

N° 298 - SEPTEMBRE 1972

2,50 F

Radio plans

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



Radio plans

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

Revue mensuelle paraissant le 25 de chaque mois

SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

Société anonyme au capital de 30 000 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 - Paris-19^e
Tél. : 202.58.30

ABONNEMENTS
2 à 12, rue de Bellevue - Paris-19^e
FRANCE : 1 an 26 F - 6 mois 14,00 F
ETRANGER : 1 an 29 F - 6 mois 15,50 F

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

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

TIRAGE DU PRÉCÉDENT NUMÉRO
50.682 exemplaires



NOTRE COUVERTURE :

Lectroni-Tec
présente toujours
avec le même succès
ses 2 cours par correspondance :
« L'électronique par la pratique » (p. 3)
et « Devenez un radio-amateur » (p. 9)
cours de préparation
à l'examen des P.T.T.



SOMMAIRE N° 298 SEPTEMBRE 1972

Concours :

15 Règlement et bon de participation

Études et réalisations pratiques
des modules Radio-Plans :

16 Module de réverbération stéréophonique

Les bancs d'essai de Radio-Plans :

20 La platine Lenco 85

24 Trois excellentes platines pour magnétophones

29 Deux appareils de mesure :

- Transistest TM 5
- Testeur de thyristors et de triacs

32 Micro-émetteur FM expérimental

34 Gâche optoélectronique

38 8 circuits pratiques à photo-résistance

44 Instruments électroniques de musique

48 Prise pour enregistreur

Chronique des ondes courtes :

50 Transceiver 144-146 MHz à fréquence variable (3^e partie)

56 Montages radio à semi-conducteurs

60 Récepteur à super-réaction (80-150 MHz)

63 Matrices de diodes pour la réalisation d'une décade affichante

70 Compte-pose pour agrandisseur-photo

72 Clignotant de grande puissance

73 Nouveautés et informations

74 Courrier

CONCOURS MENSUEL

NOTRE concours a bénéficié encore ce mois-ci de l'accueil très favorable de nos lecteurs. Nous tenons à les en remercier. Bien évidemment, cette fois encore, il n'y a pas que des gagnants.

Voici les huit concurrents qui nous ont paru, soit par le sujet choisi, soit par la technique de leur réalisation, les plus valeureux. Nos gagnants recevront leur chèque dans les tous prochains jours.

Nous les félicitons par la voie de la revue, de même que nous encourageons les malchanceux à poursuivre leur effort. Bravo à tous.

Voici les gagnants du concours de juin 1972 :

- 1^{er} prix : 500 F; **Francis SCARELLA**, 30-St-Nazaire (alimentation stabilisée).
- 2^e prix : 300 F; **Patrick LEGRAY**, 14-Lion-sur-Mer (métronome de laboratoire photo).
- 3^e prix : 200 F; **M. GIRARDIN**, 47-Astaffort (minuterie électronique).
- 4^e prix : 100 F; **Michel DETOLLENAERE**, 94-Villeneuve St-Georges (combinaisons multiples d'éclairage).
- 5^e prix : 100 F; **M. SIZAIRE**, Montignies-le-Tilleul (Belgique) (perçage des circuits imprimés).
- 6^e prix : 100 F; **Jean-Pierre LAVAU**, Marrakech (Maroc) (minuterie électronique).
- 7^e prix : 100 F; **J.-P. PAUTRAT**, 59-Toucy (antivol électronique pour voiture).
- 8^e prix : 100 F; **Michel REYNAUD**, 13-Septemes-les-Vattons (transformation de la vitesse de défilement d'un magnétophone en 9,5 mm).

Nous publierons dans notre prochain numéro la description des trois premiers prix de ce concours.

Nous serions heureux de connaître le point de vue de nos lecteurs quant à l'intérêt qu'ils ont pu trouver dans ces thèmes. Les critiques seront évidemment bien accueillies... également.

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 ci-dessous 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 septembre 1972, le cachet de la poste faisant foi.
5. La liste des gagnants sera publiée dans notre numéro d'octobre, paraissant le 25 septembre.
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.

BON DE PARTICIPATION - CONCOURS SEPTEMBRE 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 :

ÉTUDES ET RÉALISATIONS PRATIQUES DES MODULES

R
PLANS
D
I
O

MODULE DE RÉVERBÉRATION STÉRÉOPHONIQUE

LA réverbération est un phénomène acoustique que tout le monde connaît et qui est présent dans les grandes salles vides, les églises, les grottes ou sous les ponts. Celle-ci est due à la réflexion des ondes sur les parois.

Cependant, dans une pièce d'un appartement, les meubles, les tentures absorbent considérablement les ondes acoustiques et souvent on est déçu à l'écoute d'un disque (ou d'une autre source sonore) par la sécheresse, le manque d'ampleur de la musique.

Tout le monde ne peut aménager une pièce en auditorium pour essayer de retrouver une ambiance semblable à celle des salles de concerts, qui sont étudiées et aménagées pour l'acoustique, mais on peut utiliser un dispositif électromécanique qui permet de recréer artificiellement ce phénomène de réverbération.

Il faut bien entendu, ne pas en abuser et le taux de réverbération doit être réglable, suivant les pièces où se trouvent les chaînes HI-FI.

Le module que nous proposons est utilisable avec tout amplificateur mono ou stéréophonique, il se branche à l'entrée de l'amplificateur sans aucune modification (fig. 1a).

S'il est possible de disposer d'un peu de place à l'intérieur de l'appareil, il est préférable d'inclure ce module dans le coffret, ne serait-ce que pour le raccordement de l'alimentation qui pourrait être obtenue à partir du + U de l'alimentation des circuits amplis-préamplis.

ÉTUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

(Fig. 1b)

Ce schéma peut se diviser en 3 parties :

- 1 - Adaptateur d'impédance.
- 2 - Amplificateur de puissance (1 W environ).
- 3 - Préamplificateur de tension.

Un condensateur $C_1/10 \mu\text{F}$ transmet la modulation à la base d'un transistor $Q_1/BC109$ monté en collecteur commun, l'impédance d'entrée est donc élevée et celle de sortie très faible. La base de ce transistor Q_1 est polarisée par les résistances R_1 et R_2 de $100 \text{ k}\Omega$ chacune. L'émetteur est chargé par un potentiomètre $P_1/10 \text{ k}\Omega$ qui transmet un signal plus ou moins important à la base de $Q_2/BC109$ suivant la position de son curseur. Un condensateur $C_2/10 \mu\text{F}$ sert de liaison entre ces deux éléments.

Un chimique $C_3/10 \mu\text{F}$ prélève sur l'émetteur de Q_1 la modulation et la transmet directement à la sortie sans modification.

L'ensemble $Q_2/BC109$, $Q_3/2N2905$ et $Q_4/2N1889$ est un petit amplificateur dont la puissance atteint 1 W.

Le signal amplifié est transmis par le condensateur de liaison $C_4/220 \mu\text{F}$ à l'entrée de l'unité de réverbération.

Le bobinage L_1 va créer un champ magnétique correspondant à la modulation transmise à l'entrée. Ce champ magnétique va faire vibrer un équipement mobile qui est couplé mécaniquement par des ressorts à un autre équipement mobile. Du fait de leur élasticité, les ressorts transmettent les vibrations avec un retard proportionnel à leur largeur. L'équipage mobile du dispositif récepteur L_2 induit dans l'enroulement de ce dernier des courants BF analogues à ceux d'origine, mais décalés dans le temps. Les vibrations sont réfléchies aux extrémités des ressorts et se propagent plusieurs fois dans l'un et l'autre sens.

Un condensateur $C_5/1 \mu F$ transmet à la base de Q_5 les signaux réfléchis. Le transistor $Q_5/BC109$ est monté en émetteur commun (amplificateur de tension). La base est polarisée par $R_{11}/100 k\Omega$ côté + alimentation et par $R_{10}/20 k\Omega$ côté masse. Le collecteur est chargé par $R_{12}/5,6 k\Omega$ et l'émetteur par $R_{13}/1,5 k\Omega$, cette résistance est découplée par un chimique $C_6/10 \mu F$.

Un condensateur $C_7/10 \mu F$ sert de liaison entre le collecteur de Q_5 et la sortie.

Le signal réfléchi transmis par C_7 et le signal direct transmis par C_8 sont appliqués aux extrémités d'un potentiomètre $P_2/47 k\Omega$ au travers des résistances $R_{16}-R_{14}/10 k\Omega$.

Ce potentiomètre P_2 dont le curseur est relié à la masse va permettre de doser l'effet

de réverbération en fonctionnant somme toute comme une balance.

L'alimentation de ce circuit est de + 13 V.

REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME

La disposition de ce circuit imprimé est proposée fig. 2 à l'échelle 1. Les liaisons sont nombreuses mais assez espacées pour éviter les courts-circuits, si le procédé employé est le stylo à encre. Les pistes cuivrées ont une largeur de 1,27 mm et les pastilles ont un \varnothing de 2,54 mm ce qui est largement suffisant pour percer le circuit avec un foret de 8/10 mm.

CABLAGE DU MODULE

(Fig. 3)

Celui-ci ne présente aucune difficulté. Nous remarquons que l'implantation est symétrique. A gauche les éléments sont repérés par leur valeur en clair, à droite ceux-ci sont représentés par leur symbole électrique.

Bien veiller à l'orientation des condensateurs chimiques et au positionnement des transistors $Q_4/2N1889$ et $Q_3/2N2905$ qu'il ne faut absolument pas permuter.

Il n'est pas impératif que les potentiomètres $P_1/10 k\Omega$ et $P_2/47 k\Omega$ soient câblés sur le circuit imprimé, ceux-ci peuvent très bien

être fixés sur la face avant de l'amplificateur à côté des commandes de tonalités et de volume. Dans ce cas le raccordement de ces composants avec le CI se fera avec du fil blindé.

Le module câblé, vérifier qu'aucune erreur ne s'est glissée surtout en ce qui concerne les résistances et le code des couleurs.

RACCORDEMENT DU MODULE AUX ELEMENTS EXTERIEURS

— Relier l'entrée à la source sélectionnée (Platine, tuner, guitare électrique).

— Relier « Input » et « Output » à l'unité de réverbération.

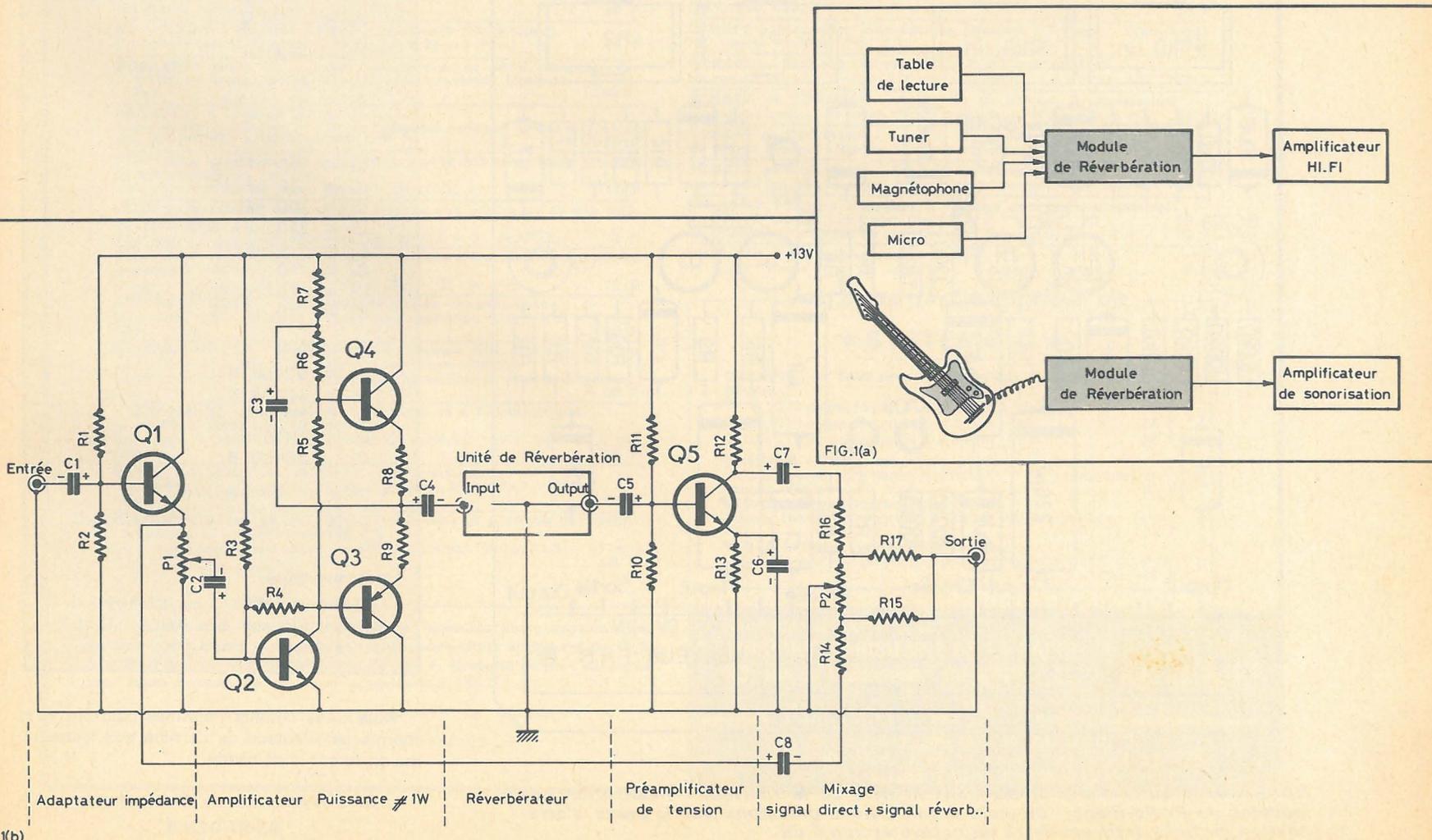
— La sortie est reliée à l'entrée de l'amplificateur (ampli HI-FI ou de sonorisation).

