fig. 1

sortie TR10/TR11 du push-pull. Ceux-ci sont du type 2SB475. La prise médiane est reliée au pont diviseur de tension HT/170. R32 et R33 portant les bases à une faible tension négative (classe B).

Les 2 émetteurs sont reliés à la masse par une résistance R34 de 4,7 Ω. Cette résistance évite l'emballement thermique et limite les dispersions des 2 transistors de puissance. Les collecteurs de TR10 et TR11 sont portés à la ligne - 12 V par le primaire du transformateur de sortie. Le point milieu de ce primaire est découpé à la masse par le condensateur C36/50 μF. Entre collecteur et base de TR10 et TR11, se trouvent placés des condensateurs C34 et C35 de 5 nF qui par leur effet de contre-réaction sélective limitent la bande passante dans les fréquences aiguës et améliorent la stabilité du montage. Un secondaire permet l'attaque du haut-parleur incorporé ou d'un écouteur extérieur en réception et en émission un second enroulement secondaire permet la modulation en amplitude du signal HF.

Terminons cette étude de la partie BF en signalant que les transistors TR8 et TR9 préamplificateur et driver sont alimentés en - 12 V par une cellule de découplage constituée de R31/100 Ω et C32/50 μF.

C. — LE DISPOSITIF D'APPEL

Entre le collecteur du transistor driver TR9/2SB171 et le secondaire du transformateur de sortie se trouve intercalé le dispositif d'appel mettant en œuvre C37/5 μF - C40/3 nF et R35/57 kΩ ; le réseau forme une réaction positive, d'où oscillation sur une fréquence BF fixe qui module l'émetteur, lorsque le contacteur CALL est sur ON, c'est-à-dire en service.

En émission le haut-parleur fait office de microphone et est connecté à l'entrée de l'amplificateur BF par C27 et C37.

D. — LA PARTIE EMISSION

C'est la partie la plus simple puisqu'elle ne comporte que 2 transistors au silicium TR13 et TR12 respectivement du type 2SC478 et 2SC456.

Le transistor TR13/2SC478 est monté en oscillateur à quartz avec le cristal placé entre base et masse. Sur le circuit imprimé, 3 emplacements sont prévus pour disposer de 3 fréquences d'émission, par exemple 27,320 MHz - 27,340 MHz - 27,380 MHz. La polarisation de la base de TR13 est assurée par un pont diviseur constitué de R22/10 kΩ et

R23/10 kΩ. L'émetteur est chargé par une résistance R21/68 Ω shuntée par C26/40 pF.

Le collecteur du transistor d'excitation HF TR13 est chargé par le primaire du transformateur de liaison entre TR13 et TR12. Pour que l'adaptation d'impédance soit calée au maximum, une prise est faite sur le primaire accordé par C24/10 pF.

Le secondaire du transformateur de liaison module le transistor du PA/TR12 du type 2SC456 en attaquant l'espace base-émetteur. Les collecteurs des transistors TR12 et TR13 retournent au + 12 V, c'est-à-dire à la masse par l'intermédiaire du secondaire du transformateur de modulation OPT. Les collecteurs se trouvent donc alimentés en + 12 V auxquels est superposée une modulation BF.

L'émetteur est chargé par le circuit accordé de sortie et une cellule de stabilisation R20/2,2 Ω et C22/40 nF. Celle-ci évite l'emballement thermique. Un condensateur C21/30 pF accorde le circuit oscillant de sortie.

Le condensateur C33/10 nF transmet à l'antenne par l'intermédiaire d'un transformateur LD-C les signaux HF produits par la partie émission modulée en amplitude.

Avant d'aborder la partie banc d'essai, nous reproduisons le guide de réglage préconisé par Midland.

LE GUIDE DE REGLAGE

Partie émetteur

1. Utiliser seulement les quartz recommandés pour les circuits de cet appareil. Autrement, la fréquence du canal spécifié ne pourra être atteinte. Une vérification des fréquences d'oscillation doit être faite à l'aide d'un fréquencemètre.

2. Quand les fréquences utilisées sont près les unes des autres, aucun réglage de fréquence n'est nécessaire. En cas où un réglage est nécessaire, suivre les instructions ci-dessous :

a) Déployer l'antenne complètement.

Ne jamais émettre sans que l'antenne soit complètement déployée, sinon des transistors seront endommagés.

b) S'assurer que le voltage des piles est bien de 12 V.

c) Utiliser un simple champ-mètre.

d) Installer les quartz dans leur propre support pour émettre et recevoir.

e) Pousser le commutateur « TALK-LISTEN » pour émettre, ajuster la bobine de l'antenne et la bobine du S-mètre pour indication maximum sur le S-mètre et l'indicateur de tension de batterie.

f) La puissance d'entrée peut être contrôlée en ajustant la bobine de l'oscillateur de l'émetteur.

g) Trop de puissance d'entrée peut provoquer un taux de modulation trop bas. Dans ce cas, réduire l'excitation pour obtenir un taux de modulation de 85 %.

Partie récepteur.

1. Ajuster le circuit de fréquence intermédiaire à 455 KC du générateur de signal, accorder les 3 transformateurs au maximum.

2. Ajuster l'antenne et la bobine d'oscillateur pour une réception maximum, soit à l'aide d'instruments, ou en se servant d'un autre transceiver comme source d'appel.

3. Le réglage ci-dessus doit être répété plusieurs fois afin de s'assurer d'une réception maximum.

NOS ESSAIS

LE RECEPTEUR

Nous avons mesuré la sensibilité car c'est là, en effet, le paramètre essentiel définissant la qualité du récepteur. Nous disposons pour cela d'un générateur HF/VHF Métrix dont la tension de sortie est graduée en microvolts, et dosable par un atténuateur précis.

Pour un signal modulé à 1 000 Hz au taux de 30 % injecté au récepteur à travers une antenne fictive équivalente à l'antenne normale, on trouve 25 μ V pour 13 dB de rapport signal/bruit. Ce chiffre très intéressant dénote une étude sérieuse du récepteur et également un alignement parfait, celui-ci n'ayant pas eu l'occasion d'être retouché par nos soins.

La puissance de la partie basse fréquence est mesurée en remplaçant le haut-parleur par une résistance de charge équivalente et en injectant sur la base de TR8 un signal à la fréquence de 1 000 Hz. Nous mesurons 1 W avec 13 V d'alimentation (piles neuves) avec un taux de distorsion inférieur à 3 %. Les transistors de puissance BF parfaitement refroidis par 2 ailettes ne chauffent pratiquement pas.

L'EMETTEUR

C'est sur le terrain, en Seine-et-Marne, que nous avons expérimenté le transceiver Midland. Que ce soit en plaine ou en région boisée, si la distance est inférieure à 10-12 km, le signal passe bien, à condition toutefois d'être sur une fréquence peu encombrée. Les essais de portée ont été effectués de poste fixe à poste fixe avec l'antenne fouet de 1,42 m.

La qualité de la modulation est bonne, avec un taux d'intelligibilité élevé, ce qui est à mettre à l'actif du modulateur BF.

H. LOUBAYERE

le RELIEUR RADIOPLANS

pouvant contenir les 12 numéros
d'une année

Prix : 7,00 F (à nos bureaux)
Frais d'envoi .

Sous boîte carton 2,30 F par relieur

Adressez vos commandes à :
« Radio-Plans » 2, rue de Bellevue, Paris-19^e.
Par versement à notre compte chèque postal :
31.807-57 La Source.



ÉMETTEUR-RECEPTEUR

« MIDLAND »

Modèle : 13.710

Homologue P et T 897 PP.
— 11 transistors + 1 diode + 1 varistor
+ 1 thermistor + 2 transistors sur
circuit squelch.

— Prise d'écouteur d'oreille (pour
écoute confidentielle).

— Prise pour alimentation extérieure.

— Commutateur 3 canaux (F1-F2-F3).

— Squelch anti-parasites.

— Signal d'appel.

Prise antenne extérieure (toit ou
voiture 1/4 d'onde).

— Alimentation : 8 piles 1 V 5 ou
Bloc Batterie rechargeable 12 V.

Dimensions : 235 x 75 x 50 mm. Poids : 750 gr.

Livré avec Ecouteur d'oreille

Housse et Notice, LA PAIRE 880 »

CIBOT
★ RADIO

1 et 3, rue de Reuilly
75012 PARIS
Téléphone : 343-66-90
Métro : Faidherbe-Chaligny
C.C. Postal 6.129-57 PARIS

Si vous n'avez pas encore reçu

NOTRE CATALOGUE " JAUNE "

Pièces détachées • Ensembles • Appareils de mesure • Émission-Réception

Matériel « NEUF » et matériel de « SURPLUS »

réclamez-le sans tarder en joignant 2 F en timbres.

BERIC

43, rue Victor-Hugo
92240 MALAKOFF

Tél. : (ALE) 253-23-51

Métro : Porte de Vanves

Magasin fermé dimanche et lundi

LES MODULES AM-FM INFRA

DANS le n° 300 de RADIO-PLANS, nous avons analysé les modules INFRA qui entrent dans la composition d'un tuner FM. Les modules étaient :

- La tête VHF/FM à transistors FET;
- La platine fréquence intermédiaire à circuit intégré;
- Le décodeur stéréophonique.
- L'indicateur d'émissions stéréophoniques;

Nous étudierons aujourd'hui les modules INFRA destinés à la modulation d'amplitude, c'est-à-dire :

- Le bloc Haute Fréquence AM;
- La platine FI/AM;
- L'alimentation + 9 V.

A. — LE BLOC HF/AM « TH71 »

(Figure 1)

1) CARACTERISTIQUES

Le bloc HF/AM INFRA étudié pour la réception en modulation d'amplitude se compose de 2 étages d'amplification et de 3 circuits accordés par un condensateur variable triple de 3×380 pF.

La commutation est faite par un clavier à 3 touches, dont deux pour la commutation des gammes et la 3^e est laissée à la discrétion de l'utilisateur.

La réception PO/GO peut se faire sur un cadre ferrite de longueur 20 cm fourni séparément.

Les gammes couvertes sont : PO = 530 à 1 630 kHz.

GO = 150 à 300 kHz.

La sensibilité utile, gain du cadre non compris pour un rapport signal sur bruit de 26 décibels est :

- en PO : 9 μ V.
- en GO : 9,5 μ V.

La rejection de la fréquence image est :

- en PO : 48 à 70 dB.
- en GO : 70 à 80 dB.

La rejection de la fréquence intermédiaire est :

- en PO : 45 à 65 dB.
- en GO : 60 à 80 dB.

OPER.	C.V.	Fréquence du signal		REGLER
		P.O.	G.O.	
1°	Ouvert	1 630 kHz	300 kHz	Trimmer C.V. oscill. en P.O. et Ca ₂ en G.O.
2°	Fermé	530 kHz	150 kHz	Self oscillateur en P.O. et G.O.

REPRENDRE PLUSIEURS FOIS 1° et 2°

3°	Réglé ϵ /signal	1 500 kHz	270 kHz	Trimmers C.V., Cadre et H.F. en P.O. Ca ₁ et Ca ₃ en G.O.
4°	Réglé ϵ /signal	600 kHz	165 kHz	Self cadre (par léger déplacement sur le barreau) et Self H.F. en P.O. et G.O.

2) ANALYSE TECHNIQUE DU BLOC HF/AM

Le transistor d'entrée est le transistor drift au germanium SFT316, modèle retenu pour ses caractéristiques intéressantes en Haute-Fréquence. Les signaux issus du cadre ferrite PO/GO sont injectés à l'entrée de T₂, sur l'émetteur. Nous sommes en présence en effet, d'un montage à base commune choisi pour sa faible capacité de réaction et donc très stable.

Le cadre ferrite, par le jeu des commutations, met les bobinages en série sur la gamme GO et en parallèle sur la gamme PO. En GO, un condensateur de 82 pF en parallèle avec un condensateur ajustable est monté sur le condensateur variable d'accord du cadre. Une résistance de 330 Ω en série avec 47 nF amène les signaux captés par le cadre ferrite sur l'émetteur de T₂, lequel a son potentiel fixé par une résistance de 3,3 k Ω . Un condensateur de 47 nF met la base à la masse en HF, tout en permettant

l'application d'une tension de CAG en provenance de la platine fréquence intermédiaire AM. Signalons que l'entrée de T_2 est du type à basse impédance par le montage base commune.

Amplifiées par le transistor T_2 , les tensions HF sont disponibles dans le circuit collecteur et mises en évidence en PO et en GO aux bornes des transformateurs HF de liaison notés sur le schéma de la figure 1 - HF/PO et HF/GO. Ces transformateurs sont accordés par l'une des cages du triple condensateur variable CV-HF. En PO, par un enroulement secondaire, ou en GO par une prise sur l'inductance HF-GO, les signaux HF sont dirigés sur la base du transistor T_1 , par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de 47 nF.

En PO, un circuit RC constitué de 47 Ω en série avec 10 pF est monté en parallèle sur le primaire accordé de HF-PO. En GO, l'enroulement décrit est court-circuité, et par l'intermédiaire d'une prise sur HF-GO, la tension HF rejoint la base de T_2 . Un condensateur de 82 pF en série avec 33 Ω , le tout shunté par un condensateur ajustable C_{a1} accorde, avec le condensateur variable, l'inductance HF-GO.

La base du transistor T_1 est polarisée par un pont diviseur de tension constitué côté positif par une résistance de 3,3 k Ω et côté masse par une résistance de 18 k Ω . Le transistor T_1 équipe l'étage oscillateur modulateur.

L'étage changeur de fréquence diffère peu du montage classique à lampe triode. En PO, un enroulement de couplage est disposé dans le circuit de sortie du transistor, c'est-à-dire, dans le circuit collecteur et est aperiodique, c'est-à-dire non accordé. Cet enroulement est couplé inductivement au circuit oscillateur accordé par la cage du CV-oscillateur.

Un troisième enroulement couplé aux 2 précédents, renvoie les tensions induites sur l'émetteur du transistor T_1 /SFT316 par un condensateur de liaison de 20 nF. Le taux de réaction appliqué en phase est déterminé par le nombre de spires de ce 3^e enroulement et son degré de couplage inductif.

En PO, l'oscillateur est calé par le CV monté en série avec 82 pF shunté par un condensateur de 200 pF. Un circuit RC série est placé en parallèle sur le CV-OSC (18 pF-27 Ω).

En GO, l'oscillateur est accordé par un condensateur de 155 pF en série avec le CV. Le condensateur ajustable C_{a2} et 100 pF sont placés en parallèle sur le condensateur variable.

En série avec l'enroulement de couplage dans le collecteur du transistor T_2 , se trouve placé le transformateur fréquence intermédiaire accordé sur 480 kHz. Une prise sur ce transformateur permet d'injecter les signaux FI à l'entrée de la platine FI/AM. Le tableau page 30 donne les points d'alignement de ce bloc HF/AM. Cela n'est donné qu'à titre indicatif, le bloc INFRA est réglé parfaitement en usine.

Après sa mise en place dans le châssis et son raccordement au cadre ferrite et CV 3 cages, une retouche des réglages s'avère nécessaire. Procéder de la façon suivante :

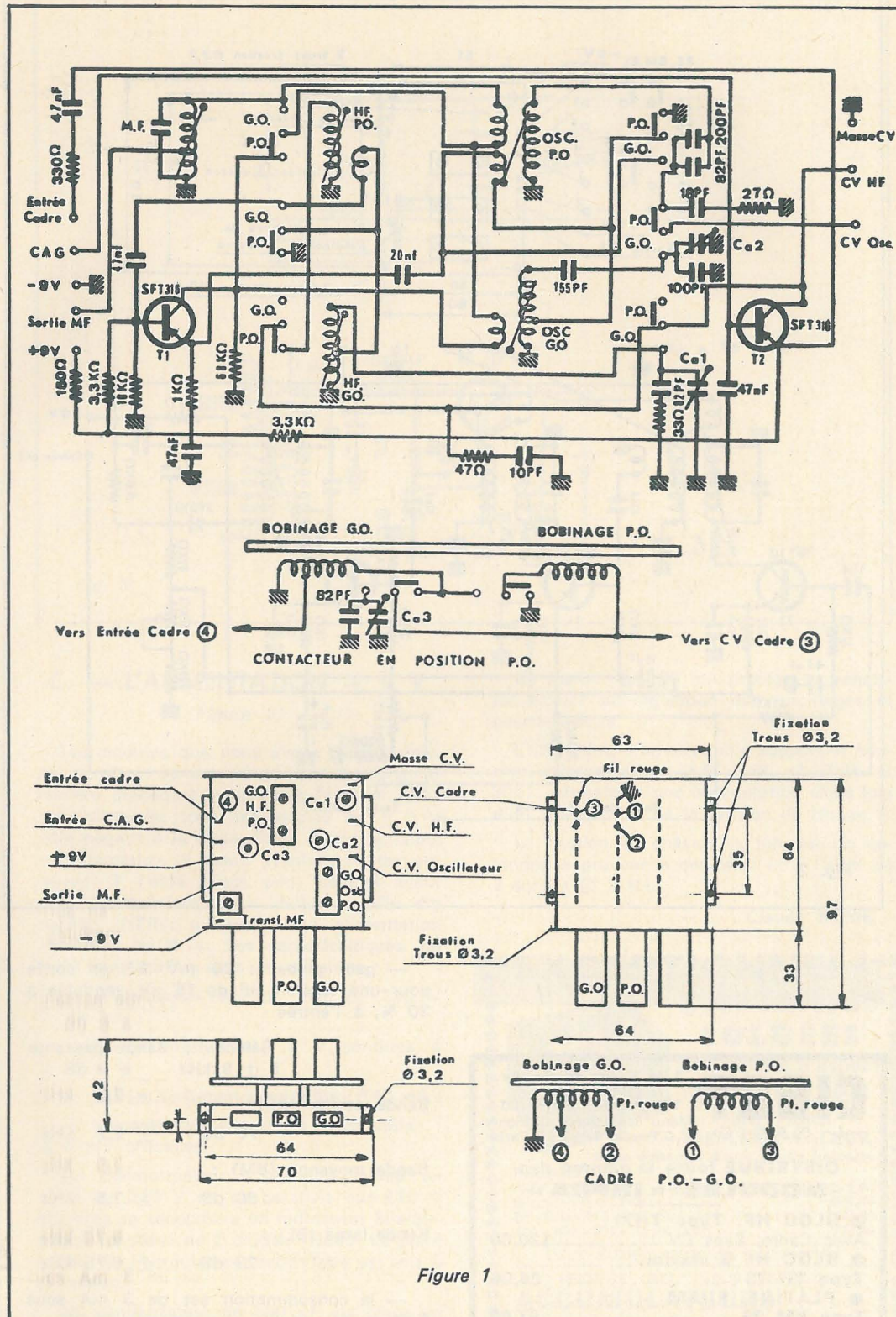


Figure 1

Le branchement Cadre ferrite/Bloc TH71 s'effectue par connexions souples multibrins de faible longueur et non torsadés.

La sortie vers la platine M.F. réf. PM. 79, par fils souples isolés de très faible longueur ou, de préférence, par coaxial de 75 Ω .

La fixation du Bloc TH71 se fait soit à l'aide de 4 vis, entretoises et écrous par les 4 trous de \varnothing 3,2 mm prévus sur les 2 équerres latérales du clavier, soit, plus simplement, par 2 vis et écrous de \varnothing 3 mm sur la face avant de celui-ci.

B. — LA PLATINE FI/AM « PM79 »

(Figure 2)

La platine FI d'INFRA se compose de trois étages amplificateurs FI accordés sur 480 kHz, valeur normalisée et adoptée par la majorité des constructeurs. Nous verrons dans l'étude de cette platine qu'un dispositif de sélectivité variable est utilisable à volonté sur 1, 2, ou 3 positions par commutateur classique séparé. Les performances de cette platine sont les suivantes :

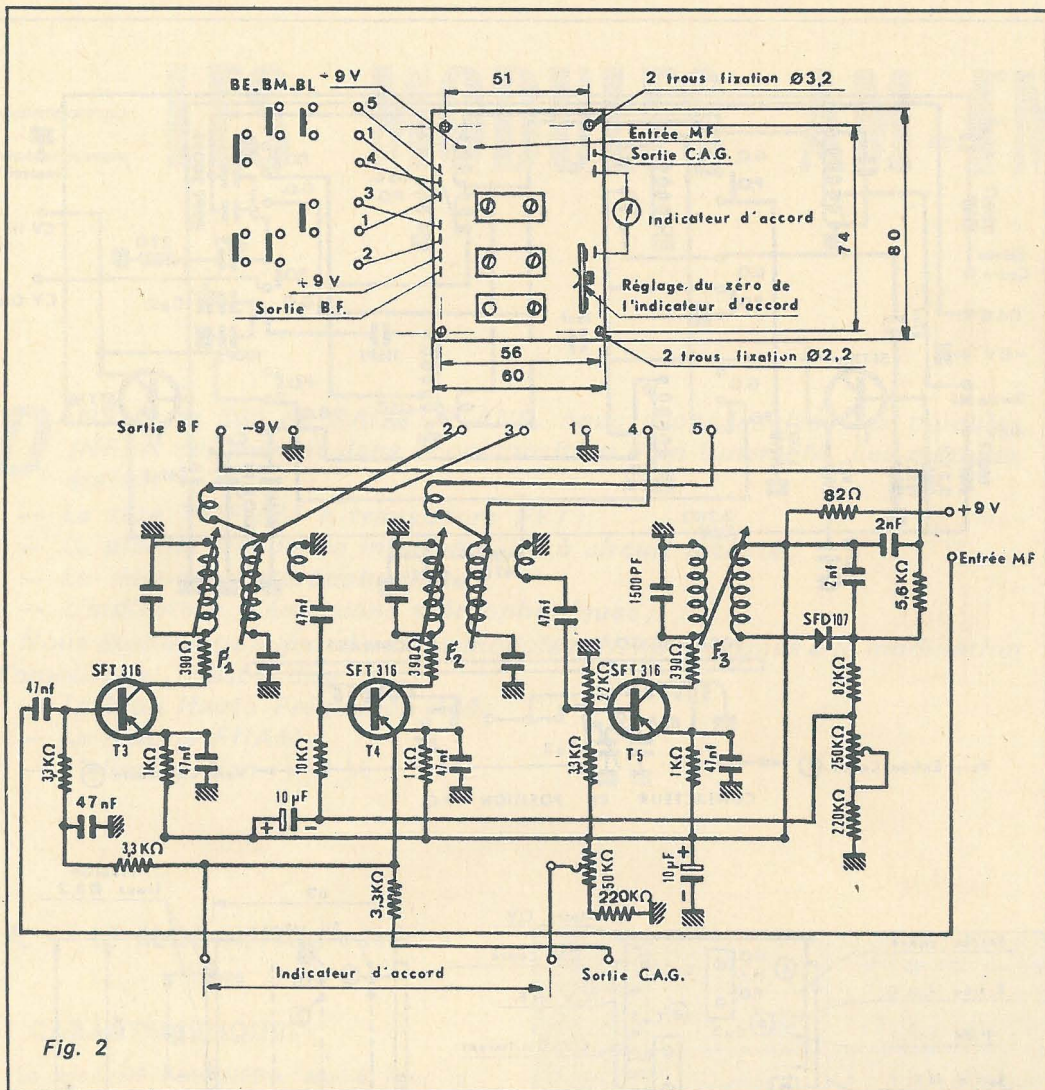


Fig. 2

Les tensions FI à 480 kHz amplifiées par le transistor T₃ sont recueillies dans le collecteur de ce dernier aux bornes du primaire du transformateur F₁. Une résistance de 390 Ω élimine les tendances éventuelles aux oscillations parasites.

L'émetteur de transistor T₃ a son potentiel fixé par une résistance de 1 kΩ découplée par un condensateur de 47 nF.

Il est à remarquer que les transformateurs F₁ et F₂ sont du type à filtre de bande : ils sont en effet à primaire et secondaire accordés et à enroulement tertiaire de couplage vers la base du transistor suivant. Cette disposition adoptée par INFRA est maintenant assez rarement employée. Elle a pour avantage important d'apporter une sélectivité meilleure et donc une plus grande rejection des fréquences parasites. Comme nous l'avons signalé, associé à ces 2 filtres de bande inter-étages, nous trouvons un dispositif de sélectivité variable par dosage de couplage inductif entre le primaire et le secondaire. Un contacteur à 3 positions permet l'utilisation en bande étroite, moyenne ou large. Cette disposition est très intéressante en PO, le soir où la multitude des émetteurs amène très souvent des sifflements dus aux battements d'interférences entre 2 stations proches en fréquence. La position « bande étroite » dans ces conditions est appréciable.

Un enroulement tertiaire de F₁ amène les signaux FI sur la base du transistor T₄/SFT316 par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de 47 nF. La polarisation de la base de T₄ est prise sur la ligne de CAG, laquelle est issue de la détection AM. Une cellule, à constante de temps élevée, filtre cette tension continue de CAG (Résistance de 220 kΩ — résistance ajustable de 250 kΩ — condensateur de 10 µF). Une résistance de 10 kΩ amène la tension de commande à la base du transistor T₄.

Dans le circuit émetteur de T₄, se trouve l'habituelle cellule de stabilisation constituée d'une résistance de 1 kΩ découplée par un condensateur de 47 nF.

Amplifiées par T₄, nous retrouvons dans le circuit collecteur, les tensions FI aux bornes du primaire du transformateur F₂. Une résistance de 390 Ω évite toute instabilité du montage. Tout comme avec le transformateur F₁, F₂ se trouve associé au dispositif de sélectivité variable (bornes 4 et 5 de la platine).

Un enroulement tertiaire couple le transformateur F₂ à la base du dernier transistor T₅ amplificateur FI. Un condensateur de liaison de 47 nF fait la jonction entre la base de T₅ et le transformateur F₂. Un pont diviseur de tension avec une résistance de 3,3 kΩ côté positif et 22 kΩ côté masse assure la polarisation de la base du transistor T₅. L'émetteur de T₅ a sa tension de polarisation fixée par une résistance de 1 kΩ découplée par un condensateur de 47 nF.

Le transformateur F₃ représente un dispositif plus classique que F₂ et F₁ en ce qui concerne le couplage ici, par induction. Le secondaire est abaisseur, le primaire est accordé, partant d'une impédance élevée correspondant à l'impédance de sortie de T₃ d'où l'adaptation d'impédance.

— gain global : 20 mV BF en sortie pour une tension HF de 15 µV, modulée à 30 %, à l'entrée.

Sélectivité Bande passante
à ± 9 kHz à 6 dB

Bande étroite (BE) :
70 dB ± 2,2 kHz

Bande moyenne (BM) :
60 dB ± 3,5 kHz

Bande large (BL) :
23 dB ± 6,75 kHz

— la consommation est de 3 mA sous 9 V.

Les signaux issus de la tête HF/AM puis dans le collecteur du transistor T₂ et à basse impédance sont injectés à l'entrée de la platine FI/AM sur la base de T₃ par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de 47 nF. La base du transistor T₃/SFT316 est polarisée à partir de la ligne de CAG par l'intermédiaire d'une tension variable disponible dans l'émetteur de T₄. Une résistance de 3,3 kΩ, découplée par un condensateur de 47 nF relie la ligne de CAG à la base de T₃ par une seconde résistance de 3,3 kΩ.

CIBOT

RADIO

1 et 3, rue de Reuilly
75012 PARIS
Téléphone : 343-66-90
Métro : Faidherbe-Chaligny
C.C.Postal 6.129-57 Paris

**DISTRIBUE toute la gamme des
MODULES « INFRA »**

- BLOC HF. Type TH71
Avec Cadre. Sans CV 120,00
- BLOC HF à clavier.
Type TH 73 86,00
- PLATINE FI/AM -
Type PM 79 91,00

- Modules FM pour chaînes HI-FI
- * TH70. Tuner VHF/FM 130,00
- * DM69. Platine MF/FM 120,00
- * PS54. Décodeur stéréo* 112,00
- * IS47. Indicateur stéréo 24,00
- * PA50. Alimentation 110/220 V.
9 V - 140 mA 68,00

Pour la détection, nous trouvons une diode au germanium SFD107. Les valeurs des résistances de charge peuvent paraître faibles ; elles doivent l'être étant donné la faible impédance du circuit secondaire du dernier transformateur FI/F₃. La résistance de charge est ici de 5,6 kΩ et forme un filtre de détection avec les 2 condensateurs de 2,2 nF. Le sens de branchement de la diode est tel qu'une tension continue positive de détection est disponible sur les stations reçues. Cette composante est filtrée et dosée par un condensateur de 10 μF et une résistance ajustable de 250 kΩ. Une résistance de 82 kΩ évite l'amortissement du circuit de détection.

La commande automatique de gain (CAG) amène les avantages suivants :

— elle combat l'évanouissement de propagation (fading) qui existe sur toutes les bandes mais en particulier en PO et en GO.

— elle évite la surcharge et la saturation des étages d'amplification dans le cas de signaux forts. Le CAG a tendance à maintenir constante l'amplitude du signal FI.

Ici la commande automatique de gain est efficace car elle agit sur la base du transistor T₁, amplificateur HF.

Le module FI/AM est alimenté sous 9 V par l'intermédiaire d'une résistance de 82 Ω découplée par un condensateur de 10 μF. Le pôle négatif est à la masse. La consommation est de 3 mA sous 9 V.

Un indicateur d'accord peut être adjoit facultativement à cette platine. Il faut brancher à cet effet un microampèremètre à cadre mobile et à déflexion totale de 40 μA, entre les broches repérées sur le plan. Le point zéro du galvanomètre est à régler avec le potentiomètre prévu à cet effet.

La fixation au châssis de la platine INFRA PM79 sera faite par vis, entretoises et écrous aux quatre coins de celle-ci.

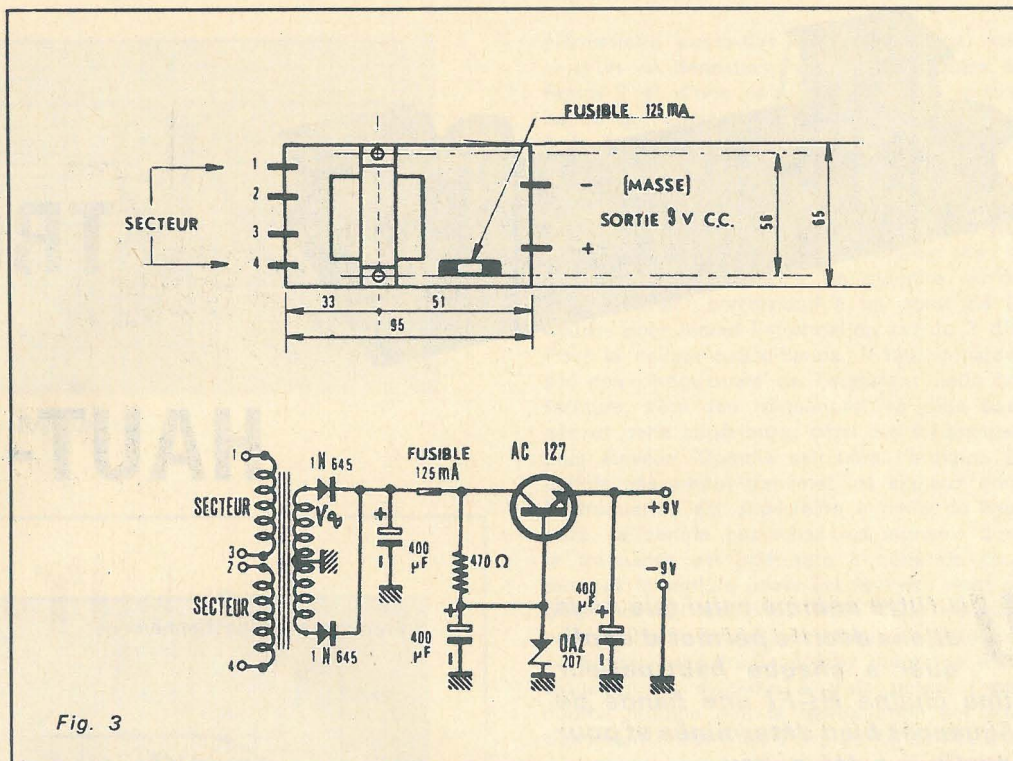


Fig. 3

C. — L'ALIMENTATION + 9 V

(Figure 3)

Les modules que nous avons décrits dans ce numéro, comme ceux décrits dans le numéro précédent (voir Radio-Plans n° 300) sont alimentés sous une tension de + 9 V pôle négatif à la masse. Etant donné la faible consommation, il serait possible de les alimenter à l'aide d'une pile, celle-ci ayant pour inconvénient de « vieillir ». Afin d'y pallier, INFRA a étudié une alimentation stabilisée de 9 V. Les caractéristiques de cette alimentation sont les suivantes :

- alimentation secteur 110 ou 220 V
- 50 Hz ;
- tension de sortie : 9 V continus à ± 5 % ;
- charge maximum admissible : 140 mA ;
- composante alternative résiduelle : ≤ 2 mV efficaces.

Un transformateur à primaire monté en série sur 220 V ou en parallèle sur 110 V alimente au secondaire un redresseur bi-alternance constitué de 2 diodes 1N645. Le point milieu de l'enroulement secondaire est mis à la masse.

Un condensateur de 400 μF est placé en tête de filtre et se charge à la tension continue ($V_{\infty} \times \sqrt{2}$). Un transistor NPN/AC127 sert de régulateur et est monté en série dans le + 9 V. La polarisation de base est fixée par une diode zéner de 9 V/OAZ207 découplée par un condensateur de 400 μF. Une résistance de 470 Ω sert d'injecteur de courant à la diode zéner.

En sortie du régulateur, sur l'émetteur de l'AC127, nous trouvons un condensateur de 470 μF qui élimine toute ondulation résiduelle superposée à la tension + 9 V.

Un fusible de 125 mA protège le transistor AC127 de régulation des surcharges et courts-circuits.

L'utilisation d'un ensemble support et bouchon-secteur, genre M.F. O.M. n° 3025 et 3027, permettrait une commutation aisée lors d'un changement de la tension de réseau.

La fixation au châssis se fait par les colonnettes prévues à cet effet et à l'aide de 2 écrous Ø 3 S.I.

Claude ROME

PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

Nouveau modèle



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transfo-redresseur 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 volts

Prix (franco : 82 F)..... 79 F

Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 127 F)..... 124 F

Supplément facultatif pour ces 2 modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale)..... 36 F

Notice contre enveloppe timbrée

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT

(Avion - Bateau - Auto - Train - R/C)
Catalogue contre 3 F en timbres

CENTRAL - TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS

Métro : Sentier - C. C. P. LA SOURCE 31.656.95

EXCEPTIONNELLEMENT

magasin ouvert les

DIMANCHES 3 - 10 - 17 et 24 DECEMBRE

de 9 H à 12 H 30, et de 14 H à 18 H 30

EXCEPTIONNEL!

BATTERIES SOLDÉES

pour défaut d'aspect

VENDUES AU TIERS DE LEUR VALEUR

Avec échange d'une vieille batterie

Exemples :
2 CV - Type 6V1... 44,15 • 4 L - Type 6V2 5 1,60
Simca - Type 12V8 69,95
R8 - R10 - R12 - R16 - 204 - 304 - Type 12V9. 70,60
403 - 404 - 504 - Type 12V10..... 78,80

TOUS AUTRES MODELES DISPONIBLES

A PRENDRE SUR PLACE UNIQUEMENT

ACCUMULATEURS

ET ÉQUIPEMENTS

2, rue de Fontarabie - 75020 PARIS

Téléphone : 797-40-92

Et en Province :

Angoulême : tél. 45-95-64-41

Aix-en-Provence : Tél. 91-26-51-34

Bordeaux : Tél. 56-91-30-63

Dijon : Tél. 80-30-91-61

Lyon : Tél. 78-23-16-33

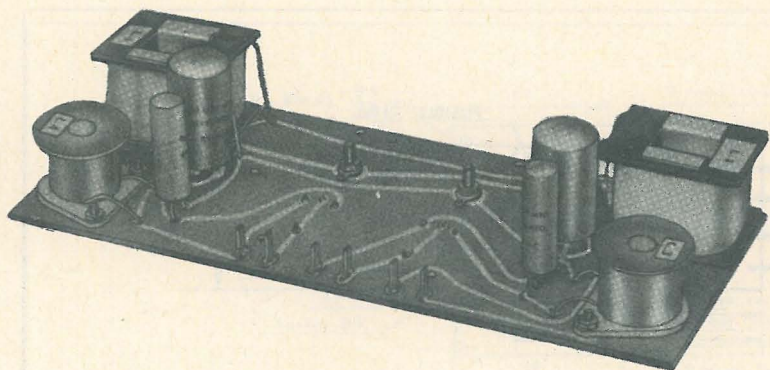
Mantes : Tél. 477-53-08 - 477-57-09

Montargis : Tél. 38-85-29-48

Pau : Tél. 59-33-15-50

Nancy : 78, rue St-Nicolas

Une occasion **UNIQUE** de vous équiper à bon marché



FILTRE à TROIS VOIES pour HAUT-PARLEURS

UN filtre comme celui que nous allons décrire permet d'appliquer à chaque haut-parleur d'une chaîne HI-FI une bande de fréquences bien déterminée et pour laquelle il a été conçu.

Pour qu'une reproduction sonore soit réellement de haute fidélité, il faut que la courbe de réponse s'étende de 20 à 20 000 Hz. Un haut-parleur ne peut pas à lui seul couvrir une telle plage ; il y a donc lieu de mettre en œuvre plusieurs haut-parleurs chacun étant spécialisé pour une bande de fréquences déterminée. On aura un haut-parleur de grand diamètre de membrane réservé aux graves et appelé souvent woofer, un de diamètre moyen pour le médium et un de petit diamètre appelé tweeter. Si ces haut-parleurs sont reliés directement à la sortie de l'amplificateur, sans séparation préalable des fréquences, chacun reproduira selon ses possibilités la gamme complète des sons audibles. Le résultat ne sera guère satisfaisant en raison du fait que la reproduction sera entachée d'une importante distorsion de modulation. Le woofer ne pourra pas reproduire correctement les fréquences aiguës et le tweeter les fréquences basses. D'un autre côté, le tweeter sera sollicité par les fréquences basses et sa membrane subira un grand déplacement et risquera à tout moment de se déchirer. En raison de la forte puissance mise en jeu, la bobine mobile pourra aussi être détériorée. Mais si au contraire, la gamme attribuée à chaque HP est limitée de manière à ce que ceux-ci ne travaillent que sur les fréquences qu'ils sont susceptibles de reproduire, le rendement sera nettement supérieur.

Le filtre, ou plutôt les filtres composant l'ensemble souvent appelé par les anglosaxons filtre cross-over ont pour rôle d'opérer une séparation et une répartition correctes des fréquences entre les haut-parleurs.

Un système à 3 voies est formé d'une cellule élémentaire passe-haut composée d'une self L et d'un condensateur disposés comme le montre la figure 1, d'une cellule

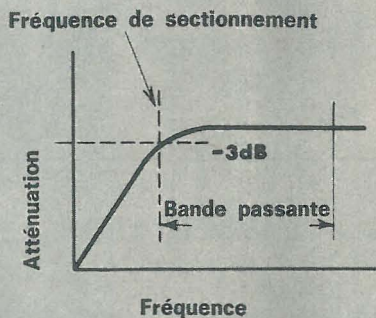


Fig. 1 - Filtre haut-passage.

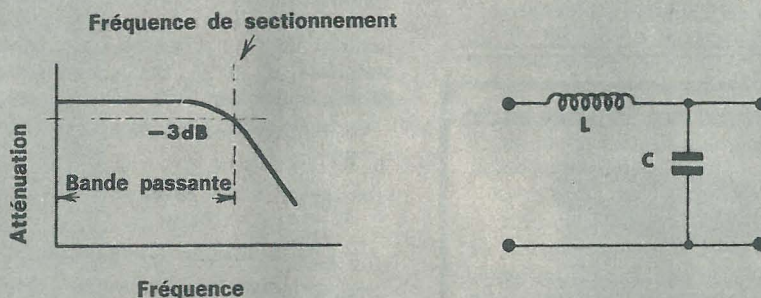


Fig. 2 - Filtre bas-passage.

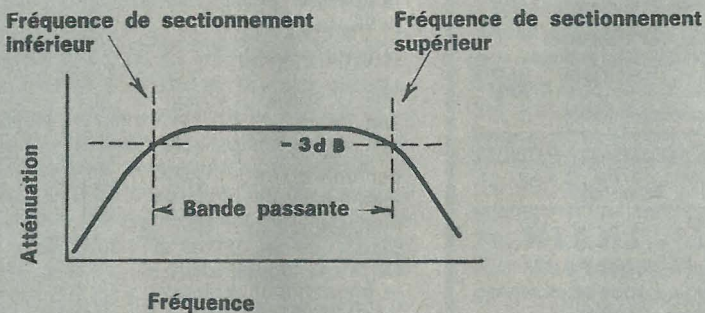


Fig. 3 - Filtre passe-bande.

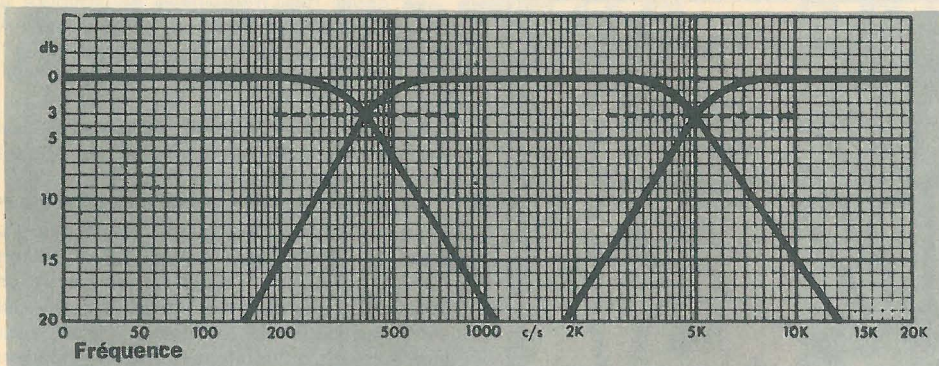


Fig. 4 - Courbe théorique d'atténuation - Fréquence.