— Connecter l'alimentation + 13 V et le fil de masse.

— Injecter un signal à l'entrée et régler le niveau avec $P_1/10 k\Omega$.

— Doser le niveau de réverbération avec $P_2/47 k\Omega$, modérément avec une chaîne HI-FI.

Dans le cas d'une utilisation en sonorisation, le module permet d'obtenir des effets saisissants bien connus des amateurs de musique « POP ».



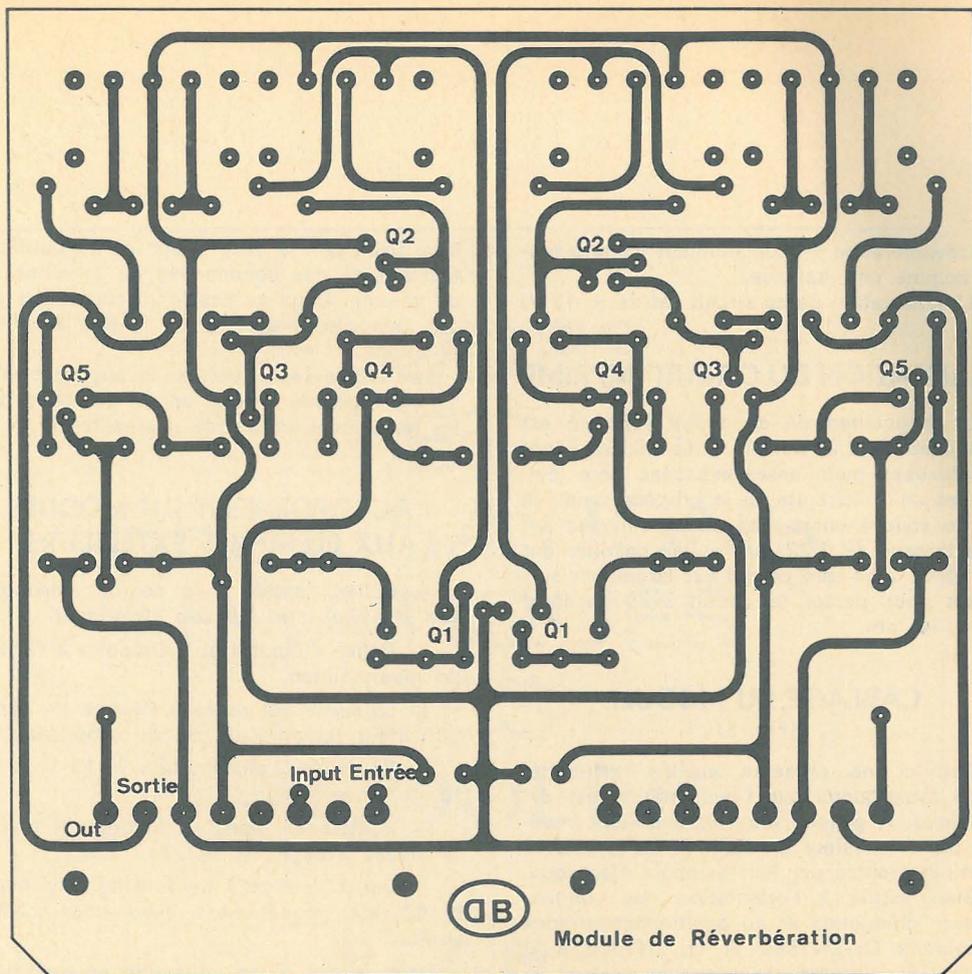


FIG 2

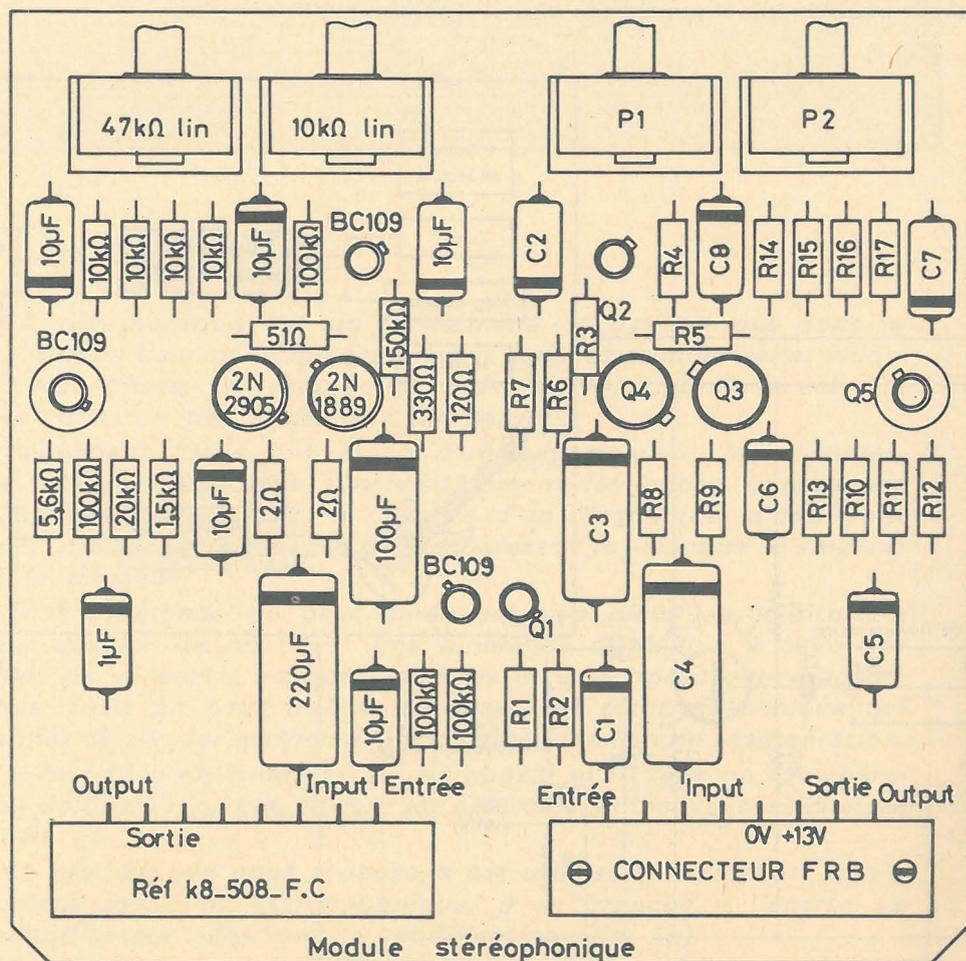


FIG.3

NDLR : A la suite d'une erreur dans le titre de la rubrique "Réalisation des modules de Radio-Plans" du mois dernier, nous précisons que la pente d'atténuation du filtre actif est de 18 dB/octave et non 8 dB.

L'UNITE DE REVERBERATION

Il est possible de raccorder à ce module n'importe quelle unité de réverbération (ligne à ressorts), par exemple l'unité 4 F HAMMOND commercialisée par les Ets Championnet.

Personnellement, nous avons essayé notre maquette avec l'unité RE16 vendue par les Ets TERAL, celle-ci présente d'excellentes caractéristiques que nous avons pu vérifier lors du fonctionnement du module.

CARACTERISTIQUES DE LA RE16

- Entrée : 350 mV.
- Impédance d'entrée : 16 Ω .
- Impédance de sortie : 10 k Ω .
- Réponse en fréquence : 50 Hz à 5.000 Hz.
- Sensibilité : — 30 dB.
- Temps de réverbération : 2,4 s (1 000 Hz).
- Retard : 35 à 40 ms.
- Dimensions : 425 × 96 × 34 mm.
- Poids : 1 000 g.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

* Résistances à couche $\pm 5\%$

R ₁ = 100 k Ω	R ₁₀ = 20 k Ω
R ₂ = 100 k Ω	R ₁₁ = 100 k Ω
R ₃ = 150 k Ω	R ₁₂ = 5,6 k Ω
R ₄ = 100 k Ω	R ₁₃ = 1,5 k Ω
R ₅ = 51 Ω	R ₁₄ = 10 k Ω
R ₆ = 330 Ω	R ₁₅ = 10 k Ω
R ₇ = 120 Ω	R ₁₆ = 10 k Ω
R ₈ = 2 Ω	R ₁₇ = 10 k Ω
R ₉ = 2 Ω	

* Potentiomètres

P ₁ = 10 k Ω lin.
P ₂ = 47 k Ω lin.

* Condensateurs chimiques

C ₁ = 10 μ F/15 V
C ₂ = 10 μ F/15 V
C ₃ = 100 μ F/15 V
C ₄ = 220 μ F/15 V
C ₅ = 1 μ F/15 V
C ₆ = 10 μ F/15 V
C ₇ = 10 μ F/15 V
C ₈ = 10 μ F/15 V

* Transistors

Q ₁ = BC109 B
Q ₂ = BC109 B
Q ₃ = 2N2905 ou 2N2904
Q ₄ = 2N1889
Q ₅ = BC109 B

* Unité de réverbération

RE16 TERAL ou 4 F HAMMOND etc...