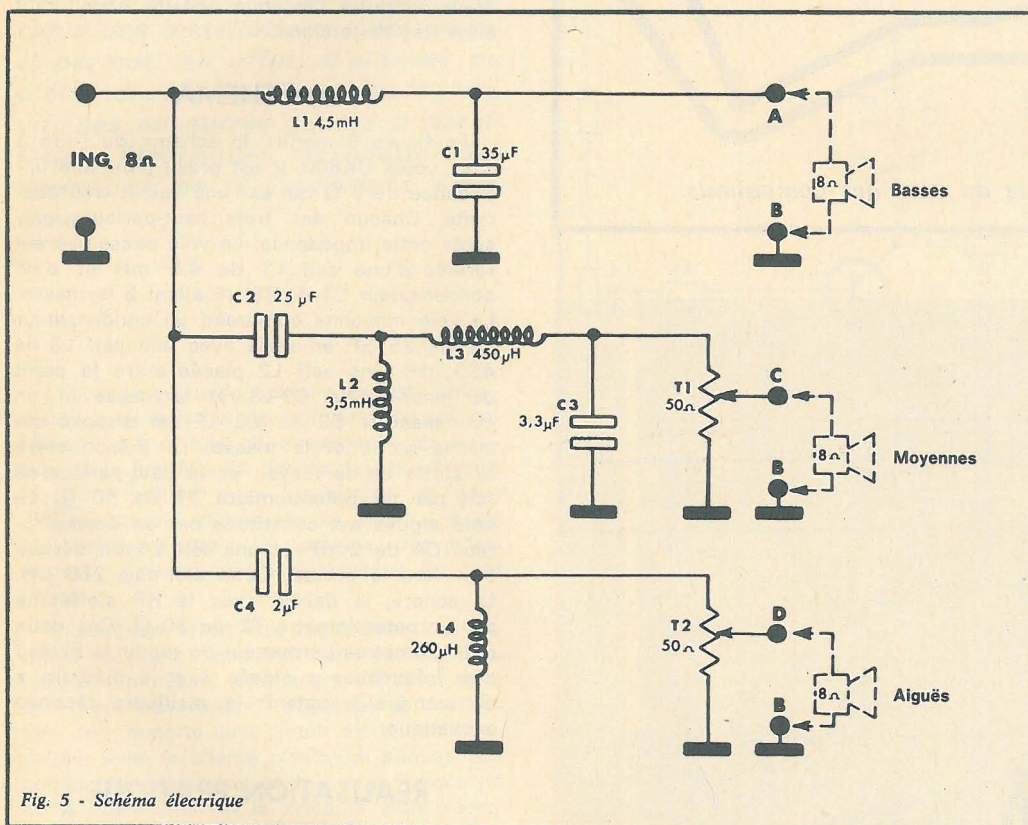


Fig. 5 - Schéma électrique

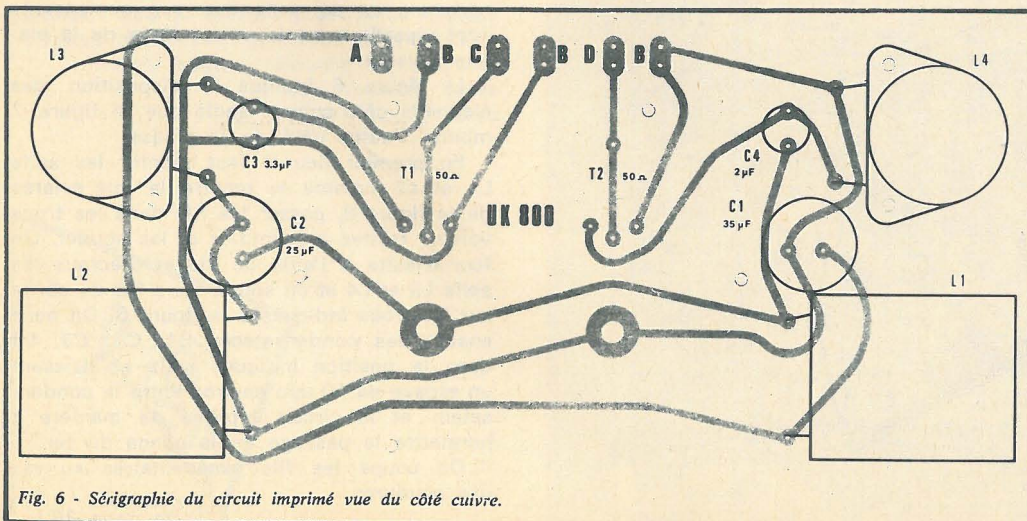


Fig. 6 - Sérigraphie du circuit imprimé vue du côté cuivre.

élémentaire passe-bas composée d'une self et d'un condensateur, comme le montre la figure 2 et d'une cellule élémentaire passe-bande qui consiste, comme on peut le voir à la figure 3, dans l'assemblage d'une cellule élémentaire passe-haut et d'une cellule élémentaire passe-bas.

Chacune de ces figures est complétée par la courbe d'atténuation en fonction de la fréquence. La fréquence de coupure ou de sectionnement correspond à un point de la courbe pour lequel l'atténuation est de 3 dB. Pour la cellule passe-bande, il faut considérer deux fréquences de coupure : celle inférieure, côté des fréquences les plus basses et celle supérieure, côté des fréquences plus élevées. Comme son nom l'indique, la cellule passe-haut transmet les signaux dont la fréquence est supérieure à celle de coupure, la cellule passe-bas les signaux dont la fréquence est inférieure à celle de coupure et la cellule passe-bande ceux dont la fréquence est comprise entre celle de coupure inférieure et celle de coupure supérieure. La figure 4 montre la courbe théorique d'atténuation du système à trois voies. Cette courbe indique que la reproduction est pratiquement linéaire de 0 à plus de 20 000 Hz.

Un filtre est aussi défini par son impédance caractéristique. Le meilleur rendement est obtenu lorsque l'impédance de la source qui débite dans le filtre est égale à celle du circuit d'utilisation dans lequel débite le filtre et lorsque ces deux impédances sont égales à celle caractéristique du filtre.

Les valeurs des composants (selfs et condensateurs) doivent être calculées en vue d'obtenir cette égalité. L'impédance de la bobine mobile doit être égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur.

**Disponibles en FRANCE!...
Les " kits AMTRON "**

FILTRE CROSS-OVER UK 800
(décrit ci-contre)

- Complet en kit avec notice de montage 115,79
- Et plus de 100 autres modèles parmi lesquels :
- UK 105, micro émetteur F.M. 52,57
- UK 235, alarme acoustique pour automobilistes distraits 140,57
- UK 260, bongo électronique . 375,08
- UK 690, régulateur électronique pour moteur à courant continu 64,96
- UK 740, lumière psychédélique 800 W 186,42
- UK 785, interrupteur crépusculaire 154,10
- UK 790, alarme capacitive .. 127,03
- UK 885, alarme par contact . 123,27
- UK 895, alarme anti-vo! à rayons infra-rouges..... 500,60
- Catalogue complet et tarif contre 2,50 —

TOULOUSE - Vente au comptoir :
TOUTE LA RADIO : 25, rue Gabriel-Péri
31071 TOULOUSE CEDEX - Tél. : 62.31.68
MONTPELLIER - Vente au comptoir :
TOUTE L'ELECTRONIQUE : 12, rue Castilhon
34000 MONTPELLIER - Tél. : 92.24.94

Expéditions dans toute la France :

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier,
31000 TOULOUSE CEDEX
Tél. : (15) 61/21.04.92

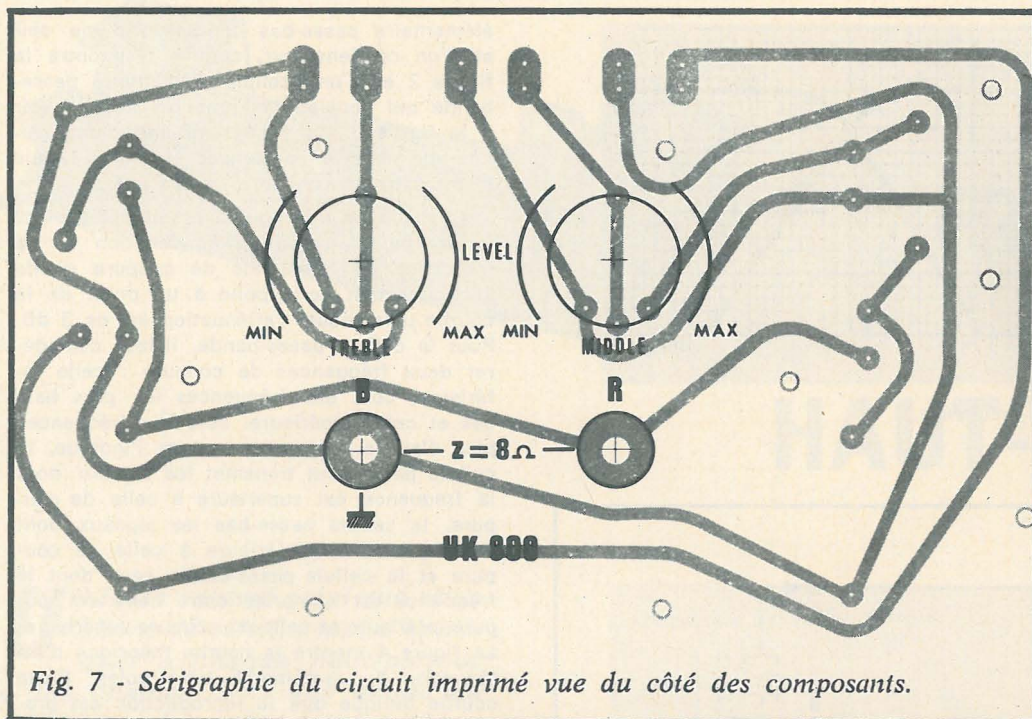


Fig. 7 - Sérigraphie du circuit imprimé vue du côté des composants.

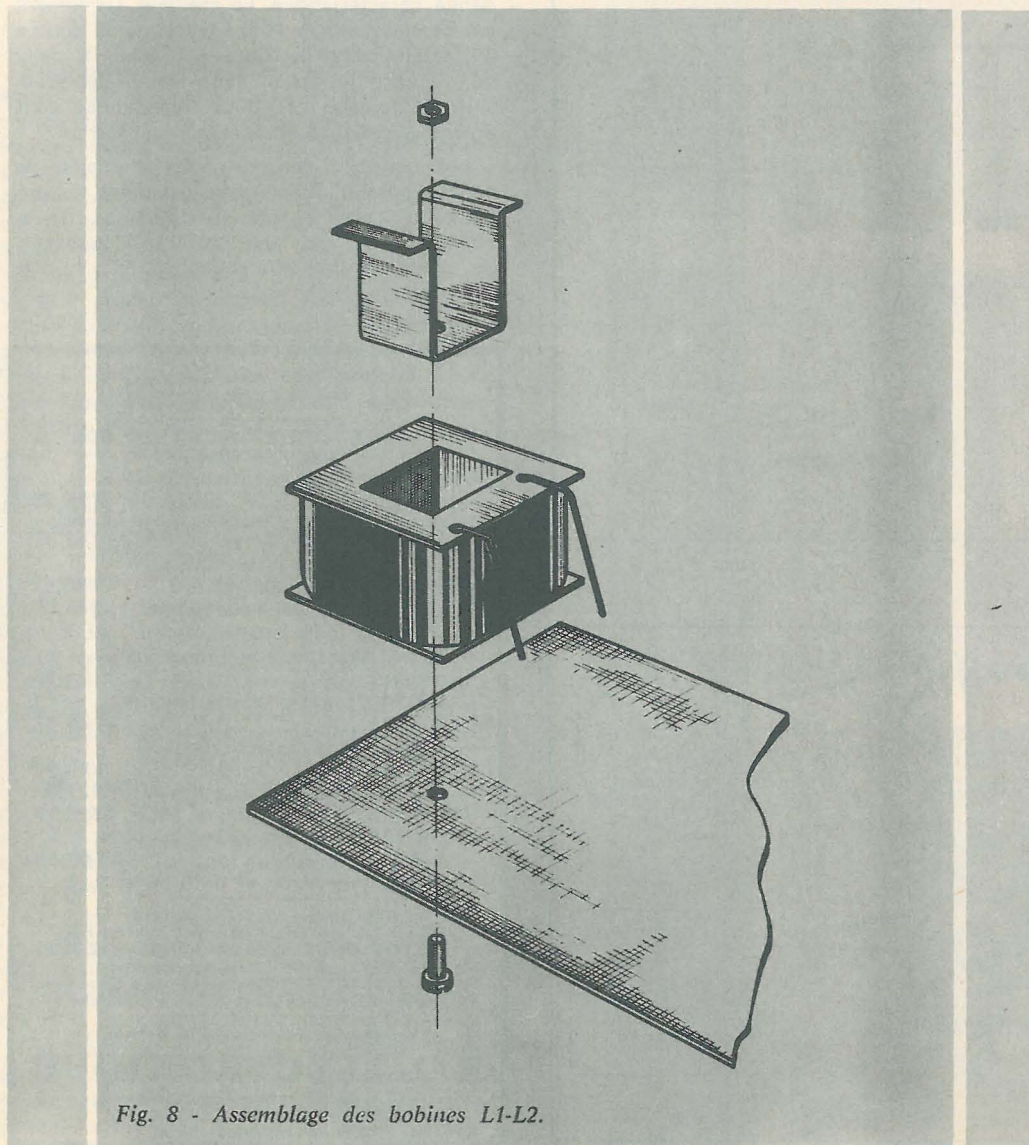


Fig. 8 - Assemblage des bobines L1-L2.

Le choix des fréquences de coupure doit être dicté par la réponse des haut-parleurs utilisés. Dans un système à trois voies les valeurs les plus indiquées sont 400 Hz et 5 000 Hz.

La pente d'atténuation du point de croisement peut être de 6, 12 ou 18 dB selon les exigences du système.

Rappelons qu'une octave musicale est l'intervalle compris entre deux fréquences, l'une étant le double de l'autre. Par exemple 200 Hz et 400 Hz. A la fréquence de croisement la puissance se subdivise en deux, entre les deux HP concernés, pour autant, bien entendu qu'ils aient la même impédance.

Il y a lieu de souligner particulièrement que la fréquence de croisement doit se faire sentir avant que la réponse du HP baisse excessivement et que le mouvement de la membrane vibratile devienne linéaire engendrant ainsi des distorsions.

LE SCHEMA

La figure 5 montre le schéma du filtre à trois voies UK800. Il est prévu pour une impédance de 8Ω qui est une valeur très courante. Chacun des trois haut-parleurs présente cette impédance. La voie passe-bas est formée d'une self L1 de 4,5 mH et d'un condensateur C1 de 35 μ F allant à la masse. La voie moyenne comprend un condensateur C2 de 25 μ F en série avec une self L3 de 450 μ H. Une self L2 placée entre le point de jonction de C3-L3 et la masse et un condensateur C3 de 3,3 μ F est disposé entre la sortie et la masse. La liaison entre la sortie de ce réseau et le haut-parleur se fait par un potentiomètre T1 de 50 Ω . La voie aiguës est constituée par un condensateur C4 de 2 μ F et une self L4 en dérivation vers la masse. Cette self fait 260 μ H. Là encore, la liaison avec le HP s'effectue par un potentiomètre T2 de 50 Ω . Ces deux potentiomètres permettent de régler le niveau des fréquences « aiguës » et « médium » de manière à obtenir la meilleure réponse acoustique.

REALISATION PRATIQUE

L'assemblage des composants sur le circuit imprimé qui sert de support au montage est un peu différent de celui des circuits normaux, en ce sens que ces composants sont répartis entre les deux côtés de la plaque isolante.

La figure 6 indique la disposition des éléments côté cuivre tandis que la figure 7 montre l'autre côté de la plaque.

En premier lieu il faut monter les selfs L1 et L2 comme le montre la vue éclatée de la figure 8, passer les fils dans les trous voisins faciles à identifier et les souder. On fixe ensuite à l'aide de vis et d'écrous les selfs L3 et L4 et on soude leurs fils de sortie sur les trous indiqués à la figure 6. On pose ensuite les condensateurs C1, C2, C3, C4 dans la position indiquée mais en laissant un espace de 10 mm environ entre le condensateur et le circuit imprimé de manière à permettre le passage de la panne du fer.

On coupe les fils excédentaires au ras des soudures.

(Suite page 39.)

INTERRUPTEUR CRÉPUSCULAIRE

CET appareil permet de résoudre les problèmes relatifs à la commande automatique des installations d'éclairage. Il permet, en effet, d'allumer ou d'éteindre l'illumination des locaux, vitrines ou autres genres d'installations électriques, en fonction des variations de la luminosité extérieure.

L'interrupteur crépusculaire est une application à la variation de la résistance présentée par une cellule photorésistante en fonction de la lumière. En dehors de cet élément, le circuit utilise deux transistors et deux diodes, ce qui représente ce qu'il y a de plus moderne dans le domaine des interrupteurs automatiques électroniques de coût limité.

Il peut, en effet, être réglé avec une extrême facilité à l'intérieur d'une gamme d'intensité lumineuse très large, de telle sorte qu'il peut commander l'allumage et l'extinction de n'importe quel circuit électrique compatible avec la charge maximum admise aux bornes du relais chaque fois que l'obscurité ou la luminosité — le système étant réversible — dans une ambiance donnée, atteint une valeur préfixée.

L'interrupteur ne nécessite aucune maintenance ; dès qu'on aura procédé au réglage du seuil d'intensité lumineuse d'intervention du dispositif, aucune retouche ne sera nécessaire en raison des variations de durée du jour et de la nuit, ou de tout autre cause qui provoque la variation de la luminosité ambiante.

En effet, à la différence de ce que l'on constate avec les dispositifs à système d'horlogerie qui entrent en fonction à des heures préfixées, l'intervention de l'interrupteur électronique se produit automatiquement chaque fois que se manifestent les conditions de luminosité fixées, indépendamment de l'heure.

Le principe de fonctionnement du dispositif est essentiellement basé sur la propriété caractéristique des dispositifs photorésistants qui, en présence de la lumière, modifient leur propre résistance.

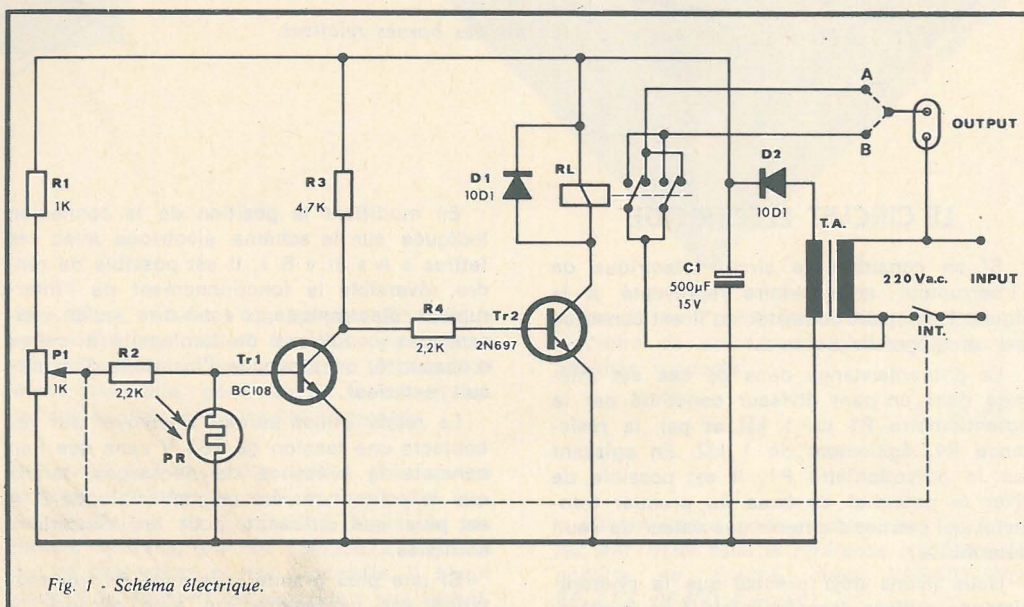


Fig. 1 - Schéma électrique.

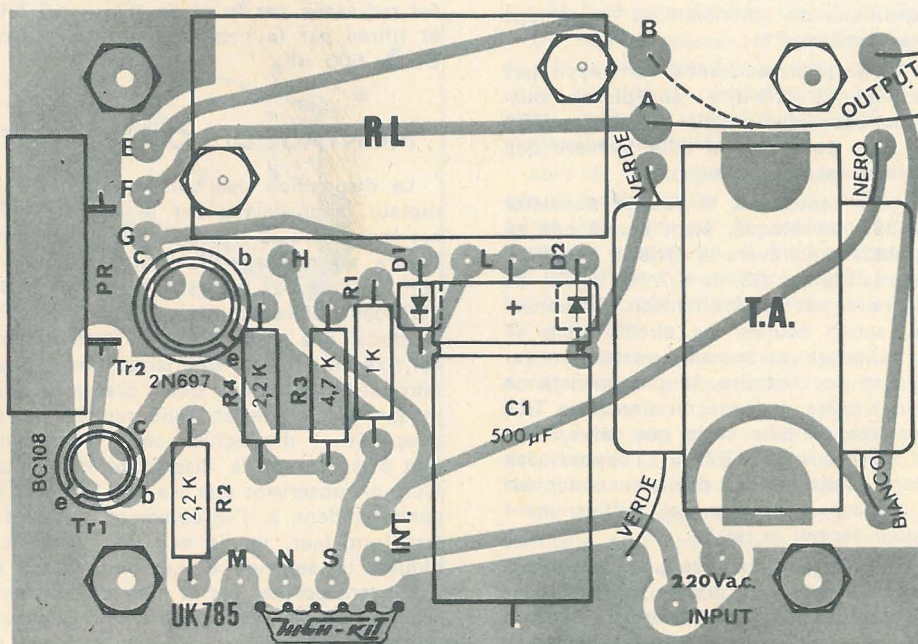


Figure 2

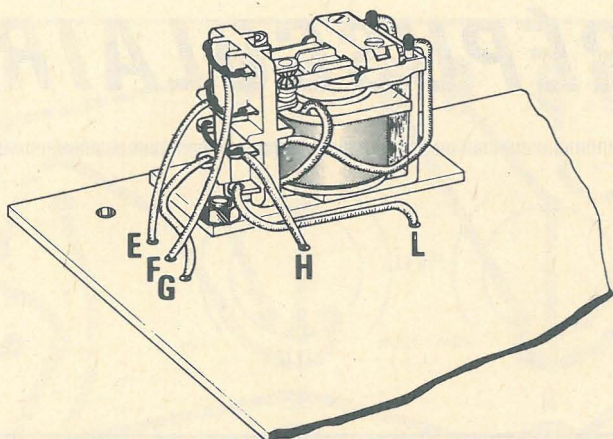


Fig. 3 - Montage du relais et connexions des bornes relatives.

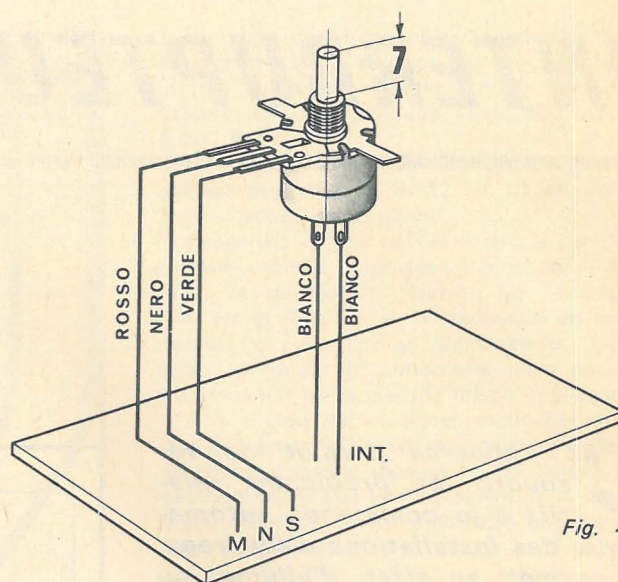


Fig. 4

LE CIRCUIT ELECTRIQUE

Si on considère le circuit électrique de l'interrupteur crépusculaire représenté à la figure 1, on peut constater qu'il est constitué par un trigger de Schmitt.

La photorésistance dans ce cas est intégrée dans un pont diviseur constitué par le potentiomètre P1 de 1 k Ω et par la résistance R1, également de 1 k Ω . En agissant sur le potentiomètre P1, il est possible de fixer le potentiel de base du premier transistor qui permet d'obtenir une valeur de seuil déterminée.

Nous avons déjà précisé que la photorésistance utilisée étant sensible à la lumière, elle présente une valeur de résistance très élevée quand elle se trouve dans une ambiance très obscure, valeur qui diminue sensiblement quand celle-ci est exposée à l'action de la lumière.

On peut donc affirmer que le courant qui circule à travers la photorésistance dépend des conditions de luminosité et du réglage du potentiomètre P1.

Quand la photorésistance ne reçoit pas de lumière, c'est-à-dire en pleine obscurité, la base du premier transistor TR1 BC108, sera polarisée de telle manière que le transistor est conducteur.

Dans ces conditions, le second transistor TR2 2N697 est bloqué, étant donné que sa base, polarisée à travers le diviseur constitué par les résistances R3 de 4,7 k Ω et R4 de 2,2 k Ω , ne reçoit aucune tension. En conséquence, aucun courant ne circule dans le circuit collecteur et le relais restera au repos. Quand au contraire, la photorésistance reçoit la lumière, la base du transistor TR1 est polarisée de telle sorte que celui-ci est bloqué, tandis que TR2, à l'opposé des conditions précédentes, devient conducteur et le courant collecteur est suffisamment élevé pour fermer le relais.

Quand la lumière diminuera, on observera le processus inverse. Lorsque la valeur du seuil déterminée par le potentiomètre P1 sera atteinte, TR1 conduira et TR2 sera bloqué à nouveau, entraînant l'ouverture du relais et la coupure du circuit extérieur.

En modifiant la position de la connexion indiquée sur le schéma électrique avec les lettres « A » et « B », il est possible de rendre réversible le fonctionnement de l'interrupteur électronique, c'est-à-dire qu'en passant des conditions de luminosité à celles d'obscurité, on provoque l'insertion d'un circuit extérieur.

Le relais utilisé permet d'envoyer sur les contacts une tension de 250 V sans que l'on constate la présence de décharges, tandis que le courant maximum admissible de 5 A est plus que suffisant, pour les utilisations normales.

Si une plus grande puissance de commutation est nécessaire, on peut recourir à l'emploi d'un servo-relais.

La valeur ohmique de la bobine du relais est de 130 Ω . Le circuit d'alimentation ne présente aucune particularité ; celui-ci est en effet constitué par le transformateur d'alimentation TA qui abaisse la tension du secteur 220 V à 12 V, tension qui, à son tour, est redressée par la diode D2 — 10 D1 — et filtrée par le condensateur électrolytique C1 de 500 μ F.

MONTAGE DES COMPOSANTS

La disposition des composants de l'interrupteur crépusculaire sur le circuit imprimé est indiquée à la figure 2. On procède dans l'ordre au montage des ancrages pour circuit imprimé aux points A INPUT et B OUTPUT des résistances, des diodes D1, D2, des supports des transistors. Le transformateur est fixé au moyen des languettes qui sont introduites dans les trous pratiqués sur la plaquette à cet effet, puis repliées et soudées. Avant d'effectuer cette opération, il faut s'assurer de la disposition des conducteurs en observant que les fils blanc et noir correspondent à l'enroulement primaire du transformateur, tandis que les fils verts indiquent le secondaire. Les indications sont également portées sur la plaquette du circuit imprimé. Après avoir disposé le condensateur C1 en respectant les polarités exactes, souder aux points L et G 5 cm de fil noir, au point H 3 cm de fil vert, au point F 5 cm

de fil blanc, au point E 4 cm de fil rouge. Monter le relais sur le circuit imprimé à l'aide de deux vis et effectuer les connexions comme l'indique la figure 3.

La photo-cellule est disposée verticalement, en face de l'ouverture pratiquée sur le couvercle du boîtier.

Souder au point M 7 cm de fil rouge, au point N 7 cm de fil noir, au point S 7 cm de fil vert et aux points INT 7 cm de fil blanc. Ces fils sont ensuite soudés au potentiomètre comme l'indique la figure 4. Les bornes INPUT sont à relier au câble d'alimentation secteur, et le câble d'utilisation à la base OUTPUT et au point B si la charge appliquée doit fonctionner quand la photorésistance est soumise à la lumière, ou au point A, si elle doit fonctionner dans l'obscurité.

Disponibles en FRANCE!...
Les "kits AMTRON"

**INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE
UK 785 (décrit ci-contre)**

Complet, en kit avec notice... 154,10

Et plus de 100 autres modèles différents en stock, parmi lesquels :

- UK 475 C, voltmètre électronique... 354,77
- UK 525 C, tuner VHF... 184,17
- UK 700 C, pinson électronique... 120,25
- UK 810, compresseur de dynamique... 165,00
- UK 305, émetteur F.M. 33,82
- UK 445 C, wattmètre B.F. ... 240,52
- UK 460 C, générateur de signaux F.M. 199,95
- UK 110 A, ampli stéréo 2x5 W 190,63
- UK 860 C, photo-timer 257,08

Catalogue complet contre 2,50

TOULOUSE - Vente au comptoir :
TOUTE LA RADIO : 25, rue Gabriel-Péri,
31071 TOULOUSE CEDEX - Tél. : 62.31.68

MONTPELLIER - Vente au comptoir :
TOUTE L'ELECTRONIQUE : 12, rue Castillon
34000 MONTPELLIER - Tél. : 92.24.94

Expéditions dans toute la France :

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier
31000 TOULOUSE CEDEX
Tél. : (15) 61/21.04.92

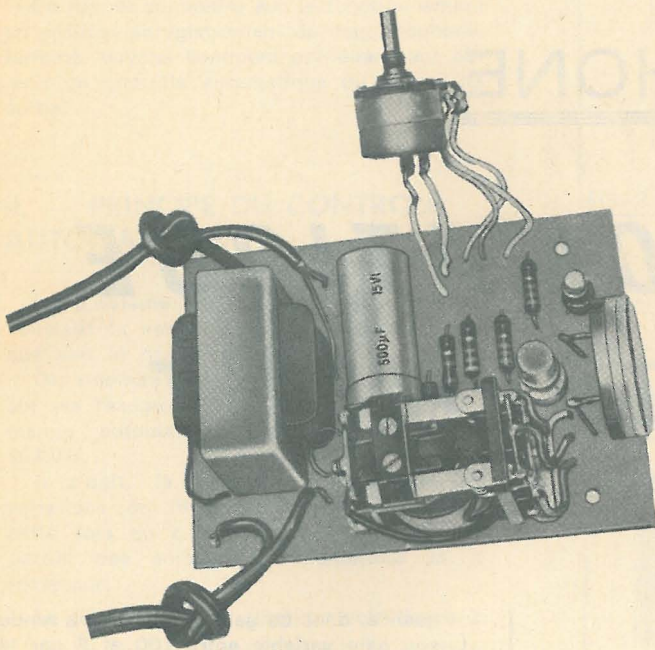


Fig. 5.

UTILISATION

Le circuit est ensuite fixé dans son boîtier à l'aide de 4 boulons, 4 écrous et 4 entretoises tubulaires destinées à éloigner la carte imprimée du fond du boîtier. La figure 5 est une vue du circuit imprimé équipé et la figure 6 montre le circuit imprimé fixé dans le coffret.

L'interrupteur crépusculaire peut être utilisé quand il est nécessaire de procéder à l'allumage automatique des lampes d'éclairage d'une ambiance quelconque dès que la luminosité naturelle descend au-dessous d'une certaine valeur, ou bien, le dispositif étant réversible, pour fermer le circuit extérieur quand la luminosité augmente.

Il peut également être utilisé pour mettre en circuit n'importe quel appareil dès que les conditions de luminosité dépassent les limites désirées, tels que dispositifs d'alarme ou de protection contre l'incendie. Il s'agit donc d'un appareil qui permettra aux techniciens et aux passionnés d'électronique de résoudre de nombreux problèmes pour une dépense modeste.

F. HURE

L'interrupteur crépusculaire est distribué par AMTRON sous la référence UIC785, disponible en France chez PROMO-SUD, BP 212, 06400 Cannes.

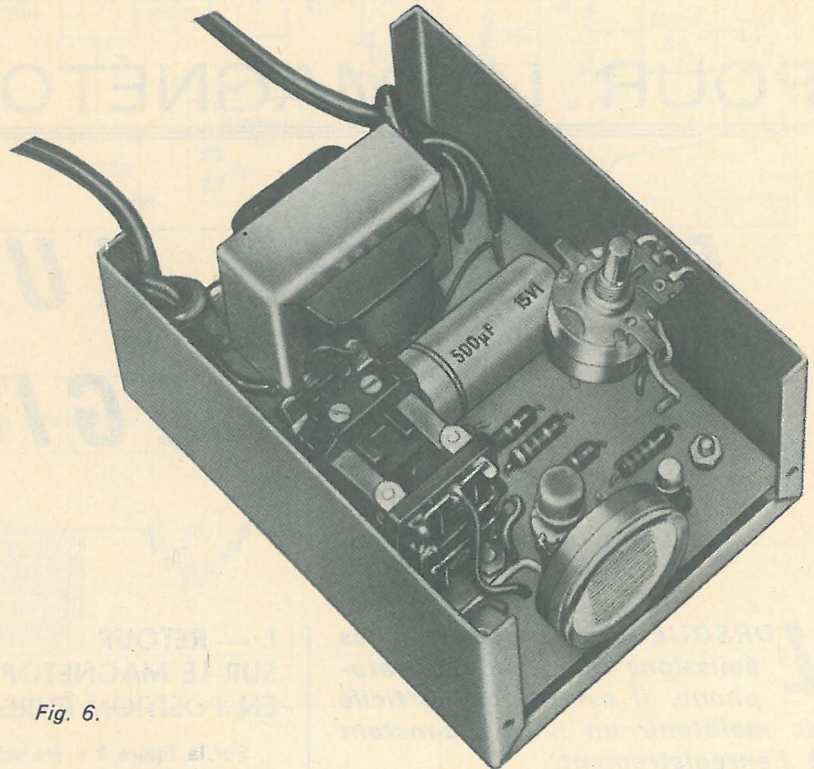


Fig. 6.

FILTRE à trois voies pour haut-parleurs

(Suite de la page 36.)

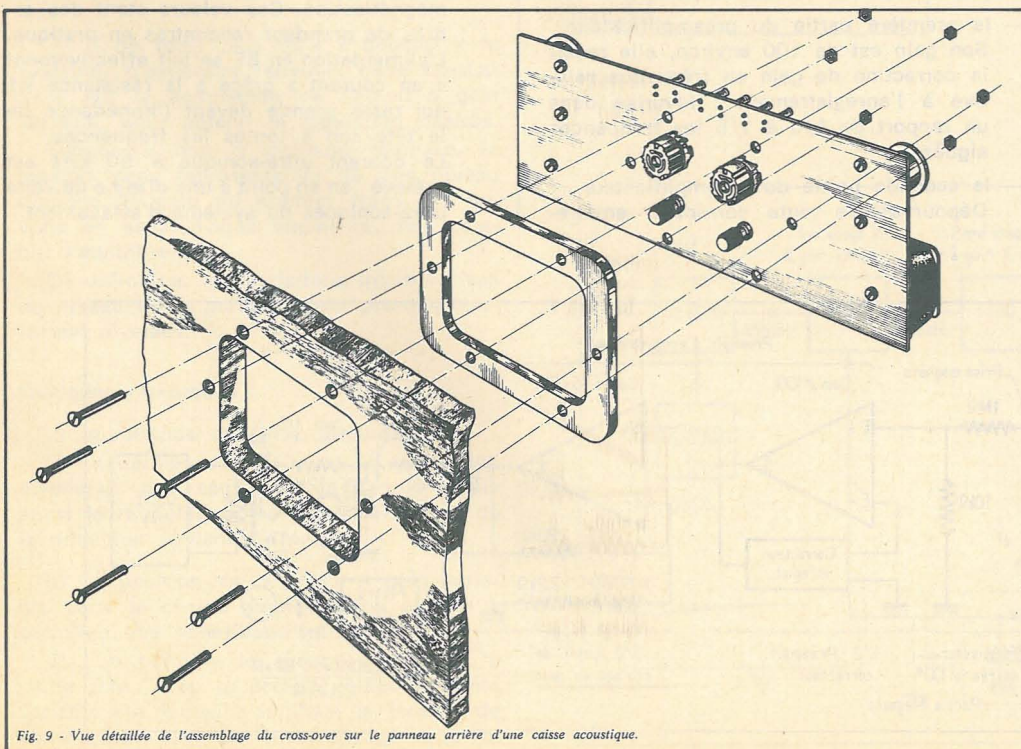


Fig. 9 - Vue détaillée de l'assemblage du cross-over sur le panneau arrière d'une caisse acoustique.

La seconde phase du montage concerne la mise en place des autres composants sur la face non cuivrée du circuit imprimé.

On met en place les potentiomètres T1 et T2 et les serre-fils en respectant la position considérée comme point de référence black (noir) et red (rouge). Cela fait, la réalisation est terminée.

Lors du montage dans l'enceinte acoustique, il faudra veiller à ce que le circuit imprimé soit fixé sur le panneau arrière de l'enceinte elle-même. Il faudra donc découper ce panneau de manière à faire apparaître les boutons des potentiomètres de réglage et les serre-fils.

La bride insérée entre le panneau arrière de l'enceinte et le circuit imprimé pourra être utilisée non seulement pour la fermeture hermétique, mais encore comme gabarit de perçage. La figure 9 montre en vue éclatée comment s'opère la fixation.

Un filtre séparateur comme le UK800 concerne plus spécialement les installations HI-FI pour lesquelles plusieurs haut-parleurs spécialisés procurent une qualité de reproduction accrue. Elle valorise donc la chaîne HI-FI ; n'hésitez donc pas à l'adapter à la vôtre.

A. BARAT

POUR LE MAGNÉTOPHONE

RÉGLAGE AUTOMATIQUE A L'ENREGISTREMENT

LORSQUE l'on enregistre des émissions radio sur magnétophone, il est parfois difficile de maintenir un niveau constant à l'enregistrement.

En effet, le niveau varie fréquemment tout au long de l'émission : quelquefois du simple au double sur l'espace de deux disques consécutifs...

En dépit de nombreuses retouches manuelles dont la répétition se fait vite lassante, le résultat à la lecture peut être bien décevant : enregistrements surmodulés au son criard et rocailleux, enregistrements trop faibles, laissant paraître le bruit de fond, sautes de niveau désagréables.

Un remède radical à cet état de choses est le réglage automatique.

Avant de passer à l'étude d'un tel dispositif, indiquons rapidement la façon dont se passent les choses dans un magnétophone commuté sur sa position enregistrement.

I. — RETOUR SUR LE MAGNÉTOPHONE EN POSITION ENREGISTREMENT

Sur la figure 1 a été schématisée la chaîne constituée par le récepteur radio suivi du magnétophone en position enregistrement.

On distingue de gauche à droite :

- la sortie du récepteur.
- On a représenté le dernier étage moyenne fréquence, suivi de la détection : pour simplifier on a supposé être en modulation d'amplitude (PO ou GO). Rappelons que le signal destiné à un magnétophone doit toujours être prélevé immédiatement derrière le système de détection (afin d'éviter sa pollution dans les organes BF du récepteur)
- l'affaiblisseur d'entrée (diviseur $1\text{ M}\Omega/10\text{ k}\Omega$). Son rôle est, au prix d'une réduction de cent du signal, d'augmenter à $1\text{ M}\Omega$ l'impédance présentée au récepteur.
- la première partie du préamplificateur. Son gain est de 100 environ, elle reçoit la correction de gain en fréquence relative à l'enregistrement : favorise dans un rapport de 1/3 à 1/5 les fréquences aiguës.
- la seconde partie du préamplificateur. Dépourvue de toute correction en fré-

quence, donc de gain « plat », on a rendu son gain variable entre 100 et 5 par le bras de potentiomètre de $50\text{ k}\Omega$ placé dans son circuit de contre-réaction.

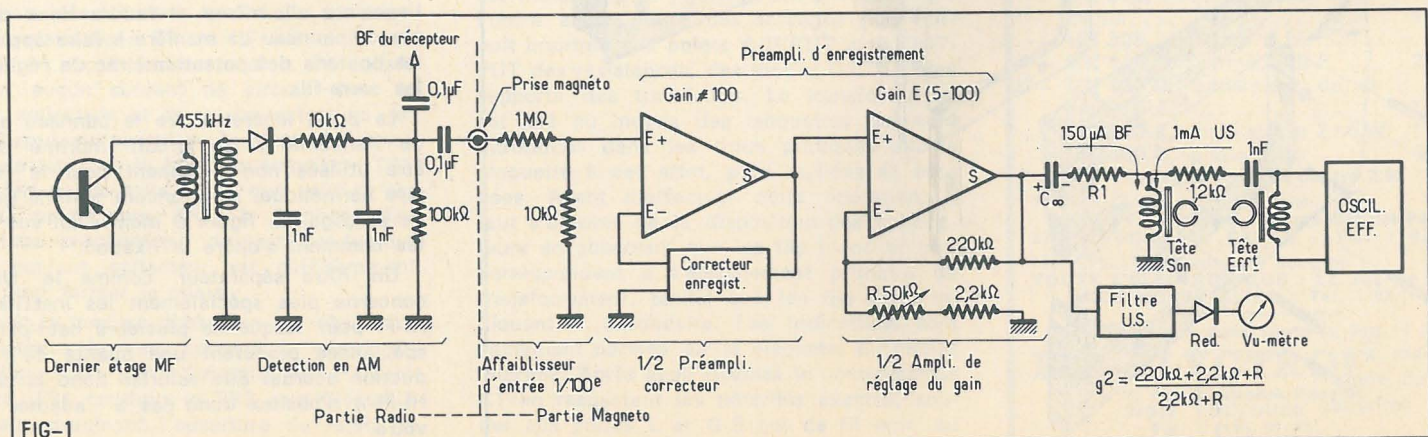
En toute rigueur, pour une valeur R du bras, le gain vaut :

$$g_2 = \left(\frac{2,2\text{ k} + R}{220\text{ k} + 2,2\text{ k} + R} \right)$$

variant bien entre 100 et 5 lorsque R passe de 0 à $50\text{ k}\Omega$. La quantité placée entre parenthèses est le rapport de contre-réaction entre la sortie S et l'entrée — Il arrive que la seconde et la première parties du préamplificateur se suivent dans l'ordre inverse : disposition encore plus favorable à l'application du contrôle automatique (niveau encore plus réduit des signaux dans la résistance R)

- la tête son qui succède au préamplificateur.

Elle reçoit d'une part, de ce dernier $150\text{ }\mu\text{A}$ de courant BF, et d'autre part 1 mA de courant ultrasonique de pré-magnétisation. Ces valeurs étant des ordres de grandeur rencontrés en pratique. L'alimentation en BF se fait effectivement « en courant » grâce à la résistance R1 qui reste grande devant l'impédance de la tête son à toutes les fréquences. Le courant ultra-sonique à 50 kHz est prélevé en un point à une dizaine de volts ultra-soniques du système d'effacement.



— en sortie du préamplificateur on trouve également le VU-mètre, précédé de son anneau de cellules redresseuses.

— Le Vu-mètre étant ou non précédé par un étage amplificateur.

Ce rappel sommaire sur le fonctionnement en position enregistrement du magnétophone, terminé, voyons comment procéder pour obtenir un contrôle automatique du niveau de sortie.

II. — PRINCIPE DU CONTROLE AUTOMATIQUE

Le problème est d'asservir à un niveau constant la sortie du préamplificateur, quel que soit le niveau d'entrée.

On retombe sur un problème bien connu sur les récepteurs radio : celui de la commande automatique du volume de son (CAV).

Il s'agit, là encore, de combattre les variations de niveau à la réception, dues cette fois au « fading » : évanouissement partiel des ondes entre l'émetteur et le récepteur.

Le principe en est simple : voir figure 2.

— On donne un gain variable à une fraction de la chaîne amplificatrice de réception : généralement le premier étage moyen-fréquence 455 kHz.

Plus précisément, on lui donne un gain décroissant d'une tension continue auxiliaire V_{cav} (se fait très facilement en utilisant V_{cav} qui est négative pour la polarisation de grille d'une lampe à pente variable).

— On extrait la valeur moyenne de la tension délivrée par la diode de détection.

Cette valeur moyenne n'est autre que le niveau de la porteuse HF, comme on peut le voir sur la figure 2a en l'absence de modulation.

Elle serait rigoureusement constante, s'il n'y avait pas de fading.

En présence de fading, elle croît et décroît à une fréquence très lente : moins de 5 Hz par seconde.

On filtre par le filtre passe-bas F_{pb} pour ne garder que ces fréquences de variation lentes. C'est la tension auxiliaire cherchée V_{cav} .

— Il ne reste plus qu'à « boucler » le système, c'est-à-dire renvoyer cette tension V_{cav} sur la commande de l'ampli à gain variable, pour obtenir la régulation désirée.

Supposons que la porteuse faiblisse, la tension V_{cav} représentative de son niveau diminue, le gain du premier étage MF qui varie en sens inverse augmente, ceci rétablit l'équilibre.

En définitive, les variations intempestives du niveau de la porteuse sont presque totalement nivelées.

Quelques remarques :

a) Importance du filtre passe-bas F_{pb} .

Si ce dernier n'existait pas, la régulation nivellerait non seulement le fading, mais aussi la modulation. La sortie BF issue de la détection deviendrait nulle.

b) La position de la partie à gain variable dans la chaîne amplificatrice semble à première vue sans importance.