* Connecteurs

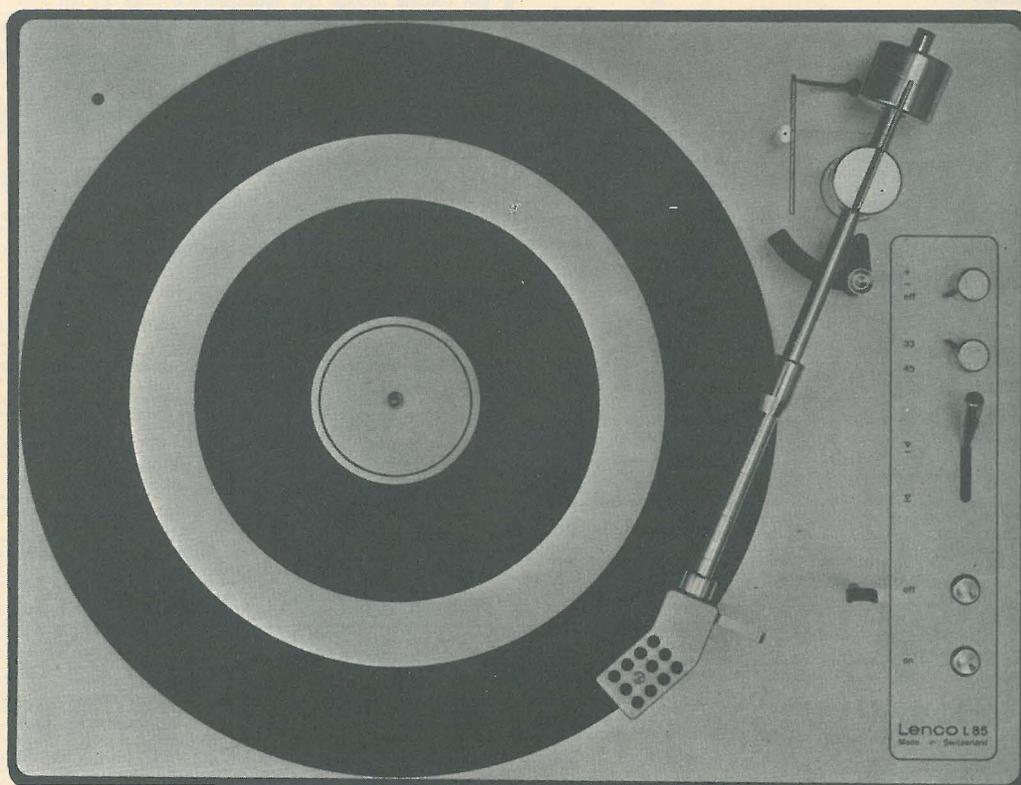
MARQUE : FRB Type K8-508-F-C (Disponibles aux Ets ACER, 42 bis, rue de Chabrol, Paris 10^e.)

Nota : Les circuits imprimés pourront être fournis par l'auteur de l'article aux lecteurs qui en feront la demande.

B. DUVAL - 2, rue Clovis-Hugues
93-ST-DENIS

**Les bancs
d'essai de
Radio-Plans**

LA PLATINE LENCO 85



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DU CONSTRUCTEUR

- Vitesses de rotation : $\pm 3\%$ de la vitesse nominale à 33-45 T.
- Pleurage et scintillement selon les normes DIN45507 : $\pm 0,08\%$.
- Rapport signal sur bruit selon DIN 45539 non pondéré : — 45 dB.
- Rapport signal sur bruit selon DIN 45539 pondéré : — 63 dB.
- Plateau (diamètre) : 316 mm.
- Poids du plateau : 1,6 kg.
- Stroboscope lumineux périphérique.
- Longueur totale du bras de lecture : 305 mm.
- Equilibrage du bras par contre-poids.
- Articulations du bras sur 4 roulements à bille.
- Force d'application ajustable avec précision : 0 à 5 g.
- Commande manuelle du lève-bras par levier.

- Coquille porte-cartouche : en métal léger permettant le montage de toutes les cellules normalisées au standard international de 1/2" soit 12,5 mm entre les encoches de fixation.
- Erreur de lecture tangentielle pour un réglage correct de l'aiguille : $\pm 0,6^\circ$.
- Décalage angulaire : $26^\circ 13'$.
- Anti-skating : compensation de la poussée latérale par contre-poids taré.
- Moteur : du type synchrone à 16 pôles.
- Entraînement du plateau par courroie plate.
- Tension d'alimentation : 110—220 V/50 Hz ou 110 V/60 Hz.
- Consommation en charge : 12 VA.
- Arrêt automatique : sans contact mécanique, combiné avec le relevage du bras en fin de disque.

- Suspension : sur ressort à amortissement visqueux.
- Dimensions : platine de montage — 425 × 325 mm.
- Espace à prévoir au-dessus de la platine : 68 mm.
- Dimensions hors tout du socle : 460 × 365 × 75.
- Avec le couvercle : 460 × 365 × 142.
- Poids net du châssis seul : 7,1 kg.
- Poids net de la Lenco 85 sur socle avec couvercle plexiglas : 10,4 kg.
- Poids brut de la L.85 avec socle-couvercle-emballage : 14 kg.
- Lève-bras hydraulique avec encoches repères de départ par les disques 17-25-30 cm.

La platine Lenco 85, est un nouvel appareil de prestige dans la gamme des platines de lecture de classe HI-FI. Elle réunit tous les avantages que procure l'application de la technique moderne c'est-à-dire un moteur synchrone à 16 pôles, un entraînement du plateau par courroie, un système à commande électronique pour le réglage précis de chacune des deux vitesses nominales de rotation, un arrêt du plateau avec le relevage automatique du bras en fin de disque, une suspension en quatre points à amortissement visqueux permettant de mettre la platine parfaitement de niveau, un stroboscope lumineux à la périphérie du plateau permettant un contrôle précis des vitesses et un système pour la compensation de la poussée latérale.

Quelques boutons, de forme et de dimensions fonctionnelles, permettent d'effectuer les différentes manœuvres avec aisance. Sans anticiper sur la partie « Banc d'essai-mesures », nous pouvons dire que la platine Lenco 85 peut être classée dans la hiérarchie des appareils de luxe. Elle est livrable en tant que châssis à monter dans un meuble ou monté sur socle bois, finition blanc satiné, palissandre ou noyer avec un couvercle muni de charnières à friction.

LES DIFFÉRENTES COMMANDES DE LA Lenco 85

Sur la platine métallique de la Lenco 85, nous trouvons les commandes suivantes :

- La touche de mise en marche « ON ».
- La touche de mise hors service : « OFF ».
- Le levier actionnant le lève-bras.
- Le bouton de sélecteur des vitesses 33-45 tours.
- Le bouton de réglage fin des vitesses.

La platine Lenco 85 qui a été soumise à nos essais au laboratoire RADIO-PLANS nous a été livrée montée sur socle de bois noyer avec couvercle plexiglas. Dans ce cas, il y a lieu tout d'abord de dévisser à fond les deux vis de sécurité à tête rouge sous le plateau. Celui-ci est ensuite remis en place avec précaution sur son axe. La Lenco 85 est toujours livré à l'origine sur 220 V.

LA COQUILLE PORTE-CELLULE AMOVIBLE

La platine Lenco 85 est fournie habituellement sans cellule phonocaptrice, le choix de cette dernière restant à la disposition de l'utilisateur. Une coquille vide nous a donc été livrée avec l'appareil, ainsi que les accessoires requis pour le montage d'une cellule lectrice dont le mode de fixation répond aux normes internationales c'est-à-dire 12,5 mm entre trous. Nous avons utilisé pour nos essais deux cellules différentes :

- Cellule ADC 10 E/MK4.
- Cellule EXCEL SOUND ES70.

a) la fixation de la cellule

La cellule est placée au moyen des accessoires fournis, sur la plaquette prévue à cet effet puis il faut enfoncer la coquille dans l'extrémité libre du bras de lecture et la fixer au moyen du collier moleté. Une découpe semi-circulaire dans le gabarit en carton doit être appuyée contre le pivot principal du bras et l'on doit faire passer l'axe du plateau par un trou ménagé à l'autre extrémité du gabarit.

Ensuite il faut dévisser légèrement la vis située à la partie supérieure de la coquille. Le bras, dégagé de son support est amené vers le centre du plateau ; à ce moment il est nécessaire de poser l'aiguille de lecture (pointe de diamant) sur le gabarit en carton. La plaquette portant la cellule étant libérée par la manœuvre décrite plus haut, il faut faire coulisser l'ensemble de manière à ce que la pointe de lecture soit en regard du trait noir en arc de cercle imprimé sur le gabarit. Serrer ensuite la vis fixant l'ensemble en vérifiant si l'aiguille repose exactement sur le trait repère.

b) branchement de la cellule

Après le montage mécanique de la cellule et le calage de celle-ci, il faut procéder au raccordement des fils de couleur, munis de cosses, aux contacts de la cellule lectrice comme suit :

- Canal de droite : R = fil rouge.
- Canal de gauche : L = fil blanc.
- Masse du canal de droite : GR = fil vert.
- Masse du canal de gauche : GL = fil bleu.

Après cette opération, il est nécessaire de replacer la coquille sur le bras et la fixer à l'aide du collier moleté.

LE REGLAGE DE LA FORCE D'APPUI

La force d'application de la pointe de lecture sur le disque est ajustée au moyen de 2 contrepoids. Le gros contrepoids situé à l'extrémité postérieure du bras sert exclusivement à l'équilibrage. Celui-ci, qui est muni en son centre d'un manchon taraudé, sera enfilé avec précaution sur la partie postérieure du bras, les trois têtes de vis d'assemblage dirigées vers l'arrière.

Le contrepoids coulissant sur le corps du bras sera reculé jusqu'à ce que son extrémité conique vienne en contact avec le dernier repère, c'est-à-dire en position zéro. L'équilibrage statique est réglé en faisant tourner le gros contrepoids jusqu'à ce que le bras soit parfaitement horizontal et parallèle au plateau.

La force d'application correcte, en fonction des indications données par le fabricant de la cellule est obtenue en faisant coulisser le petit contrepoids vers l'avant ; chaque graduation gravée équivalant à une pression de 1 gramme de la pointe de lecture sur le disque.

En vue de réduire au minimum les risques de distorsion de contact, il est recommandé de ne pas choisir une force d'appui trop faible, ce qui occasionnerait une usure prématurée des sillons modulés. En effet, dans ces conditions, l'aiguille aura tendance à « flotter » dans le sillon et exercera une contrainte sur les flancs de ceux-ci, comparable aux effets résultant d'une force d'application exagérée. Les forces d'appui recommandées, ainsi que les divers rayons de pointes, pour la plupart des cellules du marché sont donnés dans la notice fournie avec la platine. Nous reproduisons ici quelques exemples de ces caractéristiques des cellules courantes :

- ADC 10 E : force d'appui = 0,5 à 1,5 g ; diamant elliptique.
- ADC 220 XE : force d'appui 1,5 à 2,5 g ; diamant elliptique.
- Lenco M94E : force d'appui 1,5 g à 2,5 g ; diamant elliptique.
- ORTOFON S15TE : 1,5 à 2 g ; diamant elliptique.
- SHURE M44/7 : 2 à 3 g ; rayon de la pointe : 18 μ .
- SHURE V15/II : 1,2 à 1,5 g ; diamant elliptique.

L'utilisation de cellules exigeant des forces d'appui supérieures à 5 grammes n'est pas recommandée par Lenco.

DEMONSTRATION et vente de la **PLATINE « Lenco » L 85** au



12, rue de Reuilly, PARIS-XII^e
Téléphone : 345-65-10

COMPLÈTE. sans cellule... **1040 F**

— Avec cellule, pointe elliptique..... **1192 F**

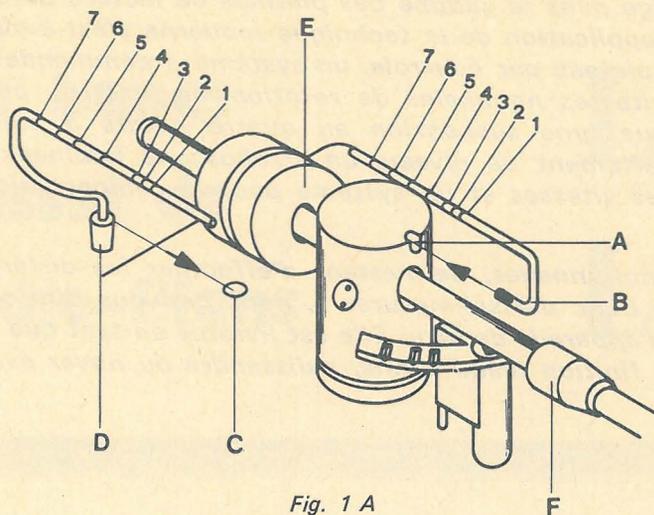


Fig. 1 A

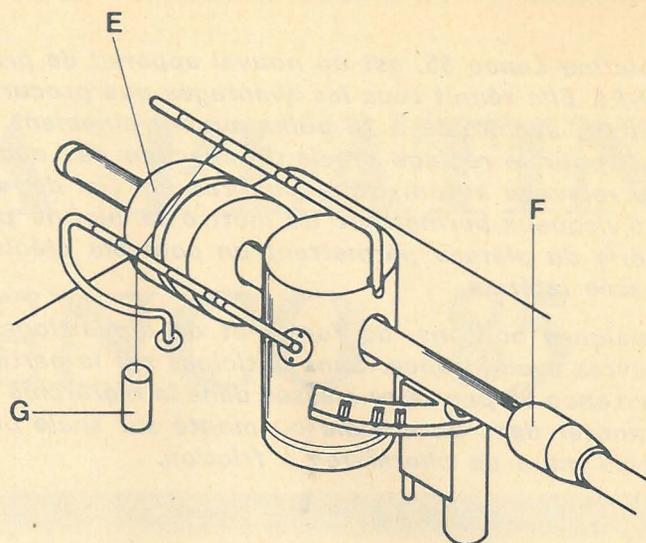


Fig. 1 B

LE REGLAGE DU SYSTEME DE RELEVAGE ET DE POSE DU BRAS

Pour effectuer cette opération, il faut placer un disque sur le plateau. Le processus de réglage est le suivant :

— Amener le bras en regard des sillons de départ en le déposant sur le repère correspondant à son diamètre gravé dans le levier en forme de croissant du pose-bras. Abaisser vers l'avant le levier commandant le pose-bras. Le bras descend alors sur le disque automatiquement et en douceur. Tourner la molette faisant corps avec le lève-bras de manière à ce qu'il ne reste plus qu'un jeu de 2 mm entre celui-ci et le bras. Remettre le bras sur son support et repousser le levier du lève-bras vers l'arrière. Au cas où l'on ne désirerait pas utiliser les repères de départ prévus dans le lève-bras pour les différents diamètres d'un téton qui entrave le bras. Cette pièce se trouve avec les accessoires nécessaires à l'anti-skating.