Si l'on permute le second étage MF à pente fixe, avec le premier étage à pente variable sur lequel s'applique la tension de commande V_{cav} , rien n'est changé au point

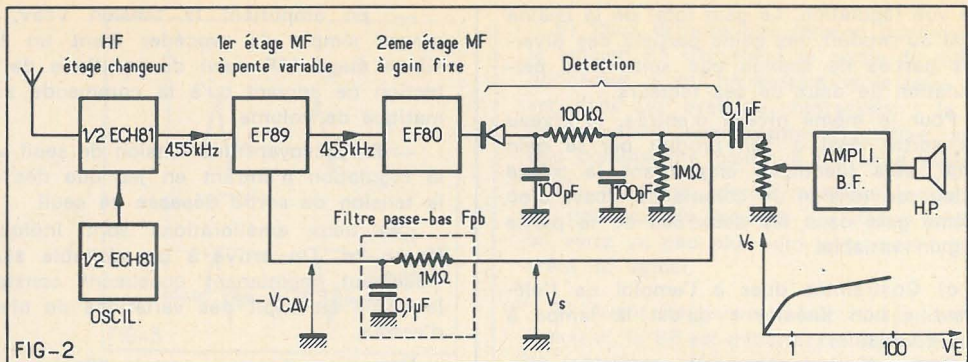


FIG-2

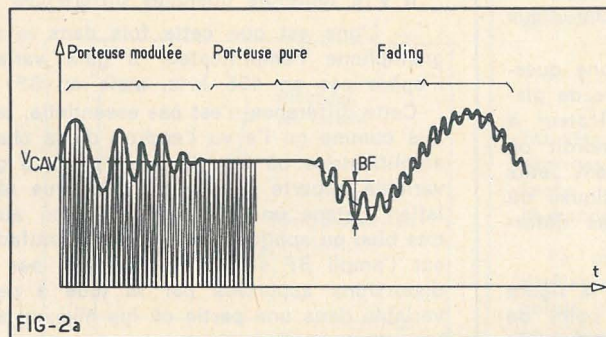


FIG-2a

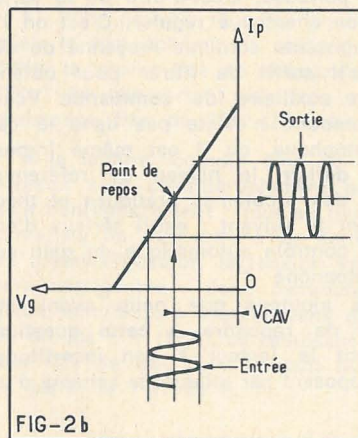


FIG-2b

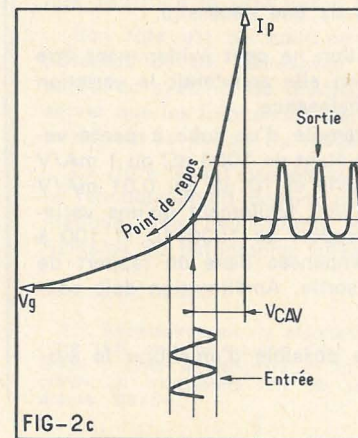


FIG-2c

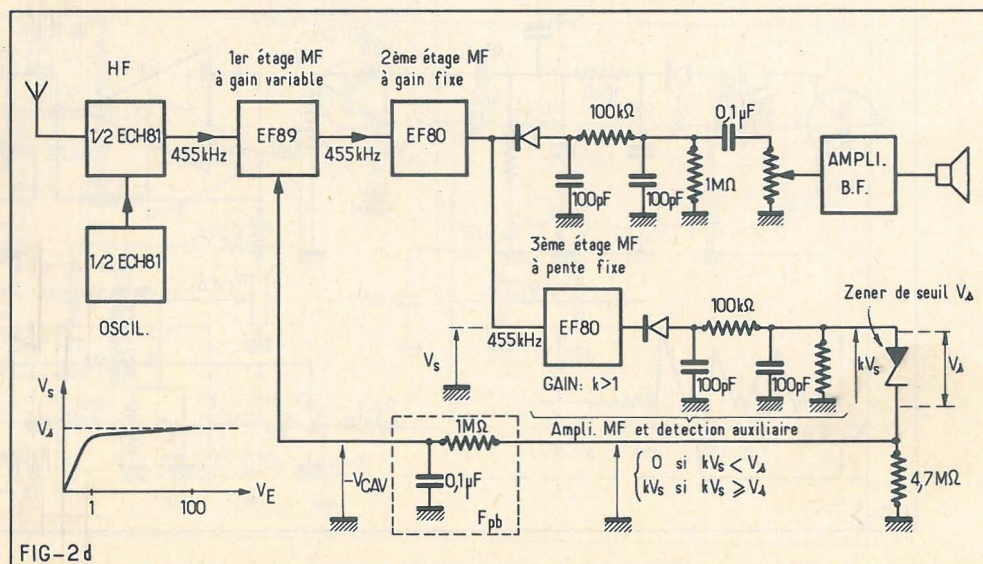


FIG-2d

de vue régulation. Le gain total de la chaîne égal au produit des gains partiels des diverses parties ne change pas suite à la permutation de deux de ses facteurs.

Pour le même niveau d'entrée, le niveau de sortie, égal à son produit par le gain total, sera identique, engendrant la même valeur de tension de commande V_{cav} , d'où même gain dans les deux cas de la partie à gain variable.

c) Contraintes dues à l'emploi de l'élément « non linéaire » qu'est la lampe à pente variable.

Comparée à la lampe à pente fixe (figure 2b), la lampe à pente variable apporte aux signaux d'importantes déformations (figure 2c) dès que leur amplitude devient notable.

Il est clair que ceci est la conséquence de la non linéarité de sa caractéristique (présence d'un coude).

Pour cette raison, et non pour une question de régulation, il est souhaitable de placer en début de chaîne l'amplificateur à gain variable, c'est-à-dire à un endroit où les signaux sont encore suffisamment petits devant la courbure des caractéristiques du tube, pour n'être pratiquement pas déformés.

d) En se reportant à nouveau à la figure 2b, le fait de « promener » le point de repos le long de la partie rectiligne de la caractéristique par application d'une tension auxiliaire V_{cav} , ne change en aucune façon le gain. Autrement dit, la présence d'un élément « non linéaire » dans un amplificateur à gain variable n'est pas la résultante d'un hasard, mais une nécessité.

e) La régulation ne peut évidemment être complète : sinon elle annulerait la variation qui lui donne naissance.

Prenons l'exemple d'un tube à pente variable, sa pente étant de $1000 \mu\Omega$ ou 1 mA/V à -5 V de grille et $10 \mu\Omega$ ou $0,01 \text{ mA/V}$ à -10 V , on voit facilement qu'une variation dans un rapport de $1000/10 = 100$ à l'entrée est compensée dans un rapport de $10/5 = 2$ en sortie. Amélioration déjà considérable.

Il est encore possible d'améliorer le système :

— En amplifiant la tension V_{cav} , un moyen simple de procéder étant un troisième étage MF suivi de sa diode de détection ne servant qu'à la commande automatique de volume.

— En prévoyant une tension de seuil V_s : la régulation n'entrant en jeu que dès que la tension de sortie dépasse ce seuil.

Ces deux améliorations sont indiquées figure 2d. On arrive à un véritable asservissement maintenant quasiment constante la sortie en dépit des variations du niveau d'entrée.

Nous nous sommes permis d'insister longuement sur la régulation anti-fading car la plupart des résultats obtenus vont pouvoir s'appliquer au réglage automatique du magnétophone.

Il y a toutefois quelques différences :

— L'une est que cette fois dans le magnétophone l'amplificateur à gain variable n'opère pas en 455 kHz, mais en BF.

Cette différence n'est pas essentielle, puisque comme on l'a vu l'endroit de la chaîne amplificatrice où est placée la partie à gain variable importe peu au point de vue régulation : dans un récepteur radio on aurait très bien pu appliquer la régulation antifading sur l'ampli BF si l'on ne craignait pas les distorsions apportées par le tube à pente variable dans une partie où les niveaux sont importants.

— La seconde est beaucoup plus importante.

Dans le système antifading, on obtient facilement la valeur de référence du niveau de l'onde porteuse, c'est-à-dire de la variable que l'on cherche à réguler. C'est on l'a vu la composante continue moyenne de détection qu'il suffit de filtrer pour obtenir la tension auxiliaire de commande V_{cav} . Cette commodité n'existe pas dans le cas du magnétophone, où il est même impossible de définir le niveau de référence. Ceci pose des problèmes pratiques et théoriques, dont le suivant : est-il sérieux d'envisager le contrôle automatique du gain sur un magnétophone ?

Si nous ajoutons que nous avons été incapables de répondre à cette question, abandonnant le lecteur à son incertitude, tout en proposant par ailleurs le schéma d'un

tel dispositif, cela risque fort de paraître encore moins sérieux...

Nous y reviendrons plus tard... en attendant appliquons les principes de régulation examinés ci-dessus au magnétophone.

III. — PRINCIPE DE LA REGULATION AUTOMATIQUE A L'ENREGISTREMENT

Voyons les transformations à apporter au schéma à commande manuelle donné figure 1 pour passer à la commande automatique.

Ces modifications ont été reportées au fur et à mesure dans le schéma de principe de la figure 3.

1) Il faut en premier lieu faire apparaître une partie à gain variable dans la chaîne amplificatrice.

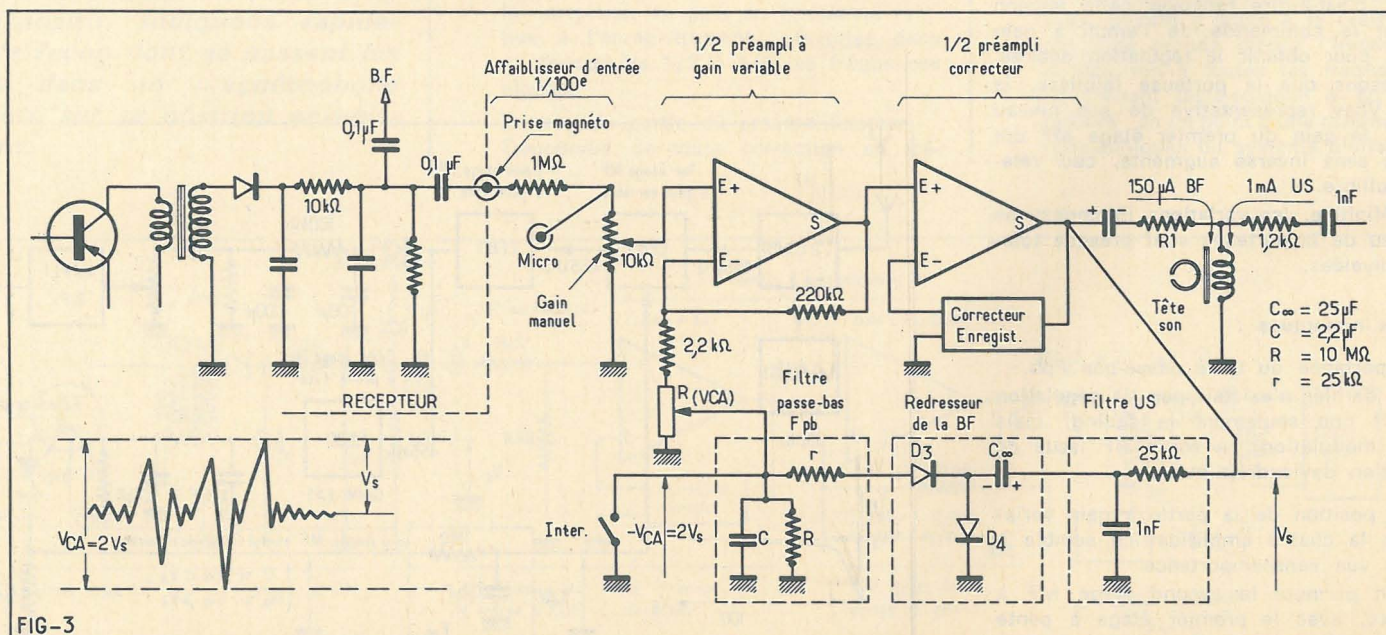
Pour atteindre ce but, il suffit de remplacer le potentiomètre de réglage manuel R par une résistance variable R (Vca) en fonction de la tension auxiliaire continue de commande automatique Vca. On verra plus loin qu'un FET non alimenté se comporte comme une résistance variable presque parfaite.

2) On a vu précédemment que l'introduction d'un élément « non linéaire » était une nécessité dans un amplificateur à gain variable.

La résistance variable R (Vca) ne fait pas exception à cette règle comme le montre clairement la figure 6.

3) La présence d'un élément non-linéaire dans l'amplificateur à gain variable impose de placer ce dernier en tête du préamplificateur, c'est-à-dire là où le niveau des signaux est le plus faible : de l'ordre du millivolt, donc négligeables devant la courbure de la caractéristique de l'élément non linéaire qui est de l'ordre du volt.

Ceci nous impose de permuter les deux demi-préamplificateurs de la figure 1, ce qui est sans conséquence sur le gain global de l'ensemble.



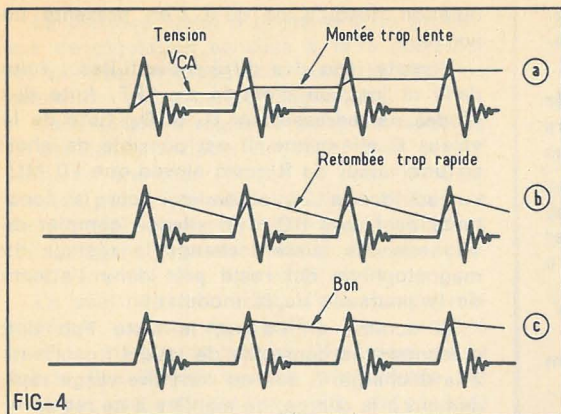


FIG-4

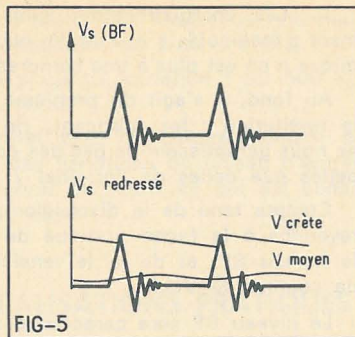


FIG-5

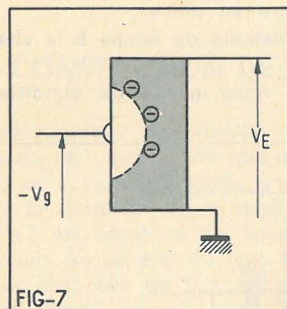


FIG-7

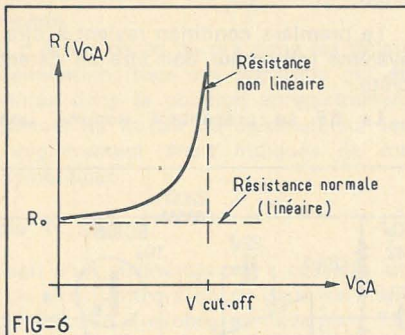


FIG-6

4) La commande manuelle chassée de la place qu'elle occupait par la résistance de commande automatique R (Vca) doit être rétablie en un autre endroit.

On a choisi le bras inférieur de l'affaiblisseur au 1/100 d'entrée, la faible impédance de ce bras : 10 kΩ étant favorable à l'implantation d'un potentiomètre.

Ce réglage continue d'agir, que l'entrée soit sur haute impédance (radio) ou basse impédance (micro).

Aucune commutation enregistrement/lecture supplémentaire n'est nécessaire puisque tout l'ensemble de l'affaiblisseur d'entrée est éliminé sur la position lecture.

5) Pour pouvoir repasser en réglage manuel, le cas échéant, il suffit de court-circuiter la tension Vca. La résistance variable R (Vca) se comportant dès lors comme une résistance fixe de 300 Ω environ.

A la lecture, compte tenu de ce que les niveaux sont considérablement plus faibles qu'à l'enregistrement : tout au plus quelques centaines de millivolts à la dernière sortie du préamplificateur, la tension Vca produite sera négligeable : donc commutation enregistrement/lecture assurée sans autre forme de procès : R (Vca) se réduisant à une valeur fixe de 300 Ω s'ajoutant aux 2200 Ω en série de l'entrée E.

6) Pour extraire une tension continue de la tension BF délivrée à la sortie du préamplificateur, il est nécessaire de la faire passer dans un système redresseur : la BF, comme toute composante alternative, ayant une composante continue moyenne nulle.

On a utilisé comme système redresseur un doubleur de tension qui donne comme on verra un peu plus loin la tension crête à crête du signal.

7) Avant de l'envoyer sur le système redresseur, la BF est débarrassée de tout résidu de fréquence ultrasonique (environ 50 kHz) qui aurait pu se frayer un chemin jusqu'à la sortie du préamplificateur à travers la résistance R1 qui alimente la tête son « en courant ».

Ceci s'opère par le filtre U.S. dont la fréquence de coupure :

$$f = \frac{10^{-12}}{2 \cdot 25 \text{ k} \cdot 1000} = 8000 \text{ Hz élimine le}$$

50 kHz résiduel sans trop dégrader les fréquences BF les plus élevées (faible importance : ce sont rarement elles qui saturent la bande).

La présence d'un résidu d'ultrasonique d'effacement dans le système de diodes amènerait une tension Vca permanente, même en l'absence de modulation, ce qui se traduirait par le dérèglement de la régulation (1).

8) A la sortie du système redresseur on retrouve cet élément extrêmement important que constitue le filtre passe bas Fpb.

Son rôle est de court-circuiter les composantes de BF redressées présentes à la sortie du système de diodes, et de ne conserver que les fréquences extrêmement lentes traduisant la dérive du niveau de sortie.

Ce filtre tenant une place importante dans le fonctionnement correct du contrôle automatique, nous reviendrons sur ses caractéristiques au paragraphe suivant.

(1) Accessoirement, la résistance en tête de ce filtre U.S. sert de tampon dans la sortie du préampli : évite la détérioration de la BF dans les crêtes de modulation lors de la conduction des diodes D3/D4.

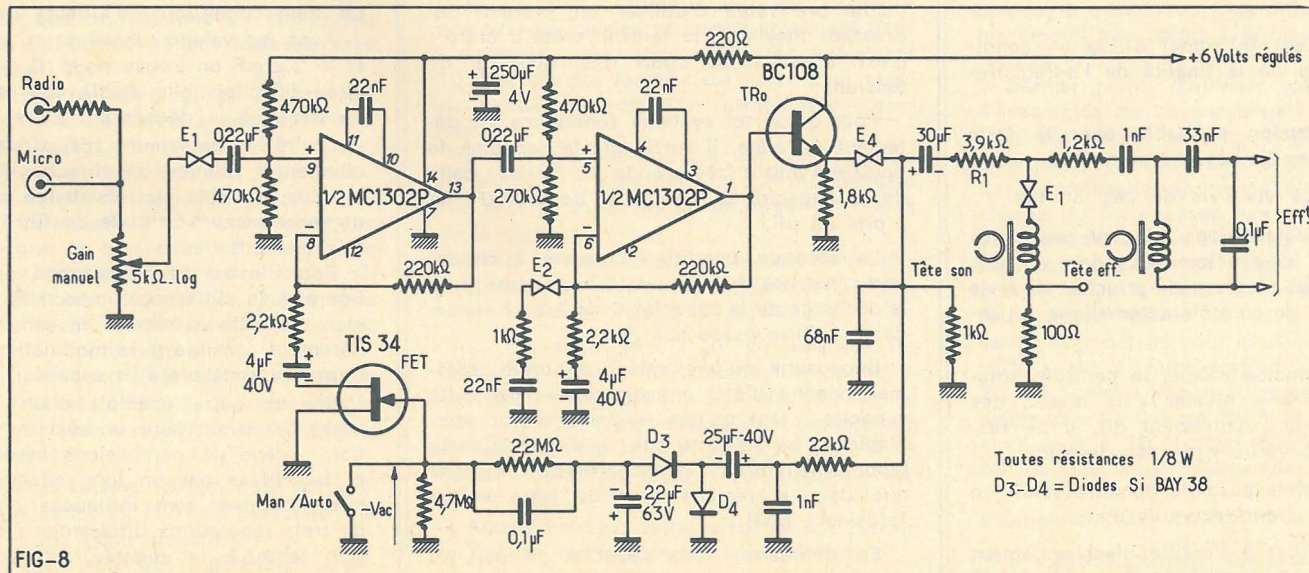


FIG-8

Toutes résistances 1/8 W
D3-D4 = Diodes Si BAY 38

IV. — PROBLEMES POSES POUR L'OBTENTION DE LA TENSION DE COMMANDE V_{ca}

Pour définir une commande de correction V_{ca} sur une variable à réguler, ici le niveau BF de sortie, il est nécessaire de pouvoir définir avec précision ce dernier.

Tout le problème est qu'on ne le sait pas...

Aucun système de régulation automatique ne pourra jamais discerner si une baisse du niveau BF est :

— Voulue : recherche d'un effet musical, donc à ne pas corriger.

— Accidentelle : donc qu'il est légitime de corriger.

Devant cette impossibilité, on s'est forgé un autre critère qui est celui de la bonne utilisation de la bande magnétique :

— Eviter sa saturation : écrêtage de la BF très désagréable.

— Les enregistrements sont déjà tellement « manipulés » à la radio, que leur dynamique n'en est plus à une compression près...

Au fond, il s'agit du problème général de la restitution : les fabricants de téléviseurs ne nous garantissent-ils pas des couleurs plus belles que celles de l'original ?

Compte tenu de la discussion précédente, revenons à la façon pratique de déterminer le niveau BF, et de là la tension auxiliaire de commande V_{ca} .

Le niveau BF sera caractérisé :

1) par la valeur de ses pointes maximum de modulation.

2) l'examen des crêtes de modulation se fera sur un intervalle de temps suffisamment long, pour que la probabilité de n'y pas trouver au moins un maximum soit très réduite.

La première condition revient à dire que le système redresseur doit être un détecteur de crête.

La BF se présentant comme une suite

de modulation, jusqu'à ce qu'il s'en présente un nouveau.

Compte tenu des différentes fuites : fuite dans la jonction d'entrée du FET, fuite des diodes de redressement D_3 et D_4 , fuite de la valeur C elle-même, il est possible de choisir une valeur de R aussi élevée que $10\text{ M}\Omega$.

Ceci donne 22 secondes pour la constante de temps RC : un silence complet de 10 secondes laisse inchangé le réglage du magnétophone qui reste prêt dans l'attente de la poursuite de la modulation.

Si comme on l'a vu, le filtre F_{pb} doit présenter une constante de temps importante à la décharge, il doit au contraire réagir rapidement à la charge, de manière à se retrouver complètement rechargé dès la première pointe de modulation.

Sans cette précaution, on aurait une saturation de la bande au début de l'enregistrement : la régulation n'ayant pas eu le temps de se mettre en place.

Cette constante de temps à la charge est égale à rC .

On peut noter que cette condition : rC

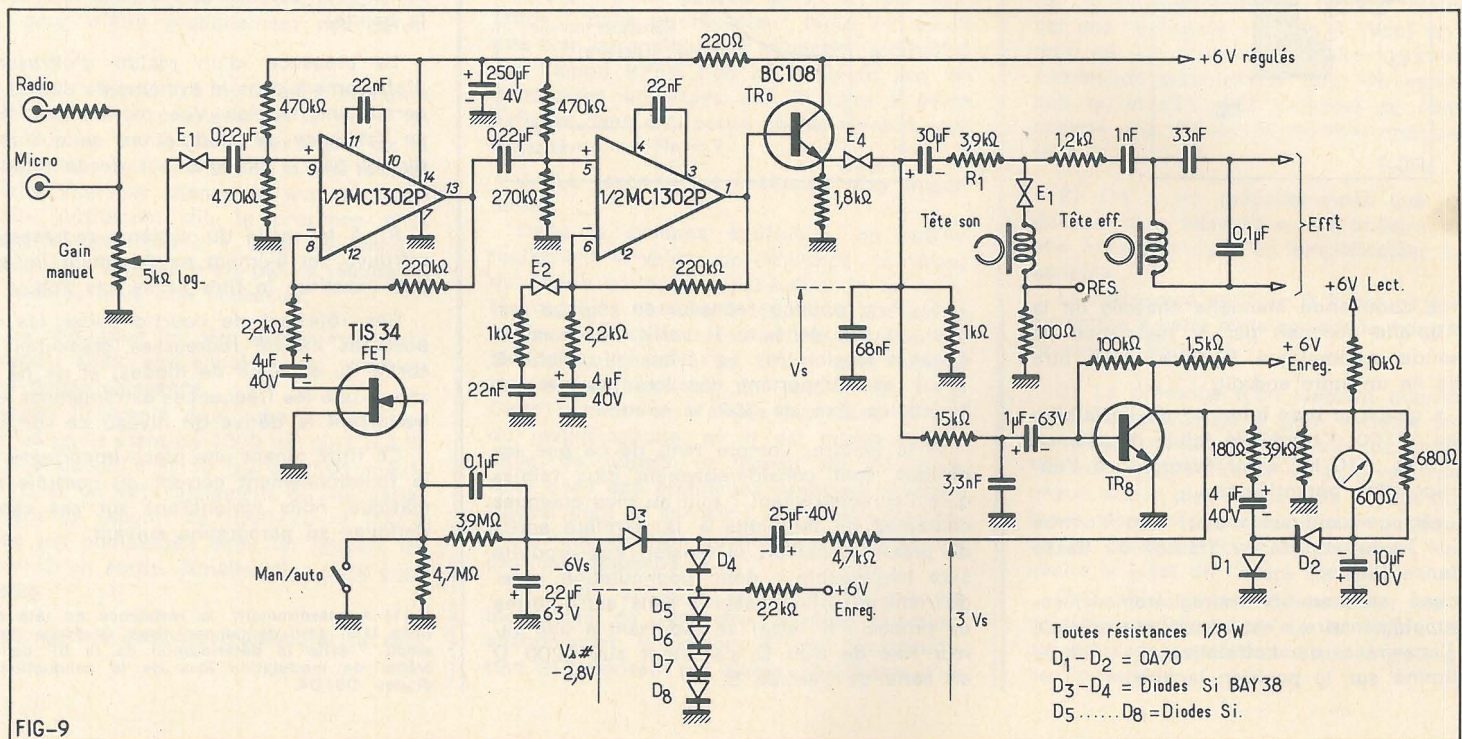


FIG-9

— Eviter la sous-modulation : résurgence du bruit de fond noyant les détails fins du signal.

En bref c'est le signal BF qu'on conditionne en vue de la finalité de l'enregistrement :

— Compression préalable pour le faire tenir entre ces limites.

— Centrage vis-à-vis de ces limites.

De telles déclarations ne sont pas faites pour rassurer les « mélomanes » dont on peut comprendre les réserves de principe vis-à-vis des systèmes de contrôle automatique à l'enregistrement.

Par son principe même, le contrôle automatique tend à « niveler » le niveau des enregistrements : autrement dit, il ne restitue pas « la vérité » de ces derniers.

Il est toutefois possible de faire valoir en sa faveur les arguments suivants :

— Le résultat à l'oreille n'est nullement désagréable, bien au contraire, même s'il n'est pas strictement conforme à l'original.

d'impulsions désordonnées, dont les valeurs de crête sont rarement symétriques, il est même préférable d'utiliser un système redresseur mesurant la tension crête à crête : c'est la raison du choix d'un doubleur de tension.

Pour qu'un tel système fonctionne en détecteur de crête, il suffit que la capacité de doublage soit « très grande » : 10 fois celle de la capacité de charge C de $2,2\ \mu\text{F}$, on a pris $25\ \mu\text{F}$.

La seconde condition consiste à choisir une constante de temps très importante pour la décharge de la capacité C de $2,2\ \mu\text{F}$ incluse dans le filtre passe bas F_{pb} .

Supposons qu'une valeur de crête maximale vienne d'être emmagasinée dans cette capacité ; tant qu'une nouvelle valeur semblable ne se présente pas, la diode D_3 reste bloquée, interdisant la décharge de C ailleurs que dans la résistance R de forte valeur (plusieurs $\text{M}\Omega$).

En définitive, cette capacité de $2,2\ \mu\text{F}$ se comporte comme une mémoire, enregistrant la valeur du dernier maximum de mo-

petit est contradictoire avec la précédente : RC grand ; la valeur de C est donc le résultat d'un compromis, d'ailleurs non critique.

Avec les valeurs choisies : $r = 25\ \text{k}\Omega$ et $C = 2,2\ \mu\text{F}$ on trouve pour rC : 50 ms, environ 500 fois plus faible que la constante de temps à la décharge : 22 secondes.

En fait, cette valeur r n'apparaît pas explicitement : comme on cherche à la réduire le plus possible, la résistance des diodes de redressement et celle du filtre U.S. d'entrée en tient lieu.

Pour illustrer ce qui précède, on a indiqué figure 5 la différence importante entre tension de crête et tension moyenne : particulièrement sensible si la modulation est constituée de sons brefs et espacés.

Sur un autre exemple choisi à dessein assez éprouvant pour un système de régulation : série de percussions assez espacées et précédées par un long silence de quelques minutes, sont indiquées les réactions de trois régulations différentes : la première trop lente à la montée, la seconde trop rapide à la retombée, la troisième correcte. Figures 4a/4b/4c.

La dernière étape d'ajustement du processus de régulation consiste à faire coïncider les pointes de modulation avec le seuil de saturation de la bande magnétique.

Cela revient à régler le point de repos de la résistance variable R (V_{ca}), pour cela il suffit de brancher l'entrée de cette dernière sur un point intermédiaire de la résistance de $10\text{ M}\Omega$ (non représenté sur le schéma de la figure 3, mais indiqué sur les schémas complets des figures 8 et 9).

Le seuil de saturation d'une bande magnétique variant de manière très sensible avec la marque et surtout l'épaisseur de la bande (les bandes minces, triple durée par exemple, seaturent très vite en général) ce réglage en principe ne vaut que pour un seul type de bande. En pratique un réglage fixe convient. La recommandation de conserver toujours le même type de bande restant toutefois toujours valable.

V. — CONSTITUTION DE R (V_{ca})

En se reportant au principe de fonctionnement du FET, on va voir que non alimenté celui-ci se comporte comme une résistance variable en fonction de la tension.

Un FET est constitué par un petit barreau de silicium, en général du type N, une jonction P-N disposée en son milieu reçoit un potentiel négatif compris entre 0 et -2 V . Voir figure 7.

Selon que ce potentiel négatif sera plus ou moins élevé, la jonction repousse plus ou moins profondément dans l'intérieur du barreau les porteurs négatifs, en l'occurrence les électrons (type N).

Tout se passe comme si le barreau de silicium était amputé d'une portion plus ou moins importante de sa section suivant le potentiel $-V_g$ de la jonction.

Au départ $V_g = 0$, on a la résistance purement ohmique de la totalité de la section du barreau : environ $300\ \Omega$.

Pour -2 V environ, la section passant du barreau est réduite à zéro, la résistance du barreau devient infinie : $500\text{ k}\Omega$ en pratique.

Cette valeur de -2 V correspond à la tension « de pincement » dans le cas particulier où la tension d'alimentation du barreau est zéro. Lorsque V_g est compris entre 0 et -2 V , la résistance évolue entre les valeurs extrêmes de $300\ \Omega$ et $500\text{ k}\Omega$.

Pour pouvoir parler d'un potentiel de jonction $-V_g$ vis-à-vis de l'ensemble du barreau, il faut que les tensions V_e appliquées au barreau lui-même soient toujours très faibles devant V_g .

Dans le cas contraire, on peut voir facilement que la « résistance » sera différente suivant que V_e est positif ou négatif... autrement dit que ce n'est plus une résistance...

En toute rigueur il faudrait parler de « résistance différentielle », ce terme pompeux exprimant que le barreau n'est assimilable à une résistance que pour les « petits signaux » : de l'ordre du millivolt. On retrouve le fait que le FET/résistance variable est un élément « non linéaire ».

Le gros intérêt du FET comme résistance variable (d'autres éléments peuvent également jouer ce rôle : le transistor par exemple) est double :

— Il n'exige aucune énergie pour sa commande : la jonction P-N sur laquelle est appliquée $-V_g$ étant bloquée.

Ceci revient à dire que l'impédance d'entrée est infinie, circonstance particulièrement favorable à l'établissement du filtre

passé-bas de sortie des diodes où interviennent des résistances de plusieurs $\text{M}\Omega$.

— Large plage de variation : ici $500\text{ k}\Omega$ $300\ \Omega \approx 1000$.

Ceci permet avec un unique élément de compenser des variations du niveau d'entrée dans un rapport de 1000, ce qui est considérable : 60 dB.

VI. — REALISATIONS PRATIQUES

Quatre exemples choisis assez différents : deux se rapportant à un magnétophone utilisant un circuit intégré, un autre à un appareil équipé entièrement de FET, le dernier à un appareil du commerce utilisant les composants traditionnels, sont décrits sous forme de schémas détaillés en application de ce qui précède.

Afin d'éviter de se perdre dans les détails de commutation, tous ces appareils ont été représentés dans la position enregistrement, les contacts de travail du commutateur lecture/enregistrement étant indiqués de manière symbolique.

Exemple 1 (fig. 8)

Il s'agit d'un magnétophone à cassette, utilisant un circuit intégré décrit dans les numéros 287 et 288 (octobre et novembre 71). Nous ne revenons pas sur le fonctionnement de cet appareil : il suffit de se reporter aux précédents numéros.

En ce qui concerne la partie relative à la régulation automatique, celle-ci est très proche du schéma théorique qui a été largement commenté dans ce qui précède.

Quelques remarques rapides :

— Cette première version correspond à une régulation simple (non amplifiée). Sa plage de régulation est plus que suffisante pour couvrir les 10 à 20 dB de variation de niveau d'entrée pouvant se produire lors de l'écoute d'émissions radio.

— On remarque le diviseur potentiométrique $2,2\text{ M}\Omega/4,7\text{ M}\Omega$ de la résistance du filtre passe bas de sortie : détermine le point de repos du FET/résistance variable, faisant coïncider les maximum d'excursion BF avec le seuil de saturation de la bande.

Précisons que ce rapport est assez variable avec le FET choisi.

C'est pratiquement le principal travail de mise au point : on joue sur l'un ou l'autre des bras en gardant approximativement pour l'ensemble une valeur totale avoisinant $10\text{ M}\Omega$ chaque réglage est suivi d'un essai sur bande pour voir si on surmodule ou sous-module.

Il est commode d'utiliser un potentiomètre de $5\text{ M}\Omega + 2$ bras fixes de $2,2\text{ M}\Omega$ pendant les essais, voire de le conserver si l'on a de la place.

Dans le cas contraire, on conserve des bras fixes, ce réglage analogue à celui d'une contre-réaction étant très stable.

— La valeur de $0,1\ \mu\text{F}$ en parallèle sur la $2,2\text{ M}\Omega$ évite le ronflement qui ne manquerait pas de se produire sur une impédance aussi élevée (court-circuit des composants indésirables par : $0,1$ puis $2,2\ \mu\text{F}$ à la masse). Ceci rend inutile le blindage de l'entrée du FET.

Accessoirement cette valeur de $0,1$ facilite la montée en tension de la régulation.

— Mentionnons que le caractère quadratique du redressement de D_3/D_4 qui s'était

révélé gênant pour l'insertion d'un Vu-mètre (on avait prévu pour cette raison un étage amplificateur de Vu-mètre) est ici sans inconvénient : au contraire le seuil de conduction des diodes fait fonction de seuil de régulation (voir régulation amplifiée).

— Pas d'inconvénient à utiliser comme résistance variable un EC 302.

L'utilisation de la commande automatique est très simple, en remarquant que le potentiomètre manuel de gain reste inséré dans la chaîne d'amplification : en tournant ce potentiomètre, on voit d'abord la déviation du Vu-mètre augmenter, puis se stabiliser, ceci indiquant que le contrôle automatique a pris en charge la direction des opérations. Il n'y a plus qu'à enregistrer sans se soucier de quoi que ce soit.

A la lecture, le FET/résistance variable se comporte comme une résistance « morte » de $300\ \Omega$ s'ajoutant en série avec la $2,2\text{ k}\Omega$ ce qui ne modifie pratiquement les caractéristiques de l'appareil sur cette position.

Exemple 2 (fig. 9)

L'appareil de base est toujours celui des numéros 287/288.

Il s'agit d'une régulation amplifiée et à seuil, qu'on peut considérer comme un véritable asservissement du niveau BF de sortie.

Elle est essentiellement destinée au cas où l'on dispose de multiples sources de niveaux très différents : récepteurs radio de types divers, microphones... que l'on veut pouvoir commuter rapidement sans aucun réglage.

On utilise l'étage amplificateur de Vu-mètre, de gain voisin de 3, qui conjugué au doubleur de tension procure une amplification de 6 de la tension BF de sortie.

La tension de commande automatique V_{ca} est constituée par l'excès de cette tension amplifiée de 6 V sur la tension seuil V_s : tant que la tension amplifiée n'excède pas V_s , la diode D_3 ne conduit pas, entraînant $V_{ca} = 0$.

On aurait pu utiliser une diode zener pour la constitution de la tension seuil, on a préféré utiliser la chute de tension dans des diodes silicium polarisées dans le sens direct ($0,7\text{ V}$ par diode genre BAY 38). Cette disposition laisse plus de latitude pour l'ajustement de V_s : en ajoutant ou en retirant des diodes.

La mise au point s'effectue en jouant conjointement sur la tension seuil V_s et le point de partage de la $10\text{ M}\Omega$ du filtre passe bas de sortie.

Notons au passage que le filtre d'ultra sonique d'entrée n'est plus utile et ferait double emploi avec celui déjà disposé à l'entrée de TR_3 .

Dernier point, d'ailleurs valable pour les 4 exemples de ce paragraphe : pour bénéficier pleinement de la haute impédance d'entrée du FET/résistance variable, et par là de la constante de temps élevée à la décharge du filtre passe bas de sortie, il importe de choisir des éléments à faibles fuites pour D_3 et D_4 et les valeurs de $25\ \mu\text{F}$ et $2,2\ \mu\text{F}$ (d'où le choix de tension de service relativement élevée et sans rapport avec celles du montage pour ceux-ci). Un contrôle sérieux est à faire surtout pour D_3 et la $2,2\ \mu\text{F}$: rejeter impitoyablement les éléments ayant plus de $0,3\ \mu\text{A}$ de fuite sous une tension de 9 à 10 V (contrôleur universel sur $50\ \mu\text{A}$: déviation négligeable).

Exemple 3 (fig. 10)

Il s'agit d'un magnétophone trois vitesses 4,75/9,5/19 entièrement équipé de FET sur lequel nous pensons revenir par la suite.

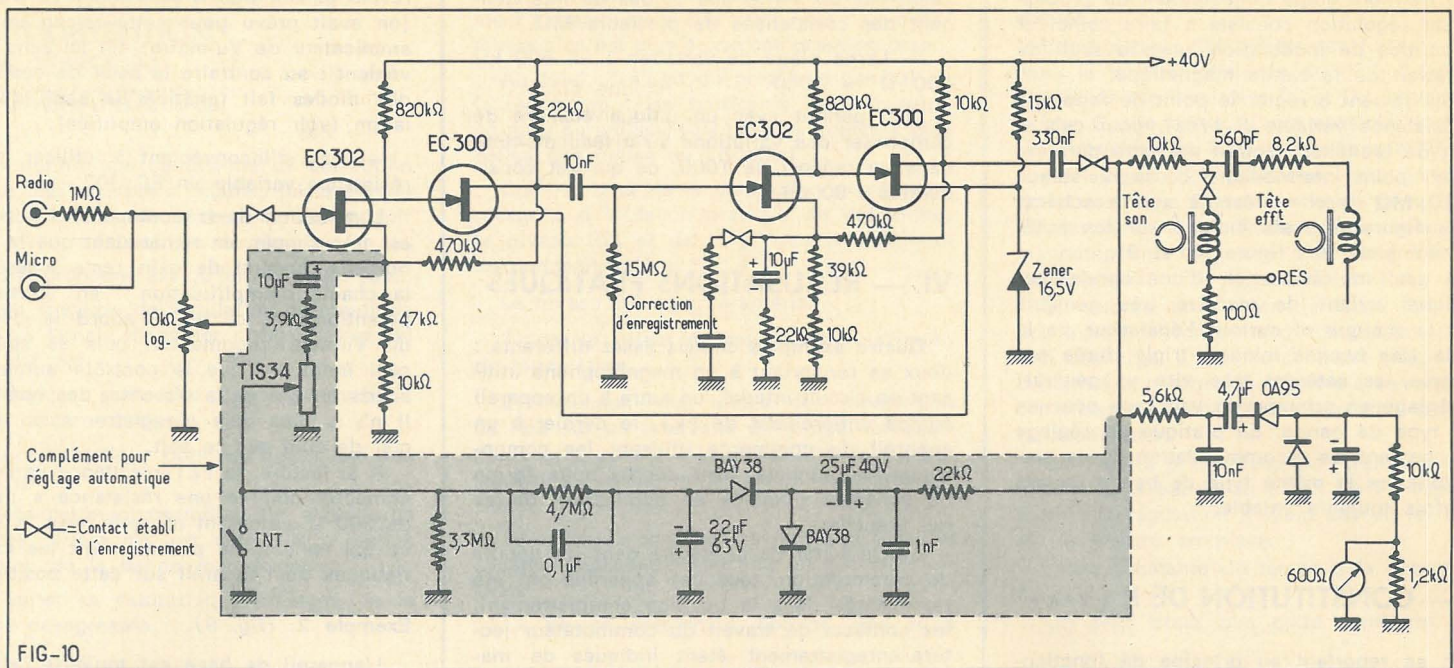


FIG-10

On y distingue deux couples de FET, chacun entièrement à liaisons directes (réduction des éléments de couplage, absence de rotations de phase...), le gain de chaque couple étant égal à $470 \text{ k}\Omega / \text{Rsk}$. Rsk étant la résistance (au point de vue alternatif) placée dans la source de chaque FET d'entrée.

Cette relation entre le gain et Rs est tout à fait analogue à celle observée dans les demi-préamplificateurs à circuit intégré des deux exemples précédents, d'où le même mécanisme de contrôle : insertion d'une résistance variable R (Vca) dans la source du premier couple amplificateur qui devient la partie à gain variable de la chaîne d'amplification...

Il n'est pas utile de s'étendre davantage, tout ce qui a été dit précédemment restant valable.

Exemple 4 (fig. 11)

On a choisi un cas nettement différent, qui est celui d'un appareil classique utilisant quatre PNP en cascade dans sa chaîne am-

plificatrice, à couplage par résistances/capacités...

S'agissant d'un appareil déjà ancien, nous sommes bornés à indiquer les valeurs des composants seulement dans les deux premiers étages...

Le but est d'indiquer comment procéder lorsqu'il est impossible de constituer une partie à gain variable en utilisant la variation d'un taux de contre réaction.

La méthode la plus simple est de dégager un rapport potentiométrique qui se transformera en affaiblisseur variable par introduction d'un FET/résistance variable dans le bras supérieur (le choix de ce bras est impératif si l'on veut que le gain global soit au minimum pour le maximum de la tension de commande Vca).

Associé à l'étage à gain fixe qui le succède, on peut considérer que le tout constitue un amplificateur à gain variable, ce qui nous ramène à ce qui précède.

Détail pratique, le bras affaiblisseur variable devra avoir une connexion de retour à la masse, et être isolé des étages qui le précèdent et le suivent par des capacités

irréprochables au point de vue courant de fuite : ceci afin de permettre le « retour » correct du potentiel de grille Vca.

Tout ceci nous conduit au schéma de la figure 11 où sont indiquées en trait fort les parties ajoutées en vue du contrôle automatique.

VII. — CONCLUSION

Dans le courant de ce qui précède, on a pu voir que le FET non alimenté constituait un excellent dispositif pour traduire une tension en résistance.

Ceci en fait un élément de choix pour tous les types d'amplificateurs relevant de la compression de modulation : réception, émission, magnétophones...

Son intérêt peut s'étendre également aux dispositifs oscillateurs devant délivrer une amplitude constante : générateur BF à pont de Wien... Sous cette forme il peut être considéré comme un concurrent sérieux de dispositifs anciens de régulation comme les thermistances...

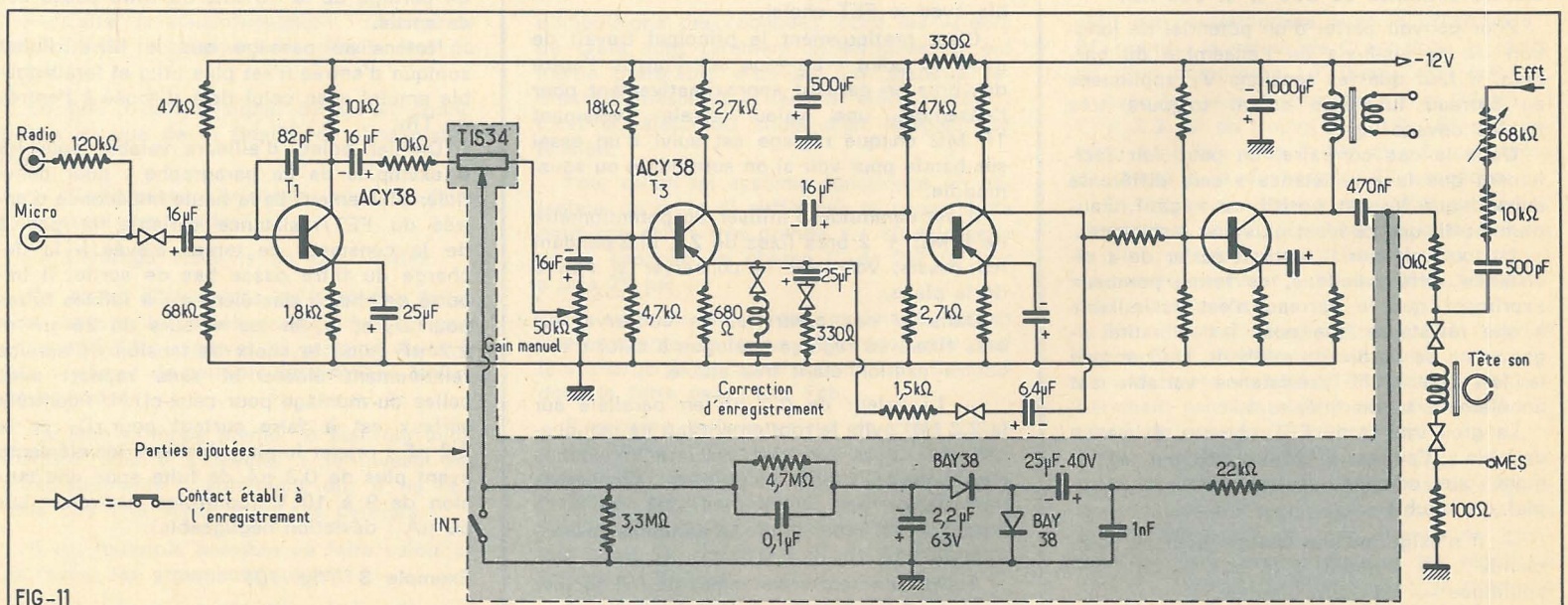


FIG-11

DISPOSITIFS SPÉCIAUX

POUR ORGUES ÉLECTRONIQUES

LES ACCORDS PREREGLES

DANS de nombreuses réalisations commerciales d'orgues électroniques ces instruments offrent aux utilisateurs la possibilité d'exécuter (ou « plaquer ») des accords complets en n'agissant que sur un seul bouton (ou touche ou levier).

Cette particularité de certains orgues électroniques, permet à l'utilisateur de simplifier son jeu et d'improviser, s'il a des dispositions pour la composition, en imaginant des mélodies basées sur les accords disponibles.

En réalité les choses sont particulièrement difficiles à mettre en pratique dès que l'on s'efforce de résoudre le problème aussi complètement que possible.

Les difficultés sont dues aux causes suivantes :

1° il y a un nombre pratiquement illimité d'accords possibles avec l'ensemble des notes disponibles sur un orgue électronique ;

2° il n'existe pas de critère conforme à l'art musical, classique, moderne ou contemporain permettant de faire un choix d'accords préférentiels ;

3° lorsque le nombre des accords préétablis est grand, comparable à celui des notes musicales disponibles (par exemple 84 notes différentes) il y aura pour l'exécutant autant de difficulté à trouver l'accord désiré, s'il existe, que de le réaliser lui-même avec ses doigts de la main gauche ou, parfois, ceux de la main droite ou même avec les deux mains.

En fait, le remède universel au problème des accords est de ne pas prévoir des accords préétablis en laissant à l'utilisateur le soin de les effectuer lui-même selon la méthode classique.

Nous allons examiner les problèmes de plus près en indiquant les difficultés et en leur donnant quelques solutions de compromis.

NOMBRE DES ACCORDS

En premier lieu, nous simplifierons le problème en supposant que tous les accords exigibles seront effectués avec une seule main. Dans ce cas on limite leur nombre pour deux raisons :

1° le nombre des notes émises en même temps ne peut être qu'égal ou inférieur à cinq ;

2° les touches des notes extrêmes de l'accord doivent être distantes de 23 cm au

maximum, avec une main d'homme, de dimensions normales. Comme les touches blanches sont distantes de 20 mm entre elles, d'axe en axe, on voit que l'on ne pourra disposer que de dix notes non altérées, ce qui avec les notes altérées (c'est-à-dire « diézées » ou « bémolisées ») des touches noires, donnera dans le meilleur cas, encore 5 notes, soit 15 au total.

Comme il y a 12 notes différentes dans une gamme, il sera nécessaire que si N_1 est le nombre des accords nécessaire et possible dans un ton, par exemple en do, le nombre des accords sera 12 N_1 .

Certains auteurs simplifient le problème avec des arguments que nous n'approuvons pas intégralement. Ce sont les suivants :

1° limiter les accords à ceux dits classiques, majeurs et mineurs qui sont au nombre de 14 environ (nous donnerons leur liste plus loin) ;

2° ne les prévoir que dans le ton de do. Dans ce cas, $N_1 = 14$ et le nombre des accords sera de 14 car on renoncera aux autres tons : do dièze, ré, ré dièze etc. ;

3° il n'y aura pas d'accords comportant deux notes séparées par un demi-ton (par exemple do et do dièze) ou un ton (par exemple ré et mi) et, encore moins, avec des combinaisons de trois notes séparées par des tons ou demi-tons (par exemple do, do dièze, et ré dièze) ;

4° certains accords pourraient être remplacés par des « renversements ».

Voici notre point de vue au sujet de ces simplifications. En premier lieu les accords dits classiques sont depuis des décennies et même des siècles, largement « dépassés ». On trouve des dissonances dans de nombreuses œuvres même anciennes et un improvisateur de musique de n'importe quel genre ne saurait se contenter des 14 accords majeur et mineur dits classiques.

En second lieu, la modulation (terme qui en musique signifie passer d'un ton à l'autre) est chose courante, même chez des grands classiques. Il est impossible de rester constamment en do sans freiner l'inspiration ou en empêchant certainement, l'exécution de presque toutes les œuvres existantes, simples ou complexes.

En troisième lieu, des « accords » composés de notes consécutives sont souvent nécessaires. Si certaines combinaisons comme par exemple do, do dièze et ré ne sont pas très agréables à entendre par « tout le

monde », on n'a pas le droit d'empêcher un compositeur de les proposer dans ses œuvres.

Le renversement d'un accord n'est pas non plus admissible car un tel accord de remplacement altérerait la pensée du compositeur.

Voici, d'ailleurs la liste des principaux accords dits classiques, que nous donnons dans le ton de do, les notes bémolisées ayant été remplacées par les notes diézées équivalentes :

(★) Sur ce tableau les notes désignées par (●) sont à prendre à l'octave supérieure.

RAPID-RADIO

Spécialiste du « KIT »
et de la pièce détachée
64, rue d'Hauteville 75010 PARIS
TÉLÉPHONE : 770-41-37 - C.C.P. Paris 9486-55
Métro : Bonne-Nouvelle ou Poissonnière
Ouvert de 9 h à 13 h et de 14 h à 18 h 45
(sauf dimanche et lundi matin)

Vous, qui construisez vos ensembles de radio,
vous avez besoin d'une METHODE EFFICACE
de RÉALISATION de
circuits imprimés

d'aspect professionnel

Seul, le PROCÉDÉ PHOTOGRAPHIQUE
permet la rapidité et la précision.

Nous vous proposons un matériel très simple, dont les résultats concurrencent les matériaux professionnels, et ce pour un prix dérisoire.

Un investissement complet coûte moins de 250 F avec un châssis de 4 tubes permettant de réaliser des circuits de 40 x 35 cm maximum.

Documentation contre 3 F en timbres.

Matériel pour châssis 2 tubes, comprenant :
2 tubes UV + 2 starters et leurs supports + 4 fixations
+ 1 self HT. 95,00

Pour châssis 4 tubes, comprenant le double du matériel ci-dessus 180,00

Pastilles auto-adhésives pour réaliser les documents, la carte 5,00

Bande auto-adhésive, le rouleau 10,00

Dual-in-line transfert, l'élément 0,60; par 10 5,50

Pastilles transfert, la bande de 20 1,00

Résine positive, le 1/20^e de litre 20,00

Produit de dépouillement, le 1/4 de litre 8,00

Résine négative, le 1/10^e de litre 20,00

Produit de dépouillement, le 1/10^e de litre 8,00

Et toujours :

TOUS NOS ENSEMBLES DE R/C

Dépositaire TENCO et WORLD-ENGINES

Expédition c. mandat, chèque à la commande, ou contre remboursement (métropole seulement), port en sus 7,50 F. Pas d'envoi pour commandes inférieures à 20 F.

TABLEAU I : ACCORDS EN DO

Nom ↓	Note →	do	do \sharp	ré	ré \sharp	mi	fa	fa \sharp	sol	sol \sharp	la	la \sharp	si	do
Accord majeur Renversement		•				•			•					•
Accord mineur Renversement		•			•				•					•
Accord de quinte diminuée Renversement		•			•			•						•
Accord du quarte Renversement (★)						•					•			•
Accord de septième Renversement		•				•			•			•		•
Accord de 7 ^e dominante (★) Renversement				(•)			(•)		•				•	
Accord de 7 ^e diminuée Renversement		•			•			•			•			•

Cela nous fait 14 accords. Dans quelle gamme de fréquences les choisir ? Même si l'orgue possède des notes très basses, par exemple à partir de 16 Hz, il est peu indiqué de situer les accords sur ces notes mais plutôt un peu plus haut, par exemple dans la gamme qui débute avec do 1 à f = 65,39 Hz (voir tableau I de notre article paru dans le numéro d'avril de R.-PL. page 53) et dans ce cas l'octave ci-dessus commencera avec do 2 à f = 130,79 Hz.

Certains auteurs proposant de se limiter à ces accords plus ceux qui sont dans le ton de fa ce qui donnera encore 14 accords soit 28 accords en tout.

Enfin, dans un des orgues contenant actuellement, à notre connaissance, le maximum d'accords, « préparés », il s'agit de l'orgue Hammond (d'un modèle déjà ancien) il a 96 accords à trois ou quatre notes. Ils peuvent toutefois être complétés par deux autres notes, l'une obtenue par une pédale gauche (note plus basse) et l'autre par une pédale droite (note moins basse) renforçant celles de l'accord. Elles sont en général à l'octave inférieur de deux notes de l'accord.

Avec un ensemble pareil, susceptible de multiples applications mais toujours incomplet, l'organiste doit posséder une connaissance parfaite de l'emplacement des boutons, connaissance aussi difficile à acquérir que celle nécessitée pour effectuer les accords normalement avec les touches du, ou des claviers d'accompagnement, de solo disponibles et de basses disponibles.

En conclusion de cet exposé nous dirons qu'en aucun cas, il ne sera possible d'offrir à l'exécutant ce qui lui est nécessaire pour exécuter tous des accords qu'il aura imaginé au cours de son improvisation ou dont il aura besoin au cours de l'exécution d'une œuvre existante classique ou moderne.

Nous allons indiquer, pour ceux qui désirent munir leur orgue d'un certain nombre d'accords, la méthode pratique pouvant être adoptée.

DISPOSITIFS D'ACCORDS

La méthode qui vient immédiatement à l'esprit est évidemment la suivante : prendre les notes de l'accord choisi « là où elles sont ».

Les notes nécessaires se trouvent dans les gammes des claviers et des pédales de l'orgue.

Rassurons les techniciens. Si une note est prise par l'accord, elle ne manquera pas dans la partie solo car tant que l'accord subsiste elle est émise. De plus si le timbre de la note de solo est différent de celui de la même note de l'accord, le timbre désiré sera obtenu pour la note considérée.

Sauf complications extrêmes, les signaux des notes de l'accord devront être pris dans une seule tonalité de timbre mais on pourrait envisager aussi, des accords dans divers timbres.

A noter toutefois que plus on complique l'orgue, plus sa réalisation sort du domaine des possibilités pratiques de l'amateur (compétence, temps, prix, laboratoire de mise au point). Celui-ci devra savoir limiter ses ambitions et ne pas vouloir créer un modèle tellement perfectionné qu'il deviendrait un monstre impossible à maîtriser.

ACCORDS PAR COUPLAGE MECANIQUE

Pour créer des accords, en nombre limité on peut aussi utiliser des dispositifs mécaniques nommés *coupleurs*. Ces dispositifs ayant été utilisés aussi sur les orgues et harmoniums classiques (c'est-à-dire les vrais instruments ainsi nommés).

Les coupleurs sont des barres rigides rendant solidaire l'action de deux ou plusieurs touches comme le montre la figure 1.

Sur cette figure les barres a b c d sont couplées par le coupleur C₁ qui est actionné par le bouton à l'aide de C₃ pouvant agir également sur C₂ solidaire d'autres barres non indiquées sur la figure. Deux ressorts sont prévus, l'un R₁ renvoyant le système en position « repos » et l'autre R₂ destiné à maintenir le système en position « travail » aussi longtemps que désiré.

En général, l'action sur un bouton d'accord doit remettre les autres boutons en position repos.

Il est clair que des dispositifs de ce genre sont peu pratiques et des procédés électroniques les remplaceront avec avantage.

DISPOSITIFS ELECTRONIQUES ET ELECTRIQUES

Un système d'accords peut se réaliser en résolvant un problème de commutation électrique ou électronique.

Ce que fait une touche sur laquelle on agit pour obtenir une seule note, sera exécuté par le bouton d'accord mais celui-ci devra agir comme plusieurs touches actionnées en même temps.

La figure 2 indique le principe général de fonctionnement d'un bouton d'accord. Les générateurs de notes sont A, B, C, D et N par exemple et l'accord désiré doit par exemple s'effectuer avec les notes A C et D, les notes B et N n'étant pas utilisées dans cet accord.

Chaque générateur possède une sortie de signal connectée éventuellement à un commutateur I. Les commutateurs aboutissent à une ligne collectrice des signaux de notes. Cette ligne est nommée souvent « BUS ».

Le BUS transmet l'ensemble des notes collectées vers la suite des circuits de l'orgue se composant du préamplificateur, des filtre,

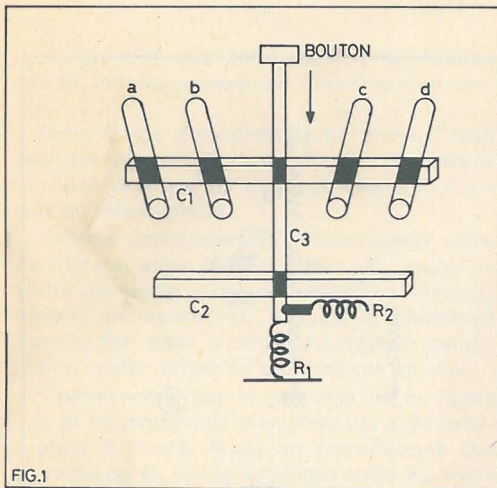


FIG.1

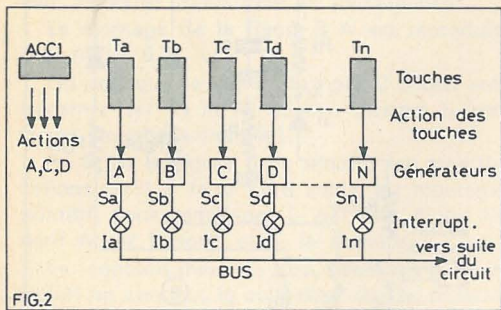


FIG.2

de timbres, de l'amplificateur de puissance et des HP.

Lorsque l'utilisateur désire produire une note musicale, par exemple la note C il agit sur la touche T_c qui actionne le dispositif de transmission de ce signal au bus.

Ce dispositif peut être l'interrupteur I_c et dans ce cas la touche forme l'interrupteur considéré. Le générateur correspondant doit être alors en fonctionnement permanent afin que le signal soit toujours prêt à être transmis au bus par l'interrupteur. D'autre part si l'on désire que l'accord composé des notes A, C et D soit transmis au bus, on agit sur le bouton convenable, désigné sur la figure 2 par ACC1. Cette action a le même effet que celles des touches T_a , T_c et T_d . En effet cette action permet de fermer les interrupteurs I_a , I_c et I_d .

Un autre procédé est le suivant : tous les oscillateurs ont leur sortie S connectée directement à la ligne bus mais, au repos ils sont bloqués par un procédé quelconque, par exemple par une polarisation de blocage de base ou de collecteur.

La mise en service d'une note s'effectue en compensant ou en supprimant la polarisation de blocage, donc en mettant ainsi, en marche, l'oscillateur. De ce fait, celui-ci fournira le signal de note à la ligne commune bus.

Le bouton d'accord, dans ce cas, agit sur le déblocage de tous les générateurs des notes qui le constituent.

Il va de soi que les interrupteurs I peuvent être mécaniques (simples contacts effectués par les touches ou les boutons), à relais (donc commandés à distance par une tension continue activant le relais), à dispositif interrupteur électronique, à diode ou à transistor.

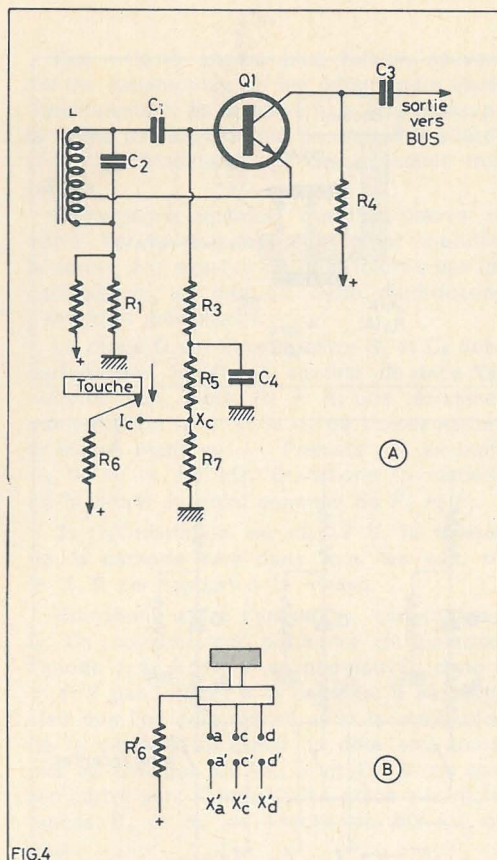


FIG.4

EXEMPLE PRATIQUE AVEC COMMUTATEUR MECANIQUE

Voici d'abord le dispositif le plus simple et donnant d'excellents résultats si le clavier comporte des contacteurs mécaniques bien étudiés, ce qui n'est pas, malheureusement, le cas général surtout si la touche doit agir sur plusieurs contacts à la fois.

Soit, par exemple le cas d'un générateur à diviseurs de fréquence. Rappelons que ce système de génération des signaux de notes comporte 12 ensembles, un pour chacune des douze notes les plus aiguës à produire. Chaque ensemble possède un maître oscillateur fonctionnant sur la fréquence la plus élevée et un nombre de 4, 5, 6... diviseurs de fréquence donnant la même note mais à des octaves de plus en plus inférieures. Les diviseurs peuvent comporter des oscillateurs synchronisés par le maître oscillateur ou des multivibrateurs bistables qui ne fonctionnent que si le maître oscillateur fonctionne.

Cette particularité est importante dans le problème qui nous intéresse ici.

Dans le montage de multivibrateur bistable de la figure 3 A, celui-ci reçoit le signal de synchronisation du multivibrateur bistable précédent par le condensateur C_1 tandis que le condensateur C_2 transmet le signal de synchronisation au bistable suivant. Soit C la note émise par le multivibrateur bistable considéré.

Le signal correspondant à la fréquence f_c est disponible à la sortie de ce montage, sur le collecteur de Q_2 . La résistance R_1 le transmet à l'interrupteur I_c monté entre le point X_c et le BUS. De même d'autres oscillateurs donneront les notes A et D, à des points X_a et X_d .

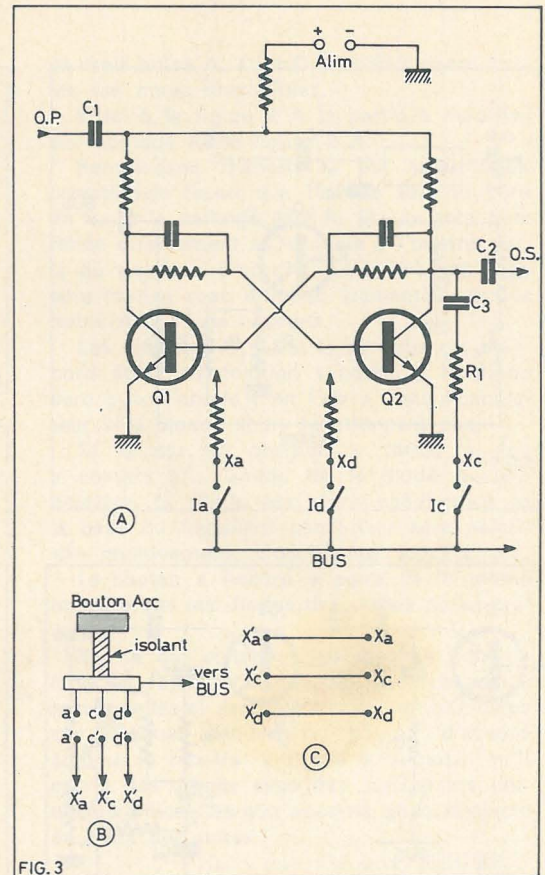


FIG.3

Pour l'accord à notes A, C, et D, on dispose un bouton pouvant pousser les contacts a c d reliés au BUS, vers les contacts a' c' d' reliés aux points de branchement X'_a , X'_c , X'_d . Ceux-ci seront reliés aux points X_a , X_c et X_d des oscillateurs.

Il est clair que les notes A, C et D seront ainsi obtenues et que l'action du bouton d'accord est indépendante de celle des interrupteurs I actionnés par les touches.

CAS DES OSCILLATEURS BLOQUES EN PERMANENCE

Lorsqu'un oscillateur ne fonctionne que s'il est déblocué, il faut, à première vue, qu'il soit indépendant des autres. En effet, si dans un montage comme celui de la figure 3 à diviseurs de fréquence, l'oscillateur du schéma ne fonctionne pas, il ne pourra pas synchroniser l'oscillateur suivant du diviseur et tous ceux qui suivent ce dernier.

Il y a deux solutions à ce problème :

1° celle que nous venons d'indiquer : tous les oscillateurs doivent être indépendants. Cette solution est adoptée dans certaines orgues électroniques.

2° les oscillateurs pourront, quand même, être obtenus par le système à diviseurs. Ils fonctionneront en permanence et on bloquera, à leur place, des amplificateurs simples montés en tampon entre leur sortie et le bus.

Voici à la figure 4 le montage d'un oscillateur indépendant de tous les autres. Son accord est déterminé par les valeurs de L et C_2 et l'oscillation est obtenue par couplage non inversé entre la base et l'émetteur du transistor Q_1 . L'émetteur est polarisé posi-

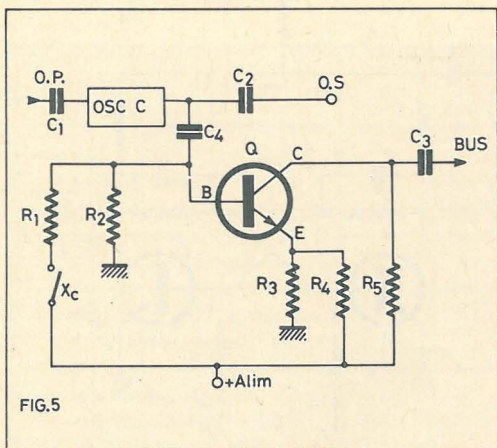


FIG.5

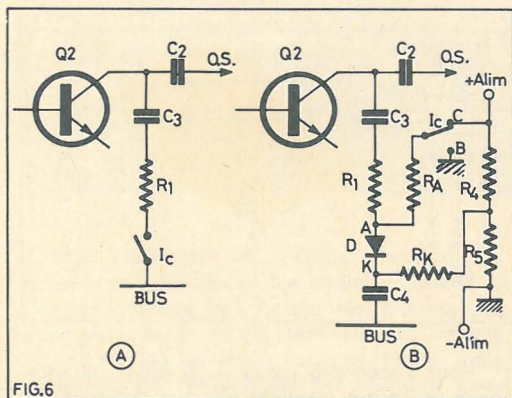


FIG.6

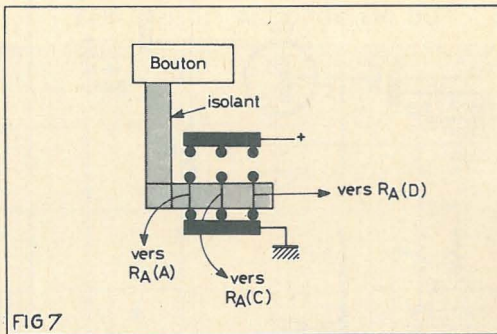


FIG.7

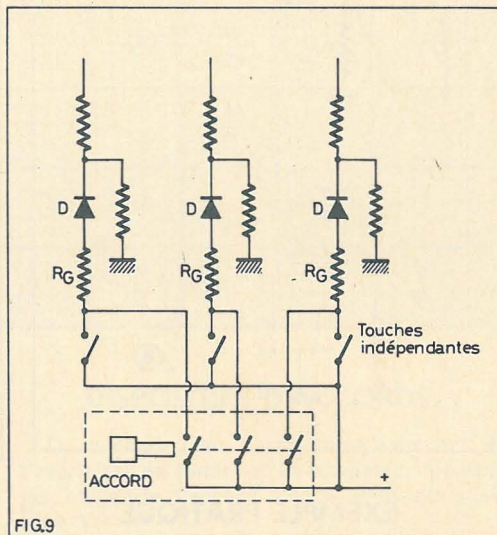


FIG.9

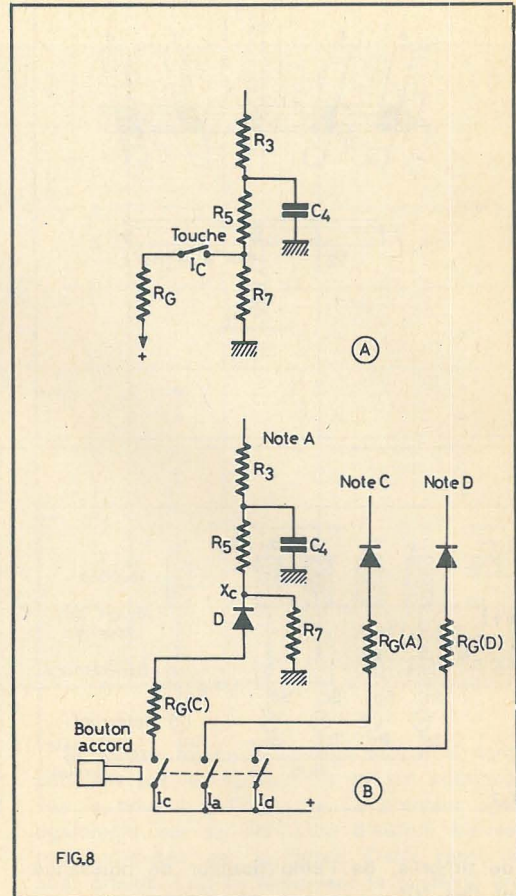


FIG.8

tivement sur R_1 reliée à la masse et R_2 reliée au + alimentation, ces deux résistances constituant un diviseur de tension. Lorsque la touche du clavier n'est pas abaissée (position repos) la base est à un potentiel proche de celui de la masse car R_3 et R_5 aboutissent à la masse.

Avec ce montage le transistor n'oscille pas et aucun signal n'est transmis du collecteur, au bus, par l'intermédiaire du condensateur C_3 .

Si la touche est actionnée, elle relie R_6 au point X_c commun de R_5 et R_7 . Comme R_6 est reliée au + alimentation, la base deviendra positive et l'oscillateur fonctionnera.

L'accord à notes A, C et D sera obtenu avec le montage indiqué en B de la même figure. Les points a, b, c du bouton-poussoir sont reliés par R_8 au + alimentation. Si le nombre des notes de l'accord est n, la valeur de R_8 sera R_8/n , par exemple si R_8 est de 100 k Ω , et n = 3, R_8 sera de 33 k Ω .

Les points a' b' c' sont reliés par des lignes $X'_a X_a$, $X'_c X_c$ et $X'_d X_d$ (comme celles de la figure 3 C) aux points X_a , X_c et X_d des oscillateurs de notes A, C et D dont seul celui de la note C est indiqué sur la figure 4.

Tous autres procédés peuvent être adaptés selon le même principe : le poussoir ou le bouton d'accord, doit débloquent l'oscillateur en position action (ou travail).

Lorsque l'oscillateur ne peut être bloqué pour les raisons invoquées plus haut, on réalise le montage de la figure 5 dans lequel l'oscillateur donne la note C en permanence. Il reçoit le signal de synchronisation par C_1

et transmet, à l'oscillateur de l'octave plus basse suivante, le signal synchro par le condensateur C_2 .

Du même point de sortie de signal de l'oscillateur, le signal de note C est transmis à l'amplificateur tampon dont le montage est, par exemple, en émetteur commun. Il pourrait être également en collecteur commun, avec sortie sur l'émetteur. Avec ce dernier montage il y aura basse impédance à la sortie.

L'émetteur est polarisé positivement par R_3 - R_4 .

La base est, au repos, au potentiel proche de celui de la masse déterminé par R_2 ; elle est donc négative par rapport à l'émetteur.

Lorsque I_c est actionnée par la touche correspondant à la note C, R_1 est reliée au + alimentation, l'amplificateur Q se débloquent car la base devient positive par rapport à l'émetteur. Le signal de note C est alors amplifié par Q et transmis par C_3 au bus.

Le procédé d'accord à plusieurs notes est le même que celui de la figure 4 B.

ACTION PAR DIODES

La diode tout comme le transistor est un excellent interrupteur électronique.

Il est évident toutefois que l'emploi d'un semi-conducteur ne dispense pas l'appareil de l'interrupteur mécanique commandé par la touche ou par le bouton d'accord mais cette commande peut s'effectuer à partir de n'importe quelle distance.

Dans les montages précédents, les connexions entre les touches ou boutons et les oscillateurs doivent être courtes ou disposées avec des précautions particulières, par exemple être blindées.

Il n'est pas toujours possible de placer les oscillateurs à quelques centimètres des touches, qui elles, ont un emplacement imposé.

La distance entre deux touches consécutives est : de 20 mm entre deux touches blanches et de 10 cm environ entre une touche blanche et une touche noire voisine, distance relativement faible pour placer tout près les oscillateurs correspondants. De plus ne perdons pas de vue que les oscillateurs ne sont pas disposés dans l'ordre des touches du clavier mais en douze blocs de notes octaves ou, encore en circuits intégrés donc toujours dans un ordre autrement organisé que celui des touches.

L'emploi des semi-conducteurs est donc tout indiqué et actuellement il ne pose pas des problèmes de prix, car il existe d'excellents semi-conducteurs pour des prix dérisoires (moins de 1 F et parfois moins de 50 centimes même au détail).

La diode fonctionne comme interrupteur par blocage et déblocage par une tension continue de polarisation.

Il suffit que la différence entre les tensions d'anode et celle de cathode : $\Delta E = E_a - E_c$ soit négative pour bloquer la diode et qu'elle soit positive pour que la diode soit conductrice.

Des précautions doivent être prises pour l'application de la tension de polarisation à

la diode afin que cette tension ne trouble pas le fonctionnement du circuit à commander.

Dans le cas d'oscillateurs BF comme ceux analysés plus haut, des exemples illustreront le mode pratique de montage des diodes en tant qu'interrupteurs.

Comme précédemment, l'interrupteur peut, au choix et selon les circonstances, couper la sortie du signal d'un oscillateur en fonctionnement permanent ou bloquer et débloquer l'oscillateur dont la sortie pourra, par conséquent, rester reliée en permanence au bus.

Commençons par le montage de la figure 3 A et transformons-le en montage avec interrupteur à diode. Nous ne reproduirons que la sortie de Q_2 sur le collecteur avec R_1 , seule partie en cause présentement. Rappelons que cet « oscillateur » (par exemple un multivibrateur bistable) fonctionne en permanence.

Le montage de la figure 3 A est reproduit à la figure 6 A.

On voit que le signal de note C choisi est transmis par C_3 et R_1 au bus lorsque I_c est fermé (touche actionnée).

En B de la figure 6 on montre les modifications qu'il a fallu faire subir, au montage primitif, pour remplacer I_c par une diode D dont A est l'anode et K la cathode.

Le condensateur C_3 est nécessaire pour isoler, en continu, le collecteur de Q_2 , normalement positif, de la diode.

Précédemment C_3 était utile pour éviter que le bus soit porté à une tension positive mais il peut être parfois omis si R_1 est de valeur suffisante, par exemple quelques dizaines de kiloohms ou même 100 k Ω ou plus.

Lorsque la diode D est conductrice, sa résistance est de l'ordre de la dizaine d'ohms, valeur négligeable devant 10 000 Ω ou plus.

On voit que dans l'état « conduction » de la diode, le signal sera transmis au bus. Le condensateur C_4 , tout comme C_3 isolera en continu, la diode du bus permettant à celui-ci d'être porté librement à une tension quelconque. D'autre part si C_3 et C_4 sont de valeur suffisante, ils laisseront passer le signal BF provenant du collecteur de Q_2 .

Soit par exemple 10 Ω la réactance de $C = C_3 = C_4$ à la fréquence du signal de note. Soit $f = 100$ Hz cette fréquence.

Si la réactance est 10 Ω , la valeur de C à 100 Hz est :

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10} \text{ farads}$$

ce qui donne, en microfarads : $C = 1000 / 6,28 = 159 \mu\text{F}$.

Cette valeur étant « grande » au point de vue prix du condensateur, on pourra la réduire considérablement dans le cas particulier du circuit de transmission considéré ici.

En effet, si $R_1 = 50$ k Ω par exemple, les réactances de C_3 et C_4 pourront être sans inconvénient de 100 Ω et même de 1 000 Ω . Avec 1 000 Ω de réactance, la valeur trouvée sera divisée par 100 ce qui donnera 1,59 μF à $f = 100$ Hz. Pour des fréquences supérieures, la valeur de ces condensateurs pourra être réduite, ainsi à 1 000 Hz, on prendra 0,15 μF et à 10 kHz, 15 nF.

Des valeurs encore plus faibles peuvent donner satisfaction, on les déterminera expérimentalement en observant à l'oscilloscope la forme des signaux qui pourrait être altérée si les condensateurs ont des capacités trop faibles.

Remarquons toutefois que l'on pourra se servir de ces condensateurs pour modifier la forme des signaux de note fournis par les oscillateurs, au cas où cette modification s'avèrerait nécessaire.

La diode D est montée entre R_1 et C_4 donc parfaitement isolée en continu de tous les circuits. Soit, alors, $R_4 + R_5$ une résistance montée entre le + et le - de l'alimentation, la masse étant au -. Prenons par exemple $R_4 = R_5 = 50$ k Ω . Branchons la cathode de la diode au point commun de R_4 et R_5 .

Si l'alimentation est de 12 V, la tension de la cathode sera dans tous les cas, de + 6 V par rapport à la masse.

Branchons alors l'anode au commutateur I_c . Ce commutateur permettra de polariser l'anode A à + 12 V en position C, donc à + 6 V par rapport à la cathode. Il est donc clair que l'on aura réalisé ainsi la conduction de la diode et le signal de note sera transmis au bus par C_3 , R_1 , D et C_4 . Il ne sera pas dérivé vers l'alimentation grâce aux résistances R_A et R_K de l'ordre de 50 k Ω ou plus.

En position B de I_c , l'anode sera au potentiel de la masse donc à - 6 V par rapport à la cathode. La diode sera alors bloquée et aucun signal, d'amplitude inférieure à 1 V crête à crête ne passera vers le bus. En effet, si l'amplitude crête à crête est faible, toujours inférieure à 6 V, la diode ne deviendra jamais conductrice.

Le bouton d'accord devra actionner autant d'ensembles comme I_c qu'il y a de notes composantes. Supposons qu'il y ait trois notes A, C et D, le système commutateur du bouton d'accord se présentera comme un inverseur tripolaire à deux positions comme le montre la figure 7. Les « communs » iront aux résistances R_A des trois notes, désignées par R_A (A) pour la note A, R_A (C) pour la note C et par R_A (D) pour la note D.

En général les poussoirs d'accord sont à quatre ou même cinq éléments au lieu de trois afin de pouvoir effectuer aussi des accords de quatre ou cinq notes lorsque cela sera nécessaire.

CAS DE GENERATEURS BLOQUES EN PERMANENCE

Ce montage, comme celui de la figure 4 A peut être également modifié pour l'emploi de diodes à la place des interrupteurs I_c .

La modification sera plus simple car, l'examen du schéma de la figure 4 A montre que l'interrupteur I_c (pour la note C) est disposé dans un circuit découplé vers la masse par C_4 donc non parcouru par des courants de notes. Il n'y a alors aucun intérêt à substituer une diode à I_c mais par contre si l'orgue doit comporter des accords I_c sera remplacé par une diode qui sera commandée à distance, avec les diodes des autres notes de l'accord. Supposons qu'il s'agisse encore

de trois notes A, C et D à choisir parmi toutes les notes disponibles.

Voici à la figure 8 A la partie à modifier du montage de la figure 4 A.

Remplaçons d'abord I_c par une diode orientée de façon que l'anode soit du côté de R_6 et la cathode vers R_7 . R_6 ne sera plus reliée directement au + mais à l'interrupteur I_a du poussoir d'accord. Le même montage sera réalisé avec d'autres éléments pour les notes A et D de l'accord.

Les éléments I_c , I_a et I_d du poussoir d'accord étant en position « coupé » la diode sera avec l'anode « en l'air » donc l'oscillateur sera bloqué et ne fonctionnera pas.

Si I_c est en position « fermé » (ou « contact »), l'anode de la diode devient positive, la diode est alors conductrice et la base du transistor oscillateur sera polarisée positivement. L'oscillateur fonctionnera.

Le bouton « Accord » agira de la même manière sur les diodes des autres notes prévues.

En ce qui concerne les touches pour la mise en fonctionnement des oscillateurs de notes, celles-ci seront disposées en parallèles sur chaque élément du bouton d'accord comme le montre la figure 9. A noter qu'il existe des orgues avec des oscillateurs uniquement destinés aux accords donc distincts de ceux des notes.

F. JUSTER

OFFRE EXCEPTIONNELLE ! SUPERBE ÉLECTROPHONE STÉRÉO de classe internationale

4 vitesses
10 WATTS 4 HAUT-PARLEURS
"PHILIPS-HOLLAND"

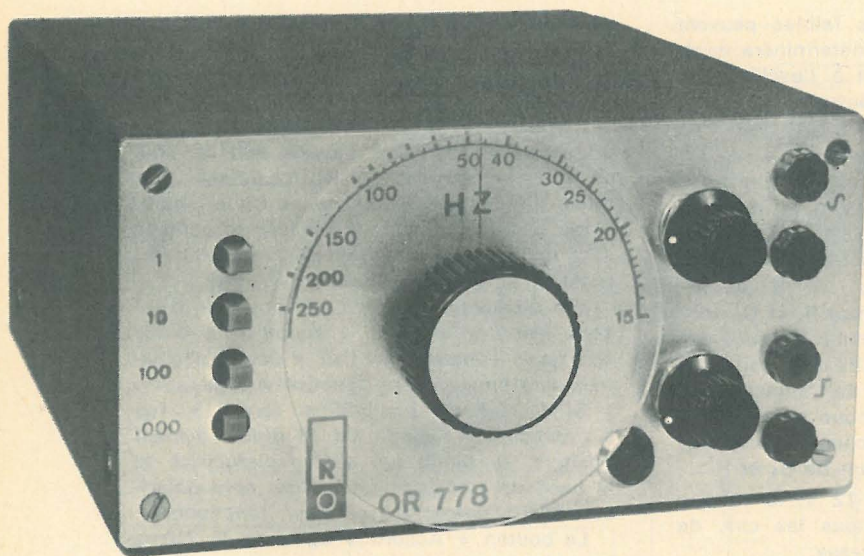


- Couvercles dégondables
- Poignée de transport

Rigoureusement neuf et garanti
VENDU A UN PRIX JAPONAIS 340 F

Le même sans changeur 295 F
(port 17 F) C. C. P. Paris 57.19.06

CADEAU :
5 disques de belle musique
COGKIT-ÉLECTRONIQUE
49, rue de la Convention, 75015 PARIS
M^o: Javel, Boucicaut, Charles-Michels



LE GÉNÉRATEUR BF OR 778

QUICONQUE s'occupe de basse fréquence et plus particulièrement de haute fidélité doit posséder un certain nombre d'instruments de mesure comme l'indispensable contrôleur universel à forte résistance d'entrée, l'oscilloscope et surtout le générateur BF.

Ce dernier permet de nombreuses manipulations parmi lesquelles on peut citer :

- le relevé de la courbe de réponse d'un amplificateur BF ;
- l'étude des différents filtres employés en basse fréquence ;
- l'étude et la mise au point des dispositifs de contrôle de tonalité ;
- la détermination du gain d'un amplificateur ;
- la mesure des fréquences par production de courbes de Lissajous ;
- alimentation de ponts de mesures etc...

Si l'on veut que ces mesures soient valables il est nécessaire que l'instrument de mesure satisfasse à certaines exigences tels que faible taux de distorsion, grande stabilité en fréquence, etc...

Celui que nous vous présentons aujourd'hui possède ces qualités et c'est pour cette raison que nous publions sa description.

De faibles dimensions, très léger et entièrement transistorisé, il est pratique, maniable, facile à transporter lors d'une vérification à domicile ; il est appelé à rendre de grands services aux techniciens qui en équiperont leur laboratoire.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Pour vous rendre compte des qualités et des possibilités de ce générateur, voici les principales spécifications techniques fournies par le constructeur.

Alimentation secteur 110/220 V, 50/60 Hz.

Consommation 2,5 VA.

Gamme de fréquences de 15 Hz à 250 kHz en 4 gammes.

Sortie simultanée des signaux carrés et sinusoïdaux.

Taux de distorsion inférieure à 0,3 %.

Précision d'affichage $\pm 5\%$.

Température d'utilisation de + 10 à + 40°.

Poids 1,1 kg.

Signaux carrés alignés au zéro pour logique TTL - DTL.

Amplitude maximum 16 V.

Temps de montée inférieur à 1 μ s pour 5 V.

Impédance de sortie 3 000 Ω .

Signaux sinusoïdaux.

Amplitude maximum 6 V crête à crête.
Impédance de sortie 3 000 Ω .

PRESENTATION

Ce générateur se présente sous la forme d'un boîtier métallique recouvert d'une peinture craquelée dont les dimensions sont 72 x 144 x 144. A l'avant ce coffret est muni d'une plaque d'aluminium brossé sur laquelle apparaissent les différents boutons de commande. L'indication du rôle de ces boutons est gravée en noir. Le cadran pour le réglage sur la fréquence désirée comporte une graduation en hertz gravée sur la face avant. Devant cette graduation tourne un bouton muni d'un disque en plexiglas formant alidade. Sur le côté gauche de la face avant nous voyons 4 boutons poussoirs servant au changement de gamme. Sur le côté droit apparaissent un voyant lumineux permettant de s'assurer si l'appareil est ou non sous tension, les boutons des potentiomètres servant d'atténuateur et enfin les prises de sortie.

EXAMEN DU SCHEMA

1) Générateur de signaux sinusoïdaux

Il s'agit d'un générateur à résistance/capacité du type Pont de Wien. Un transistor Q_1 J Fet de type N constitue, allié aux transistors Q_2 et Q_3 , un amplificateur dont l'impédance d'entrée est très élevée. Chacun sait en effet que l'une des propriétés intéressantes des transistors Fet est leur impédance d'entrée très grande. De plus l'entrée, sur la porte du Fet est en phase avec la sortie à basse impédance sur l'émetteur du transistor Q_3 monté en émetteur suiveur.