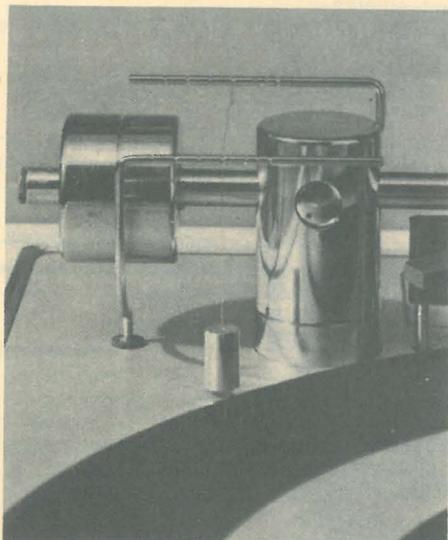


Photo 2

Remarquer le pivot du bras et le dispositif anti-skating.

REGLAGE DE L'ANTI-SKATING

Lors de la lecture d'un disque, le bras a tendance à se rapprocher du centre plus rapidement que ne le permet le passage normal de l'aiguille dans le sillon. Il en résulte une pression accentuée de l'aiguille sur le flanc intérieur du dit sillon avec comme conséquence, de la distorsion et une usure irrégulière tant du sillon que de l'aiguille.

Cette platine est équipée d'un système, lequel calculé en fonction de la géométrie du bras, compense intégralement la poussée latérale et assure une pression uniforme de l'aiguille sur les deux flancs du sillon. Le réglage du système dépend de deux facteurs, à savoir :

- la force d'application.
- le rayon de la pointe de lecture.

Les figures 1A et 1B indiquent comment il faut monter le contrepoids de l'anti-skating G. Les encoches de l'étrier B sont comptées à partir du point de fixation de celui-ci : (chiffres de 1 à 7). Un exemple fait comprendre ce processus :

— Nous disposons d'une cellule dont la force d'appui est de 1,5 g. Le rayon de la pointe est de 18 μ . Dans les tableaux Lenco, nous voyons que pour ces paramètres, il y a lieu d'accrocher le petit poids de 1 gramme à l'encoche 6 de l'étrier B. Le fil de nylon devra chevaucher l'encoche de la tige B la plus proche, de manière à pouvoir coulisser très librement.

RACCORDEMENTS ELECTRIQUES

Le câble de pick-up blindé à 2 conducteurs pourvu d'une fiche normalisée DIN à 5 broches, est raccordé à la prise PU magnétique. Les appareils européens, de construction récente, sont tous équipés d'une telle prise, à laquelle la fiche dont est munie le câble, s'adapte parfaitement.

Pour les appareils américains ou japonais il faut utiliser un câble intermédiaire muni à une extrémité de fiches RCA mâles et à l'autre d'une fiche DIN 5 broches femelle.

LECTURE DES DISQUES

Le bras est dégagé de sa pince-support et est placé sur le lève-bras dans l'encoche correspondant au diamètre du disque. Le sélecteur de vitesse est placé sur l'indication du nombre de tours choisi. A ce moment, le levier du pose-bras est tiré vers soi et le bras descend très lentement sur le disque. A la fin du disque, nous avons apprécié l'arrêt du plateau et le relevage automatique du bras. Si l'on désire interrompre le disque à un endroit quelconque, il suffit d'appuyer doucement sur le bouton « OFF ». Le bras se relève automatiquement et le plateau s'arrête de tourner.

CONTROLE ET AJUSTEMENT DE LA VITESSE DE ROTATION

Le plateau est pourvu à sa périphérie, d'un stroboscope lumineux. Dès la mise sous tension de la platine, une petite ampoule au néon s'allume et éclaire les stries du strobo-

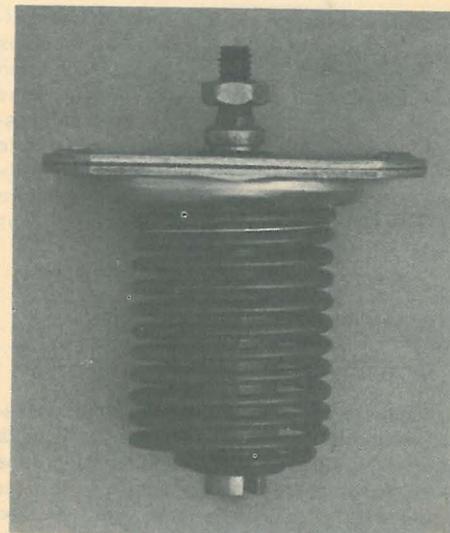


Photo 3

Un des éléments de la suspension.

scope. L'anneau supérieur se rapporte à la vitesse de 33 1/3 t/mn, celui du bas à 45 t/mn. Dans chaque cas, la vitesse de rotation est correcte lorsque les stries lumineuses paraissent immobiles. Toutefois, si l'on désire pour une raison quelconque, modifier la vitesse de rotation, par exemple dans le cas d'un instrument de musique devant être joué en même temps qu'un disque, afin d'en accorder la tonalité, il suffit d'enclencher le circuit électronique commandant le réglage fin de la vitesse de rotation.

Le bouton commandant la mise en œuvre du circuit électronique est à tourner vers la droite jusqu'à ce que l'on sente un déclic. A ce moment précis, la vitesse de rotation du plateau est réduite de 3 %. En tournant le bouton plus en avant, un point est atteint où la vitesse nominale est rétablie. Passé ce point, la vitesse augmente progressivement jusqu'à + 3 % lorsque le bouton sera à fond de course. Lors d'une utilisation normale du tourne-disque, ce bouton pourra rester en permanence sur OFF (régulation électronique hors service) puisque grâce au moteur synchrone, les vitesses de rotation de la platine Lenco 85 sont rigoureusement constantes.

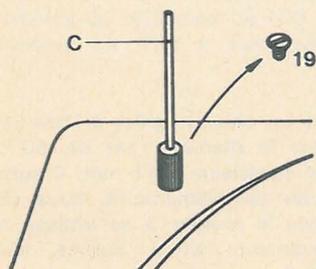


Fig. 2.

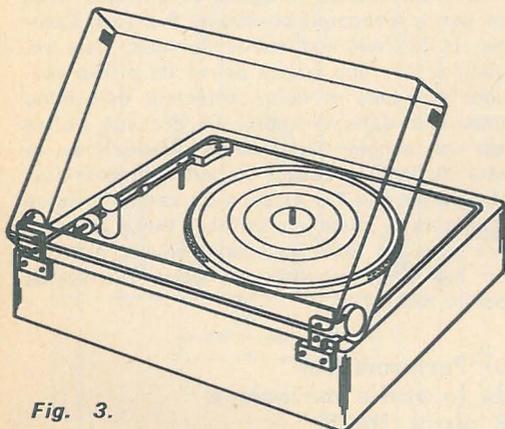


Fig. 3.

MONTAGE DU DISPOSITIF « Lenco-CLEAN »

Ce dispositif, non fourni avec la platine s'achète en tant qu'accessoire facultatif ; il est destiné à nettoyer les disques et à débarrasser la lecture de ceux-ci des craquements habituels.

Une tige C (figure 2) permet la fixation du Lenco CLEAN sur le bâti de la platine.

LE COUVERCLE ANTI-POUSSIÈRE

fig. 3

La platine HI-FI studio L85, montée sur son socle, est fournie avec un couvercle transparent qui la protège de la poussière. Ce couvercle peut facilement être mis en place en engageant les crochets dont il est muni dans ceux situés à l'arrière du socle

en bois. Le couvercle proprement dit est muni de 2 charnières. Celles-ci sont du type à friction et conçues de telle façon qu'elles retiennent le couvercle dans toutes les positions jusqu'à une inclinaison minimale de 20°.

MISE DE NIVEAU DE LA PLATINE

La platine Lenco 85 est équipée d'une suspension sur ressort à amortissement visqueux. Pour permettre la mise de niveau parfaite de cette table de lecture, condition essentielle d'une lecture correcte, les quatre éléments de suspension sont ajustables. La mise de niveau — nous l'avons effectuée avant les mesures ! — s'effectue par rotations successives des 4 pièces de réglage, munies d'une fente au moyen d'une pièce de monnaie. Dans la version sur socle qui nous a été fournie, quatre ouvertures ménagées dans le fond donnent accès aux éléments de suspension. Ce réglage doit évidemment se faire à l'emplacement définitif qu'occupera le tourne-disque.

LE BANC D'ESSAI : NOS MESURES

Nous avons mesuré le pleurage et nous avons trouvé les résultats suivants en valeurs pondérées :

- à 45 tours : 0,17 %.
- à 33 tours : 0,12 %.

La valeur du bruit pondéré atteint 59 dB, valeur très intéressante ce qui permet avec ce chiffre de classer la Lenco 85 dans les sommets des techniques appliquées aux tourne-disques.

Sur les 2 cellules, les 2 tableaux ci-dessus résument la bande passante de chacune d'elles. Ces mesures sont effectuées à partir du disque CBS/BTR150 :

Pour apprécier la tenue de la pointe dans le sillon, nous utilisons notre disque habituel : AN AUDIO OBSTACLE COURSE.

Les mêmes enregistrements sont faits à des niveaux ascendants de 4 à 40 dB. Le piano, difficile à passer est lu dans d'excellentes conditions avec une force d'appui de l'ordre de 1,25 gramme. Ce contrôle de lisibilité indique à la fois la qualité du bras de lecture et de la cellule.

ES70		ADC 10E/MK IV	
16 000 Hz	+ 2,5 dB	16 000 Hz	+ 1 dB
14 000 Hz	+ 2 dB	14 000 Hz	0 dB
12 000 Hz	+ 1,5 dB	12 000 Hz	- 1 dB
10 000 Hz	0 dB	10 000 Hz	- 1 dB
8 000 Hz	0 dB	8 000 Hz	- 0,5 dB
5 000 Hz	0 dB	5 000 Hz	0 dB
4 000 Hz	0 dB	4 000 Hz	0 dB
2 000 Hz	0 dB	2 000 Hz	0 dB
1 000 Hz	0 dB	1 000 Hz	0 dB
800 Hz	0 dB	800 Hz	0 dB
500 Hz	+ 1 dB	500 Hz	0 dB
400 Hz	+ 0,5 dB	400 Hz	0 dB
300 Hz	+ 0,5 dB	300 Hz	0 dB
200 Hz	+ 1 dB	200 Hz	- 0,2 dB
100 Hz	+ 0,5 dB	100 Hz	- 0,25 dB
80 Hz	- 1,5 dB	80 Hz	- 0,5 dB
60 Hz	- 1,5 dB	60 Hz	- 0,5 dB
50 Hz	- 2 dB	50 Hz	- 0,5 dB

LA PARTIE ELECTRONIQUE

Nous ne donnerons pas de détails sur cette partie électronique et nous contenterons d'en résumer les parties principales. Nous avons en effet :

— Un oscillateur à déphasage à fréquence légèrement variable.

— Un amplificateur de la tension d'oscillation produite. L'étage de sortie est du type push-pull série à transistors complémentaires PNP/NPN. Le moteur reçoit sa tension de commande par l'intermédiaire d'un condensateur de 2200 µF.

— Un inverseur permettant l'alimentation du moteur soit par l'amplificateur, soit directement sur le secteur par l'intermédiaire d'un enroulement du transformateur.

— Une alimentation stabilisée avec transistor série de régulation et diode zener.

— Le changement de vitesse s'effectuant mécaniquement par une poulie à 2 étages, il n'est pas prévu de commutation de fréquence au niveau de l'oscillateur à déphasage.

— Un circuit de commande arrêt-marche avec dispositif d'arrêt automatique.

LE POINT DE VUE DU TECHNICIEN

Connaissant la qualité légendaire des matériels de cette marque nous ne nous attendions pas à être déçu. Nous avons apprécié sur cette platine :

- La qualité de la régulation électronique.
- L'entraînement par courroie.
- L'arrêt automatique.
- Le relevage automatique du bras en fin de disques.
- La suspension parfaitement étudiée.
- L'efficacité du dispositif anti-skating.
- La douceur des commandes.
- Le stroboscope incorporé.

Aussi les amateurs de belle technique et d'esthétique — à notre avis — très réussie ne manqueront de placer une option sur cette Lenco 85 lors de l'achat d'une platine tourne-disque.

Claude ROME

TROIS EXCELLENTE PLATINES POUR MAGNETOPHONES

LES établissements Magnetic-France, spécialistes de l'enregistrement magnétique et, en général, de tout ce qui concerne le domaine de la basse-fréquence et de la haute fidélité mettent maintenant à la disposition des amateurs 3 platines à cassettes, dont l'une destinée à la lecture des cartouches 8 pistes. Nous étudierons la mécanique de chaque platine ainsi que deux schémas de partie électronique pouvant être associés à ces mécaniques.

1. — LA PLATINE STEREOPHONIQUE 8 PISTES (Photo 1)

La platine 8 pistes stéréophonique peut être utilisée en tant que lecteur d'appareil ou lecteur associé à un auto-radio. La lecture de cartouches 8 pistes préenregistrées semble être la solution d'avenir dans le domaine de la sonorisation monophonique ou stéréophonique. En effet, ce procédé possède les avantages suivants : une qualité sonore du niveau HI-FI, des cartouches qui se rangent facilement et surtout qui ne craignent pas la poussière, la chaleur et les rayures et qui permettent un temps d'écoute très long (≥ 80 mm).

La firme italienne INCIS présente un modèle de lecteur stéréophonique répondant aux avantages énoncés ci-dessus. Rappelons que, fonctionnant en 12 V, le lecteur INCIS peut, en liaison avec un amplificateur BF, constituer une source personnelle de modulation pour tout automobiliste ne désirant plus être tributaire des programmes de radio.

a) Etude de la partie mécanique

Lorsque nous examinons la mécanique du lecteur 8 pistes INCIS, nous trouvons une forte ressemblance avec celle d'un magnétophone avec en plus :

- l'adaptation au défilement des cartouches.
- Un automatisme suffisant pour l'usage prévu.
- Une souplesse d'emploi, liée à une sécurité valable de fonctionnement.
- La suppression des vibrations.

De plus, cette mécanique doit posséder des performances de grande classe.

La cartouche, lorsqu'elle est introduite, occupe la principale partie de la mécanique. Moteur et dispositifs d'entraînement sont disposés de part et d'autre du socle ainsi constitué. Pour la mécanique de défilement, c'est le principe classique du magnétophone qui a été adopté ; le moteur entraîne une courroie, laquelle à son tour entraîne un volant de grand diamètre dont la masse est très importante. La régularité dans la vitesse de

défilement est obtenue grâce à l'inertie de ce volant dont le diamètre est de 60 mm et l'épaisseur supérieure à 11 mm. D'autre part, et de façon complémentaire, nous pouvons signaler que le moteur a sa vitesse régulée électroniquement. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur ce point lors de l'étude de la partie électronique.

Les cartouches enregistrées utilisées avec ce genre d'appareil possèdent 8 pistes. Comme le procédé est stéréophonique, cela revient à dire que quatre paires de pistes peuvent être lues et qu'un sélecteur doit donc intervenir dans le choix. Le procédé utilisé est un simple déplacement vertical de la tête de lecture devant la bande magnétique. Un chiffre (de 1 à 4) dans un cadran indique d'ailleurs la piste en service. Cette manœuvre peut se faire automatiquement grâce à un ingénieux système de galet commandé par le moteur.

b) Performances de la partie mécanique 8 pistes INCIS

Un système mécanique de ce genre se décrit par une analyse détaillée mais également par un exposé des performances :

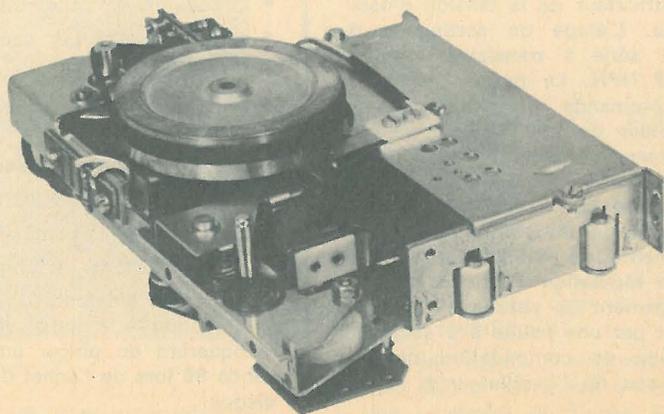
- Vitesse de défilement : 9,5 cm/s.
- Pleurage et scintillement : $< 0,3$ %.
- Moteur stabilisé électroniquement avec 3 transistors et 2 diodes.
- Consommation : 130 mA.
- Alimentation : 12 V.
- Dimensions : $155 \times 115 \times 52$ mm.

Il faut noter que pour obtenir 0,3 % de pleurage, le constructeur a dû apporter un soin et une grande précision dans la construction.

c) Etude de la partie électronique adaptée au lecteur 8 pistes

La figure 1 donne le schéma de la partie électronique du lecteur INCIS.

La tête 8 pistes possède 4 sorties dont deux reliées et constituant le circuit de masse



et les 2 autres les circuits de sortie des voies gauche et droite.

Par un condensateur de 10 μF , la tête attaque le préamplificateur d'entrée constitué des transistors TR1, TR2, TR3. Le transistor d'entrée est un BC209 choisi pour son facteur de bruit très faible. Ce transistor a sa base polarisée par une résistance de 100 k Ω côté collecteur de TR3, par une résistance de 39 k Ω découplée par 10 μF côté masse, et par une résistance de 47 k Ω côté base. L'émetteur est chargé par une résistance de 470 Ω sur laquelle est prise la ligne de contre-réaction sélective. Aux bornes de la résistance de 100 k Ω dans le circuit collecteur de TR1, les modulations BF amplifiées sont dirigées directement sur la base de TR2 sans interposition d'un condensateur de liaison. L'émetteur et le collecteur de TR2 sont chargés respectivement par 680 Ω et par 100 k Ω . La polarisation de TR3 est fixée par la tension existant aux bornes de la résistance de collecteur de 100 k Ω (TR2).

L'émetteur de TR3 a son potentiel fixé

par 330 Ω . Aux bornes de cette résistance est prise la ligne de contre-réaction sélective donnée par les éléments R et C suivants : 1,8 k Ω - 10 nF - 1 nF - 100 k Ω - 22 nF. Cette contre-réaction modèle la correction en fréquence pour la vitesse de 9,5 cm/s.

Amplifiés et corrigés en fréquence par TR1 - TR2 - TR3, les signaux BF issus de la tête sont dirigés sur l'amplificateur de puissance par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 μF et une résistance de 22 k Ω et elles sont dosées par le potentiomètre de volume de 22 k Ω .

Le curseur du potentiomètre de volume dirige les modulations vers la base de TR4 par l'intermédiaire d'une résistance de 2,2 k Ω et d'un condensateur de 1 μF . La base de TR4 est polarisée côté + 12 V par une résistance de 15 k Ω et côté masse par 2 résistances en série (27 k Ω - 22 Ω). La résistance de 22 Ω constitue la résistance talon en série avec le condensateur de découplage de 50 μF d'émetteur.

Le transistor TR5 constitue l'étage pré-

driver précédant les transistors de sortie TR7 - TR6. La charge de collecteur de TR4 - 39 k Ω procure la polarisation de base de TR5. L'émetteur de TR5 est mis à la masse, afin de bénéficier au maximum de l'excursion V_{CE} du transistor.

La polarisation inter-base de TR6-TR7 est assurée par un transistor dont on utilise la jonction collecteur-base pour constituer la diode D1. Cette polarisation est nécessaire pour éviter la distorsion de croisement et atténuer au maximum la distorsion harmonique engendrée par le raccordement des 2 alternances positive et négative.

Les transistors de sortie TR6-TR7 du type complémentaire NPN/PNP ont leur émetteur chargé par une résistance de 1 Ω . Celle-ci évite l'emballement thermique et linéarise les paramètres des transistors de puissance (gain en tension et en courant. Au point milieu du push-pull de sortie est prise, la ligne de contre-réaction constituée d'une résistance de 2,7 k Ω shuntée par un condensateur de 3,3 nF. Ce condensateur en limitant la bande passante assure la stabilité du montage. Un condensateur de 680 pF placé entre collecteur et émetteur de TR4 remplit le même rôle.

La liaison du point milieu du push-pull vers le haut-parleur d'impédance 4 Ω est assurée par un condensateur de 500 μF . En série avec le haut-parleur se trouve la résistance de 470 Ω de charge de collecteur de TR4.

d) La régulation moteur

La régulation électronique de la vitesse du moteur est assurée par les transistors TR21 - TR22 - TR23 et par les diodes D5 et D6. Le potentiomètre de 220 Ω dans la base de TR23 en ajustant la tension continue aux bornes du moteur, règle donc la vitesse de celui-ci.