La réaction entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur est obtenue par le réseau formé du condensateur C_1 et des résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 qui constituent une des branches du pont. La deuxième branche est formée par le condensateur C_2 et les résis-

tances R_5, R_6, R_7, R_8 . Elle est placée entre la porte de Q_1 et la masse qui constitue le point froid. La réaction se produit sur une fréquence F_0 donnée par la relation :

$$F_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

L'oscillation due à la réaction positive est entretenue à la limite d'accrochage grâce à une réaction négative produite par une boucle de réaction négative formée par le pont diviseur comprenant les éléments suivants : les résistances $R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}$, le transistor Q_4 . Le signal recueilli au point de jonction $R_{15}-R_{16}$ est appliqué à la source de Q_1 par un condensateur C_7 destiné à bloquer la composante continue.

La résistance R_{15} est une CTN dont la valeur varie en fonction de la température. Celle-ci étant fonction du courant qui la parcourt, la variation de la résistance est fonc-

tion de celle du courant. Si la tension fournie par l'émetteur de Q_3 augmente, la tension aux bornes de R_{15} et le courant qui la traverse augmentent, ce qui entraîne la diminution de la valeur de la résistance. La branche supérieure du pont diviseur diminuant de valeur, la tension disponible au point de jonction de R_{15} et R_{16} augmente par rapport à la masse, cette tension est envoyée en réaction négative sur la source de Q_1 à travers le condensateur C_7 diminuant le gain du transistor F_{et} , ce qui entraîne la diminution de l'amplitude du signal délivré par l'émetteur de Q_3 . De plus R_{15} est parcouru par un courant continu provenant de l'émetteur de Q_3 à travers R_{16}, Q_4 . La valeur de la résistance R_{15} variant non seulement avec la température due à son échauffement mais aussi avec la température ambiante. Il importe d'éliminer les variations d'amplitudes provoquées par les variations de la température ambiante. C'est le rôle de la seconde bran-

che du pont diviseur qui au lieu d'être constituée par une simple résistance ajustable comprend une résistance CTN R_{17} ainsi qu'un amplificateur de courant formé par le transistor Q_4 , les résistances R_{16}, R_{18} , qui shunte R_{17} et la résistance ajustable R_{19} .

Pour une augmentation de la température ambiante, la résistance R_{15} diminue, ce qui entraîne la diminution de la résultante du groupement en parallèle de R_{17} et R_{18} . Cette variation tend à réduire le courant de base de Q_4 et par conséquent celui traversant R_{16} et Q_4 . A ce moment le courant continu issu de l'émetteur de Q_3 diminue, puisque l'impédance du transistor Q_4 augmente de sorte que la résistance R_{15} étant traversée par un courant continu beaucoup plus faible voit sa valeur augmenter, ce qui est précisément le but cherché.

Ce système permet non seulement de conserver à long terme au signal les mêmes caractéristiques que celles qu'il avait à son

(Suite page 59.)

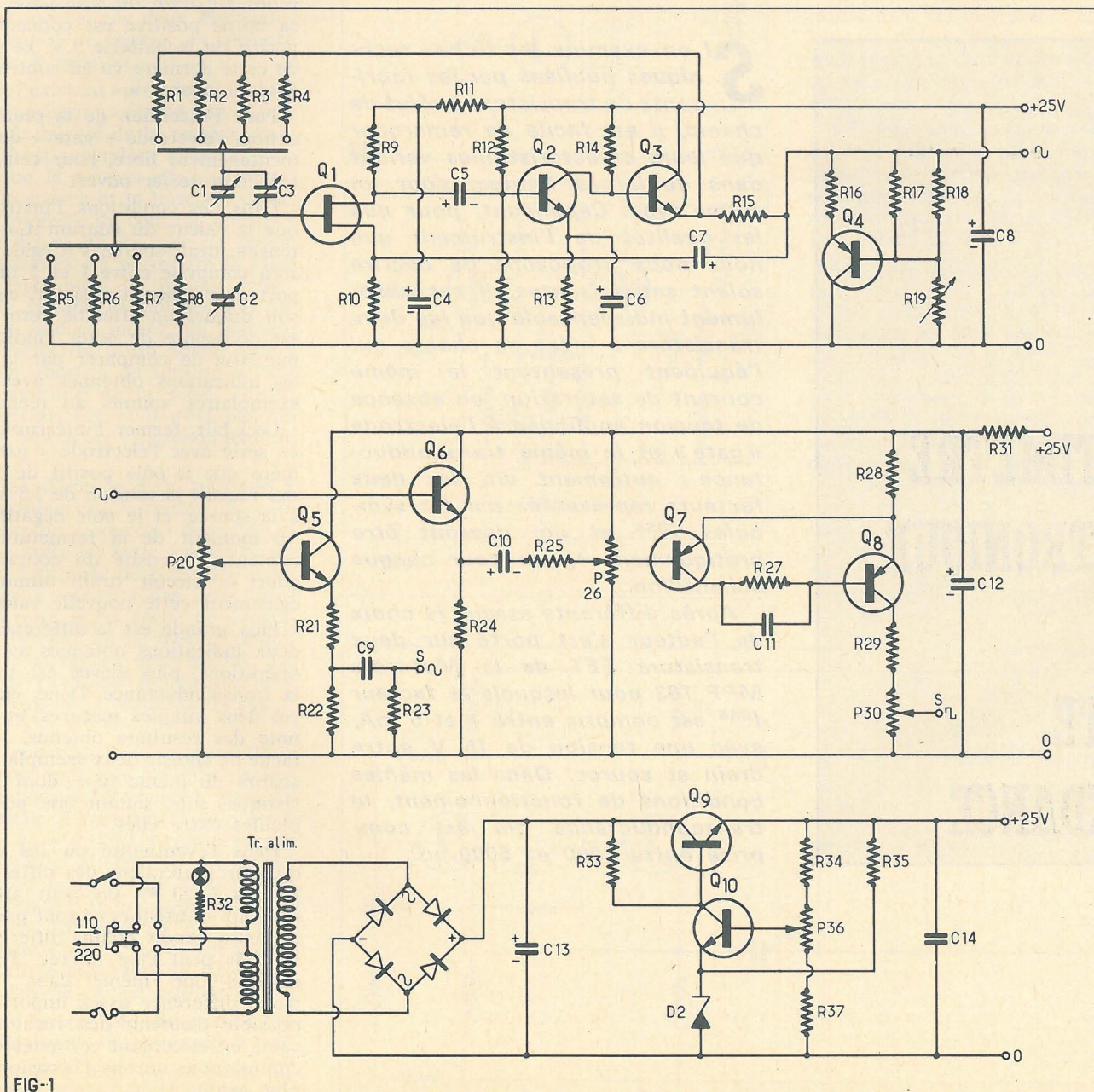


FIG-1

MULTIMÈTRE ÉLECTRONIQUE

A

HAUTE
IMPÉDANCE

S*l'on examine les fiches techniques publiées par les fabricants de transistors à effet de champ, il est facile de remarquer que leurs caractéristiques varient dans de larges limites, pour un même type. Cependant, pour que les qualités de l'instrument que nous nous proposons de décrire soient satisfaisantes, il est absolument indispensable que les deux transistors à effet de champ qui l'équipent présentent le même courant de saturation, en absence de tension appliquée à l'électrode « gate » et la même transconductance ; autrement dit, les deux facteurs représentés par les symboles I_{DSS} et g_m devront être pratiquement égaux pour chaque échantillon.*

Après différents essais, le choix de l'auteur s'est porté sur deux transistors FET de la Motorola MPF 103 pour lesquels le facteur I_{DSS} est compris entre 1 et 5 mA, avec une tension de 15 V entre drain et source. Dans les mêmes conditions de fonctionnement, la transconductance g_m est comprise entre 1000 et 5000 $\mu\Omega$.

APPARIAGE DES TRANSISTORS FET

Pour établir la correspondance des caractéristiques entre les deux transistors choisis, dans les différentes conditions de travail, il est possible d'effectuer un contrôle relativement simple. Si l'on considère que l'intensité du courant qui circule dans le drain varie étroitement en fonction de la valeur de la tension appliquée à l'électrode « gate », l'analogie des conditions de fonctionnement rencontrée entre deux transistors, par la comparaison de deux points de travail, peut indiquer la correspondance à tous les autres points de travail, le long de leurs courbes caractéristiques respectives.

Le procédé de contrôle est illustré à la figure 1, on voit que le circuit comporte une batterie fournissant une tension de 9 V, un milliampèremètre 0-5 mA et une batterie 1,5 V ainsi qu'un interrupteur.

Le milliampèremètre doit être disposé de manière que sa borne négative soit reliée au drain du transistor, tandis que sa borne positive est connectée au pôle positif de la batterie 9 V. Le pôle négatif de cette dernière va au contraire à l'électrode « source ».

Pour l'exécution de la première vérification, l'électrode « gate » doit être momentanément libre, pour cela, l'interrupteur doit rester ouvert.

Dans ces conditions, l'instrument indique la valeur du courant I_{DSS} (pour une tension drain-source V_{DS} égale à 9 V) qui sera comprise entre 1 et 5 mA. Par rapport au premier transistor, en comparaison duquel on effectue cette mesure, il est nécessaire de noter l'indication obtenue, afin de comparer par la suite avec les indications obtenues avec les autres exemplaires soumis au même contrôle.

Ceci fait, fermer l'interrupteur disposé en série avec l'électrode « gate » de manière que le pôle positif de la batterie, qui fournit la tension de 1,5 V, soit relié à la source, et le pôle négatif à la gate. Au moment de la fermeture de l'interrupteur, l'intensité du courant qui parcourt le circuit drain diminue : noter également cette nouvelle valeur.

Plus grande est la différence entre les deux indications obtenues avec ces deux opérations, plus élevée est la valeur de la transconductance. Donc, en effectuant ces deux simples mesures, et en prenant note des résultats obtenus, il est assez facile de choisir deux exemplaires de transistors du même type, dont les caractéristiques sont, autant que possible, semblables entre elles.

Dans l'éventualité où les caractéristiques présenteraient des différences supérieures à 20 %, on peut affirmer que les deux transistors ne sont pas assez bien appariés, tandis qu'une différence limitée à 10 % peut être tolérée. Toutefois, signalons que même dans l'éventualité d'une différence assez importante, il est possible d'obtenir des résultats satisfaisants en effectuant certaines corrections, comme nous aurons l'occasion de le voir plus avant.

Comme nous l'avons dit au début, cet instrument sert aussi bien pour la mesure des tensions continues et alternatives que pour la mesure des résistances ; examinons séparément le principe de fonctionnement des deux différents circuits.

CIRCUIT POUR LA MESURE DES TENSIONS CONTINUES

La figure 2 illustre le schéma simplifié de la seule section de l'instrument à travers laquelle s'effectue la mesure des tensions continues : on constate tout d'abord que la tension fournie par la batterie B est appliquée à un diviseur constitué des résistances R7 et R8 dont le point milieu est relié aux deux électrodes « gate » ; en effet, celle de TR1 est en relation avec la masse à travers R1 et la résistance interne du dispositif qui fournit la tension E à mesurer, tandis que celle de TR2 est à la masse à travers R6. En conséquence, ces deux électrodes sont au potentiel de masse, en absence d'une tension à mesurer.

Le potentiel existant entre drain et gate de chaque transistor présente une valeur fixe, égale à la moitié de la tension d'alimentation. Il est cependant nécessaire de considérer que la tension effective appliquée entre la source et la base est déterminée par l'intensité du courant « drain » qui traverse R2 et R5. Le rôle du potentiomètre R4 consiste à permettre la mise à zéro de l'instrument en réglant convenablement la tension de polarisation appliquée entre gate et source, de manière que les courants de drain soient égaux entre eux, en absence de tension à l'entrée E. La stabilité de la mise à zéro est assez satisfaisante, et il n'est pas nécessaire de retoucher fréquemment le réglage.

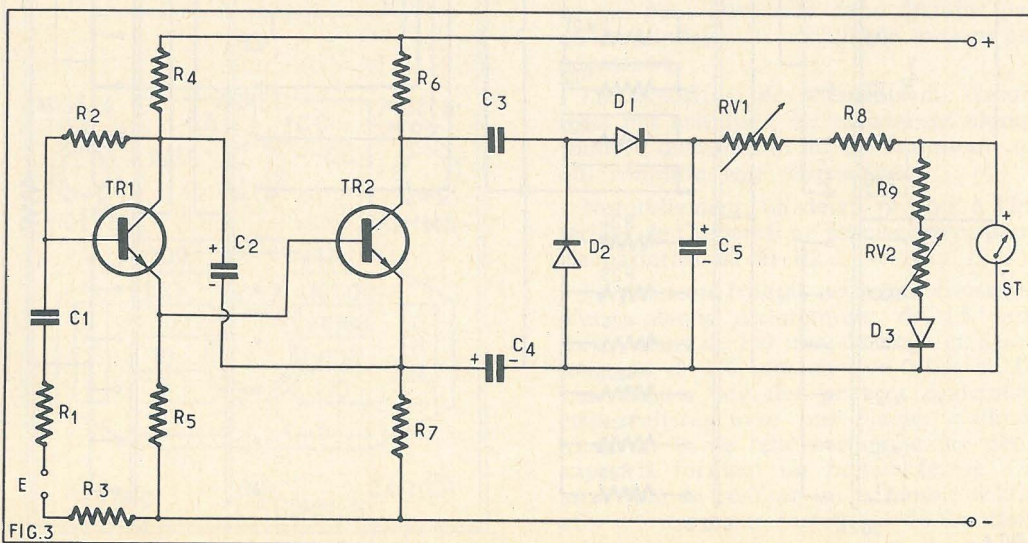
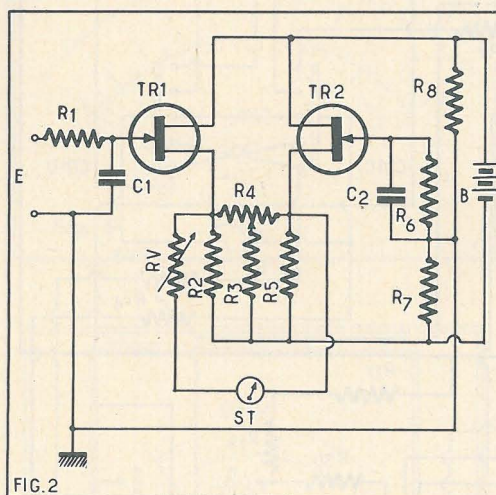
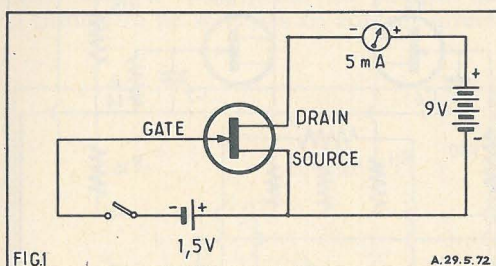
L'application d'une tension continue à l'entrée détermine une variation du courant de l'électrode « source » dans l'étage de TR1 ; par suite de cette variation, on observe une différence de potentiel entre les électrodes « source » des deux transistors. Ceci posé, il est facile de constater que l'instrument ST est monté comme un voltmètre entre ces deux points. La déflexion de l'aiguille représente une fonction linéaire de la variation du signal d'entrée.

R1 et C1 constituent un simple filtre passe-bas ayant pour rôle d'éliminer toute trace de composante alternative dans la tension continue à mesurer, appliquée à l'électrode « gate » de Tr1. La présence d'une composante alternative provenant directement de la ligne sur laquelle on effectue la mesure, ou par quelque couplage parasite, provoquerait une altération de la lecture. Afin d'éviter cet inconvénient, un filtre constitué de C2 et R6 est disposé dans le circuit gate de Tr2.

RV agit sur le contrôle du tarage ; ce composant doit avoir une grande stabilité.

Dans l'éventualité assez improbable où l'on serait dans l'impossibilité d'obtenir

l'équilibre, ou bien la mise à zéro de l'instrument à travers le potentiomètre R4, à cause de différences excessives dans les caractéristiques des deux transistors à effet de champ, il est possible de modifier la valeur de R2 ou celle de R5 (pas les deux) en la réduisant jusqu'à 20 %. Parfois, il peut être utile d'invertir les deux transistors Tr1 et Tr2 comme on l'a vu précédemment, à condition que les deux valeurs de I_{DSS} et de g_m soient à peu près égales entre elles, il est pratiquement possible d'utiliser n'importe quel couple de transistors à jonction à effet de champ ; toutefois, dans cette application particulière, il importe d'éviter absolument l'emploi de transistors à effet de champ à électrode « gate » isolée, cet isolement risquant d'être endommagé au cours de l'utilisation normale du voltmètre.



CIRCUIT POUR LA MESURE DES TENSIONS ALTERNATIVES

Le circuit au moyen duquel s'effectuent les mesures de tensions alternatives peut fonctionner avec une bonne précision et effet de charge négligeable, jusqu'à des fréquences d'environ 2 MHz. Il est cependant possible d'étendre la limite supérieure de fréquence en utilisant une « sonde ». Tout modèle à semi-conducteur que l'on trouve normalement dans le commerce pour être utilisé avec les voltmètres électroniques ou avec les oscilloscopes peut être utilisé à cet effet. Naturellement, une sonde de ce type doit exclusivement être utilisée avec la section destinée à la mesure des tensions continues ; autrement dit, la mesure des tensions alternatives, à des fréquences supérieures à 2 MHz, peut seulement s'effectuer après redressement, sur le circuit de mesure, des courants continus.

Le circuit de l'amplificateur-redresseur utilisé dans cet instrument est représenté, sous sa forme la plus simple, à la figure 3, et utilise deux transistors épitaxiaux au silicium, montés suivant le circuit Darlington.

Tr1 fonctionne avec le maximum de courant collecteur afin d'obtenir le plus faible bruit. La polarisation de base est obtenue à partir de la tension de réaction négative prélevée sur le collecteur à travers R2 de 2,2 MΩ.

Afin que l'impédance d'entrée du premier étage ait la plus grande valeur possible, la différence des tensions alternatives entre les électrodes et les extrémités des résistances de polarisation de base doit être aussi faible que possible. La base et l'émetteur se trouvent automatiquement à un potentiel assez voisin à cause de l'effet de couplage de l'émetteur de Tr1. Par un phénomène semblable, le potentiel alternatif de l'émetteur de Tr2 est assez voisin du potentiel alternatif de base de Tr1. Ce point du circuit possède une faible impédance. L'émetteur de Tr2 est couplé au collecteur de Tr1 à travers la capacité C2. En conséquence, la base

l'émetteur et le collecteur de Tr1 sont au même potentiel. Avec ce système, la conductance et la capacité d'entrée de cet étage sont réduites à une valeur aussi faible que possible.

On pourrait alors penser que l'utilisation d'un transistor à effet de champ à la place de Tr1 améliorerait les conditions de fonctionnement ; toutefois, il faut considérer que ce type de transistor commence à fonctionner avec des valeurs de capacité d'entrée plutôt élevées ; de plus, les types actuellement commercia-

lisés, à prix relativement réduit, présentent des valeurs de transconductance qui ne supportent la comparaison avec les transistors bipolaires utilisés avec le couplage par l'émetteur.

Dans tous les cas, la résistance d'entrée de l'étage, approximativement égale à 5 M Ω , est assez élevée pour être considérée comme satisfaisante. La valeur élevée de l'impédance d'entrée serait en outre compromise par la capacité parasite du câble, du commutateur de l'atténuateur, des résistances.

La charge appliquée à Tr2 est divisée, du fait que la moitié de celle-ci se présente dans le circuit de collecteur.

Le gain de tension que l'on rencontre aux bornes de la charge d'émetteur est voisin de l'unité, et en outre, assez stable, grâce au rapport de contre-réaction, également égal à 100 %, grâce au système de couplage par l'émetteur. La tension aux bornes de la charge de collecteur est à peu près égale à celle qui existe aux bornes de la résistance d'émetteur. Ces deux résistances possèdent la même valeur et sont traversées par la même intensité.

La charge de sortie étant disposée aux bornes d'émetteur et de collecteur du transistor, la somme des deux tensions de sortie est disponible pour exciter l'instrument ST. On remarque que la sortie est isolée de la masse et que la charge « voit » une valeur de l'impédance de pilotage assez basse.

L'amplificateur est suivi d'un circuit redresseur doubleur de tension ; ainsi il est possible d'adopter, pour la diode, une résistance de charge de valeur plus élevée, améliorant ainsi la caractéristique de linéarité. De plus, le circuit fournit un signal de sortie qui est fonction de la valeur pointe à pointe, si bien que l'instrument est taré en valeurs efficaces. La résistance de charge de diode est constituée de RV1 et de R8. Si l'on n'utilisait pas la diode de correction D3 dont nous parlerons plus loin, l'instrument ayant la sensibilité de 100 μ A indiquerait une déflexion totale, une tension d'entrée de 1 V eff. marquant ainsi que la tension disponible pour piloter l'instrument et la résistance en série est approximativement égale à 5 V.

En pratique, on vérifie qu'une sortie à courant continu de 5 V, correspondant à une tension d'entrée de 1 V eff., avec une batterie d'alimentation de 9 V, sans l'utilisation d'un transformateur, constitue un résultat assez satisfaisant.

La diode D3 et les résistances qui lui sont associées (R9 et RV2) ont pour but d'améliorer la linéarité de la déflexion. Avec une faible valeur de la tension d'entrée appliquée à l'amplificateur, la tension aux bornes de la diode est assez réduite, et celle-ci ne conduit pas. Dès que la tension d'entrée augmente, la diode conduit, exerçant un effet de shunt sur la bobine mobile et réduisant la déflexion. Si RV2 est réglée de manière appropriée, la linéarité sur l'ensemble de l'échelle, sera assez satisfaisante. Celle-ci permet en effet d'effectuer des lectures avec une précision supérieure à 3 % à fond d'échelle.

Normalement, il suffirait d'utiliser C3 ou C4 pour coupler la charge au transistor ; l'emploi des deux simplifie toutefois la fonction du commutateur de sélection.

Les transistors utilisés pour la réalisation de cette section sont, comme nous l'avons dit, du type épitaxial, et peuvent être des BCY42 ; tout autre type au

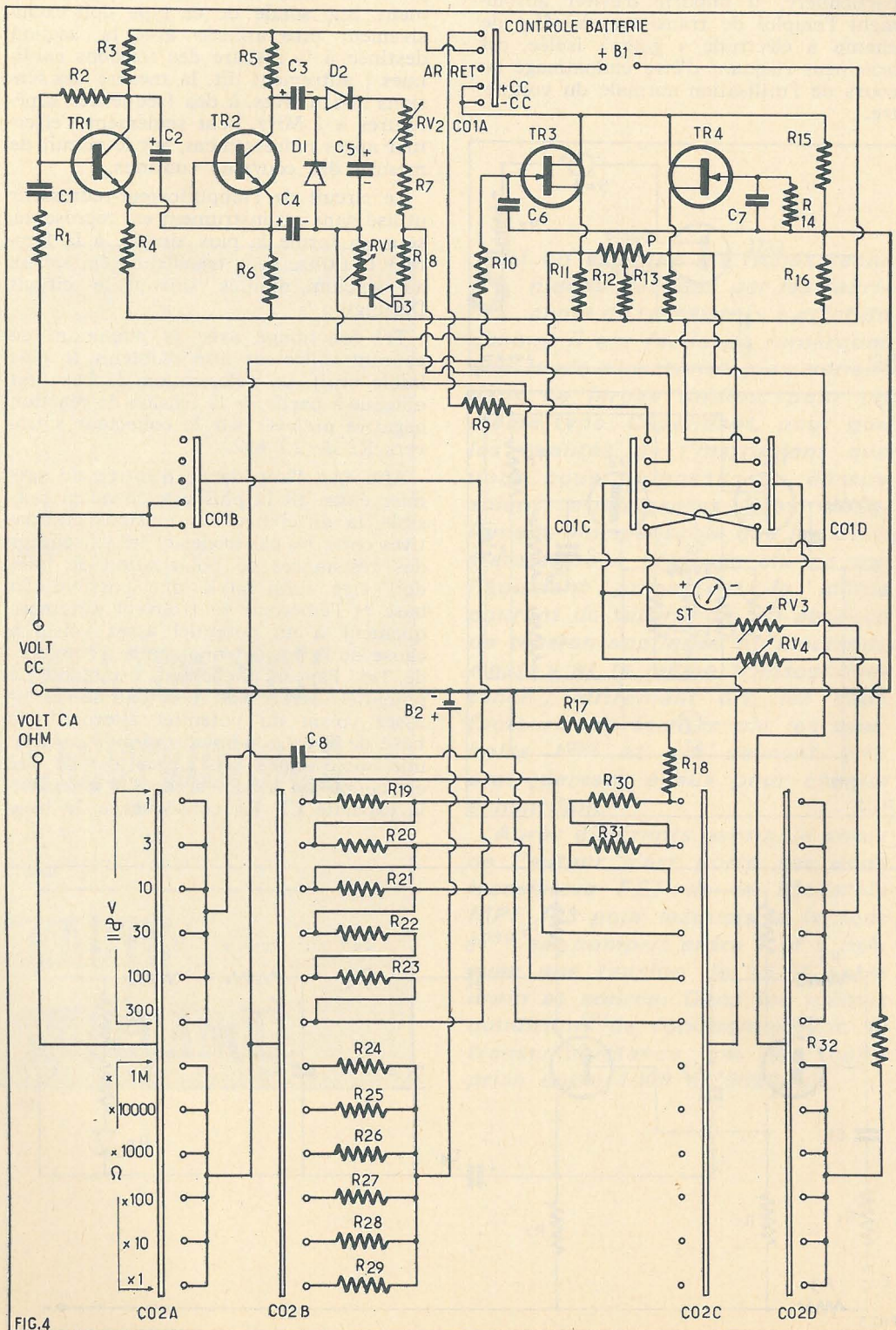


FIG.4

silicium, tel le 2N3903 peut être utilisé. Le choix des diodes est un peu plus critique : celles-ci doivent présenter une valeur de conductivité assez élevée, et être du type « gold-bonded ». Les diodes Mullard OA5 conviennent parfaitement.

REALISATION ET MISE AU POINT

La figure 4 illustre le circuit complet de l'instrument : on remarque à gauche les trois bornes d'entrée ; celle du centre est commune aux deux types de mesure, c'est-à-dire la mesure des tensions ou celle des résistances. Au-dessous, on note au contraire l'entrée qui est utilisée pour les seules mesures des tensions continues, tandis qu'au-dessous on observe celle qui est utilisée pour la mesure des tensions alternatives ou des valeurs de résistances.

L'usage de l'instrument a été simplifié autant que possible, grâce à l'utilisation de deux commutateurs : le premier CO1 à quatre voies, cinq positions. Les quatre secteurs de ce commutateur sont représentés sur la première position avec laquelle s'effectue le contrôle de l'état de charge de la batterie d'alimentation B1. La seconde position sert à la mesure des tensions alternatives ; la troisième, centrale, coupe la batterie, et sert ainsi pour éteindre l'appareil pendant le temps où il n'est pas utilisé. La quatrième et la cinquième positions, enfin, disposent l'appareil pour la mesure des tensions positives ou négatives par rapport à la masse

En haut, à gauche, on observe les deux étages constitués des deux transistors épitaxiaux qui, avec les éléments qui leur sont associés, constituent la section pour la mesure des tensions alternatives, déjà étudiée à la figure 3. A droite, au contraire, on observe les deux transistors à effet de champ qui équipent la section de mesure des tensions continues.

Sous la ligne de masse, on trouve les circuits d'amplification et d'équilibrage, et le commutateur de portée, à quatre voies, douze positions, CO2 dont les quatre secteurs sont marqués par A, B, C, D. Il est facile de constater que celui-ci remplit deux fonctions principales : au cours de sa rotation, six positions servent à la mesure des tensions, et les six autres, celle des résistances à travers les sections CO2 A et CO2 D.

La section CO2 B du commutateur commande l'atténuateur voltmétrique et les portées ohmiques. Toutes les résistances doivent posséder une tolérance maximum de 1 %. La résistance totale de la chaîne s'élève approximativement à 10 M Ω . Comme les mesures s'effectuent à travers une pointe contenant une résistance parfaitement anti-inductive de 1 M Ω , ce qui porte la valeur totale de l'impédance d'entrée à 11 M Ω .

L'atténuateur pour les mesures en courant alternatif n'est autre qu'un prolongement de la section d'atténuation pour les mesures en courant continu. Pour les

courants alternatifs, la résistance d'entrée a une valeur nominale de 1 M Ω , pour cela, le point de liaison s'effectue entre R22 et R21. Ce dernier est donc connecté à la portée 300 V de CO2 C qui effectue la sélection des gammes en courant alternatif. La déflexion de l'aiguille au centre de l'échelle correspond à un courant de 50 μ A dans la bobine mobile et à la graduation 1 V, qui est multipliée par 1, 10, 1 000, 10 000 et 1 000 000.

Le contrôle de mise à zéro de l'ohmmètre, qui s'effectue naturellement au début de l'échelle, est en fait un dispositif de tarage du voltmètre. En pratique, le circuit des étages équipés de transistors à effet de champ a une sensibilité telle qu'on obtient l'indication de la tension fournie par la batterie de 1,5 V, quand aucune mesure de résistance n'est effectuée, ou bien quand les pointes de l'ohmmètre ne sont pas en contact direct

entre elles. Quand on effectue, au contraire, la mesure d'une résistance, l'instrument indique la tension présente aux bornes d'un diviseur constitué de la résistance étalonée, à l'intérieur de l'instrument, et de la résistance de valeur inconnue.

Les sections C et D du commutateur CO1 servent au branchement de l'instrument aux parties appropriées du circuit.

Comme nous l'avons déjà dit au début, l'échelle de l'instrument est parfaitement linéaire, même pour la mesure des courants alternatifs, grâce à la possibilité de corriger la linéarité à l'aide de RV1. Comme l'échelle des mesures de tensions en courant continu est linéaire par elle-même, une seule échelle est nécessaire pour effectuer les lectures aussi bien en continu qu'en alternatif.

Le tableau I donne la valeur des différents éléments de l'appareil. En utilisant un instrument ayant une sensibilité de 100 μ A, l'échelle peut avoir l'aspect représenté à la figure 5, sur laquelle la partie supérieure est destinée aux mesures de résistances, tandis que la partie inférieure est destinée aux mesures des tensions avec deux portées fondamentales de 3 et 10, à fond d'échelle. Voyons comment il est possible de tracer cette échelle avec une précision suffisante.

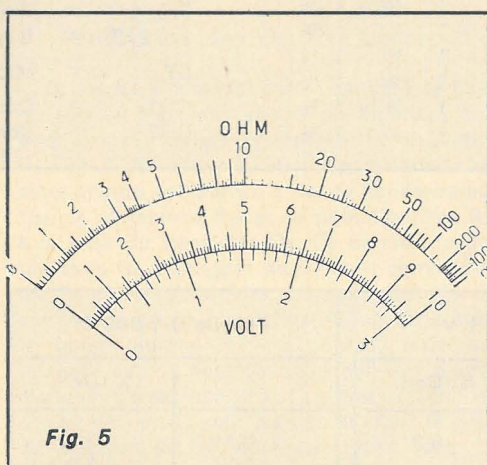


Fig. 5

REALISATION

La figure 6 montre la disposition des différentes commandes sur le panneau, pour la meilleure facilité d'emploi. Le coffret métallique de l'appareil n'est pas en contact direct avec la masse du circuit, à cause d'exigences particulières que l'on peut rencontrer en pratique. Toutefois, on peut utiliser pour la prise commune un jack à deux lames de telle sorte que la fiche étant seulement en contact avec la première lame, le coffret reste isolé du circuit. Mais si le contact s'effectue avec la deuxième lame en enfonçant complètement la fiche, alors le coffret est en contact direct avec le châssis, ce qui peut être utile dans certains cas où le blindage du circuit de mesure est nécessaire.

La disposition des éléments du circuit n'est pas critique ; les résistances seront soudées directement au commutateur, ce qui simplifie leur disposition.

Naturellement, on devra prévoir à l'intérieur de l'appareil un emplacement pour les batteries B1 et B2.

Le panneau frontal peut être constitué d'une plaque d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur, de 140 mm de large et d'une longueur de 300 mm environ, pliée en U. Les plaques latérales peuvent également être réalisées avec une plaque d'aluminium en U, de telle sorte que les deux supports forment un boîtier fermé. On aura soin de réaliser un ensemble solide afin d'éviter toute instabilité de fonctionnement.

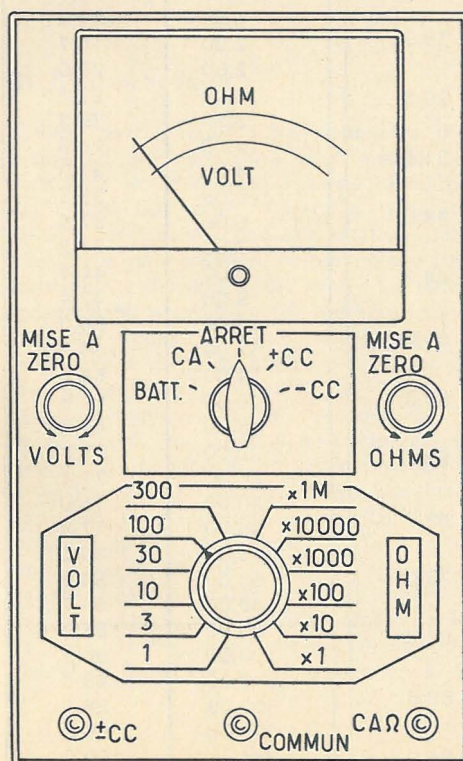


Fig. 6

VALEUR DES ELEMENTS

R1	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	R27	=	1.000 Ω	- 1 W - 1 %
R2	=	2,2 M Ω	- 0,5 W - 5 %	R28	=	100 Ω	- 1 W - 1 %
R3	=	100.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	R29	=	10 Ω	- 1 W - 1 %
R4	=	150.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	R30	=	6.800 Ω	- 1 W - 1 %
R5	=	1.200 Ω	- 0,5 W - 5 %	R31	=	22.000 Ω	- 1 W - 1 %
R6	=	1.200 Ω	- 0,5 W - 5 %	R32	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %
R7	=	39.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	RV1	=	Résistance semifixe de 10.000 Ω	
R8	=	6.800 Ω	- 0,5 W - 5 %	RV2	=	Résistance semifixe de 22.000 Ω	
R9	=	180.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	RV3	=	Résistance semifixe de 10.000 Ω	
R10	=	1 M Ω	- 0,5 W - 5 %	RV4	=	Potentiomètre linéaire à graphite de 10.000 Ω	
R11	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	C1	=	22.000 pF au polyester	
R12	=	12.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	C2	=	20 μ F - Electrolytique 12 V	
R13	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	C3	=	20 μ F - Electrolytique 12 V	
R14	=	1 M Ω	- 0,5 W - 5 %	C4	=	20 μ F - Electrolytique 12 V	
R15	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	C5	=	10 μ F - Electrolytique 12 V	
R16	=	10.000 Ω	- 0,5 W - 5 %	C6	=	10.000 pF au polyester	
R17	=	680 Ω	- 1 W - 1 %	C7	=	10.000 pF au polyester	
R18	=	2.200 Ω	- 1 W - 1 %	C8	=	22.000 pF au polyester	
R19	=	68.000 Ω	- 1 W - 1 %	Tr1/2	=	Transistor type BCY42 ou 2N3903	
R20	=	220.000 Ω	- 1 W - 1 %	Tr3/4	=	Transistor à effet de champ type MPF103	
R21	=	680.000 Ω	- 1 W - 1 %	T1/2/3	=	Diode Mullard OA5	
R22	=	2,2 M Ω	- 1 W - 1 %	ST	=	Microampèremètre de 100 μ A fond échelle	
R23	=	6,8 M Ω	- 1 W - 1 %	CO1	=	Commutateur à 4 voies 5 positions	
R24	=	10 M Ω	- 1 W - 1 %	CO2	=	Commutateur à 4 voies 12 positions	
R25	=	100.000 Ω	- 1 W - 1 %				
R26	=	10.000 Ω	- 1 W - 1 %				

Tableau II

Echelle 0-10 V		Echelle 0-3 V		Echelle 0-1.000 Ω	
Volt	% Defl.	Volt	% Defl.	Ω	% Defl.
0,5	5	0,2	6,3	0,10	1,0
1,0	10	0,4	12,6	0,25	2,0
1,5	15	0,6	18,9	0,50	4,8
2,0	20	0,8	25,3	1,00	9,1
2,5	25	1,0	31,6	1,50	12,2
3,0	30	1,2	38,0	2,00	16,7
3,5	35	1,4	44,3	2,50	20,0
4,0	40	1,6	50,6	3,00	23,1
4,5	45	1,8	56,9	3,50	25,3
5,0	50	2,0	63,3	4,00	28,6
5,5	55	2,2	69,7	4,50	31,0
6,0	60	2,4	76,0	5,00	33,3
6,5	65	2,6	82,3	6,00	37,5
7,0	70	2,8	88,6	7,00	41,2
7,5	75	3,0	94,9	8,00	44,4
8,0	80			9,00	47,4
8,5	85			10,00	50,0
9,0	90			12,00	54,6
9,5	95			14,00	58,3
10,0	100			16,00	61,5
				18,00	64,3
				20,00	66,7
				25,00	71,4
				30,00	75,0
				35,00	77,8
				40,00	80,0
				50,00	83,3
				60,00	85,7
				80,00	88,9
				100,00	90,9
				200,00	95,0
				500,00	98,1
				1 000,00	99,0
				Inf.	100,0

MISE AU POINT DE L'INSTRUMENT

Il convient tout d'abord de procéder à l'exécution de l'échelle graduée à appliquer sur l'instrument, échelle représentée à la figure 5. Pour cela, il convient d'observer que puisque l'échelle des courants continus est linéaire, et que celle-ci est aussi celle des courants alternatifs, il est possible d'établir la position des différentes valeurs de tension sur l'échelle normale étalonnée de 0 à 100 μ A, chaque division de celle-ci représentant 1 % de la déflexion totale. En effet, en partant de la valeur 0, la première indication correspondant à 10 μ A correspond aussi à 10 % de la déflexion ; de même, l'index 20 μ A correspond à 20 % et ainsi de suite.

Le tableau 2 indique, pour les deux portées fondamentales de 3 et 10 V, les valeurs de tensions correspondant aux différentes déflexions de l'aiguille, ainsi que les valeurs de résistances pour l'échelle supérieure. D'après ces indications, il sera facile de tracer l'échelle nécessaire sur un carton blanc opaque qui sera ensuite collé sur le cadran métallique de l'instrument.

On procède ensuite à la mise au point du circuit. Avant tout, on vérifie que sur la position centrale du commutateur CO1, aucune tension d'alimentation n'est appliquée au circuit d'amplification, et que sur la première position à gauche, l'instrument indique l'état de charge de la batterie d'alimentation B1. Ce contrôle étant effectué avec une batterie notablement bonne, il sera bon d'appliquer sur

l'échelle graduée un signe de référence rouge qui servira de repère pour les contrôles ultérieurs.

Ensuite, on dispose l'instrument pour la mesure des tensions continues afin de mesurer une tension de valeur connue et après avoir effectué la mise à zéro à l'aide du potentiomètre P, on règle la résistance R4 de manière à obtenir la lecture correspondant à la tension étalon. On peut ensuite mesurer les points de contrôle, non sans avoir précédemment inversé la polarité de lecture à l'aide du commutateur de fonction. L'aiguille devra naturellement indiquer exactement la même valeur.

Pour le tarage de la section de mesure des tensions alternatives, on procédera de la façon suivante ; en premier lieu, il est

nécessaire de disposer d'au moins deux valeurs de tensions alternatives, « témoin » faisant partie d'une même portée. Par exemple, dans la gamme 300 V, on pourra disposer de 50 et 250 V assez distantes pour vérifier la linéarité. L'instrument étant convenablement disposé, on applique les deux pointes à la source 250 V. On règle RV2 afin d'obtenir l'indication correspondante. Ensuite, on applique les deux touches à la tension de 50 V et on règle RV1 (contrôle de linéarité) afin d'obtenir l'indication exacte. On observera que les deux résistances RV1 et RV2 exercent entre elles une action réciproque ; il sera donc nécessaire de répéter plusieurs fois leur réglage jusqu'à ce que, sans autre correction, on obtienne l'indication des deux valeurs de tension.

La section de mesure des résistances ne nécessite aucune mise au point. En absence de contact des pointes, l'aiguille est à fond d'échelle. En court-circuitant les pointes, l'aiguille revient au début de l'échelle, et il est alors possible d'effectuer la mise à zéro.

Durant les périodes où l'instrument n'est pas utilisé, il est nécessaire de placer CO2 sur une portée voltmétrique afin d'éviter la décharge de la batterie B2.

Cet instrument rendra de précieux services pendant de nombreuses années, sans autre manutention que le remplacement des batteries quand elles seront déchargées.

F. HURÉ
D'après *Selezione-Radio-TV*
N° 3 - 1970

LE GÉNÉRATEUR BF OR 778

(Suite de la page 53.)

réglage d'origine, mais aussi de procurer une excellente stabilité en fréquence indépendante de la température ambiante et cela sur une très large gamme de température.

Les signaux sinusoïdaux prélevés au point de raccordement de R15 et R16 sont transmis à la base du transistor Q5 par un potentiomètre R20 servant d'atténuateur et de pont de polarisation. Q5 est utilisé en émetteur suiveur, son émetteur étant chargé par les résistances R21 et R22. Le signal pris au point de jonction de ces résistances est transmis à la prise de sortie par le condensateur de liaison C9. La prise de sortie est shuntée par la résistance R23.

2) Production des signaux carrés

Le signal sinusoïdal est transmis à la base de Q6. Ce transistor monté en émetteur suiveur a son émetteur chargé par la résistance R24. Le signal recueilli sur le point chaud de cette charge est transmis par le condensateur C10, la résistance R25 et le potentiomètre R26 à la base du transistor Q7. Ce dernier constitue avec Q8 un trigger de Schmitt commandé par le signal sinusoïdal. Le collecteur de Q8 est chargé par la résistance R29 en série avec le potentiomètre R30. Le signal carré est recueilli sur ce potentiomètre qui sert d'atténuateur. Cette disposition permet d'avoir un signal de sortie toujours positif dont le pied du crâneau est toujours au niveau zéro, ce qui rend le signal apte à être appliqué à tout système logique DLT ou TTL.

3) L'alimentation

Une grande stabilité de la tension d'alimentation est nécessaire pour assurer une constance de la fréquence et de l'amplitude du signal de sortie. Aussi le générateur OR778 est-il doté d'une alimentation stabilisée. Cette alimentation comprend un transformateur bi-tension 110-220 V. La tension recueillie au secondaire est redressée par un pont de diodes. Le système régulateur est branché à la sortie du pont. Le transistor ballast Q9 est inséré dans la ligne + 25 V. Sa base est commandée par le transistor Q10. La régulation est obtenue en comparant une fraction de la tension de sortie obtenue par le pont diviseur composé des résistances R34, R37, et du potentiomètre R36 dont le curseur est relié à la base de Q10 à la tension développée sur l'émetteur du même transistor par une diode zéner. La tension de sortie de cette alimentation est réglée à 25 V. La ligne d'alimentation est découplée par la résistance R31 et les condensateurs C12 et C14.