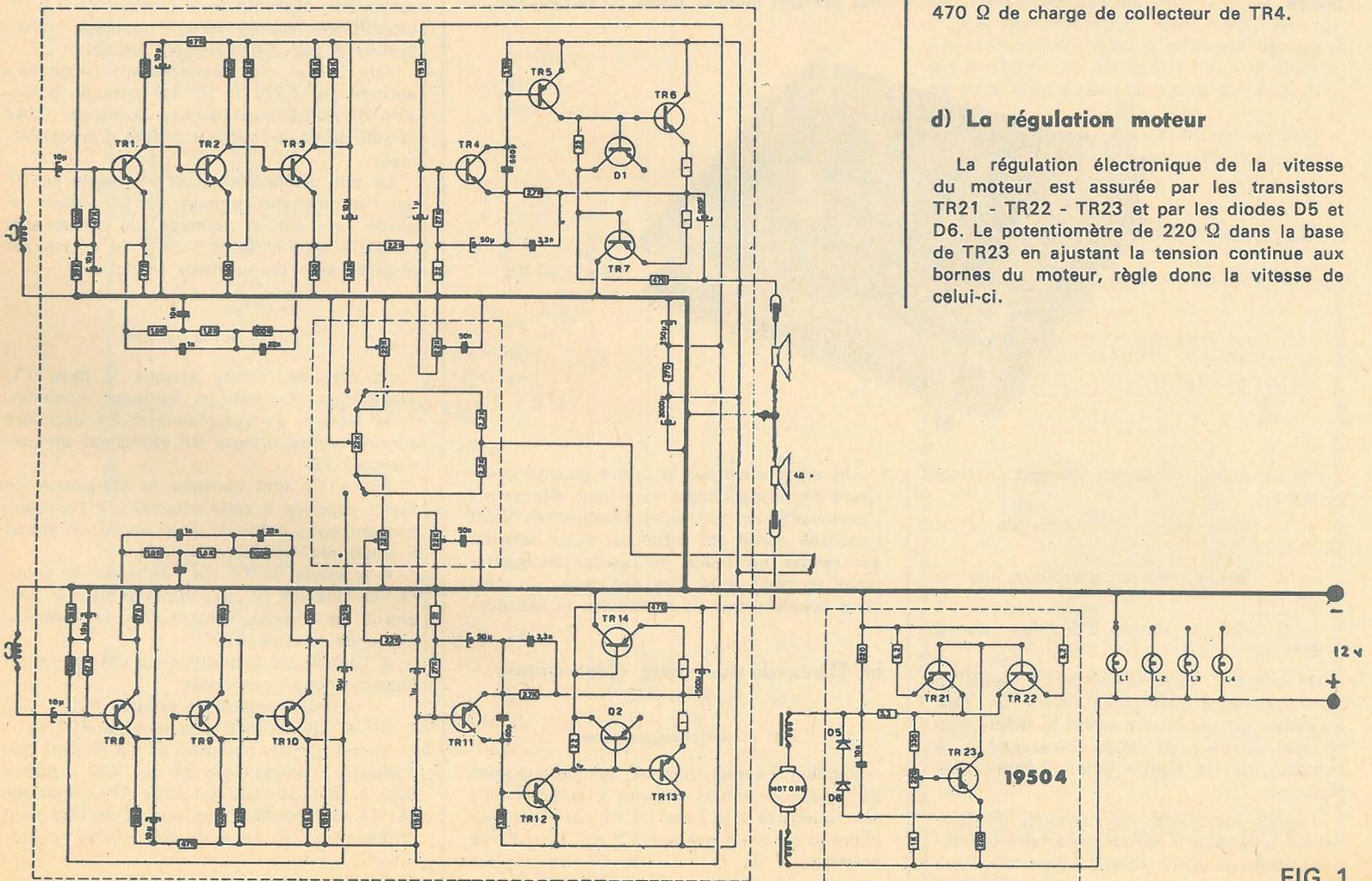
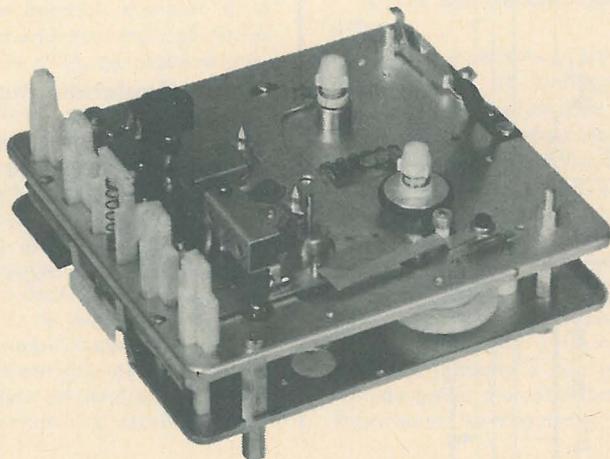


FIG. 1

2. — LA PLATINE MAGNETOPHONE A CASSETTES INCIS

(Photo 2)

Grâce à l'utilisation de cassettes compactes et aux transistors et maintenant également aux circuits intégrés, le magnétophone à cassettes est toujours prêt à l'enregistrement et à la reproduction. Avec ce genre d'appareil, l'on peut enregistrer les conversations, le chant, la musique et toutes sortes de sons. Avec les cassettes compactes, à ne pas confondre avec les cartouches 8 pistes, des enregistrements peuvent être effectués sur 2 fois la longueur totale de la bande magnétique contenue dans les cassettes. On obtient ainsi, pour chaque cassette, deux pistes d'enregistrement, chacune d'entre elles étant enregistrée à peu près sur la moitié de la largeur de la bande. L'une des pistes étant entièrement enregistrée, il faut retourner la cassette pour enregistrer l'autre. Les pistes sont repérées par des chiffres 1 et 2 portés sur chaque face de la cassette. La bande comporte aux deux extrémités, une amorce transparente non magnétique fixée sur la gorge des bobines. Ainsi, la cassette est toujours prête à l'emploi. A tout moment et non seulement à la fin de la bande, la cassette peut être retournée pour passer d'une piste à l'autre ou être enlevée pour être remplacée.



2

Les cassettes compactes existent en trois versions :

— C 60 à durée d'audition de 2×30 mn.

— C 90 à durée d'audition de 2×45 mn.

— C 120 à durée d'audition de 2×60 mn.

Un conseil : dans le cas où la bande se trouve en butée, un délai d'environ sept secondes est nécessaire avant le début d'un enregistrement ; ce délai correspond à la longueur de la bande amorce citée plus haut.

Il existe maintenant des cassettes compactes sur lesquelles a été pré-enregistré un programme de musique. Elles existent chez tous les fabricants de disques : Philips, Deutsch Grammophon, Barclay, CBS, etc...

a) Etude de la partie mécanique

Le moteur est à courant continu alimenté sous 9 V par l'intermédiaire d'un circuit de régulation constitué de 2 transistors T10 - T11 et de deux diodes D3 - D4 (fig. 2). La vitesse reste constante parce que la charge est constante et que la tension d'alimentation ne varie pas.

Le défilement de la bande se fait à la vitesse standardisée dans les magnétophones à cassettes : soit 4,75 cm/s. Le taux de pleurage est inférieur à 0,4 %.

Le moteur entraîne par l'intermédiaire d'une courroie l'axe cabestan. Celui-ci est solidaire, concentriquement, à un volant d'inertie de 4 cm de diamètre et de 1 cm d'épaisseur. La liaison volant-moteur se fait par une courroie en caoutchouc.

La tête d'effacement, la tête enregistrement-lecture, et le galet presseur sont montés sur une plaque mobile connue dans tous les appareils de ce genre. Cette plaque est actionnée par la touche centrale ; de part et d'autre de cette touche, 2 autres permettent le bobinage rapide de la bande en avant ou en arrière. Toutes les fonctions de marche avant normale, de marche avant et arrière rapide, de lecture et d'enregistrement sont commandées par des touches de grandes dimensions très agréables à manier. Il est dommage toutefois que l'on soit obligé de maintenir les touches de bobinages rapides pendant toute la durée du rebobinage.

Un ergot situé sur la partie gauche supérieure de la mécanique évite tout effacement intempestif des cassettes enregistrées dont l'encoche aurait été enfoncée. Si la cassette est remise en place, le bouton enregistrement ne peut plus être enfoncé ; il n'est alors possible que de reproduire la cassette.

b) Etude de la partie électronique (Fig. 2)

1. — A l'enregistrement

Pendant l'enregistrement, les modulations BF issues du micro branché à la prise DIN sont injectées à la base de T1 par l'intermédiaire d'un condensateur C2 de 10 μ F. La polarisation de la base de T1 est assurée par une résistance de 1 M Ω placée entre collecteur et base, faisant également office

de contre-réaction. Les signaux BF amplifiés sont envoyés sur le potentiomètre R4/10 k Ω dosant le niveau vers T2 - T3 - T4.

Montés en liaison directe, les transistors T2 et T3 assurent la mise en forme de la courbe de réponse (accentuation des fréquences aiguës) par l'action d'une contre-réaction sélective.

Celle-ci comprend les éléments suivants à l'enregistrement :

— R14 - R12 - C9 - R11 - C7 - L1.

Les transistors T2 et T3 sont polarisés de la façon suivante :

— Pour T2 : 220 Ω dans le circuit émetteur ; Polarisation de base prise sur l'émetteur de T3 par 47 k Ω ; Résistance de charge de collecteur 10 k Ω .

— Pour T3 : 390 Ω dans le circuit émetteur ; Polarisation de base : prise sur le collecteur de T2 ; Résistance de charge de collecteur 1 k Ω .

Un transistor T4, monté en collecteur commun, et à l'émetteur chargé par 1 k Ω , dirige les modulations BF amplifiées et corrigées en fréquence vers la tête d'enregistrement par l'intermédiaire d'une résistance de 10 k Ω .

Dosées par une résistance ajustable de 1,2 k Ω , les tensions BF sont envoyées sur un circuit détecteur donnant une composante continue proportionnelle à l'amplitude du signal BF.

Par l'intermédiaire des contacts 8-9, l'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation est alimenté à la tension de 7,5 V. L'oscillateur est du type à couplage collecteur-base par l'enroulement primaire L2.

Aux bornes de l'enroulement secondaire accordé par C22/1,5 nF est prélevée la tension HF de prémagnétisation dosée par C24/10/60 pF et envoyé sur la tête d'enregistrement.

La tête d'effacement est alimentée en HF par l'enroulement primaire sans toutefois recevoir (et c'est un avantage) de composante continue celle-ci étant mise à la masse par la prise sur l'enroulement primaire.

2. — A la lecture

La tête de lecture attaque la base T1, amplificateur monté en émetteur commun. A la lecture, le potentiomètre R4 est hors service et les signaux BF atteignent directement T2-T3.

T2 et T3 sont corrigés en fréquence de façon opposée à celle effectuée à l'enregistrement pour retrouver à la sortie un signal à amplitude/fréquence linéaire.

A la sortie de T4 sur l'émetteur de celui-ci, les tensions BF sont dirigées vers la broche 3 de la prise DIN et vers le potentiomètre de volume R20.

A l'entrée de l'amplificateur BF de reproduction, nous avons donc :

— le potentiomètre de volume R20.

— le potentiomètre de tonalité R21.

L'ampli BF est composé de T3 en tant que transistor d'entrée polarisé par R28 - R29 - R30 à la base. Les tensions BF amplifiées par T5 et recueillies aux bornes de R32 sont dirigées sur la base de T6 monté en pré-driver.

Celui-ci attaque les bases des transistors complémentaires de sortie T7 et T8 du type

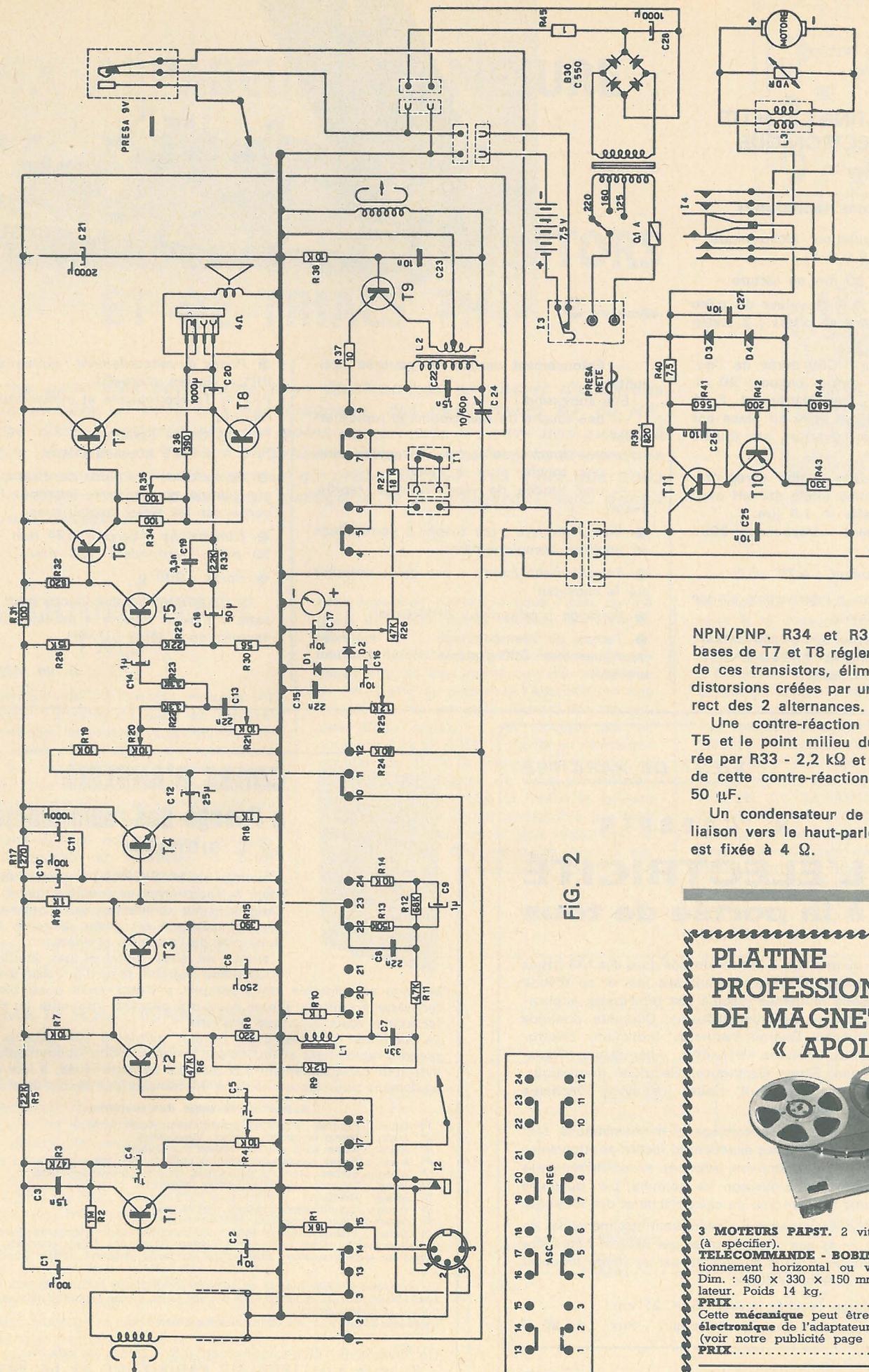


FIG. 2

NPN/PNP. R34 et R35 montées entre les bases de T7 et T8 réglent le courant de repos de ces transistors, éliminant de la sorte les distorsions créées par un raccordement incorrect des 2 alternances.