LES COMPOSANTS

Voici la liste des principaux composants :

- Q1 = μ MPF108.
- Q2, Q3, Q5, Q6, Q10 = BC237.
- Q4, Q7, Q8 = BC251.
- Q9 = 2N1711.
- D1 = 4 diodes 1N4004.
- R1, R5 = 20 M Ω .
- R2, R6 = 2 M Ω .
- R3, R7 = 200 000 Ω .
- R4, R8 = 20 000 Ω .
- R9 = 10 000 Ω .
- R10 = 2 200 Ω .
- R11 = 390 Ω .
- R12 = 100 000 Ω .
- R13 = 8 200 Ω .
- R14 = 4 700 Ω .
- R15, R17 = CTN 10 000 Ω .
- R18 = 10 000 Ω .
- R19 = 100 000 Ω ajustable.
- R20 = 10 000 Ω .
- R21, R22, R23 = 4 700 Ω .
- R24 = 10 000 Ω .
- R25 = 470 Ω .
- R26 = 10 000 Ω .
- R27 = 120 000 Ω .
- R28 = 120 Ω .
- R29 = 4 700 Ω .
- R30 = 10 000 Ω .
- R31 = 1 000 Ω .
- R32 = 100 000 Ω .
- R33, R35 = 10 000 Ω .
- R36 = 10 000 Ω .
- R37 = 1 000 Ω .
- C1 = C2 = 2 \times 470 pF (CV).
- C3 = 2 \times 12 pF (trimmer CV).
- C4 = 47 μ F - 40 V.
- C5 = 4,7 μ F - 25 V.
- C6 = C7 = 100 μ F - 10 V.
- C8 = 47 μ F - 40 V.
- C9 = 47 μ F - 40 V.
- C10 = 4,7 μ F - 25 V.
- C11 = 220 pF.
- C12 = 100 μ F - 10 V.
- C13 = 470 μ F - 40 V.
- C14 = 0,1 μ F - 63 V.

A. BARAT

GÉNÉRATEUR BF 778 15 Hz - 250 kHz

Alimentation : secteur 110/220 V 50/60 Hz.

Consommation : 2,5 VA.

Gamme de fréquence : de 15 Hz à 250 kHz en 4 g.

Sortie des signaux carrés et sinusoïdaux simultanément, taux de distorsion inférieur à 0,3 %, précision d'affichage \pm 5 %, température d'utilisation : de + 10 à + 40 °C.

Dimensions : 72 \times 144 \times 144 (normes DIN).

Poids : 1,1 kg.

Signaux carrés : alignés au zéro pour logique TTL-DTL.

Amplitude maximum 16 V, temps de montée inférieur à 1 microseconde pour 5 V, impédance de sortie : 3 000 Ω .

Signaux sinusoïdaux : amplitude maximum 6 V crête à crête, impédance de sortie : 3 000 Ω .

PRIX TTC 424,35

MAGENTA ÉLECTRONIC

8-10, rue Lucien-Sampaix - 75010 PARIS

Tél. : 607.74.02 et 206.56.13 - Métro J. Bonsergent

Ouvert du lundi au vendredi, de :

9 h à 13 h et de 14 h à 20 h.

Samedi de 9 h à 19 h sans interruption.

C.C.P. PARIS 19.668-41

NOUVEAUX MONTAGES RADIO, BF et TV

MONTAGES RADIO A CIRCUITS PLL

DANS le précédent article, on a pu trouver l'analyse d'un schéma de radio-récepteur à modulation d'amplitude utilisant un montage à PLL c'est-à-dire à oscillateur asservi. Cet appareil est réalisable avec un circuit intégré fabriqué par SIGNETIC, actuellement un des meilleurs spécialistes de ce genre de circuits.

Voici d'autres montages expérimentaux utilisant des CI à dispositifs PLL et proposés par leur fabricant comme exemple d'application.

DEMODULATEUR FM

Le schéma de ce démodulateur est donné à la figure 1. Ce montage utilise six transistors NPN, trois diodes et un circuit intégré 560 B.

Utilisé comme démodulateur de signaux à modulation de fréquence, le 560 B à PLL nécessite des composants extérieurs convenablement choisis et des montages permettant d'obtenir les résultats attendus. Parmi ces derniers mentionnons les suivants :

- Conditionnement du signal d'entrée.
- Accord sur la fréquence de l'oscillateur commandé par une tension (VCO).

c) Réglage du filtre passe-bas au point de vue de la sélectivité et du gain.

d) Signal de sortie.

e) Réglage de l'alignement.

f) Réseau de désaccentuation.

Dans le schéma de la figure 1 on a indiqué le démodulateur FM associé à l'amplificateur moyenne fréquence et limiteur.

L'amplitude du signal d'entrée a une influence importante sur le fonctionnement de cette partie de radiorécepteur FM.

Remarquons que pour compléter le montage de la figure 1, il suffira de disposer un sélecteur HF changeur de fréquence avant les bornes d'entrée, donc la sortie MF du sélecteur reliée à cette entrée et débrancher à la sortie, un amplificateur BF convenable.

Afin que la bande alignable soit suffisante il faut que le signal d'entrée soit supérieur à 2 mV efficaces. Toutefois, la réjection des signaux à modulation d'amplitude diminue lorsque le niveau du signal augmente. Ainsi, si le signal d'entrée est supérieur à 30 mV, la réjection AM diminue de 20 dB.

Il faut, par conséquent, que le signal d'entrée soit compris entre 2 et 10 mV pour les meilleures conditions de fonctionnement. A cet effet, on utilisera un limiteur associé, éventuellement, à un amplificateur.

Ce dispositif doit limiter le signal à sa plus faible valeur requise. On accorde le

PLL en réglant l'oscillateur VCO à la fréquence médiane du signal FM. Cela se réalise pratiquement en montant un ajustable C_0 entre les points 2 et 3 de terminaison du circuit intégré 560 B comme on le voit sur le schéma.

Pour déterminer la valeur de C_0 , on utilisera la formule pratique $C_0 = 300/f_0$ ou f_0 est la fréquence médiane du signal FM appliqué au montage à son entrée. On prendra f_0 en mégahertz et on obtiendra C_0 en picofarads.

Exemple : $f_0 = 10,7$ MHz. On a :

$$C_0 = \frac{300}{10,7} = 28 \text{ pF}$$

Un condensateur fixe de valeur inférieure à celle calculée peut convenir si l'on désire un accord précis par un ajustable de plus petite valeur.

On prendra par exemple $C_0 = 20$ pF fixe + 15 pF ajustable.

Il y a aussi un autre moyen d'effectuer l'accord précis en réglant un potentiomètre branché entre le + et le - alimentation et dont le curseur sera relié au point 6 de terminaison du circuit intégré, par l'intermédiaire d'une résistance de 200 Ω limitant le courant. Dans ce cas C_0 sera intégralement fixe. On pourra régler la valeur de la largeur de bande du montage en connectant une simple capacité C entre les points de terminaison 14 et 15 du CI.

La valeur de C est donnée par la formule :

$$C = \frac{1330}{\Delta f} \mu\text{F}$$

avec Δf en hertz.

Ainsi, si, par exemple on désire que Δf soit égale à 15 000 Hz, la valeur de C sera :

$$C = \frac{1330}{15\,000} = 0,089 \mu\text{F}$$

ou, encore, $C = 89$ nF que l'on arrondira à 90 nF si nécessaire. Le condensateur C remplacera R_a , C_a , R_b et C_b .

Le signal de sortie est fonction de la déviation de fréquence du signal d'entrée. Il est égal approximativement à 0,3 V pour ± 1 % de déviation.

Soit par exemple un signal à la fréquence standardisée de 10,7 MHz ayant une déviation de ± 75 kHz. Le pourcentage de déviation est, évidemment :

$$\frac{\pm 0,75 \cdot 100}{10,7} = \pm 0,7 \%$$

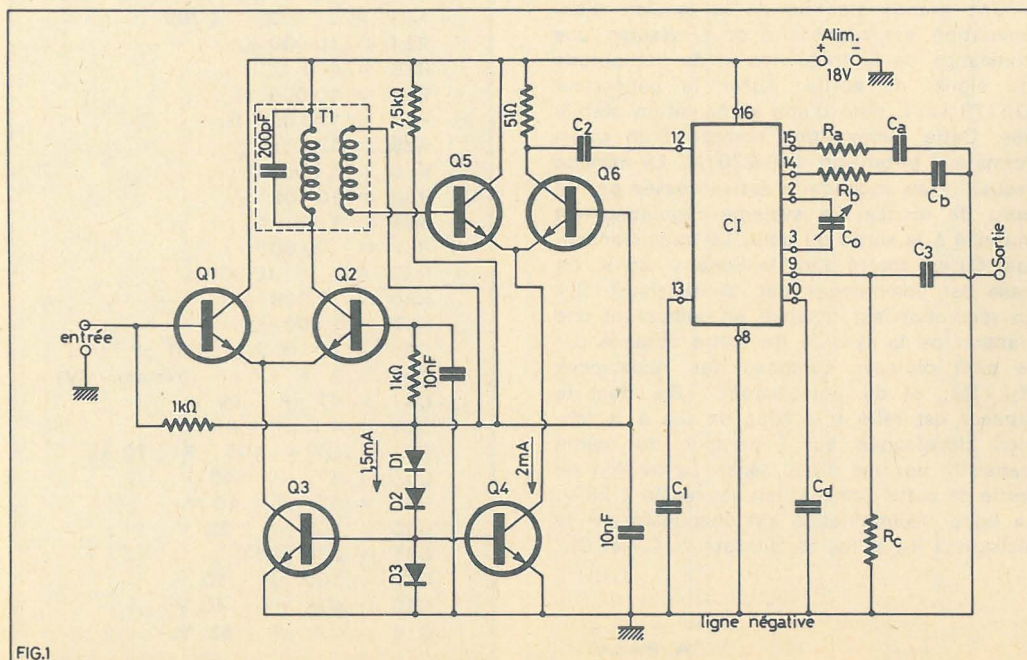


FIG.1

donc, d'après la règle donnée plus haut (0,3 V pour 1 %) on obtient une tension de sortie de

$$e_s = 07 \cdot 0,3 = 0,21 \text{ V crête à crête}$$

ce qui correspond, dans le cas d'une modulation à 100 % à 75 mV efficaces. En effet : on a $V_{\text{eff}} = V_{\text{cc}}/2,82$ donc,

$$V_{\text{eff}} = \frac{210}{2,82} = 75 \text{ mV efficaces}$$

LA DESACCENTUATION

Le circuit de désaccentuation peut être requis dans les appareils monophonique mais il sera déconnecté si le montage doit être suivi d'un décodeur et non de l'amplificateur BF, ce dernier étant disposé, alors, à la sortie du décodeur. Il y aura, d'ailleurs, deux amplificateurs identiques dans le cas de la stéréophonie à deux canaux.

Pour une désaccentuation normale on montera un condensateur C_a entre le point de terminaison 10 du CI et la masse. Sa valeur est donnée par la formule pratique :

$$C_a = \frac{75\,000}{8\,000} \text{ nF}$$

valable dans le cas particulier ou la résistance interne du circuit est de 8 000 Ω . Il faut alors que la constante de temps $C_a R_i$ soit égale à 75 μs , valeur convenant dans un démodulateur FM standardisé.

On trouve à l'aide de la relation donnée plus haut, $C_a = 9,4 \text{ nF}$ que l'on arrondira, dans les montages pratiques à 10 nF avec tolérance de $\pm 10 \%$ sur cette valeur nominale.

DETAILS PRATIQUES

Voici encore quelques indications sur ce montage dont la description doit servir à la documentation de nos lecteurs en vue de futures réalisations pratiques.

Le transformateur T_1 sera accordé sur la fréquence MF adoptée, généralement 10,7 MHz. Seul le primaire est accordé, par la capacité de 200 pF. Son coefficient de self-induction peut se calculer à l'aide de la formule de Thomson écrite sous la forme :

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

avec $4 \pi^2 = 40$ approximativement, $f = 10,7 \cdot 10^6$ Hertz et $C = 2 \cdot 10^{-10}$ farads. Cela donne $L = 1,09 \mu\text{H}$. On peut réaliser ce bobinage, qui doit être du type bifilaire de la manière suivante : sur une résistance de 100 k Ω 0,5 W, bobiner deux fils à la fois de 0,13 mm de diamètre. Un des enroulements sera le primaire accordé et l'autre le secondaire. Le nombre des spires approximatif est déterminé par la longueur du corps de la résistance. Lorsque la bobine bifilaire est terminée on monte l'ensemble dans le démodulateur ou dans un mesureur de bobines et on détermine la fréquence d'accord obtenue avec 200 pF. On enlèvera des spires si cette fréquence est plus basse que 10,7 MHz.

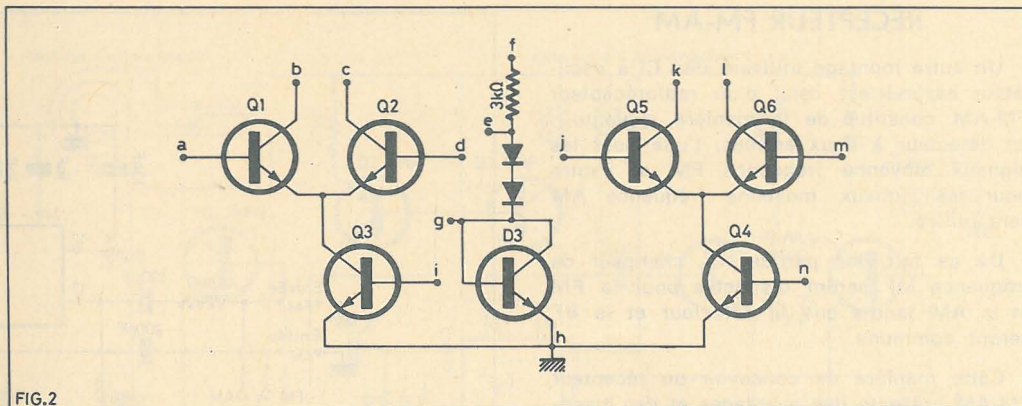


FIG. 2

Pour effectuer un accord correct il est préférable de remplacer le condensateur fixe de 200 pF par un ajustable de 50 pF en parallèle sur un condensateur fixe de 170 à 180 pF ou, encore d'utiliser une bobine à coefficient de self-induction réglable, par noyau de ferrite, à la valeur correspondant à l'accord, cette valeur se situant vers 1,1 μH comme on l'a calculé plus haut.

On peut trouver une bobine *unifilaire* de 1,1 H dans la fabrication OREGA, par exemple la bobine, n° de référence 53 924 de la série 53 900 qui peut être réglée entre 0,75 μH et 1,5 μH donc convient très bien dans la présente application.

Comme il s'agit de réaliser un bobinage équivalent à un transformateur bifilaire, on utilisera deux bobines de ce type que l'on couplera par une capacité de 1 500 pF montée entre le collecteur de Q_2 et la base de Q_5 . La deuxième bobine sera une bobine d'arrêt. Si l'on préfère l'accord par ajustable, on pourra adopter la bobine non réglable OREGA, référence 53 822 (1 μH) ou 53 824 (1,2 μH) de la série 53 800 et une bobine d'arrêt.

Les transistors Q_1 à Q_6 sont inclus dans un circuit intégré du même fabricant Signetic, type 510 A dont le schéma intérieur est donné par la figure 2.

Il est facile de voir que ce CI se branchera aisément dans le montage de la figure 1. Pour faciliter ce branchement nous avons indiqué sur la figure 2, les numéros des transistors de la figure 1. On pourra aussi utiliser les deux diodes en série du 510 A.

Son branchement s'effectuera comme suit : base de Q_1 point *a* à l'entrée ; résistance de 1 k Ω à connecter entre cette base et le point *e* ; collecteur de Q_1 point *b* au + 18 V ; collecteur de Q_2 point *c* à la bobine accordée ; base *d* de Q_2 au point *f* réseau RC 1 k Ω — 10 nF et ce dernier au point *e*.

Remarquons que l'on dispose de la résistance de 3 k Ω au lieu de 1 k Ω ; il faudra par conséquent, brancher en parallèle sur la 3 k Ω une résistance *R* telle que l'on ait :

$$\frac{1}{3} + \frac{1}{R} = 1$$

ce qui donne $R = 1,5 \text{ k}\Omega$.

On verra, de la même manière que le point *c'* se connectera au point *g*, le point *h* à la masse, le point *j* à la bobine secon-

daire, le point *k* au 18 V, le point *l* à la résistance de 51 Ω , le point *m* (base de Q_6) au point *g*, le point *n* (base de Q_4) au point *c'* base de Q_3 .

La diode D_3 est également présente dans le 510 A et réalisée avec un transistor dont la base est reliée au collecteur.

Voici des valeurs pour les autres éléments. R_a , R_b , C_a et C_b seront remplacés par une seule capacité entre les points 14 et 15 du CI type 560 B Signetic comme on l'a indiqué plus haut. Sa valeur est 90 nF environ. Le circuit RC de sortie au point 9 sera composé de R_c de 1 k Ω environ et C_3 de 1 000 pF.

Au point 13, C_1 est un condensateur de découplage de 2 000 pF au plus. Le condensateur C_2 relié au point 12 est un élément de liaison vers une entrée de 2 k Ω , sa valeur sera de 2 000 pF par exemple en plus.

Les essais de ce montage pourront s'effectuer en connectant un sélecteur FM à l'entrée et un amplificateur BF à la sortie, en constituant ainsi, un *tuner FM* complet.

L'ÉLECTRONIQUE au service des LOISIRS...

Joignez l'utile à l'agréable en réalisant vous-même vos montages électroniques !

- Émission-réception d'Amateurs grâce à nos modules R.D. et BRAUN.
- Télécommande de modèles réduits, avions, bateaux et tous mobiles.
- Allumage électronique pour votre voiture.
- Compte-tours électronique.
- Régulateur de pose pour essuie-glace.
- Alarme et antivol.
- Variateur de vitesse pour moteur.
- Variateur de lumière pour projecteur.
- Antenne d'émission.

...Et toutes les pièces détachées spéciales et subminiatures.

Catalogue contre 6 F.

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier
31000 TOULOUSE CEDEX
Téléphone : (15) 61/21-04-92

RECEPTEUR FM-AM

Un autre montage utilisant des CI à oscillateur asservi est celui d'un radiorécepteur FM-AM constitué de la manière suivante : un détecteur à deux entrées, l'une pour les signaux moyenne fréquence FM et l'autre pour les signaux moyenne fréquence AM sera utilisé.

De ce fait, les parties HF, changeur de fréquence MF seront distinctes pour la FM et la AM tandis que le détecteur et la BF seront communs.

Cette manière de concevoir un récepteur FM-AM présente des avantages et des inconvénients. Les avantages sont évidents : grâce à cette séparation des circuits avant la détection, il sera possible de donner à chacun et en toute liberté, le maximum de rendement et de dispositifs auxiliaires s'il y a lieu. L'inconvénient réside dans le fait que l'on multiplie ainsi le nombre des éléments. Un montage de ce genre conviendrait pour des appareils de niveau élevé en qualité et en prix...

Le montage qui sera analysé comporte la partie moyenne fréquence FM avec circuit de CAG, le détecteur FM et AM tandis que la partie AM sera choisie par l'utilisateur.

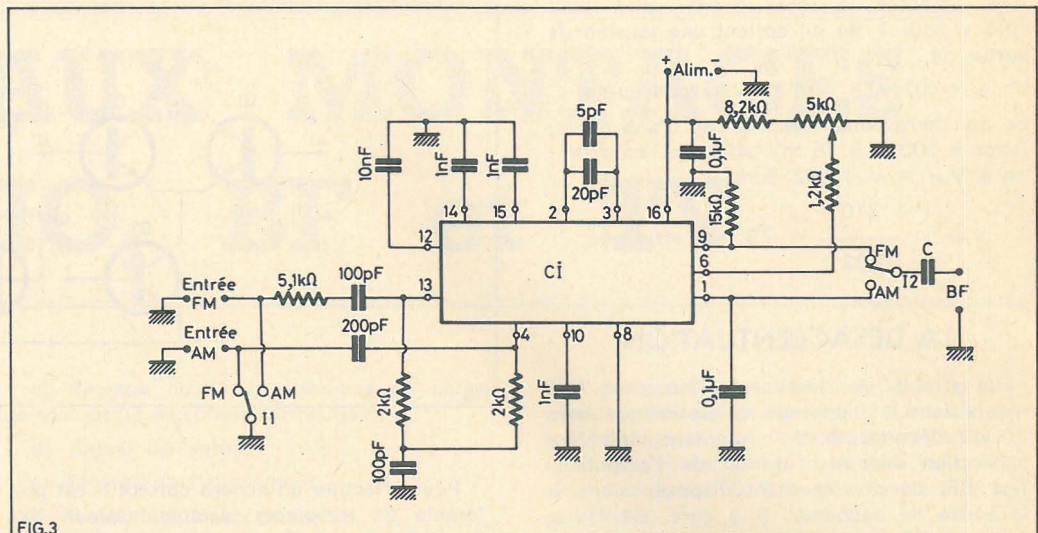


FIG.3

Voici à la figure 3 le schéma du détecteur AM et FM.

Le circuit intégré est le 561 B de SIGNETIC.

Il se branche comme suit : le point 16 au + alimentation et le point 8 à la masse et — alimentation, cette alimentation étant de 18 V.

Dans ce circuit intégré il y a des points de terminaison d'entrée et de sortie distincts, pour les signaux AM et les signaux FM.

L'entrée du signal FM à 10,7 MHz à détecter est au point 13 et celle du signal AM au point 4. Les sorties correspondantes des signaux BF sont au point 9 pour les signaux détectés FM et au point 1 pour les signaux détectés AM.

L'entrée FM est reliée par une résistance de 5,1 kΩ et un condensateur de 100 pF au point 13, tandis que l'entrée AM est couplée par un condensateur de 200 pF au point de terminaison 4 du circuit intégré.

Remarquons le commutateur I₁-I₂. Les deux éléments I₁ et I₂ sont conjugués. En position AM, I₁ met à la masse le point d'entrée FM et en position FM, le point d'entrée AM. Le commutateur I₂ choisit le signal BF désiré pour le transmettre à l'amplificateur BF ou à un décodeur si l'émission FM reçue est stéréophonique.

L'accord du CI sur 10,7 MHz est assuré par la capacité fixe composé par 5 pF et 20 pF en parallèle, montée entre les points 2 et 3 du CI. Le réglage précis de l'accord est réalisé par le potentiomètre de 5 kΩ qui permet de faire varier la tension de polarisation du point 6 du CI.

La capacité de C est peu critique, une valeur de 0,1 µF conviendra dans la plupart des cas.

Le minimum de signal requis est 10 µV à l'entrée du récepteur aussi bien en AM qu'en FM. Il faut que la partie amplificatrice soit suffisante pour obtenir à l'entrée du détecteur, 305 mV crête à crête lorsque le signal d'entrée varie entre 10 µV et 120 mV. Cette condition sera remplie avec un circuit de CAG convenable.

DETECTEUR DE METAUX

Les appareils détecteurs de métaux sont connus depuis les débuts de la radio et on en a réalisé avec des lampes avant la seconde guerre et avec des transistors après 1950.

Grâce aux CI il est possible actuellement de réaliser un appareil de ce genre plus moderne et plus sensible.

On donne à la figure 4 le schéma de ce détecteur. Dans cet appareil il y a un transistor NPN, Q₁ type 2N2222, quatre transistors PNP, Q₂ à Q₅ et un circuit intégré type 565 Signetic.

On remarquera l'alimentation par deux batteries de 6 V chacune, ayant comme point commun la masse à laquelle est connecté le — de la batterie 1 et le + de la batterie 2. Comme bobine exploratrice on a prévu un enroulement de 0,5 mH. Le diamètre du bobinage est 21,5 cm et comporte 30 spires jointives de fil émaillé de 0,4 mm de diamètre. Après réalisation de la bobine, la retoucher afin que sa valeur soit de 0,5 mH. L'accord doit s'effectuer sur 100 kHz.

Un autre composant important dans cet appareil est le micro ampèremètre différentiel avec zéro au milieu indiquant — 100 µA à gauche et + 100 µA à droite, donc ayant une déviation totale pour 200 µA.

Le circuit intégré est le 565 avec dix points de terminaison à brancher. A noter les transistors PNP dont les émetteurs doivent être connectés vers la ligne + de l'alimentation 1 et les collecteurs vers la ligne — de l'alimentation 2.

Ce montage est dû à J. Blecksmith qui a eu l'idée d'utiliser le CI 565 comme fréquence-mètre. Celui-ci indique la modification de la fréquence d'un oscillateur Colpitts lorsqu'une bobine d'exploration se rapproche ou s'éloigne d'un objet métallique.

La tension de sortie obtenue au point 7 du CI est comparée avec une tension de référence prélevée au point 6 et la différence de ces deux tensions, l'une variable et l'autre fixe est amplifiée par l'amplificateur « de microampèremètre » constitué par les deux transistors PNP, Q₄ et Q₅.

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou remplacer un organe qui vous faisait défaut, faites-nous en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10 à 150 F ou exceptionnellement davantage.

Lorsque le signal de sortie du point 7, augmente par exemple, de 0,5 % environ de la déviation de fréquence, une source de courant réalisée avec les transistors Q₂ et Q₃ est utilisée pour fournir à une capacité, un courant de 2,5 mA, de charge et de décharge, par le point 8 du CI.

La résistance de 20 kΩ connectée en ce point, donne lieu à une variation du courant de charge et décharge, de :

$$\Delta i = 0,5 \text{ V} / 20 \text{ k}\Omega = 0,025 \text{ mA}$$

c'est-à-dire environ 1 % par 0,5 V. Comme les tensions aux points 8 et 7 se suivent, la tension de boucle de sortie est également de 0,5 V par 1 % de déviation.

L'augmentation de la fréquence de l'oscillateur indiquée par une déviation à droite du microampèremètre, signifie que le métal dont la bobine s'est approchée est non ferreux (par exemple cuivre, aluminium, zinc, etc). Si au contraire, la fréquence de l'oscillateur est réduite, cela est indiqué par une déviation vers le — du microampèremètre et le métal est ferreux. Des expériences peuvent être faites avec des objets non cachés !

On sait, en effet que si l'on approche d'une bobine un « noyau » de métal non ferreux (non magnétique) le coefficient de self-induction de la bobine diminue, donc la fréquence du signal d'oscillateur qui la parcourt augmente.

Au contraire l'approche d'un métal ferreux (fer, acier, fonte et nickel) augmente le coefficient de self-induction de la bobine et de ce fait la fréquence d'oscillation diminue.

La bobine est associée au transistor Q₁, NPN, 2N2222 monté en oscillateur Colpitts avec couplage entre le collecteur connecté à une extrémité de la bobine et l'émetteur.

Remarquons que la liaison, forcément par connexion longue (de l'ordre du mètre) s'effectue par coaxial. A la tresse extérieure de ce coaxial est connectée une extrémité de la bobine et la ligne + de l'alimentation 1, ce qui polarise le collecteur.

Le couplage, avec l'émetteur se fait par diviseur à capacités, 6,8 nF — 15 nF dont le point commun est relié à cette électrode, polarisée par une résistance de 10 kΩ reliée à la ligne — de l'alimentation 2. La base de Q₁ étant reliée à la masse est, par conséquent, polarisée à + 6 V par rapport à la ligne — on a — 6 V par rapport à la ligne +.

L'amplificateur de l'instrument de mesure, constitué par les transistors Q₄ et Q₅, PNP, est un montage différentiel.

Les deux collecteurs sont réunis par la piste résistance d'un potentiomètre de 500 Ω dont le curseur est relié, par une résistance de 680 Ω, à la ligne +.

Grâce à ce potentiomètre, l'équilibrage sera réalisé de la manière suivante : lorsque la bobine exploratrice (et oscillatrice) est éloignée de toute masse métallique non ferreuse ou ferreuse, l'accord doit s'effectuer sur la fréquence nominale de 100 kHz déterminée par la valeur de la bobine, la capacité résultante de 6,8 et 15 nF en série et diverses capacités parasites. En ce moment, en agissant sur le réglage du potentiomètre de 500 Ω, on pourra augmenter la tension de polarisation d'un émetteur et diminuer celle

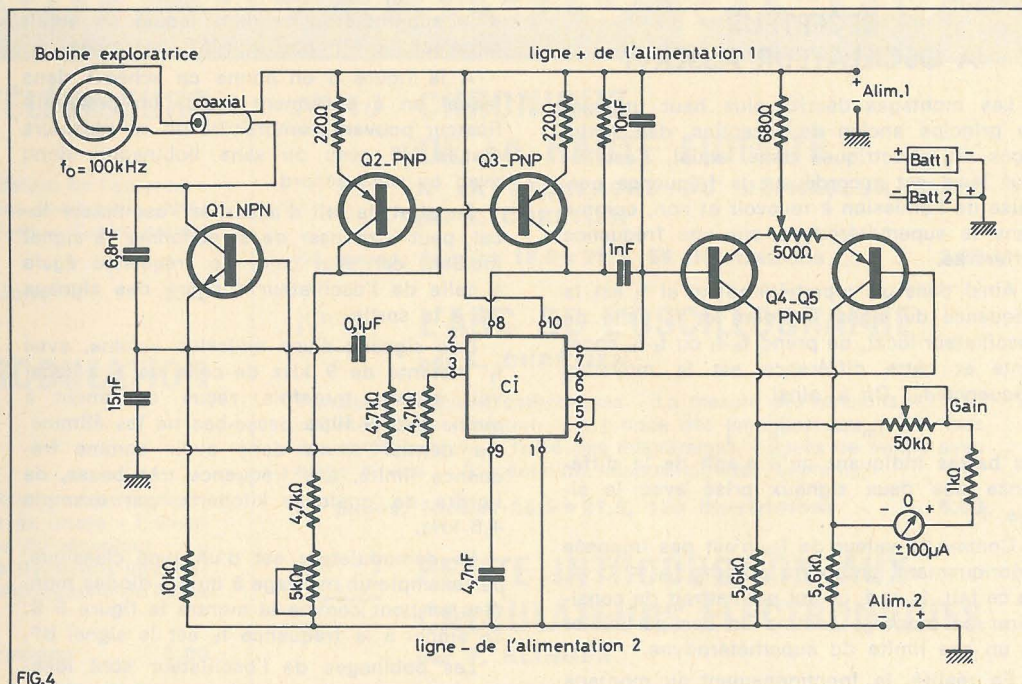


FIG.4

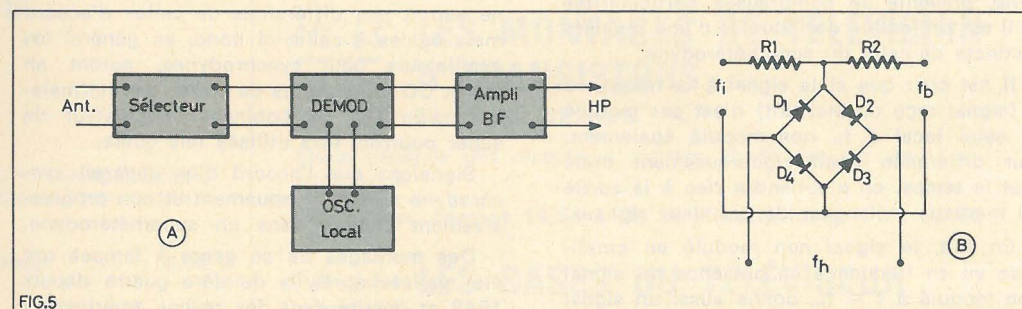


FIG.5

de l'autre. De ce fait, les tensions et les courants des collecteurs de Q₄ et Q₅ varieront également en sens opposés et le microampèremètre pourra être amené à indiquer zéro (milieu de l'échelle).

Lorsqu'il y a approche d'un objet métallique, il y aura déviation du microampèremètre. La résistance variable de 50 kΩ permettra de régler la déviation afin qu'elle n'excède pas les possibilités de l'instrument.

L'amplificateur Q₄-Q₅ est commandé par les bases, celle de Q₄ est reliée au point 7 du CI et celle de Q₅ au point 6 du même CI, comme on l'a précisé plus haut.

Revenons au circuit accordé d'entrée. La capacité résultante de 6,8 nF et 15 nF en série est :

$$C = \frac{6,8 \cdot 15}{21,8} \text{ nF}$$

ce qui donne 4,67 nF environ. La bobine étant de 0,5 mH, la formule de Thomson donne :

$$f = \frac{10^6}{2 \pi \sqrt{4,67 \cdot 0,5}} \text{ hertz}$$

et on trouve $f = 124 \text{ kHz}$ environ, valeur pouvant convenir aussi bien. Pour ramener f à 100 kHz il suffira d'augmenter le nombre des spires de la bobine.

AMPLIFICATEURS et PRÉAMPLIFICATEURS BF Hi-Fi STÉRÉO à circuits intégrés par F. JUSTER



Un volume de 232 pages et de nombreuses figures
Format 210 x 150 mm
Broché sous couverture couleur pelliculée
Prix 34 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, PARIS (10^e)
Tél. : 878 09-94 et 09-95

RECEPTEUR A OSCILLATEUR ASSERVI

Les montages décrits plus haut utilisant un principe ancien de réception des émissions radioélectriques dans lequel, l'oscillateur local est accordé sur la fréquence porteuse de l'émission à recevoir et non, comme dans le superhétérodyne, sur une fréquence différente.

Ainsi dans un superhétérodyne si f_i est la fréquence du signal incident et f_h celle de l'oscillateur local, on prend $f_h - f_i$ ou $f_i - f_h$ constante et cette différence est la moyenne fréquence f_m . On a, ainsi :

$$f_m = | f_h - f_i |$$

les barres indiquant qu'il s'agit de la différence des deux signaux prise avec le signe +.

Comme la valeur de f_m n'est pas imposée théoriquement, on pourra prendre $f_m = 0$ et, de ce fait, $f_h = f_i$ ce qui permettrait de considérer ce montage comme un cas particulier et un cas limite du superhétérodyne.

En réalité, le fonctionnement du montage à MF nulle, que l'on nomme aussi *synchrodyne*, présente de nombreuses particularités et il est préférable de l'étudier d'une manière distincte de celle du superhétérodyne.

Il est clair que si le signal à la fréquence f_i (signal reçu ou incident) n'est pas modulé et celui local à f_h non modulé également, leur différence étant rigoureusement nulle tout le temps, on n'obtiendra rien à la sortie du montage mélangeur de ces deux signaux.

En fait, le signal non modulé en amplitude vu en fréquence en présence du signal non modulé à $f = f_h$, donne aussi un signal somme, en plus du signal différence. Ce signal somme est à la fréquence :

$$f_s = f_i + f_h$$

et si $f_i = f_h$, on aura :

$$f_s = 2 f_h = 2 f_i$$

Comme f_s est à HF et de valeur élevée il est souvent éliminé par un filtre passe-bas et il ne reste alors que le signal différence.

Celui-ci ne sera pas nul si le signal incident est modulé, en amplitude, par exemple.

En effet lorsqu'il y a modulation d'amplitude, le signal fourni par l'émetteur se compose d'un ensemble de signaux dont la porteuse est à la fréquence nominale f_i , et d'autres signaux, dits signaux latéraux dont la fréquence est $f_i \pm \Delta f_i$, Δf_i étant la valeur de la fréquence du signal modulant, en radio un signal BF, en TV un signal VF.

Donc Δf_i est comprise entre zéro (pratiquement quelques hertz) et 10 000 Hz par exemple.

Les deux bandes latérales sont celles qui contiennent toutes les fréquences latérales.

On voit que si le signal incident est modulé, les différences $| f_h - f_i |$ seront égales aux fréquences latérales et ce seront, en radio, des signaux BF. Comme ils seront accompagnés du signal somme, ce dernier sera éliminé par un filtre passe-bas si nécessaire.

La réalisation d'un appareil synchrodyne sera alors simple et ressemblera à celle

d'un superhétérodyne dans lequel on aurait remplacé la MF par le filtre passe-bas.

A la figure 5 on donne ce schéma dans lequel on a également inclus un préamplificateur pouvant comprendre un ou plusieurs étages HF avec ou sans bobinages, donc avec ou sans accord.

En effet, le fait d'accorder l'oscillateur local, peut dispenser de sélectionner le signal incident car seul celui de fréquence égale à celle de l'oscillateur donnera des signaux BF à la sortie.

Des signaux d'une émission voisine, avec f_i' distante de 9 kHz de celle de f_i à recevoir seront, toutefois, reçus également à moins que le filtre passe-bas ne les élimine. Ce dernier devra donc avoir comme fréquence limite, une fréquence très basse, de l'ordre de quelques kilohertz, par exemple 4,5 kHz.

Le démodulateur est d'un type classique, par exemple un montage à quatre diodes montées en pont comme le montre la figure 5 B. Le signal à la fréquence f_b est le signal BF.

Les bobinages de l'oscillateur sont identiques à ceux d'un oscillateur de superhétérodyne tant que les valeurs des bobinages ne seront pas différentes de celles d'accord mais égales à celles-ci donc, en général les oscillateurs pour synchrodynes, auront en PO et GO un peu plus de spires que normalement. En OC les bobinages oscillateur de super pourront être utilisés tels quels.

Signalons que l'accord d'un appareil *synchrodyne* se fait brusquement et non progressivement comme dans un superhétérodyne.

Des montages de ce genre à lampes ont été réalisés après la dernière guerre depuis 1948 et décrits dans des revues américaines et anglaises. Un excellent article sur ce sujet a été publié dans Le Haut-Parleur, dont l'auteur est R. A. RAFFIN (voir référence 2).

Un montage à lampes en FM a été proposé par Philco (voir référence 3). Dans ce montage il y a combinaison entre le superhétérodyne et le synchrodyne.

En effet, les signaux FM sont, d'abord, reçus par un sélecteur habituel (HF + oscillateur + mélangeur) ce qui crée un signal moyenne fréquence à la fréquence f_m' . Philco, à l'époque, a choisi $f_m' = 9,1$ MHz mais tout autre valeur, par exemple 10,7 MHz pouvait convenir aussi bien. C'est le signal à $f = f_m'$ qui est considéré comme signal incident, donc $f_i = f_m' = 9,1$ MHz et c'est ce signal qui est transmis à un système oscillateur démodulateur dont la fréquence d'accord est également 9,1 MHz.

Comme démodulateur-oscillateur on utilisait une lampe spéciale de Philco, la FM-1000, une sorte d'heptode...

Dans les procédés modernes comme ceux cités au début de cet article, on utilise des CI et des semi-inducteurs.

De plus, le signal de l'oscillateur est lui-même synchronisé par le signal du poste émetteur, grâce à un circuit comparateur de phase. Dès qu'il nous sera possible nous décrirons des radio-récepteurs réalisables pratiquement par nos lecteurs.

F. JUSTER

Références

1) Documentation Signetic Lineon Phase Locked Loops Applications Book (1972).

2) R.A. Raffin : Les récepteurs synchrodynes pour AM. (Le haut-parleur mai 1966, n° 1099 page 128).

3) Milton S. Kiver : TV and FM receiver servicing pages 185 et 194 (Editeur D. Van Nostrand Company) (1948).

1^{ère} Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne 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, et en vous recommandant de cette revue, la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimaux de 50 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.
Documentation + 1^{ère} leçon gratuite :
 — contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.
 — contre 2 coupons-réponse pour l'Étranger.

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Établissement privé - Enseignement à distance
 27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
 Métro : Sentier Téléphone : 231-18-67

COLLECTION

les sélections de radio-plans

N° 3 INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS

par G. BLAISE

Choix du téléviseur - Mesure du champ - Installation de l'antenne - Les échos - Les parasites - Caractéristiques des antennes - Atténuateurs - Distributeur pour antennes collectives - Tubes cathodiques et leur remplacement.

52 pages, format 16,5 x 21,5, 30 illustrations 3,50

N° 5 LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

par L. CHRÉTIEN

La modulation en général, la modulation d'amplitude en particulier - Les principes de la modulation de fréquence et de phase - L'émission - La propagation des ondes - Le principe du récepteur - Le circuit d'entrée du récepteur - Amplification de fréquence intermédiaire en circuit limiteur - La démodulation - L'amplification de basse fréquence.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 143 illustrations 6,00

N° 6 PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATIONS DES TÉLÉVISEURS

par G. BLAISE

Antennes - Préamplificateurs et amplificateurs VHF - Amplificateurs MF, VF, BF - Bases de temps - Tubes cathodiques 110° et 114°. Synchronisation.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 92 illustrations 6,00

N° 7 APPLICATIONS SPÉCIALES DES TRANSISTORS

par M. LÉONARD

Circuits haute fréquence, moyenne fréquence - Circuit à modulation de fréquence - Télévision - Basse fréquence à haute fidélité mono-phonique et stéréophonique - Montages électroniques.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 60 illustrations 4,50

N° 8 MONTAGES DE TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

Montages BF mono et stéréophonique - Récepteurs et éléments de récepteurs - Appareils de mesures.

100 pages, format 16,5 x 21,5, 98 illustrations 6,50

N° 9 LES DIFFÉRENTES CLASSES D'AMPLIFICATION

par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 56 illustrations 3,00

N° 10 CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ

A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL
par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 55 illustrations 3,00

N° 11 L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE

par L. CHRÉTIEN

Principes - Rayons cathodiques - La mesure des tensions - Particularités de la déviation - A propos des amplificateurs - Principes des amplificateurs - Tracé des diagrammes - Bases de temps avec tubes à vide - Alimentation, disposition des éléments.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 120 illustrations 6,00

N° 12 PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES

par F. KLINGER

84 pages, format 16,5 x 21,5, 150 illustrations 7,50

N° 13 LES MONTAGES DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS

par H.-D. NELSON

Étude générale des récepteurs réalisés. Étude des circuits constitutifs.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 95 illustrations 7,50

N° 14 LES BASES DU TÉLÉVISEUR

par E. LAFFET

Le tube cathodique et ses commandes - Champs magnétiques - Haute tension gonflée - Relaxation et T.H.T. - Séparation des tops - Synchronisations - Changement de fréquence - Vidéo.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 140 illustrations 6,50

N° 15 LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE

par F. KLINGER

Interprétation des traces - Défauts intérieurs et leur dépannage - Alignement TV - Alignement AM et FM - Contrôle des contacts - Signaux triangulaires, carrés, rectangulaires - Diverses fréquences...

100 pages, format 16,5 x 21,5, 186 illustrations 8,00

N° 16 LA TV EN COULEURS

SELON LE DERNIER SYSTÈME SECAM
par Michel LEONARD

92 pages, format 16,5 x 21,5, 57 illustrations 8,00

N° 17 CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS

par F. KLINGER

164 pages, format 16,5 x 21,5, 267 illustrations 12,00

En vente dans toutes les librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 2 à 12, rue de Bellevue, PARIS-19^e, par versement au C.C.P. 31.807-57 La Source - Envoi franco.

CHRONIQUE des ONDES COURTES

ÉMETTEUR DE 20 WATTS pour la gamme des 40 mètres

par P. DURANTON
F3RJ

CET émetteur a été étudié tout spécialement pour répondre à la demande de débutants, voire d'amateurs qui souhaitent passer leur licence de radio-amateur et commencer leur trafic avec un équipement à la fois simple et efficace. Il répond aux normes imposées par la réglementation actuellement en vigueur et permet de réaliser de fort belles liaisons tant en télégraphie (ou CW) qu'en téléphonie (en AM) ; il est en outre caractérisé par les points suivants :

- il est piloté par quartz (grande stabilité) ;
- possède plusieurs fréquences commutables (6 ou 12) ;
- peut être excité par un VFO (oscillateur à fréquence variable) ;
- permet le trafic en télégraphie non modulée ;
- possède tous les moyens de contrôles et de mesures requis ;
- dispose d'une puissance de sortie efficace de 20 bons watts ;
- peut exciter pratiquement n'importe quelle antenne ;
- est alimenté directement à partir d'une batterie de 12 V (fonctionnement en mobile ou en station autonome : réseau d'urgence notamment) ou à partir d'une alimentation secteur délivrant 12 V continus, bien filtrés, pour l'emploi en station fixe (au domicile ou en vacances).

De plus, une grande facilité de réalisation et un fonctionnement assuré sans grande complication ni difficulté de mise au point, la possibilité d'être modulé avec efficacité en modulation d'amplitude, et l'addition possible d'un étage de puissance délivrant les 50 W tolérés par l'Administration des Postes et Télécommunications complètent cette description.

Nous allons donc étudier successivement : la présentation extérieure de l'émetteur et ses caractéristiques mécaniques, puis son schéma électrique, l'implantation de ses composants et enfin la mise au point et les réglages qui s'imposent et qui sont obligatoires le jour de l'examen. Nous verrons, le mois prochain, le bloc V.F.O. qui pilotera, si l'on désire un emploi plus souple tout en conservant une bonne stabilité en fréquence, l'ensemble émetteur, ainsi que le modulateur BF assurant une modulation efficace et proche de 100 % tout en évitant la sur-modulation qui est à proscrire, et ceci à tout prix.