Une contre-réaction entre l'émetteur de T5 et le point milieu du push-pull est assurée par R33 - 2,2 kΩ et C11 - 3,3 nF. L'effet de cette contre-réaction est dosé par C18 - 50 μF.

Un condensateur de 1 000 μF assure la liaison vers le haut-parleur dont l'impédance est fixée à 4 Ω.

PLATINE PROFESSIONNELLE DE MAGNETOPHONE « APOLLO »



3 MOTEURS PAPST. 2 vitesses 9,5/19 ou 19/38 (à spécifier).
TELECOMMANDE - BOBINES DE 265 mm. Fonctionnement horizontal ou vertical.
 Dim. : 450 x 330 x 150 mm. **LIVREE** avec l'oscillateur. Poids 14 kg.
PRIX..... 1800,00 T.T.C.
 Cette mécanique peut être équipée de la partie électronique de l'adaptateur stéréo « RAPSODIE » (voir notre publicité page 4).
PRIX..... 700,00

MAGNETIC-FRANCE « KITS »
 175, rue du Temple - 75003 PARIS
 Téléphone : 272-10-74

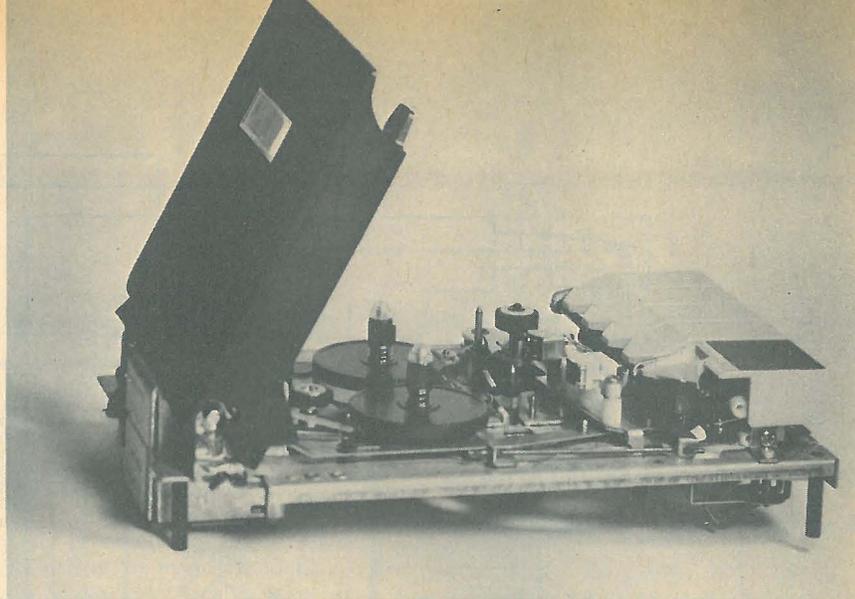
3. — LA PLATINE CASSETTE FRANCE-ELECTRONIQUE

(Photo 3)

Caractéristiques techniques

- **Moteur** : à régulation électronique - Vitesse constante de 6 à 9 V.
- **Consommation** : 90 mA en lecture.
- **Pleurage** : $\leq \pm 0,4$ % valeur de crête avec filtre CCIR nombre de pistes : 2 pistes de 1,5 mm.
- **Compact cassette** : C60 durée de l'enregistrement 2×30 mm ; longueur 90 m.
— C90 durée de l'enregistrement 2×45 mn ; longueur 135 m mise en place par chargeur articulé et à ouverture par touche éjection.
- **Têtes magnétiques** : 1 tête enregistrement-lecture ; impédance totale 48 mH avec prise à 12 mH. Entrefèr = 1,5 μ m.
— 1 tête effacement - impédance 300/ μ H ; entrefèr 0,2 mn.
- **Vitesse de défilement** : 4,75 cm/s.
- **Mise sous tension** : Interrupteur simple et robuste au bloc clavier.
- **Sélecteur de fonction et de mouvement** : Bloc clavier à 4 touches brevetées fonctionnant suivant 2 directions.

3



— Enfoncement vertical et poussée horizontale.

Elle comprend :

- une touche de réembobinage rapide arrière.
- une touche de lecture enregistrement.
- une touche stop et éjection.
- une touche de réembobinage rapide avant.

● **Enregistrement** : par touche à verrouillage en position enregistrement.

● **Entraînement bande** : par galet presseur sur le cabestan.

● **Freinage** : mécanique différentiel.

● **Temps de réembobinage** : 75 secondes pour cassette C60-système d'entraînement breveté.

- **Prises de raccordement** : normalisées DIN-PR1 = Entrée micro-PU.
PR2 = Télécommande et alimentations extérieures.
PR3 = Sortie lignes.
PR4 = HPS à coupure interne.

● **Accessoires** : Points de fixation prévus sur platine pour circuit imprimé. Câble de sortie sur les têtes magnétiques.

● **Dimensions** : Largeur 124 mm - hauteur 60 mm - profondeur 196 mm.

● **Poids** : 900 g.

La platine de magnétophone pour minicassette « France Platine » modèle EL180 est équipée de 2 têtes BOGEN.

B. de MAURIS



VIENT DE PARAÎTRE

R. CRESPIN

L'ÉLECTRICITÉ à la portée de tous

Toute l'électricité — ou presque — est condensée dans ces 136 pages captivantes abondamment illustrées, depuis ses lois et sa théorie suivant les conceptions modernes jusqu'à ses principales applications : Electricité statique, Electromagnétisme, Courants continus et alternatifs, Electrolyse, Thermo-électricité, Induction, Electroaimants, Galvanomètres, Moteurs, Dynamos, Alternateurs, Transformateurs, Redresseurs, Filtres électriques, Electricité domestique, Réseaux de distribution, Rayons X, Haute fréquence, Décharge dans le gaz, Rayonnement, etc.

Tout est expliqué clairement sans verbiage ni mathématiques, tout est aisément compris par tous. Des expériences faciles et attrayantes ponctuent l'exposé, un questionnaire amusant avec les réponses complète chaque chapitre. L'ouvrage se termine par quelques pages de compléments avec un peu de calcul facile et des formules. Un livre à offrir à tous les jeunes qui s'intéressent aux merveilles de la science moderne — et aux moins jeunes qui veulent apprendre vite et bien sans fatigue. Il vous surprendra par sa haute tenue et sa richesse sous un si faible volume.

Un volume broché, format 15 x 21 cm
136 pages sous couverture laquée couleurs... Prix : 14,00 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - PARIS-10^e - Tél. : 878-09-94/95
C.C.P. 4.949-29 PARIS (Ajouter 10 % pour frais d'envoi)



COURS D'ANGLAIS à l'usage des radio-amateurs

par L. SIGRAND

L'ouvrage de M. SIGRAND intéresse évidemment le radio-amateur-émetteur ayant utilisé l'anglais pour contacter ses confrères. Le langage amateur est assez restreint, il sera donc aisé de l'assimiler rapidement.

L'auteur ne s'est toutefois pas limité à ce vocabulaire restreint, mais il a réalisé avec son

ouvrage un véritable cours complet pouvant servir aussi bien aux techniciens radio qu'à tous ceux qui désirent apprendre ou se perfectionner dans la langue anglaise.

La méthode progressive de l'auteur permettra aux lecteurs d'apprendre rapidement et facilement l'anglais. Nous recommandons ce livre tout particulièrement aux lecteurs de cette revue, il leur servira également pour les traductions en français des textes anglais.

Extrait de la table des matières

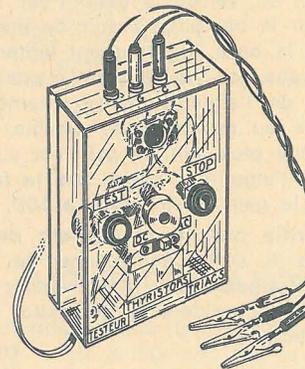
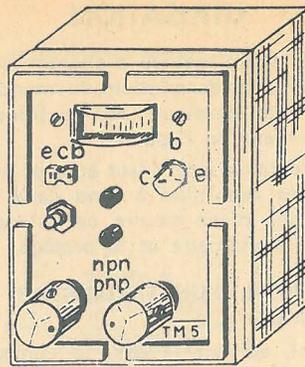
- 1^{re} leçon : Phrases, négations, conjugaison, vocabulaire.
 - 2^e leçon : Noms composés, verbes, vocabulaire.
 - 3^e leçon : Noms sans articles, verbes, vocabulaire.
 - 4^e leçon : Forme progressive, verbes, utilisant des prépositions.
 - 5^e leçon : Verbes, pronoms personnels, modèles orthographiques.
 - 6^e leçon : Adjectifs superlatifs, verbes irréguliers.
 - 7^e leçon : Révision.
 - 8^e leçon : Conditionnel, impératif, verbes passifs.
 - 9^e leçon : Passif, comparatif, chiffres et nombres.
 - 10^e leçon : Conversations à éviter, nombres décimaux, orthographe américaine.
- Deuxième partie : Dans cette partie, l'auteur donne des détails complets en neuf leçons sur la prononciation anglaise qui est particulièrement difficile à assimiler.

En complément indispensable du COURS D'ANGLAIS à l'USAGE DES RADIO-AMATEURS, utilisez le disque édité par nos soins, il vous permettra de vous perfectionner phonétiquement.
Disque de 25 cm, 33 tours, 30 minutes d'audition. Prix : 12,00 F

Un ouvrage de 128 pages, format 14,5 x 21 cm, au prix de... 15 F
En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Téléphone : 878-09-94 C.C.P. 4949-29 Paris

DEUX APPAREILS DE MESURE :

- TRANSISTEST TM5 →
- TESTEUR DE THYRISTORS ET DE TRIACS THI →



ON ne peut plus actuellement en électronique se passer d'appareils de mesure. A côté des oscilloscopes, des générateurs BF ou HF, des distorsiomètres plus ou moins compliqués il existe une quantité de petits instruments faciles à réaliser qui rendront de grands services à leur utilisateur qu'il soit amateur ou professionnel. Les deux que nous allons décrire entrent dans cette catégorie et intéresseront sans aucun doute nos lecteurs.