Nous étudierons enfin la réalisation de l'étage de puissance à 50 W ainsi que son procédé de modulation.

Il est un point à signaler : cet émetteur a été conçu pour fonctionner dans la gamme 7 MHz, c'est-à-dire dans la gamme des 40 m, mais il serait tout aussi facile de le réaliser pour fonctionner dans la gamme des 80 m, ou dans celle des 20 m ; pour cela, il suffit de remplacer les bobinages soit en les commutant, soit en les montant sur des supports embrochables ; à cet effet nous donnerons les caractéristiques, sous forme d'un tableau, de toutes les bobines et cela pour chaque gamme amateur.

Commençons donc par la description extérieure de notre émetteur. Il se présente sous forme d'un coffret métallique de dimensions extérieures : 300 mm de largeur, 250 mm de profondeur et 150 mm de hauteur. Ce coffret, acheté tout prêt dans le commerce, possède une partie supérieure qui déborde quelque peu sur la face avant comme le ferait une sorte d'auvent, ce qui en améliore l'aspect esthétique. Une ouverture rectangulaire percée dans la partie supérieure du coffret facilite la ventilation et l'aération de l'émetteur qui ne doit pas malgré tout chauffer, et tout au plus rester tiède. La face avant comporte donc (fig. 1) :

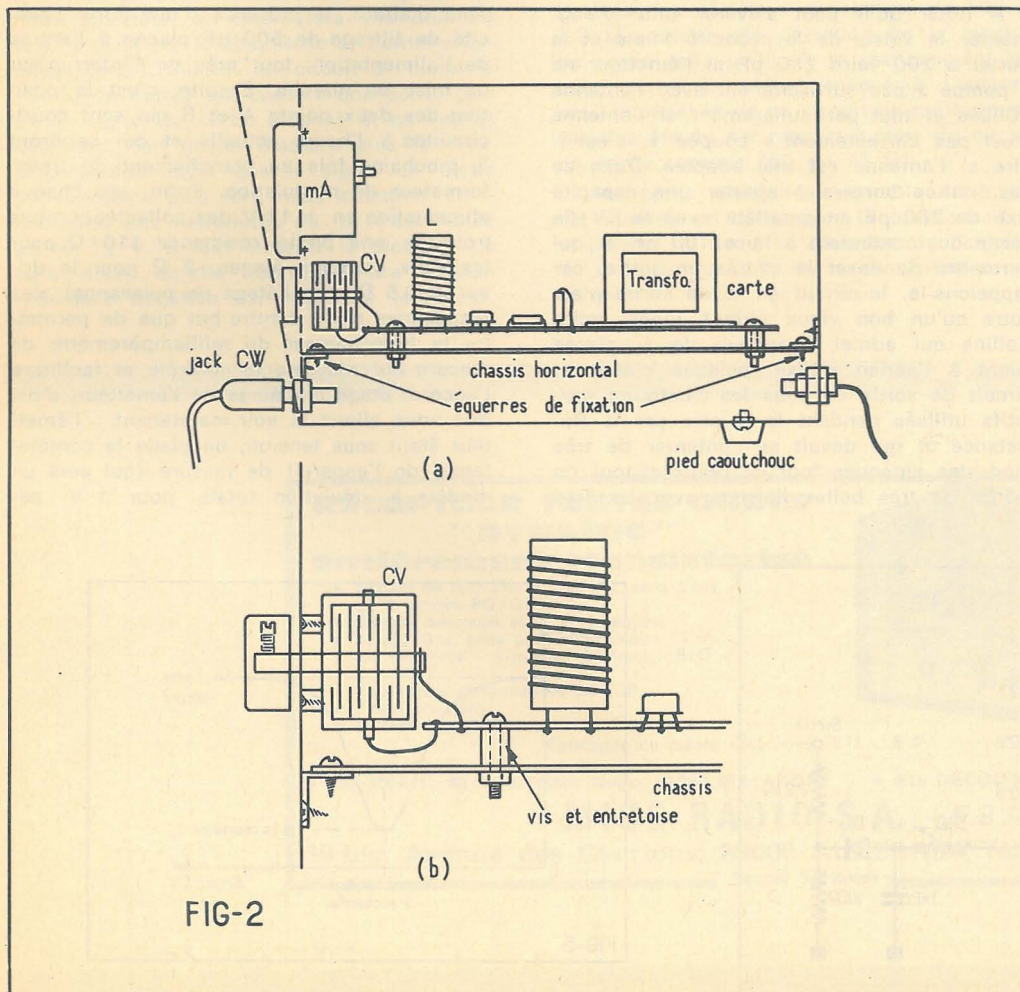
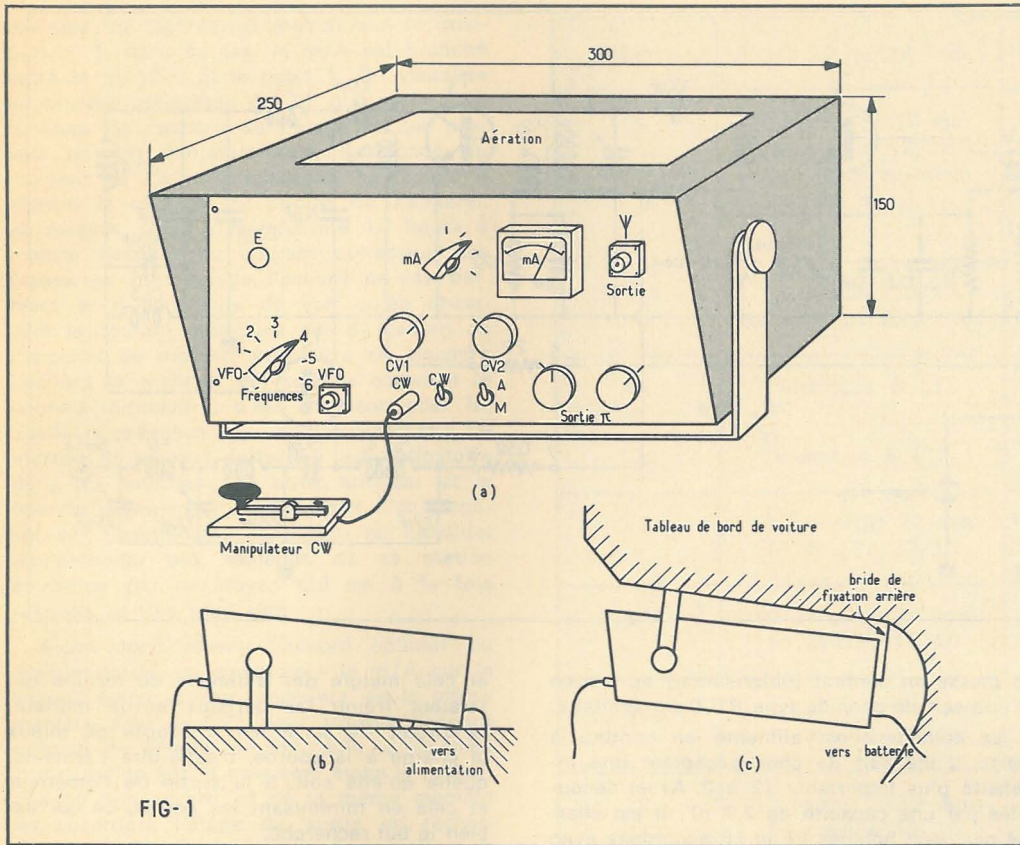
- un interrupteur marche-arrêt ;
- un voyant rouge « émission » ;
- un commutateur de fréquences par quartz et commutation de VFO ;
- une prise coaxiale d'entrée de VFO ;
- une prise jack pour brancher le manipulateur CW ;
- un inverseur « CW-phonie » ;
- deux commandes de CV pour le réglage des étages de l'excitateur ;
- deux commandes de CV pour le réglage de l'étage de sortie et l'accord antenne ;
- la prise de sortie antenne (coaxiale de préférence) ;
- un commutateur de fonctions pour le milliampèremètre ;
- un milliampèremètre à cadre destiné aux mesures et contrôles.

Sur le côté du coffret, nous trouvons les deux grosses vis de fixation et l'équerre permettant la pose sous un tableau de bord de voiture pour le fonctionnement en mobile, et la pose sur une table pour le trafic en station fixe. En (b) l'aspect du coffret posé sur une table du QRA et en (c) la place occupée sous le tableau de bord d'un véhicule, ce qui demande en outre une seconde bride de fixation à l'arrière du coffret ainsi que le montre notre croquis.

Nous trouverons à l'arrière du coffret les bornes de connexions suivantes :

- le + et — 12 V continus de l'alimentation ;
- la liaison au modulateur BF ;
- les fusibles de sécurité.

En ce qui concerne l'implantation interne des organes au sein même de l'émetteur (fig. 2) nous voyons à l'intérieur du coffret, un châssis métallique horizontal fixé, d'une part à la face avant, et d'autre part, à la face arrière au moyen de deux cornières (marquées : équerre de fixation) et tenues par des vis de 3 mm avec rondelles et écrous. Sur ce châssis horizontal bien rigide, est placée la carte en verre époxy si possible (ou éventuellement en bakélite HF de bonne qualité) de dimensions approximatives : 180 × 250 mm et tenue au moyen d'entretoises, de vis et d'écrous de \varnothing 3 mm et de 30 mm de longueur. La distance séparant le châssis métallique et la carte imprimée est de l'ordre de 1 cm pour éviter tout effet



de capacité parasite néfaste au bon fonctionnement de notre émetteur HF. En (a) nous voyons une disposition globale interne, alors qu'en (b) il s'agit d'un détail de fixation sur la face avant de l'un des CV en stéatite, commandé de l'extérieur par un bouton moleté et fixé solidement au panneau avant au moyen de deux ou trois entretoises et vis. C'est, à notre avis, la meilleure méthode de montage des CV car elle assure une excellente rigidité mécanique tout en évitant les risques de dérèglages par un excès de souplesse dans la fixation. Cela évite en outre l'emploi des « flectors » assez chers, peu pratiques d'emploi et parfois difficiles à se procurer cela tout particulièrement en province.

Cependant, en fonction des possibilités d'approvisionnement en CV de qualité, un autre mode de fixation pourra être adopté. Tout est affaire d'initiative en face des composants disponibles.

Voyons maintenant le schéma électrique de l'émetteur (fig. 3). Celui-ci utilise quatre transistors au total : le transistor T1 du pilote est un 40 080 de chez RCA. Le transistor T2 du deuxième étage est un 40 081 de RCA, T3 est un 40 082 encore de RCA, ce qui constitue une association équilibrée puisque ces trois transistors ont été conçus pour fonctionner ensemble et se commander l'un l'autre en puissance progressive. Quant à l'étage de puissance, T4 est un transistor de type BLY17 de la RTC qui délivre une puissance de 50 W, étant alimenté sous 36 V et 100 W en doublet, aussi avec 12 V d'alimentation et environ 5 à 6 W d'excitation, ce qui est le cas présentement, nous devons sortir une puissance de l'ordre de 20 W, ce qui est largement suffisant.

Eventuellement, si l'on désire augmenter cette puissance de sortie, il suffit d'augmenter quelque peu la tension d'alimentation, voire de la porter à 24 V, du moins pour l'étage de sortie car ce n'est pas indispensable pour les étages précédents.

Il est par contre recommandé de monter le transistor de puissance ainsi que son driver sur des radiateurs métalliques pour éviter l'échauffement excessif et le risque d'emballement thermique suivi de détérioration rapide.

Reprenons l'analyse du schéma. La base de T1 est reliée au quartz sélectionné par la position du commutateur de fréquence et sur la position « o » aucun quartz n'est en fonction, seul le VFO pilote le premier étage de notre émetteur, VFO qui fera l'objet d'un prochain article. La base de T1 est polarisée par un pont diviseur à résistance (670 Ω et 5,1 k Ω). Son émetteur est polarisé par une cellule RC (47 Ω et 100 pF) et le collecteur chargé par un circuit accordé sur la fréquence de travail : 7 MHz si l'on trafique sur la bande des 40 m. Toutes les bobines sont donc interchangeables et c'est la raison du symbole qui utilise des flèches, signifiant des bobines enbrochables. L1 est accordée au moyen de CV1 de 100 pF sur stéatite. L'enroulement de couplage L1c commande la base de T2, base qui est polarisée par une résistance de 120 Ω et découplée par une capacité de 10 nF. L'émetteur de T2 est mis à la masse, mais par l'inter-

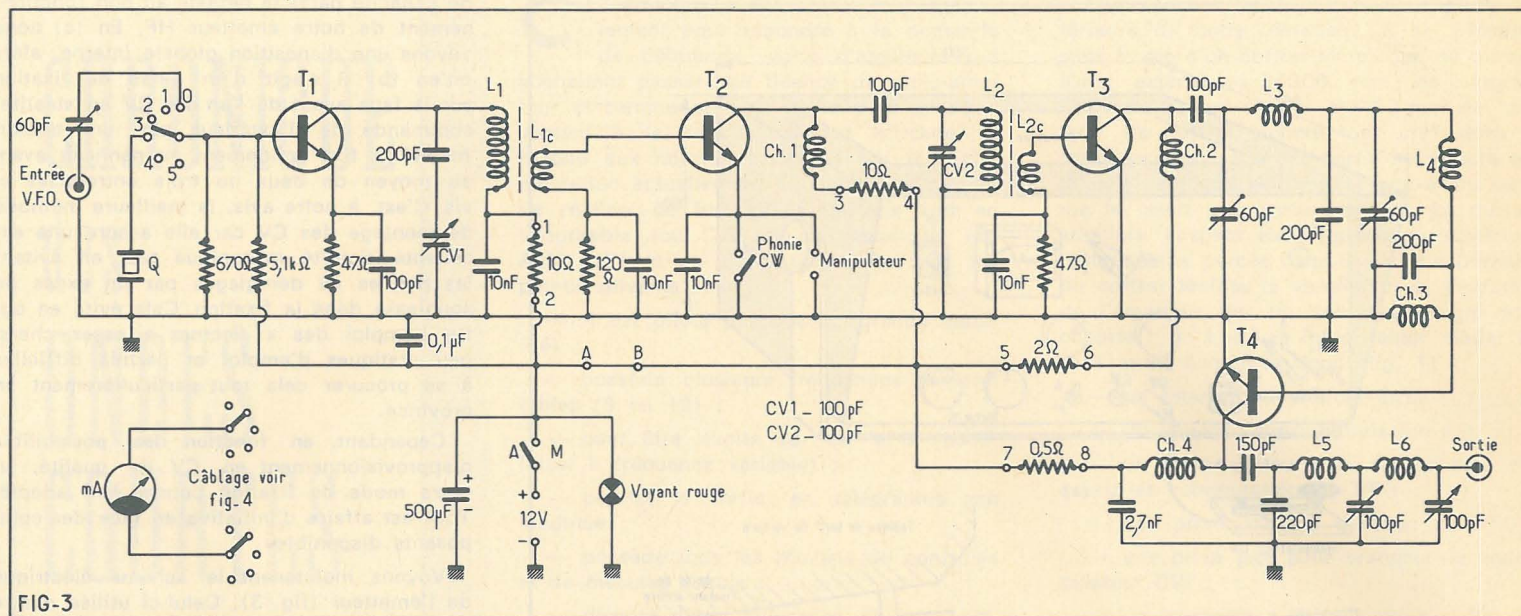


FIG-3

médiaire du manipulateur qui coupe l'excitation au fur et à mesure de la manipulation morse, une capacité de 10 nF découple le manipulateur pour éviter les « claquements » et l'inverseur « CW-phonie » permet de rétablir l'excitation en permanence pour le trafic en téléphonie. Le collecteur de T2 est alimenté en + 12 V par une self de choc HF (type R100 ou similaire) et chargé par L2, accordée elle aussi sur la fréquence de travail au moyen d'un CV2 de 100 pF. L2 ainsi que son enroulement de couplage L2c sont du type embrochable pour permettre le changement de gamme. Les caractéristiques des différentes bobines seront groupées sous forme d'un tableau à la fin de cet article. L'étage driver avec T3 a son émetteur mis directement à la masse, sa base excitée par l'enroulement de couplage de L2 et son collecteur alimenté par une self de choc HF acceptant un courant continu de 0,5 A environ maximum, et chargé par un ensemble de bobines L3 et L4 accordées par un jeu de capacités fixes et ajustables (mais non variables, car il n'est pas indispensable de les « sortir » sur la face avant).

L'étage de puissance avec T4 a son émetteur encore une fois à la masse, sa base excitée à partir de la sortie de L4 et mise à

la masse en continu (polarisation) au moyen d'une self de choc de type R100 ou similaire.

Le collecteur est alimenté en continu à partir d'une self de choc acceptant une intensité plus importante (2 à 3 A) et découplée par une capacité de 2,7 nF. Il est chargé par deux bobines L5 et L6 accordées avec soin par deux capacités fixes de 150 et 220 pF et par deux CV, de 100 pF chacun.

A noter qu'il peut s'avérer utile d'augmenter la valeur de la capacité finale et la porter à 200 voire 250 pF si l'émetteur ne « pompe » pas suffisamment avec l'antenne utilisée et tout particulièrement si l'antenne n'est pas correctement « coupée », c'est-à-dire si l'antenne est mal adaptée. Dans ce cas, on se bornera à ajouter une capacité fixe de 200 pF en parallèle avec le CV de sortie qui continuera à faire 100 pF et qui permettra de doser la charge en sortie, car rappelons-le, le circuit en π de sortie n'est autre qu'un bon vieux circuit Jones, voire Collins qui admet beaucoup de souplesse quant à l'aérien utilisé, puisque c'était le circuit de sortie de tous les émetteurs portatifs utilisés pendant la Guerre par la Résistance et qui devait se contenter de très modestes antennes tout en réalisant tout de même de très belles liaisons avec Londres

et cela malgré des antennes de fortune qui feraient frémir les puristes en la matière. Le circuit de sortie en π adapte au mieux la charge à la source, c'est-à-dire l'antenne, quelle qu'elle soit, à la sortie de l'émetteur et cela en minimisant les pertes, ce qui est bien le but recherché.

En étudiant le schéma de la figure 3, il est encore plusieurs remarques à formuler. Tout d'abord, la présence d'une forte capacité de filtrage de 500 μ F placée à l'entrée de l'alimentation, tout près de l'interrupteur de mise en marche. Ensuite, c'est la position des deux points A et B qui sont court-circuités à l'heure actuelle et qui serviront la prochaine fois au branchement du transformateur de modulation. Enfin, sur chaque alimentation en + 12 V des collecteurs, nous trouvons une petite résistance (10 Ω pour les deux premiers étages, 2 Ω pour le driver et 0,5 Ω pour l'étage de puissance), ces résistances n'ont d'autre but que de permettre le branchement du milliampèremètre de mesure qui assurera le contrôle et facilitera l'accord, étage par étage de l'émetteur, ainsi que nous allons le voir maintenant : l'émetteur étant sous tension, on place le commutateur de l'appareil de mesure (qui sera un modèle à déviation totale pour 1 V par

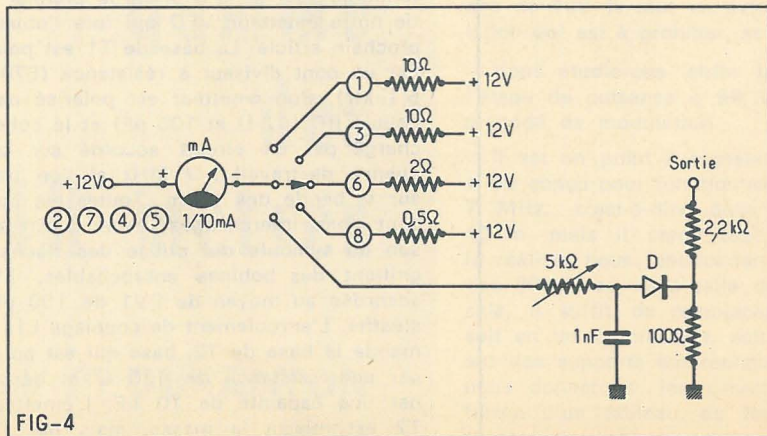


FIG-4

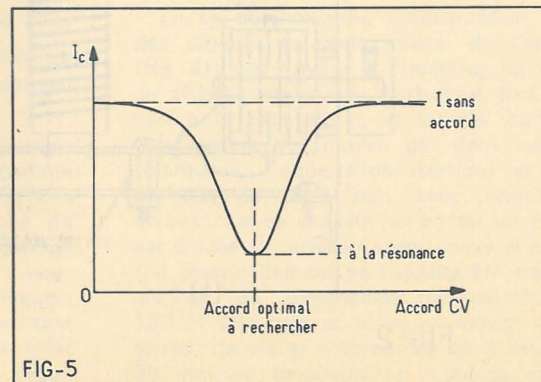


FIG-5

exemple ou légèrement moins) sur la position n° 1, dans ce cas, le m/A est branché entre le + 12 V et le point 1. On visualise le courant collecteur de T1 qui variera en fonction de l'accord de l'étage et qui passera par un minimum assez prononcé au moment de l'accord optimum. La figure 4 montre le câblage du circuit de l'appareil de mesure. Nous y reviendrons. La figure 5 montre l'aspect du courant collecteur des étages en fonction de l'accord de ces derniers et il est facile de voir qu'en observant le courant collecteur sur de cadran de l'appareil de mesure, on pourra se placer à l'accord le meilleur qui soit en obtenant le courant minimum ; c'est la raison pour laquelle la présence d'un milliampèremètre de mesure de courant collecteur est obligatoire dans les émetteurs de trafic amateur et le jour de l'examen, il est impératif d'en disposer car l'examinateur demande au candidat de procéder aux réglages de sa station émettrice par ce moyen qui est à la fois pratique et des plus sûrs.

Ayant donc obtenu l'accord optimal du premier étage, on commutera le m/A sur le second étage et l'on procédera de la même manière avec le CV2 pour trouver l'accord optimal de l'étage tampon, puis, à nouveau commutation sur le troisième étage et recherche du bon accord, et de la même manière on accordera l'étage de sortie en recherchant le minimum de courant au collecteur de T4, le m/A étant en service entre les points 7 et 8. Pour parfaire le réglage de notre émetteur, on commutera une dernière fois le m/A sur la cinquième et dernière position correspondant au circuit à diode D (OA85 ou autre) qui prélève une petite partie du signal de sortie antenne et qui, après détection, fait dévier d'autant plus le milliampèremètre m/A que le signal de sortie est lui-même plus fort, mais attention, comme l'une des extrémités du m/A est restée au + 12 V, il faut inverser la diode D de telle sorte qu'elle fournisse une tension redressée négative par rapport à la masse.

Bobines	Bande 20 m (14 MHz)	Bande 40 m (7 MHz)	Bande 80 m (3,5 MHz)
L1	20 spires Ø 15 mm fil émaillé 10/10 longueur enroulement 35 mm.	30 spires Ø 15 mm fil émaillé 10/10 longueur enroulement 40 mm.	50 spires Ø 20 mm fil émaillé 10/10 longueur enroulement 80 mm.
L1c	6 spires Ø 15 mm fil émaillé 10/10 couplé à L1 côté froid	10 spires Ø 15 mm fil émaillé 10/10 couplé à L1 côté froid	20 spires Ø 20 mm fil émaillé 10/10 couplé à L1 côté froid
L2	identique à L1	identique à L1	identique à L1
L2c	identique à L1c	identique à L1c	identique à L1c
L3	15 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10	25 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10	40 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10
L4	10 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10	20 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10	30 spires Ø 20 mm fil émaillé 12/10
L5	15 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10	25 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10	40 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10
L6	12 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10	20 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10	30 spires Ø 30 mm fil émaillé 15/10

La présence des deux résistances de 100 et 2,2 kΩ assure une déviation de la tension de sortie telle qu'il n'y a pratiquement aucune perte du signal envoyé à l'antenne car l'impédance de ce circuit de prélèvement est très élevée par rapport à celle du circuit de sortie antenne (50 ou 75 Ω).

Une petite résistance ajustable de 5 kΩ est montée en série avec la position n° 5 et permet de doser la déviation de l'aiguille du m/A en fonction de la sensibilité de ce dernier.

Pour conclure cette première partie concernant notre émetteur HF à transistors, nous donnons un tableau des selfs avec toutes leurs caractéristiques et ceci pour les 3 gammes 20, 40 et 80 m.

Un dernier conseil : il est bon de blinder les étages, les uns par rapport aux autres, et tout particulièrement l'étage de sortie pour éviter qu'il ne réagisse sur le pilote et sur les étages intermédiaires.

P. DURANTON

RÉCEPTEUR TOUTES ONDES " DYNAMIC " entièrement transistorisé

- Couvre de 530 kHz à 30 MHz, sans trous, en 4 bandes PO/OC.
- Bandes Amateurs et 27 MHz étalés.
- 220/110 V, prise pour alimentation 12 V.
- HP incorporé - S-mètre - Ecrêteur - BFO - Stand By.
- Excellentes performances en SSB.
- Ebénisterie teck.
- Documentation contre 2 timbres.

Catalogue de pièces détachées 1972 : 5 F

En démonstration aux :

- Ets BERIC, 43, rue Victor-Hugo, 92240 MALAKOFF
- Ets DECOCK, 4, rue Colbert, 59000 LILLE



MICS RADIO S.A. - F 9 AF

20 bis, Avenue des Clairions, 89000 AUXERRE - Téléphone (86) 52.38.51

Fermé le lundi

ÉMETTEUR

30 W - 28 MHz

(Voir dans le n° 299, LE BLOC ÉMISSION, et dans le n° 300, LE MODULATEUR ET SON ALIMENTATION.)

TROISIÈME PARTIE :

LES PRÉAMPLIFICATEURS, LEUR ALIMENTATION DOUBLE, ET LE GÉNÉRATEUR D'APPEL OU DE GRAPHIE

Il est fait appel, pour cette réalisation, en raison de leur prix modique, inférieur, maintenant, à celui des composants « discrets » habituels (transistors), à trois circuits intégrés linéaires amplificateurs opérationnels du type μ A 709 (Fairchild, Texas Instruments, Motorola...).

Le microphone utilisé, pour obtenir une modulation claire et agréable, sera, de préférence, un modèle dynamique ou à ruban à basse impédance, muni de son transformateur, qui sera fixé sur le châssis, près de son préampli de tension avec des liaisons courtes. Le micro à basse impédance pourra ainsi être muni d'une longueur de câble indifférente (plusieurs mètres) sans aucun risque de ronflements ou accrochages, ce qui nous permet d'utiliser le micro de magnétophone ou autre, sans modification (économie si le micro n'est pas à acheter). A titre indicatif, sans obligation aucune, le micro employé sur le prototype était un 79A Mélodium, miniaturisé, avec son transformateur, le 224 Mélodium (Primaire : 200 Ω , Secondaire : 80 k Ω , Rapport d'impédances : 400).

I. — LES PREAMPLIS DE MODULATION

(fig. 1)

Le micro, par l'intermédiaire de T₁, attaque l'entrée positive (br. 3 du C.I.1), tandis que l'entrée négative (br. 2), polarisée par R₁ et R₂, dont le rapport détermine le gain de l'étage, est découplée par C₁ au tantale non polarisé, qui procure une forte contre-réaction en continu.

Entre les broches 1 et 8 de C.I.1, C₂ et R₃ compensent le circuit intégré en fréquence, ainsi que C₃ entre les broches 5 et 6, cette dernière étant la sortie. Les broches 7 et 4 reçoivent respectivement le + 15 V et le - 15 V de l'alimentation double ; issu de C₄, le signal BF attaque le potentiomètre ajustable P₁ (Log. C à axe coupé ou court, réglable au tournevis, fixé derrière le châs-

sis, qui sera réglé une fois pour toutes en fonction du niveau de sortie du micro et du transformateur utilisés. Prélevé sur le curseur du potentiomètre, par l'intermédiaire de C₅, le signal attaque le second circuit intégré monté en correcteur de tonalité de manière à obtenir la courbe de réponse optimum (à noter que, sur ce montage, les basses ont été relevées de 18 dB et les aiguës atténuées de 18 dB). L'étage est un correcteur Baxandall dont les résistances R₅ et R₇ fixent la courbe de réponse (elles peuvent être remplacées par des potentiomètres de 1 M Ω Lin. et 220 k Ω Lin. pour une correction de + ou - 18 dB à 50 Hz et 15 kHz, la réponse étant linéaire à mi-course des potentiomètres, soit 1 000 Hz à 0 dB ; ne pas oublier le condensateur de 4,7 nF entre curseur et extrémité de R₄).

Le gain de l'étage préampli de tension (C.I.1) est déterminé par le rapport R₂/R₁, dans le cas qui nous intéresse, il a été fixé à 100 pour ne pas subir un bruit de fond dont nous n'avons que faire. Il peut être réduit en augmentant R₁.

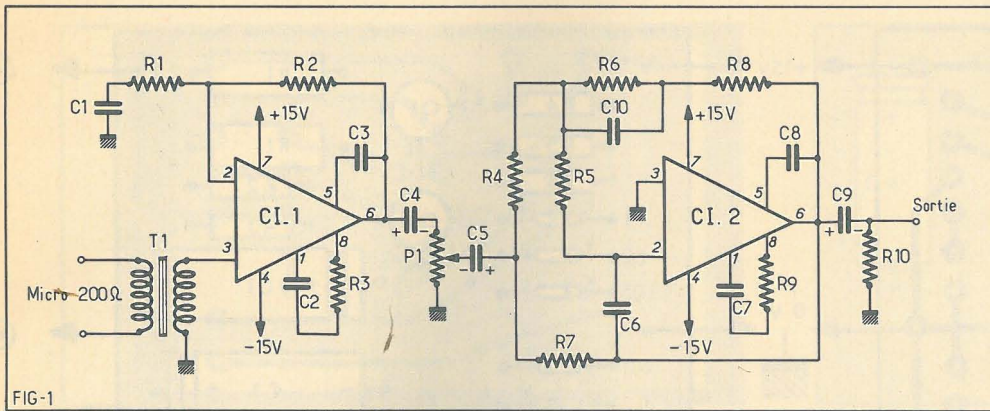


FIG-1

FIGURE 1. — PRÉAMPLIFICATEURS

RESISTANCES à couches 1/4 W 5 %	CONDENSATEURS	DIVERS
R1 1 kΩ	C1 20 μF Tantale non polarisé	T1 200 Ω/80 kΩ
R2 100 kΩ	C2 4700 pF polyester	P1 10 kΩ LOG
R3 1,5 kΩ	C3 200 pF céramique	CI 2 μA 709
R4 39 kΩ	C4 10 μF chimique 16 V	CI 1 μA 709
R5 10 kΩ	C5 1 μF chimique 16 V	
R6 1 MΩ	C6 1500 pF polyester	
R7 50 kΩ	C7 4700 pF polyester	
R8 39 kΩ	C8 200 pF céramique	
R9 1,5 kΩ	C9 10 μF chimique 16 V	
R10 25 kΩ	C10 4700 pF polyester	
R15 220 kΩ		

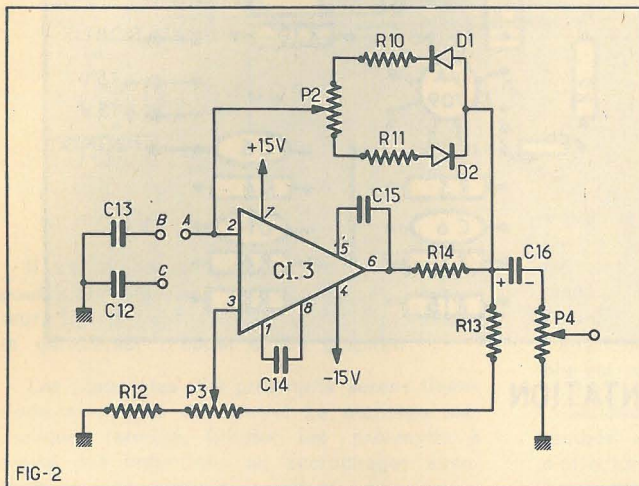


FIG-2

FIGURE 2. — GÉNÉRATEUR D'APPEL

C12 0,1 μF polyester
 C13 0,15 μ polyester
 C14 10 pF céramique
 C15 3,3 PF céramique
 C16 10 μF chimique 16 V
 R10-11 22 kΩ 5 % 1/4 W
 R12 13 kΩ 5 % 1/4 W
 R13 82 kΩ 5 % 1/4 W
 R14 51 Ω 5 % 1/4 W
 P2 50 kΩ LIN
 P3 22 kΩ LIN
 P4 10 kΩ LOG
 D1 D2 1N4148
 CI.3 μA 709
 A-B ou BC manipulateur ou strap.

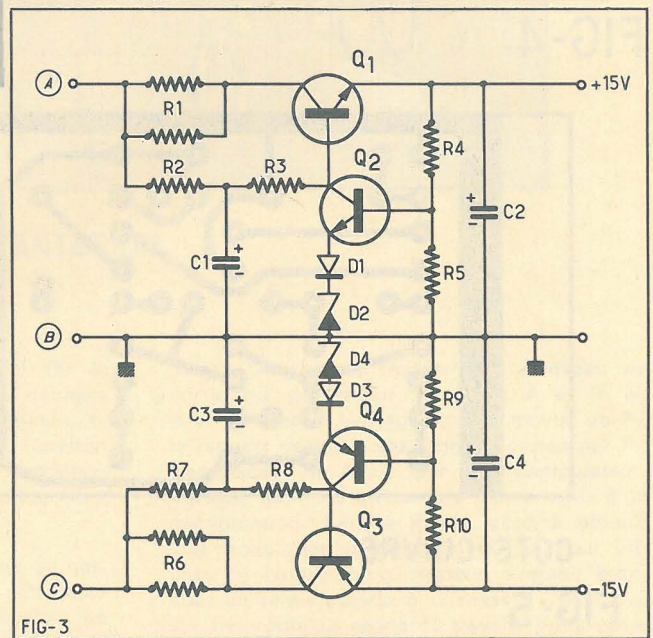


FIG-3

FIGURE 3. — ALIMENTATION DOUBLE PRÉAMPLIS.

Q1 2N2219
 Q2 2N1613
 Q3 2N2905
 Q4 2N2905
 D1 D3 1N645
 D4 D2 1N755 (Zéner 7,5 V)
 R1 R6 270 Ω 1 W + 100 Ω 1 W en parallèle
 R2 R3 4,7 kΩ 1/2 W 5 %
 R7 R8 4,7 kΩ 1/2 W 5 %
 R4 R10 1,8 kΩ 1/2 W 5 %
 R5 R9 2,3 1/2 W 5 % (2,2 kΩ + 100 Ω)
 C1 C3 100 μF 40 V
 C2 C4 25 μF 25 V
 D5 D6 1N645 (Facultatives si la tension de sortie est égale à 15 V)

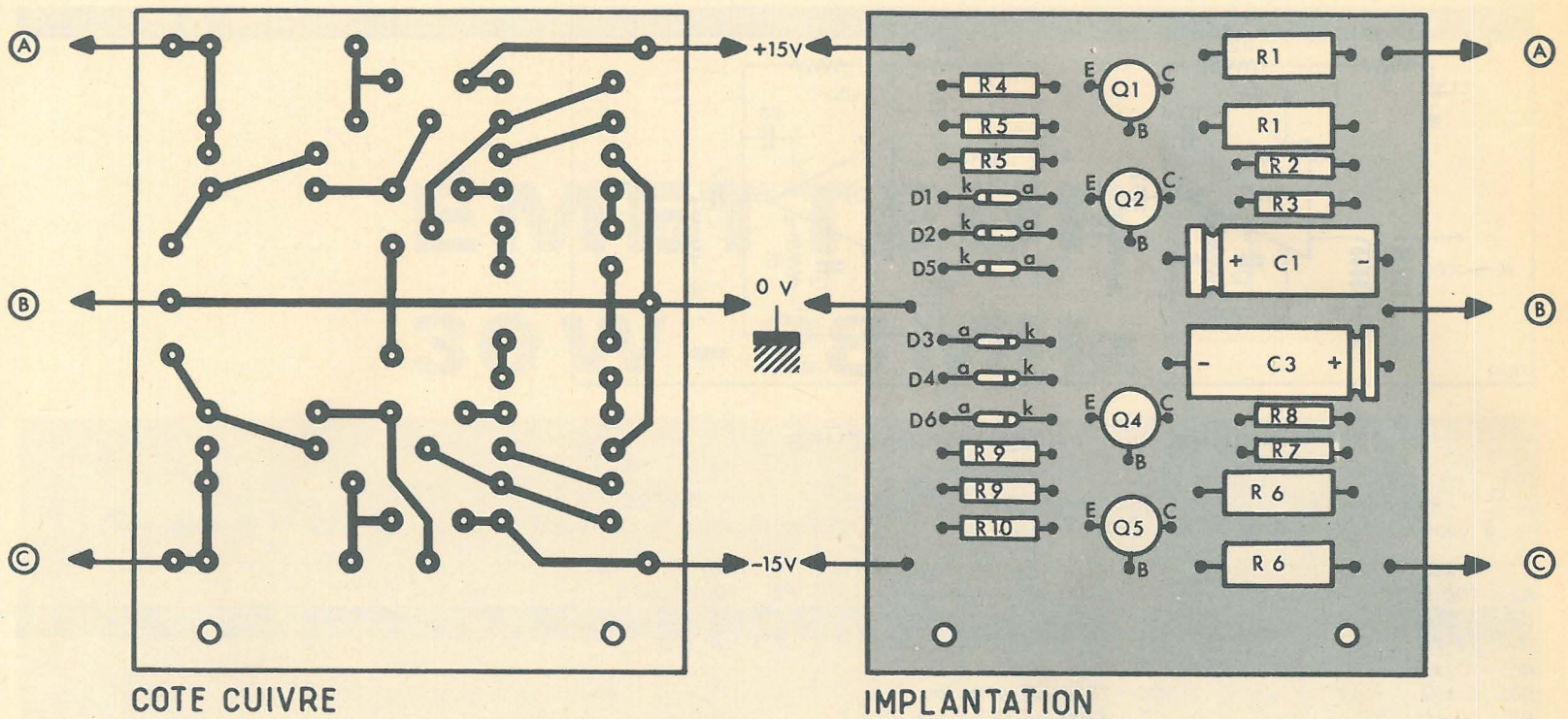


FIG-4

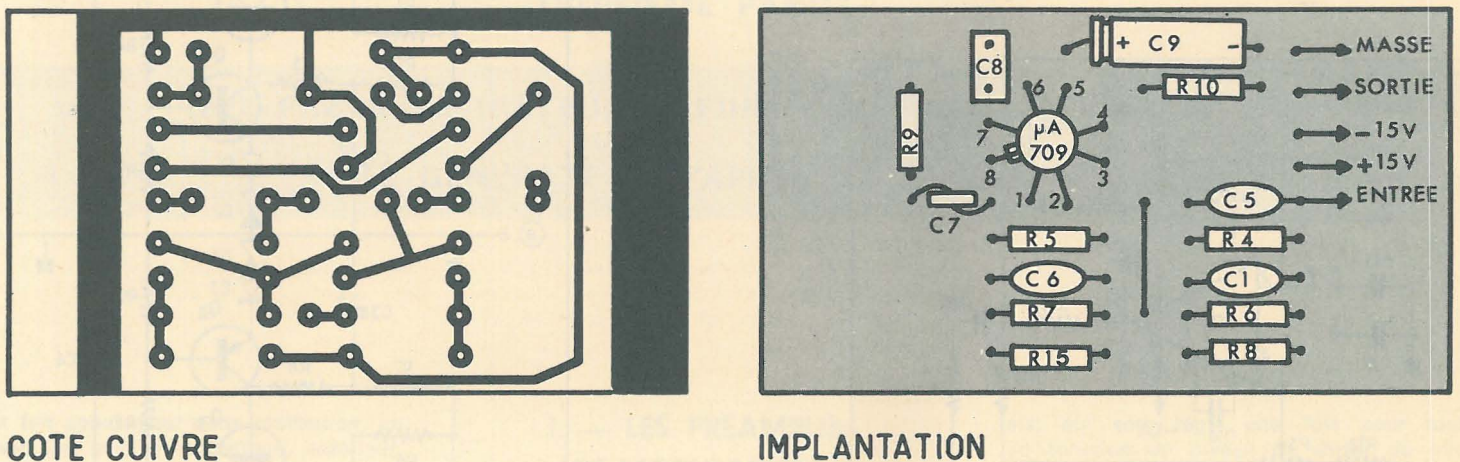


FIG-5

II. — GENERATEUR D'APPEL ET DE GRAPHIE

(fig. 2)

Le générateur d'appel est un multivibrateur à circuit intégré μA 709 ; nous obtenons donc des signaux carrés. L'entrée négative de C.I.3 (br. 2) est découplée à la masse par C_{12} ou C_{13} , et polarisée par P_2 , R_{10} , R_{11} , D_1 et D_2 , vers la sortie (br. 6). L'entrée positive (br. 3), est polarisée par R_{12} , P_3 , R_{13} et R_{14} .

Entre les broches 1 et 8, les broches 5 et 6, nous trouvons les compensations en fréquence, respectivement C_{14} et C_{15} . La sortie, par C_{16} et P_4 , attaque le correcteur (C.I.2). Les potentiomètres P_2 et P_3 , tous

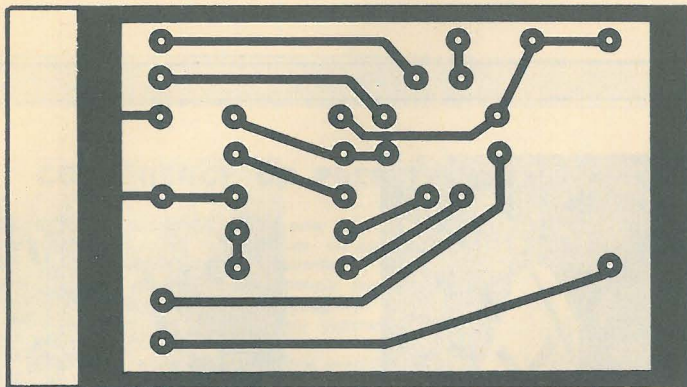
deux linéaires, servent respectivement à ajuster la fréquence d'oscillation du générateur et à déterminer le rapport cyclique des ondes rectangulaires. Les fréquences obtenues avec C_{12} de $0,1 \mu F$ et C_{13} de $0,5 \mu F$ sont comprises entre 400 Hz et 2 kHz.

III. — ALIMENTATION DOUBLE DES PREAMPLIS

(fig. 3)

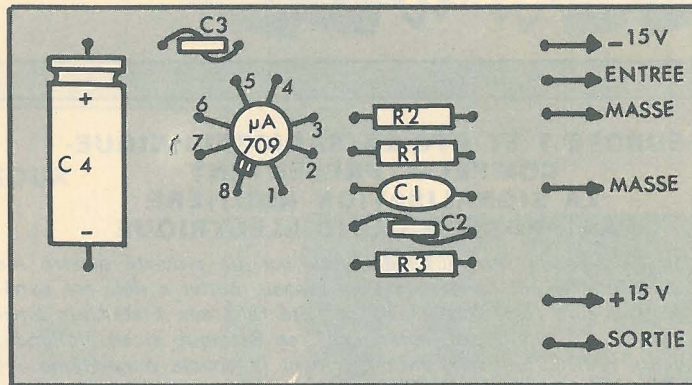
L'alimentation double, relativement simple, comporte quatre transistors, deux diodes zéner, deux diodes silicium (quatre pour des

diodes zéner de 7,5 V, deux si les zéner font 8,2 V), dix résistances, quatre condensateurs électrochimiques. Les résistances R_1 et R_6 ($100 \Omega + 270 \Omega$ en parallèle) protègent Q_1 et Q_3 en cas de court-circuit, limitant le courant de sortie à 60 mA ; R_2 et R_3 d'une part, et R_7 et R_8 d'autre part, polarisent les bases de Q_1 et Q_3 , le filtrage étant effectué par C_1 et C_3 . Les émetteurs de Q_2 et Q_4 sont chargés respectivement par D_1 - D_2 et D_3 - D_4 (D_5 et D_6 si la tension de sortie est inférieure à 15 V). Les condensateurs C_2 et C_4 complètent le filtrage. L'alimentation ainsi obtenue a une impédance très basse, la chute de tension en charge est très faible, la variation de la tension de sortie est de l'ordre de 0,5 % pour 100 % à l'entrée.

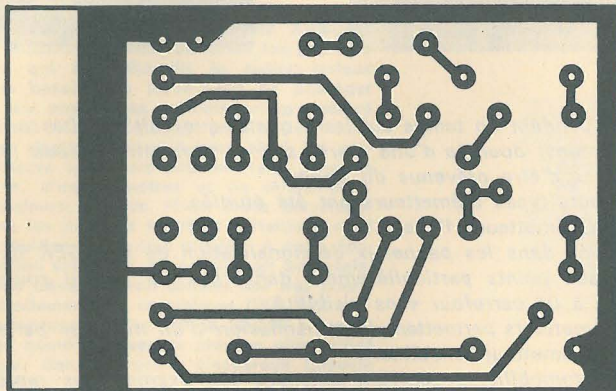


COTE CUIVRE

FIG-6

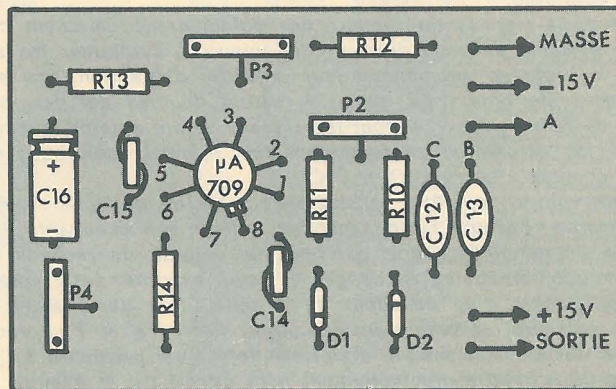


IMPLANTATION



COTE CUIVRE

FIG-7



IMPLANTATION

IV. — CABLAGE

Il s'effectue sur circuits imprimés (fig. 4 pour l'alimentation, fig. 5 pour le correcteur, fig. 6 pour le préampli et fig. 7 pour le générateur d'appel et de graphie).

Les plaquettes des préamplis seront fixées l'une au-dessus de l'autre. Le montage mécanique terminé, blinder les préamplis à cause des inductions ou accrochages éventuels.

V. — MISE AU POINT

Première étape : Après vérification du câblage de la plaquette alimentation double (attention aux polarités des condensateurs et diodes), raccordez l'entrée aux points A, B, C, soit, respectivement + 24 V, masse et - 24 V de l'alimentation du modulateur. La masse étant le point milieu de l'alimentation, nous obtenons 15 V à 0,2 V près, de part et d'autre court-circuitez les sorties. Le court-circuit devra être inoffensif pour les transistors Q_1 et Q_3 ; les résistances R_1 et R_6 devront chauffer quelque peu. Débranchez les straps de court-circuit, la tension de sortie sera revenue exactement à la tension initiale.

Vous vérifierez que les transistors Q_2 et Q_4 ne chauffent pas. L'alimentation débitera sur une charge de 250 Ω 5 W bobinée, la chute de tension sera infime (environ 75 mV), presque imperceptible au contrôleur. Dans ces conditions, votre alimentation double est parfaitement au point.

Seconde étape : Vérifiez le câblage du correcteur, son gain étant égal à 1, son essai s'effectuera avec le préampli de tension. Le préampli de tension ne posant pas de problème, raccorder le secondaire du transformateur de micro au circuit ; le primaire au micro (Attention : ne surtout pas mettre le primaire à la masse, ce qui provoquerait un accrochage. Les fils du câble seront raccordés à la bobine mobile et le blindage comme il se doit, à la masse). Alimentez les préamplis, le potentiomètre P_1 au minimum (curseur à la masse). Si vous disposez d'un haut-parleur robuste (12 — 15 W en puissance nominale), augmentez le volume par P_1 , attention à l'effet Larsen.

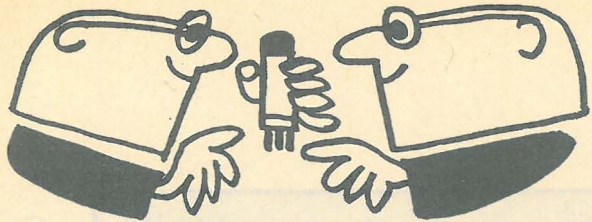
Vous ne devez avoir ni souffle, ni ronflements. La modulation doit être claire. Vos préamplis sont au point.

Troisième étape : Le générateur d'appel ou graphie étant correctement câblé, alimentez-le, potentiomètre P_4 au minimum vers la

masse. Augmentez légèrement le niveau de sortie du générateur. Strappez A et B ou A et C. Ajustez la fréquence au moyen de P_2 , le rapport cyclique des signaux carrés par P_3 . Remplacez le strap par un manipulateur. Vérifiez qu'il n'y ait pas de piaulements à la manipulation. Ajustez P_4 de façon à obtenir une modulation efficace à 100 %. Pour utiliser ce circuit en générateur d'appel, branchez un relais palette à la masse, C_{12} et C_{13} , sur les contacts repos et travail. Vous obtenez ainsi un générateur d'appel deux tons. Le relais sera commandé par un multivibrateur (simple clignoteur à relais, vous pouvez visualiser l'appel par un voyant monté au collecteur du transistor opposé à celui du relais). Le multivibrateur sera construit avec des transistors quelconques le moins chers possible ; il sera alimenté par les deux pôles (+ et moins) du modulateur en chutant la tension selon les besoins.

L'émetteur de votre station étant maintenant complet, vous pouvez l'essayer tout à loisir pour vous familiariser avec ce matériel. Il ne vous restera plus qu'à réaliser le récepteur, et, si vous le désirez, quelques circuits annexes qui, bien qu'utiles ne sont pas indispensables et peuvent constituer des gadgets intéressants.

B. BENCIC



nouveautés et informations

EUROPE 1 ET RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC PRÉSENTENT LA SIGNALISATION ROUTIÈRE PAR PROCÉDÉ RADIO-ÉLECTRIQUE

L'idée de signaler aux automobilistes par un procédé sonore les points particulièrement dangereux d'un réseau routier a déjà été expérimentée plusieurs fois. Des essais ont été faits aux Etats-Unis ainsi qu'en Europe, en Allemagne, notamment, en Belgique et en Hollande.

Plusieurs projets, utilisant principalement la boucle magnétique ont même été présentés à la Commission Européenne de Sécurité Routière à Bruxelles.

Sur l'idée d'EUROPE 1 d'utiliser les autoradios pour une telle signalisation sonore, un procédé français a été étudié et mis au point par RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC, procédé qui réunit le plus d'avantages par sa simplicité même. Son application dès lors s'étend à tous les véhicules routiers, voitures de tourisme ou poids lourds équipés d'autoradio.

Il s'agit de la signalisation sonore des points particulièrement dangereux, le système devant aider les conducteurs à surmonter les surprises de la route en augmentant leur potentiel d'attention. Les panneaux visuels, de type A.12 ou A.14, seront doublés par des mini-émetteurs de faible puissance dont les signaux seront automatiquement captés sur les autoradios en fonctionnement et ceci quelle que soit la station écoutée (P.O. - G.O. - O.C.).

Mais une voiture peut être considérée comme un domicile : on ne peut y perturber l'écoute radio sans l'accord de son occupant. Il en résulte que l'automobiliste doit exprimer sa volonté de recevoir les signaux des mini-émetteurs de danger. Il devra exprimer cette volonté d'abord par l'achat d'un décodeur de la taille d'un demi-paquet de cigarettes, qui sera facilement installé entre l'antenne et l'autoradio. De plus, ce décodeur sera muni d'un interrupteur qui permettra à l'automobiliste de le mettre provisoirement hors circuit s'il le désire.

Dans un premier temps ce petit appareil d'un prix très modique pourra être adapté à tous les autoradios existant ; par la suite la généralisation de l'utilisation du procédé permettra l'intégration du décodeur au sein de tous les récepteurs autoradio.

Quant aux mini-émetteurs, ils seront installés dans les panneaux de signalisation 300 à 400 m en amont des points dangereux. Les signaux sonores émis, ayant une portée de 100 à 150 m, le conducteur les



recevra pendant un temps suffisant quelle que soit sa vitesse. L'alerte visuelle ainsi doublée d'une alerte sonore permettra à tous les automobilistes d'être prévenus du danger.

Plusieurs types d'émetteurs ont été étudiés.

1° Les émetteurs fixes.

Installés dans les panneaux de signalisation de DANGER ils seront placés aux points particulièrement dangereux du réseau routier, par exemple à un carrefour sans visibilité.

Ces émetteurs permettent la transmission d'un message parlé.

2° Les émetteurs mobiles.

Les automobilistes pourront entendre par exemple les mots constamment répétés : « Attention accident à 800 m... Attention accident à 800 m... »

Une autre version d'émetteurs mobiles équipés ceux-là d'un micro au lieu d'une cassette pourra permettre aux gendarmes en voiture ou à moto d'intervenir en phonie dans les cas tout-à-fait exceptionnels en remontant une colonne de voitures pour donner de brefs renseignements aux automobilistes.

MOTOROLA INTRODUIT UNE NOUVELLE SÉRIE DE TRIACS DE 8 ET 12 AMP. EN BOÎTIER « THERMOWATT »

Cette nouvelle série est caractérisée par des tensions de blocage comprises entre 200 et 800 V.

Appelés 2N 6342 à 2N 6349, ils ont des courants de fonction-

nement efficaces de 8 à 12 ampères. Ils sont encapsulés en boîtier thermowatt, compatible avec les boîtiers « versawatt » et TO-66 plastique.

Cette série possède des courants de surcharge à l'allumage de 100 à 120 ampères sur les types comportant le suffixe « A » et tous ces produits comportent

une passivation à base de verre leur assurant une haute fiabilité.

Toutes les applications classiques des triacs sont naturellement couvertes par cette série.

UNE PHOTODIODE PLANE TRÈS SENSIBLE A LA LUMIÈRE BLEUE

Une photo-cellule particulièrement sensible à la lumière bleue a été réalisée par une société britannique pour le contrôle précis des processus industriels exigeant un degré élevé de rendement et de qualité.

Il s'agit d'une photodiode plane au silicium ayant une intensité très faible de perte obscure, une faible résistance de capacité et une sensibilité accrue, entre 0,4 et 0,5 μm , par rapport aux photo-cellules habituelles. L'appareil est de la forme P sur N ; il est encapsulé dans un boîtier TO-5 à fenêtre de verre et a une zone active de 1,78 mm sur 1,59 mm.

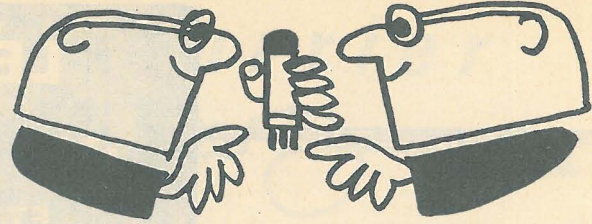
L'intensité de perte obscure pour une tension de polarisation inférieure à 15 V est normalement de 2 nA et au maximum, de 20 nA. L'intensité de court-circuit est normalement de 45 μA , avec une

intensité d'éclairement de 10 mW par centimètre carré fournie par une source au tungstène de 2850 °K. La tension en circuit ouvert est de 400 mV pour la même intensité d'éclairement.

La résistance de capacité de la diode est de 100 pF pour une tension de polarisation inférieure à 5 V et de 45 pF pour moins de 15 V. Si on fait fonctionner la photodiode avec une source lumineuse à l'arséniure de gallium, le temps d'établissement est de 100 ns pour une tension de polarisation inférieure à 50 V. L'appareil est appelé « SC100 Silicon Planar Photodiode » (22/5).

Plessey France S.A.
16-20, rue Petrarque
75-Paris 16°

nouveautés et informations



CONFÉRENCE DE PRESSE CHEZ CHAUVIN ARNOUX

CHACUN sait l'importance qu'ont pris les mesures dans les sciences physiques, en particulier en électricité et en électronique. On peut dire que pour connaître il faut pouvoir mesurer. Il en résulte que l'industrie des appareils de mesure et de contrôle est en évolution constante afin de s'adapter aux exigences croissantes du laboratoire ou de l'atelier et de permettre une précision sans cesse accrue.

Les établissements CHAUVIN ARNOUX, l'une des plus anciennes maisons fabriquant ce genre de matériel a présenté au cours d'une conférence de presse les nouveaux instruments qui s'ajoutent à la gamme, très complète, déjà existante.

La réputation de cette firme n'est plus à faire et le sigle CA est depuis longtemps synonyme de qualité, de dynamisme et de probité, ce dernier terme concernant en particulier la véracité des performances annoncées.

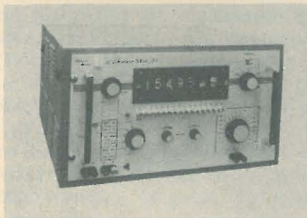
Les qualités novatrices de CHAUVIN ARNOUX ne sont pas récentes. En effet ce furent les premiers constructeurs qui à l'aube de la radiotechnique comprennent le besoin des techniciens de posséder un appareil aux possibilités multiples et groupèrent dans un même boîtier l'équipage mobile, les résistances et les shunts et constituèrent ainsi les premiers contrôleurs universels pouvant faire fonction de voltmètres, d'ampèremètres et de milliampèremètres à plusieurs calibres. Nous avons personnellement connu les modèles à boîtier métallique rond puis ceux à boîtier en matière moulée. A cette époque, en fonction voltmètre, on considérait une résistance de 1000 ohms par volt comme une très bonne valeur : Actuellement les contrôleurs CdA 102 présentent des impédances d'entrée de 20 000 ohms/V.

L'affichage numérique est de plus en plus utilisé en métrologie. Dans ce genre d'appareils Chauvin Arnoux présente :

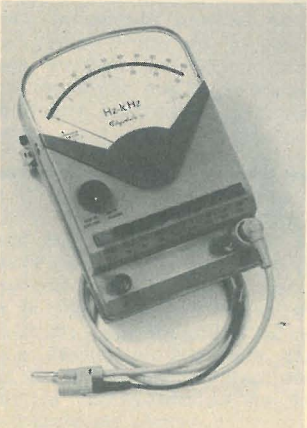
— un calibrateur NVA-01 qui est un générateur de précision pour le contrôle et l'étalonnage des appareils de mesure.

— un enregistreur numérique à perforateur EBPSO ;

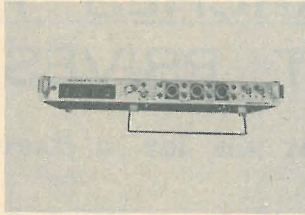
— un indicateur numérique de tableau NUTA 144-2000 réalisé sous forme modulaire à partir d'un élément de base 100 mV continu.



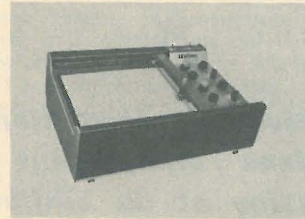
1. — Calibrateur NVA 01



2. — Polycontrôle 98



3. — Voltmètre de crête



4. — Table XY 2025

Parmi les nouveaux modèles, il convient de noter le Polycontrôle 98, un fréquencemètre électronique pour la mesure directe des fréquences de 3 Hz à 100 kHz à lectures indépendantes de la tension et de la forme d'onde et un voltmètre de crête portable ou de tableau de 2 mV à 1000 V pour impulsions de 2 microsecondes à 300 secondes.

Chauvin Arnoux a également commercialisé un nouvel ohmmètre secteur « C » à magnéto 500 V à 3 calibres 1000 ohms - 1 mégohm - 100 mégohms pour le contrôle et la vérification des isollements, des résistances faibles ou moyennes et de la continuité des installations et matériels électriques.

Un autre nouvel ohmmètre, l'Isovoc, permet les contrôles d'isolement en 3 gammes de 100 ohms à 100 mégohms de continuité en une gamme de 0,02 ohms à 20 ohms et de tension en un calibre de 500 V alternatif.

Autre nouveauté, le Statop FC, est un détecteur électronique de seuils réglables pour signalisation, alarme et asservissement. Il permet d'assurer la fermeture ou l'ouverture d'un ou deux circuits lors du dépassement d'un ou 2 niveaux de consigne préalablement affichés sur l'appareil avec une précision supérieure à 0,5 %.

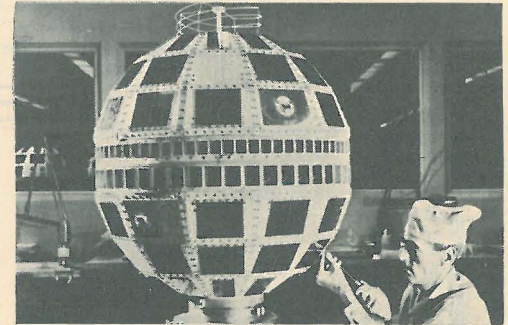
IFELEC filiale de Chauvin Arnoux présente plusieurs modèles de tables traçantes Type S-200 2025 et 2025 S destinées au tracé automatique des courbes $Y = f(x)$ et $Yf(t)$.

La table traçante 2025 S est un enregistreur incrémental, destinée à être raccordée à la sortie d'un ordinateur d'un sélecteur multicanal ou d'un lecteur de bande et permet de visualiser les fonctions calculées ou mémorisées par ces appareils.

Parmi les appareils nouveaux commercialisés par IFELEC il faut noter encore les potentiomètres enregistreurs : Le XD qui est un modèle bicourbe et le T5SM traceur de spectres pour analyseurs multicanal, systèmes numériques etc...

La production IFELEC comprend encore des capteurs de déplacements linéaires Cimatron, nuclétran et Cimarec et des capteurs de déplacements angulaires Cimaphi.

A. E.



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images - Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle - Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie - Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Téléphotographie - Photo-Electricité - Photo-Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Avancées - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - Electronique Médicale - Radio Météorologie-Radio Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel en Electronique - Electronique et Administration : O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom - Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR	PROGRAMMES
Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. METHODE PEDAGOGIQUE L'INÉDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.
	INGENIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8^e - Tel. : 225.74.65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi R.P. 142
NOM
ADRESSE



AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Enseignement privé à distance.



courrier

BON DE RÉPONSE
RADIO-PLANS

Nous répondons, par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant, à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois, et dans les dix jours par lettre aux questions posées par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

- 1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;
- 2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;
- 3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 4 F.

A. M..., Nice.

Ayant fait l'acquisition d'une alimentation stabilisée à réglage progressif et l'ayant utilisée pour le dépannage d'un autoradio a constaté que le transistor ballast chauffait anormalement, ce qui ne se produisait pas avec un autre récepteur auto.

Le fait que le transistor ballast de votre alimentation, qui fonctionne correctement avec un auto-radio 12 V, chauffe exagérément avec un autre récepteur, tient à ce que la consommation est exagérée dans le second cas. Vérifiez cette consommation ; assurez-vous que la ligne d'alimentation n'est pas en court-circuit, celui-ci pouvant être produit par un condensateur de découplage défectueux.

J. Beauquier.

Ayant monté un amplificateur à lampes avec préamplificateur à transistor constate les anomalies suivantes :

Pas de souplesse de manœuvre du potentiomètre de volume. La puissance passe brusquement d'un bas niveau à un haut niveau presque sans transition. Le dispositif de dosage « Grave-Aiguë » provoque un bruit de martèlement à très basse fréquence lorsque le potentiomètre aiguë est au maximum. Il en est de même lorsque ce potentiomètre et celui de graves sont au minimum.

Le fait que le potentiomètre de volume ne permet pas le dosage graduel de la puissance est certainement dû à une coupure de la piste, essayez de changer cet organe. Nous vous rappelons que le potentiomètre de volume doit être à variation logarithmique et non linéaire.

Le bruit de martèlement constaté est un accrochage BF appelé motor-boating. Il peut être dû à la défectuosité d'un condensateur de filtrage ou de découplage, à une mauvaise masse ou à une trop grande proximité de connexions introduisant un couplage qui provoque la réinjection en phase du signal de sortie d'un étage amplificateur sur l'entrée de ce dernier ou sur celle d'un étage précédent. Essayez d'inverser le branchement du circuit de contre-réaction sur le secondaire du transfo de sortie.

La résistance de polarisation des EL84 nous semble faible. La valeur recommandée est 270 Ω .

E. S..., Foix.

Voudrait savoir si le module amplificateur classe A décrit dans le n° 293 peut être alimenté sous une tension de 12 à 15 V en changeant au besoin la valeur de certains éléments.

Un tel amplificateur ne peut fonctionner avec une tension d'alimentation de 12 à 15 V car pour obtenir une puissance convenable la consommation devra être trop importante. Pour un tel amplificateur, la tension d'alimentation doit être de 25 V minimum.

A. L..., Dax.

Voudrait quelques renseignements complémentaires sur les condensateurs ajustables utilisés sur le tuner FM décrit dans les n° 283 et 284.

Les condensateurs ajustables à air mentionnés du type Transco sont couramment disponibles sur le marché de la pièce détachée. Eventuellement, on peut les remplacer par des ajustables céramique ou mica.

M. C..., Rodez.

Voudrait connaître la raison pour laquelle en émission on utilise du câble coaxial de 50 Ω pour la liaison émetteur antenne.

On utilise du câble de 50 Ω pour la liaison entre un émetteur et son antenne parce que les aériens mis en œuvre dans ce cas présentent souvent cette impédance. On peut adapter une impédance de 50 Ω à un câble d'impédance 75 Ω en utilisant un transformateur 1/4 d'onde constitué par deux fils bien dressés nus de 10/10 parallèles à une distance de 12,5 mm l'un de l'autre. La longueur de ces fils sera égale au quart de la longueur d'onde sur laquelle est accordée l'antenne, multipliée par 0,975.

L. B..., Caluire.

Demande si le fait d'attaquer un magnétophone de 1 M Ω d'impédance d'entrée par un récepteur radio ayant une impédance de sortie de 5000 Ω peut avoir des conséquences sur la qualité de l'enregistrement ?

La différence entre l'impédance d'entrée de votre magnétophone et celle de sortie du récepteur n'a aucune incidence sur la valeur de l'enregistrement. Pour vous en convaincre il suffit de faire un essai.

R. B..., Custine.

Etant possesseur d'un récepteur RBB1-RBC2 comportant un tube stabilisateur Ampérite 6-8 B, introuvable actuellement, existe-t-il un moyen de le remplacer.

De tels stabilisateurs de la tension de chauffage de tubes oscillateurs sont en effet introuvables. Leur efficacité était d'ailleurs pratiquement nulle lors de l'utilisation d'alimentation sur le secteur, donc relativement stable.

Leur emploi ne se justifie que lorsque la source d'alimentation chauffage subit de gros à-coups, sur un véhicule automobile ou un avion. Remplacez simplement le tube en question par une résistance de 4 Ω de fort wattage, ou même par un court-circuit. La résistance abaissera de quelques volts la tension de chauffage, ce qui est un procédé bien connu pour réduire l'échauffement du tube oscillateur et par conséquent augmenter sa stabilité.

M. S..., Toulon.

Quelle est la marque des transistors suivants : 2N3958, 2N2369, 2N2894, 2N2907, 2N2222, AAY48, 1N914, BYX10.

Tous ces semi-conducteurs, en dehors du BYX10 qui est de fabrication RTC, sont des Sescosem.

R. A..., Verneuil.

Après une réparation qui a consisté à remplacer un condensateur de découplage défectueux et le remplacement du transistor ballast qui était en court-circuit son téléviseur a fonctionné correctement. Cependant, au bout d'une heure environ, un des transistors de balayage horizontal (2 - AU110) se mettait en court-circuit entre collecteur et émetteur. Cette détérioration se répète chaque fois que le transistor concerné est remplacé.

Il est très difficile de déterminer par correspondance la cause de la panne de votre téléviseur. Il paraît singulier qu'un seul AU110 soit détérioré. Ces transistors étant raccordés en parallèle les deux devraient normalement être mis hors d'usage. Il s'agit peut-être d'un mauvais raccordement de celui qui résiste. Essayez de placer, s'il n'y en a pas, des refroidisseurs sur ces transistors.

(Suite page 79.)

COURRIER (suite)

G. P..., Perpignan.

Voudrait connaître les caractéristiques du haut-parleur T17PRA 12 et la bande passante du tweeter TW9.

Bande passante : 70 à 14 000 Hz.
Fréquence de résonance : 1 000 Hz.
Puissance nominale : 3 W.
Poids : 750 g.
La bande passante du tweeter est : 3 000 — 16 000 Hz.



L'homme le plus redoutable du monde

Voici le Comte Dante qui vous apprend les techniques taboues de la Self Défense. C'est le Grand Maître Suprême de tous les Arts de Combat. Champion du Monde (dans la catégorie des Maîtres et Experts), le Comte Dante a emporté ce titre fantastique en battant les principaux spécialistes du judo, de la boxe, de la lutte, du Karate, du Gung Fu et de l'Aikido. Le 1er Aout 1967, la Fédération Mondiale des Arts de Combat l'a couronné « l'homme le plus redoutable du monde ».



Ce livre peut vous sauver la vie !

Comme n'importe qui, vous risquez chaque jour d'être attaqué par surprise. Pour réduire les risques d'agression dont sont trop souvent victimes les honnêtes gens, le Comte Dante vous révèle les secrets taboues des Combattants du Dragon Noir. Jamais jusqu'ici, ces terribles méthodes n'avaient été dévoilées aux personnes étrangères à l'association. En quelques jours, vous pratiquerez, vous-aussi, les disciplines de combat les plus efficaces et les plus imitoyables du monde. Il n'y a RIEN de comparable il n'y a RIEN de mieux. Si vous connaissez les techniques du Dim Mak vous vaincrez facilement, à vous seul, plusieurs as du Judo, du Karate, de l'Aikido et du Gung Fu. Pour chacune des tactiques exposées dans ce livre sensationnel, vous aurez comme entraîneur, le Comte Dante lui-même, l'homme désigné comme étant le plus redoutable du monde !

R. D..., Nogent-en-Bassigny.

Son téléviseur à la mise en route fonctionne normalement mais au bout de 10 minutes environ, l'image se replie du bas vers le centre.

Nous pensons que le repli constaté en bas de l'image de votre téléviseur provient d'un défaut de la lampe EL36. Nous vous conseillons de la remplacer et tout devrait rentrer dans l'ordre. Vérifiez aussi les résistances et condensateurs de la base de temps image et en particulier, ceux du circuit de contre-réaction de la EL36. Si une résistance vous paraît chauffer, changez-la.

P. P..., Le Vésinet.

Ayant réalisé le flash électronique du n° 270 constate quelques anomalies de fonctionnement.

Il semble que le défaut constaté provienne du transformateur élévateur qui, étant mal isolé, favorise l'amorçage dans ses enroulements. Il conviendrait d'utiliser une bobine d'amorçage pour lampes à éclats. Cette bobine peut être obtenue aux établissements Francéclair, 54, av. Victor-Cresson, 92130 Issy-les-Moulineaux.

C. B..., Marseille.

Voudrait augmenter la puissance de son magnétophone.

La meilleure solution pour augmenter la puissance de reproduction de votre magnétophone serait de remplacer l'amplificateur BF par un autre de la puissance désirée. Toutefois il s'agit là d'une opération délicate que nous ne vous conseillons pas si vous ne possédez pas une solide pratique en électronique. Une solution analogue mais plus simple consisterait à utiliser un amplificateur extérieur au magnétophone.

G. H..., Limoges.

Est en possession de platines 27/30 MHz et FI 10,8 MHz, voudrait savoir si la platine 27/30 MHz pourrait faire suite à un convertisseur UHF sortant en 28/30 MHz. Quelle seraient les modifications à apporter au CV pour ne couvrir que les 2 MHz requis ?

Le tuner couvrant la bande 24,5/31 MHz peut être associé au convertisseur 28/30 MHz. Pour réduire la bande afin d'obtenir une largeur de 2 MHz, il faut prévoir un condensateur en série avec le CV qui réduira la bande du côté des fréquences basses. La valeur de ce condensateur sera déterminée par tâtonnement. Cette valeur sera supérieure à celle du CV.

Il s'agit cependant d'une opération délicate, le module étant monté sur circuit en verre époxy et peut être facilement détérioré par le fer à souder. Nous vous conseillons plutôt de délimiter par un repère, la plage de 28 à 30 MHz sur le cadran du CV. Ce repère se trouvera au 1/3 de la course en partant de l'extrémité correspondant à la capacité la plus faible.

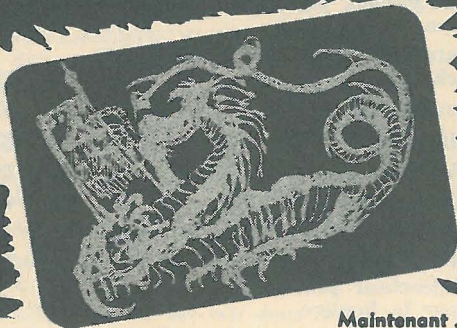
J. C..., Castres.

Dès que son téléviseur est sous tension l'image disparaît mais le son n'est pas perturbé. En cours de fonctionnement, l'image disparaît plusieurs fois aussi bien sur la 1^{re} que sur la 2^e chaîne. Il lui semble que la lampe ECL22 chauffe exagérément.

Cette panne peut avoir plusieurs causes : Tout d'abord, vérifiez si lorsque l'appareil s'éteint, le filament du tube image rougit toujours. Dans le cas contraire, il est possible qu'il y ait une mauvaise soudure sur les broches filament du culot. Essayez de refaire ces soudures, et de remplacer les lampes de la base de temps lignes. Le tube ECL82 chauffe toujours assez fort et comme la plupart des tubes de puissance, il est difficile d'y tenir le doigt. Vérifiez cependant les polarisations de la triode et de la pentode.

CADEAU

Vous recevrez, numérotée à votre nom et gratuitement, cette carte officielle des Combattants du Dragon Noir, si vous répondez aujourd'hui même à cette offre vraiment spéciale.



Maintenant ...
... vous pourrez vous défendre dans les cas les plus dangereux.
Le Grand Maître Suprême des Combattants du Dragon Noir vous livre les secrets du :

DIM MAK

Les « Combattants du Dragon Noir »

On compte parmi ses membres les maîtres internationaux des arts pugilistiques orientaux. Ceux-ci s'entraînent dans toutes les disciplines chinoises telles que le Gung Fu, le Tai Chi, le Kempo, le Pokuia et le Dim Mak. Voilà des mots bien compliqués mais qui correspondent à des tactiques formidables et infaillibles. Avec elles, vous ferez fuir ceux qui voudraient vous voler ou vous attaquer.

Il y a peu de temps encore, les secrets de cette organisation étaient sacrés et il en aurait coûté cher au bavard trahissant le serment de se taire. Maintenant, les choses ont changé. Tout se sait, tout s'apprend (même les secrets atomiques et spatiaux !). Soyez parmi les premiers à connaître et à pratiquer ces astuces étourdissantes d'efficacité.

La Main Empoisonnée

On dit de cette tactique qu'elle est diabolique et cruelle. Mais il est nécessaire que vous la connaissiez pour faire face aux situations les plus dangereuses. Vous devez savoir comment riposter à un vovou qui utilise les coups défendus pour sa sale besogne. Apprenez les 77 techniques originales de la « Main Empoisonnée ». Bien entendu, pas question pour vous de lire des théories ennuyeuses ou de consulter des dessins peu clairs. Vous aurez devant vous le Comte Dante lui-même qui vous détaillera les différents mouvements avec de vraies photos ; ainsi vous comprendrez vite et bien.

Une honnête garantie

Nous ne vous promettons pas n'importe quoi ! Ainsi, rien ne dit que vous deviendrez un Maître-Combattant : cela dépend surtout de vous et non du livre. Mais le principal, ce n'est pas d'être ce « Maître » (que vous pouvez évidemment devenir) ; le principal, c'est que vous en sachiez assez pour vous en tirer sans mal, si l'on vous attaque dans 3 jours ou dans 5 ans. C'est, nous vous le promettons formellement, nous garantissons aussi que les techniques du Dim Mak et de la Main Empoisonnée sont authentiques et qu'elles comptent parmi les plus foudroyantes du monde. C'est tellement certain que nous vous laissons 17 jours pour examiner ce livre ; s'il vous déçoit, retournez-le et vous serez remboursés sans aucune discussion.

BON CADEAU SPECIAL

Renvoyez-le aujourd'hui même au Mail Center, B.P. 195-10, Paris (10^e) Expédiez-moi immédiatement « Les plus terribles secrets de combat du monde » au prix spécial de 39,50 F français. Si je suis déçu, je vous renverrai ce livre dans les 17 jours de sa réception et vous me rembourserez.

(Mettez ci-dessous une X dans l'une des deux cases).

- Puisque j'économise les frais de port en joignant mon paiement, je vous envoie aujourd'hui même 39,50 F en billets de banque ou timbres-poste français non annulés, en chèque ou mandat à votre C.C.P. La Source 30.999-46 (au nom du Mail Center, Paris)
- Bien que cela me coûte plus cher, je préfère payer à la livraison du paquet, avec un supplément de 9,50 F.

Mon nom _____ Prénom _____
Rue _____ N° _____
Ville _____ Dépt _____
(ou Pays)

CADEAU : Si vous êtes parmi les 200 premiers inscrits, vous recevrez en plus, gratuitement, votre carte personnelle d'identification des Combattants du Dragon Noir. Vos amis enverront ce luxueux document imprimé en argent sur fond noir. Faites vite, ne laissez pas passer votre chance !

TABLE DES MATIÈRES 1972

DES N°S 290 A 301

	N° page		N° page		N° page
BANCS D'ESSAI					
AIWA TP743 magnétophone à cassettes avec micro incorporé	290 30	Rhéostat électronique en courant alternatif	296 49	Générateur d'ondes sinusoïdales et carrées à transistors Centrad 163 K	296 34
Amplificateur Pioneer SA500	291 20	Gache optoélectronique	298 34	Base de temps à transistors	296 54
Ampli-Tuner Marantz 2215	292 32	Huit circuits pratiques à photorésistances	298 38	Commutateur électronique ID101	297 22
Lecteur-enregistreur de cassette Kenwood 7010 A	293 22	Matrice à diode pour décade affichante	298 63	Oscilloscope 10 MHz « BEM 016 » ..	297 30
Récepteur Schaub-Lorentz PO-GO-FM ..	294 26	Compte-pose pour agrandisseur photo ..	298 70	Etalonnage des générateurs BF non sinusoïdaux	297 41
Amplificateur Marantz 1030	295 36	Clignotant de grande puissance	298 72	Transistormètre simple à réaliser ..	297 58
Amplificateur Orion	296 18	Minuterie électronique	299 23	Deux appareils de mesure : transitest TM5 testeur de 1 thyristor et de triacs	298 29
Tuner-amplificateur Korting 800 L ..	297 12	Allumage électronique	299 40	Métronome de laboratoire photo	299 22
Platine Lenco 85	298 20	Montages électroniques à circuit imprimé	299 66	Générateur et fréquencemètre BF ..	300 18
Oscilloscope Hameg 512	299 48	Déclencheur photographique actionné par la lumière	299 72	Le générateur BF RO 778	301 52
Amplificateur Braun CSV300	300 32	Commutateur automatique pour lampe anti-éblouissement	300 72	Multimètre électronique à haute impédance	301 54
Le transceiver Midland IW modèle 1310	301 26	Signalisateur de verglas	300 79	DIVERS	
		Synchroniseur pour projecteur de diapositives	301 18	Montages à circuits linéaires RCA ..	290 25
		Interrupteur crépusculaire	301 37	Nouvelles applications des circuits linéaires et mesure BF	290 50
ELECTRONIQUE					
Stroboscope électronique	290 18	MESURES - MISE AU POINT - DEPANNAGE			
Densitromètre photographique	290 42	Oscilloscope équipé d'un tube de 16 cm	290 20	Quelques idées originales	292 53
Chargeur sur secteur pour condensateur de flash	290 49	Vérificateur simple pour thyristors ..	290 38	Expérimentez le circuit intégré RCA CA3035	293 34
Minuterie électronique de longue durée	290 54	Générateur MR1	290 39	Nouveaux montages électroniques à semi-conducteurs	293 57
Compte-tours électronique	291 14	Comment mesurer les faibles capacités	290 45	Améliorations de 3 récepteurs liaisons directes et CR totale	294 49
Retour sur l'emploi des blockings à transistors	291 49	Comment trouver les transistors de remplacement	290 56	Expérimentez le circuit intégré RCA CA3035	294 58
Les thermomètres électroniques	291 56	Fréquencemètre BF digital et à affichage par tubes nixie	291 36	Appareil de régénération pour tube cathodique	296 14
Horloge électronique	292 18	Etalon de fréquence 100 kHz - 1 MHz ..	291 41	Le porte-voix MD19	299 34
Indicateur-régulateur de niveau pour liquide	292 22	Construisez ce transistormètre	291 50	HI-FI - ENREGISTREMENT - REPRODUCTION	
Disjoncteur électronique	292 24	Calibration des récepteurs de trafic ..	291 54	Circuits électroniques d'un magnétophone à 4 canaux réels	290 30
Clignotant à fort pouvoir de coupure ..	292 25	Les mesures en BF - HI-FI stéréo ..	292 54	Préamplificateur 4 canaux système quad ; le TA2240 Sony	291 31
Diviseur décimal aperiodique	292 62	Transistormètre Heathkit IT18	294 38	Complétez votre sonorisation avec une chambre de réverbération	291 38
Chronomètre-horloge électronique ..	294 18	Millivoltmètre électronique BF	294 39	Correcteur de fréquences pour instruments de musique électronique ..	292 27
Marqueur de précision	294 20	Application des CI : générateur BF pour amateur	294 62	Filtres actifs passe-haut et passe-bas ..	292 30
Mini-cerveau électronique antiviol ..	294 68	Commutateur électronique	295 27		
Chronomètre d'agrandissement	295 21	Petit générateur portatif de courant continu	295 51		
Minuterie à multiples usages	295 28	Fréquencemètre	295 54		
Sonde électronique	295 31	Etude du multimètre numérique Centrad 144 K	295 61		
Timer pour projecteur photo	295 32				
Timbre électronique original	295 76				
Sonnette d'appartement	296 12				

	N° page
Sinclair - Projet 605	292 42
Ampli Goodson S8000	292 46
Instruments électroniques de musique	293 52
Amplificateur HIFI 15 W efficaces ..	294 30
Modulateur de lumière Magicolor ..	294 34
Amplificateurs universels HI-FI de 3 à 140 W	294 43
Instruments électroniques de musique	294 54
Imperator 250 préamplificateur - amplificateur HI-FI stéréo	295 46
Modulateur de lumière à circuit de silence	295 56
Instruments électroniques de musique	295 71
Etude et réalisation d'un amplificateur de guitare 30-40 W	296 22
Modules BF permettant de réaliser des amplis de 7 à 35 W efficaces ..	296 28
Comment jouer sur les watts d'un module amplificateur	296 32
Instruments électroniques de musique	296 44
Fuzz pour guitare électrique	297 21
Instruments électroniques de musique	297 48
Deux adaptateurs d'impédance pour ampli à transistors	297 56
Instruments électroniques de musique	298 44
Prise pour enregistreur	298 48
Préampli correcteur stéréo pour cellule magnétique	299 38
Instruments électroniques de musique, générateurs électro-magnétiques, magnétiques-optiques	299 76
Boîte de mixage photo-cinéma	300 18
Un baffle compensé	300 43
Préamplificateur stéréo à correcteur RIAA amateur Amtron	300 46
Instruments électroniques de musique, dispositifs spéciaux pour orgues électroniques	300 74
Filtre à 3 voies Amtron	301 34
Réglage automatique à l'enregistrement	301 40
Dispositifs spéciaux pour orgues électroniques	301 47
 TECHNOLOGIE	
Différents procédés de réalisation d'un circuit imprimé	290 43
Résistances variables pour la mise au point de maquettes	292 26
Deux oscillateurs ultrasoniques pour magnétophone	293 32
Dispositif d'arrêt automatique pour magnétophone	294 66
Haut-parleur à contre-réaction magnéto-mécanique	295 58
Arrêt automatique de tourne-disque	297 52
Trois excellentes platines pour magnétophone	298 24
Platine à fréquence intermédiaire de 455 kHz pour tuner AM	299 74
Module AM-FM Infra	300 62
Les modules AM-FM Infra	301 30

	N° page
CHRONIQUE OC - EMISSION - RECEPTION - TELECOMMANDE	
Emetteur VHF 144-146 MHz de 15 W à 5 canaux pré-réglés et VFO	290 46
Convertisseur 144-432 MHz utilisant une diode Varicap	290 60
Radio téléphone Heathkit GW 14-1 ..	291 17
Convertisseur pour bande chalutiers (1,6 à 4,5 MHz)	291 28
Ensemble de télécommande proportionnelle 1 à 6 canaux	291 42
Récepteur Heathkit SW717	292 38
Récepteur de trafic VHF	292 50
Récepteur portatif VHF GR98	293 30
Récepteur de trafic VHF	293 40
Dispositif de radiocommande à haute fiabilité	293 46
Radio-commande d'avion modèle réduit	293 62
Ampli 25 à 30 MHz pour radio-commande	294 32
Récepteur de trafic VHF	294 40
Astuce pour écouter les émissions BLU	295 59
Récepteur Heathkit « Tiger » GRB220	295 60
Ondemètre à absorption et dipmètre à transistors	295 67
Walky-Talky de 500 mW dans la bande 144-146 MHz	296 40
Récepteur de poche pour la bande aviation	296 62
Modulateur pour émetteur AM	297 19
Transceiver 144-146 MHz à fréquence variable	297 42
Micro émetteur FM expérimental ..	298 32
Transceiver 144-146 MHz à fréquence variable (2 ^e partie)	298 50
Récepteur à super-réaction (80-150 MHz)	298 60
Emetteur 3 W HF pour la bande des 27 MHz	299 30
Transceiver 144-146 MHz (3 ^e partie)	299 54
Emetteur 30 W - 28 MHz	299 60
Récepteur VHF de poche 120 à 190 MHz	299 63
Convertisseur OC transistorisé pour les bandes amateur et la gamme 27 MHz	300 50
Emetteur 30 W - 28 MHz (2 ^e partie : le modulateur)	300 54
Le transceiver Heathkit SB102	300 58
Emetteur de 20 W pour la bande des 40 mètres	301 66
Emetteur 30 W - 28 MHz (3 ^e partie : les préamplis et le générateur d'appel)	301 70
 ALIMENTATION - CHARGEURS - CONVERTISSEURS	
Chargeur de batterie simple et peu coûteux	291 60
Alimentation stabilisée réglable de 0 à 20 V	292 40

	N° page
Convertisseur 12 V-20 V continu entièrement transistorisé	293 28
Alimentation stabilisée de laboratoire	295 16
Alimentation stabilisée	295 30
Alimentation stabilisée	299 18
Alimentation basse tension régulée ..	300 25
Communication au sujet de l'alimentation du n° 295	300 27
 TELEVISION	
Antenne intérieure TVC	290 15
Réception du son de la télévision ..	294 64
Progrès dans le domaine de la déviation magnétique en TVC	296 55
Progrès dans le domaine de la déviation magnétique en TVC	297 60
Nouveaux montages radio TV BF ..	301 60
 MODULATION DE FREQUENCE	
Circuits intégrés pour FM stéréo	291 24
Décodeur multiplex stéréo FM à circuit intégré unique	292 58
Radio récepteur à modulation de fréquence	295 42
Indicateur d'accord FM	299 71
 MODULES RADIO-PLANS	
Amplificateur classe B - amplificateur classe A	293 15
Alimentations stabilisées (deux)	294 22
Préamplificateurs	294 34
Préamplificateur-correcteur	296 16
Filtre passe-haut et passe-bas 18 dB/octave	297 8
Module de réverbération stéréo	298 16
Un schéma, un circuit imprimé : dix modules amplificateurs	299 24
Réalisation finale de l'ampli préampli HI-FI	300 30
Préamplificateur correcteur stéréo à circuits intégrés	301 20
 MONTAGE A TRANSISTORS	
Petit récepteur pour débutant	293 26
Récepteur PO simple	295 32
Récepteur à réaction à transistors et petit ampli BF	297 26
Montages radio à semi-conducteurs ..	298 56
Nouveaux montages radio BF et TV	300 67
Interphone automatique	301 16