LE TRANSISTEST TM5

On peut faire de nombreuses mesures sur un transistor : mesure du gain, en courant, de la pente, de l'impédance d'entrée, de sortie etc... sans nier l'utilité de toutes ces mesures qui requièrent un équipement assez complexe, nous dirons qu'elles ne sont pas absolument nécessaires si on veut simplement s'assurer du bon fonctionnement d'un transistor. Dans ce cas qui est celui de nombreux dépanneurs et amateurs il suffit généralement de se rendre compte que le courant de fuite n'est pas exagéré s'il s'agit d'un transistor au germanium ou est pratiquement nul si le transistor est au silicium et que le gain en courant est correct. C'est précisément ce que permet le TM5.

cette inversion s'effectue vous l'avez deviné grâce aux deux autres sections du commutateur.

On a choisi un galvanomètre de grande sensibilité qui est shunté par une résistance de 68Ω afin de permettre l'appréciation des valeurs de courant de la plupart des transistors. Cette résistance est doublée par un potentiomètre de 4700Ω monté en résistance variable de façon à pouvoir faire varier la sensibilité en fonction de chaque transistor. Une résistance de 220Ω limite le courant collecteur à une valeur acceptable par tous les types de transistors. Une résistance de $180\,000 \Omega$ peut être introduite dans le circuit de base par la manœuvre d'un bouton

poussoir et provoque la polarisation nécessaire à la mesure du gain. Deux supports de transistors sont prévus. Ils sont connectés en parallèle, c'est-à-dire que les broches « Collecteur » sont reliées ensemble et qu'il en est de même pour les broches « base » et « émetteur ». L'un permet le branchement des transistors silicium planepox (2N2925, 2N2926, 2N3390, 2N3391 etc...). L'autre sera utilisé pour tous les autres types de transistors de petite ou moyenne puissance (AC125, AC132, AC187, 2N2219, 2N2905, BC108, BC109 etc...). Vous pouvez aussi remarquer deux douilles « Diode » en série avec une résistance de $2\,200 \Omega$ qui permettront l'essai des diodes et redresseurs.

SCHEMA ET FONCTIONNEMENT

Le schéma de cet instrument est donné à la figure 1. Il va nous permettre d'étudier sa constitution et son fonctionnement.

L'alimentation du transistest est obtenue par une pile de $4,5 \text{ V}$. La mise en circuit de cette source de courant et du galvanomètre de contrôle s'effectue par un commutateur à quatre sections et deux positions, marquées NPN ou PNP. Vous n'êtes pas sans savoir que les transistors sont divisés en deux grandes catégories : les PNP dont le collecteur doit être porté à un potentiel négatif et les NPN dont le collecteur doit être porté à un potentiel positif par rapport à l'émetteur. Pour passer de l'un à l'autre type il faut inverser le sens de branchement de la pile d'alimentation c'est là la fonction de deux des sections du commutateur. Cette inversion de polarité entraîne un changement de sens des courants dans le transistor il faut donc inverser le branchement du galvanomètre lorsqu'on passe d'un cas à l'autre,

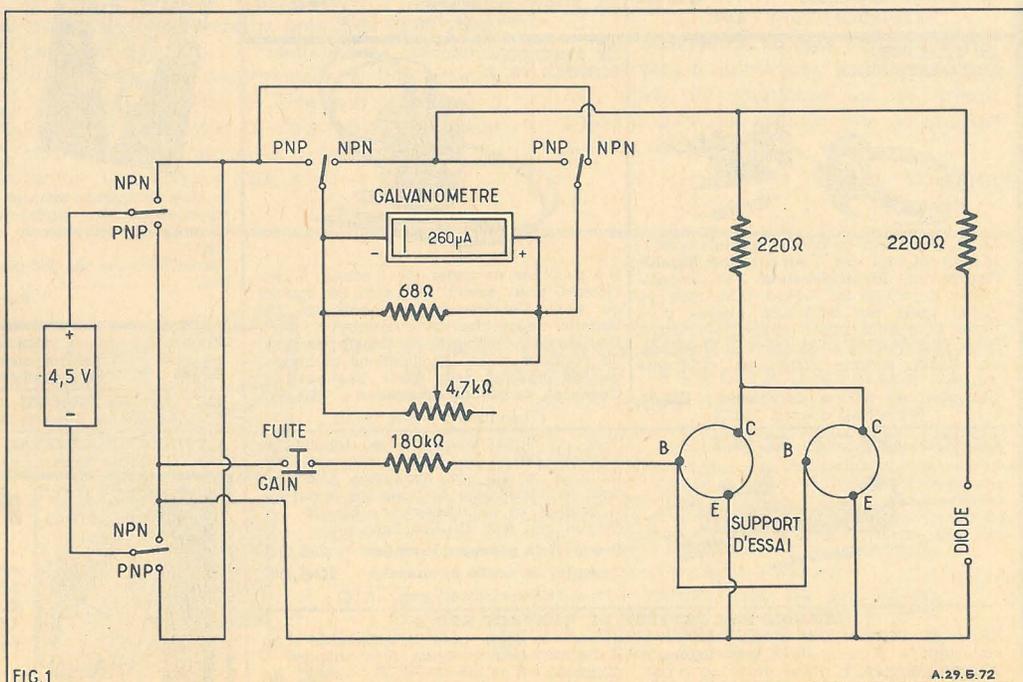


FIG.1

A.29.5.72

UTILISATION

Il nous paraît logique d'aborder cette rubrique avant la description du montage car elle va nous renseigner sur le principe de fonctionnement de l'appareil.

Avant toute mesure il faut amener le potentiomètre de sensibilité à fond dans le sens des aiguilles d'une montre ce qui court-circuite le galvanomètre et le protège.

VERIFICATION D'UN TRANSISTOR AU SILICIUM

On met, suivant le cas, le commutateur dans la position PNP ou NPN. On place le transistor sur le support correspondant à son modèle et on vérifie le gain. Pour cela on appuie sur le bouton poussoir de manière à alimenter la base. En tournant lentement le potentiomètre, on cherche le maximum de déviation de l'aiguille du galvanomètre. Si elle dévie au maximum et semble, même, vouloir aller plus loin, le gain est supérieur à 100. Si l'aiguille n'atteint pas le fond de l'échelle, le gain est inférieur à 100.

On vérifie ensuite le courant de fuite. Pour cela il suffit de relâcher le bouton poussoir. L'aiguille doit alors revenir à zéro sinon il faut considérer le transistor comme étant défectueux.

VERIFICATION D'UN TRANSISTOR AU GERMANIUM

La vérification du gain se fait de la même façon que pour un transistor au silicium. Si l'aiguille semble vouloir dépasser le maximum de déviation, le gain sera supérieur à 100 à condition que le courant de fuite soit négligeable. La plupart des transistors au germanium présentent un courant de fuite dont la valeur est variable selon le type de transistor.

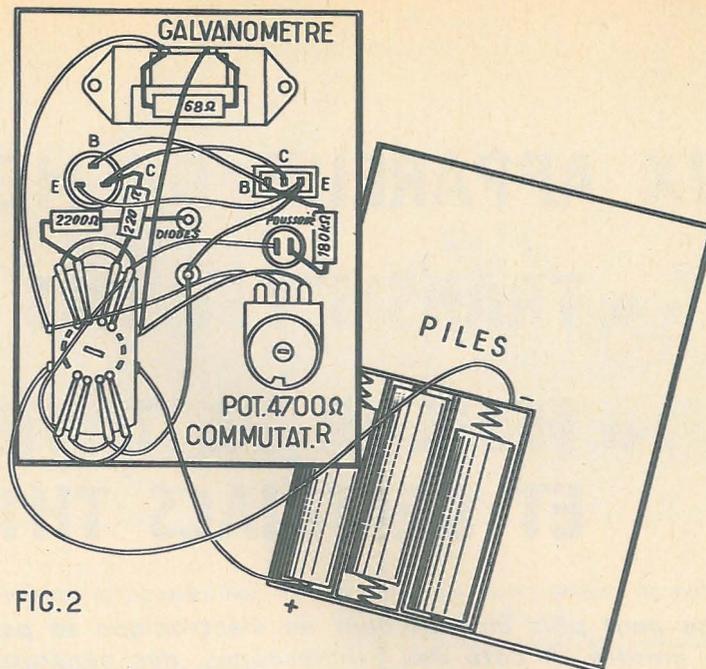


FIG. 2

Pour contrôler ce courant on relâche le bouton poussoir, ce qui coupe la polarisation de la base et normalement le courant collecteur devrait être nul. Pour un transistor HF on peut considérer comme bon tout modèle pour lequel la déviation de l'aiguille ne dépasse pas les graduations 3 ou 4. Pour un modèle BF la fuite est plus importante et on considère comme bon celui pour lequel l'aiguille ne dépasse pas 5 ou 6 divisions.

Si lors de la vérification du gain et du courant de fuite, il n'y a pas de déviation, le transistor est défectueux (jonctions coupées). Si l'aiguille dévie à fond pour les deux positions du bouton poussoir le transi-

tor est encore défectueux : Ses jonctions sont en court-circuit.

VERIFICATION DES DIODES

On introduit les sorties de la diode ou du redresseur dans les douilles « diodes » en manœuvrant le commutateur PNP-NPN ; on doit, pour une position qui dépend du sens de branchement, obtenir une déviation importante et une déviation très faible pour l'autre position. S'il en est ainsi la diode ou le redresseur sont bons. Par contre si la déviation est nulle ou si elle est maximum pour les deux sens la diode ou le redresseur sont défectueux.

DEVIS des pièces détachées et fournitures nécessaires au montage des

2 PETITS APPAREILS DE CONTROLE

ci-dessous

TRANSISTEST TM.5

Pour transistor et diode

— Coffret plastique et galvanomètre..... 23,00
— Commutateur, potentiomètre, boutons..... 14,50
— Douilles, supports, piles, boîtiers-connecteurs..... 9,80
— Résistances, fils et soudure, divers..... 3,20

Complet 50,50
En pièces détachées..... 50,50
(Tous frais d'envoi : 4,00)

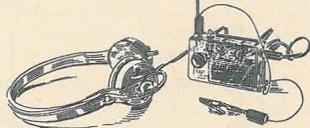
TESTEUR TH.1

Pour thyristor et triac

— Coffret plastique, transformateur, cordon secteur..... 20,80
— Support, poussoirs, redresseur, condensateur..... 17,20
— Douilles et cosses, commutateur, résistance, ampoule et douille..... 4,10
— Fiches banane, pinces, cabochon, fils et divers..... 7,00

Complet 49,10
En pièces détachées..... 49,10
(Tous frais d'envoi : 4,00)

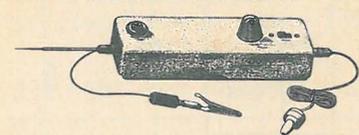
LE TRACEUR-INJECTEUR TI. 2



Le TI. 2 contient en fait 2 appareils combinés en un seul, car il est à la fois **Signal-Tracer** et **Multivibrateur**. En signal-tracer il permet de suivre à la trace un signal dans les différents étages d'un poste, pour en localiser l'étage défectueux. En multivibrateur, on procède en injectant un signal audible dans les différents étages.

Complet, en pièces détachées. 52,00
(Tous frais d'envoi : 5,00)

SIGNAL-TRACER ST.10.T



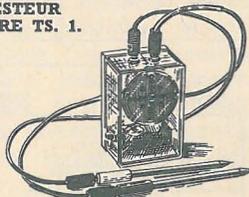
Dispositif d'alerte antivol qui fonctionne sur rupture d'un contact, par exemple lors de l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre, ou à la cassure d'un fil H.P.

ALARME PAR RUPTURE DE CONTACT ARC 2

incorporé, prise pour branchement d'un H.P. extérieur pouvant être disposé à distance.

Complet, en pièces détachées. 75,00
(Tous frais d'envoi : 5 F)

LE TESTEUR SONORE TS. 1.



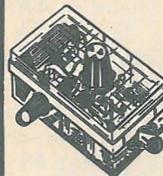
Il a pour but de tester, de « sonner » des circuits, pour savoir s'ils sont en contact ou non. Vérification de continuité de circuits, recherche de court-circuit, vérification de bobinages, de transformateurs, de condensateurs. Applications multiples. résultat audible, sur petit haut-parleur.

Complet, en pièces détachées. 42,50
(Tous frais d'envoi : 4,00)

Petit « Signal-Tracer » à transistors, contenu dans un coffret plastique de 17 x 4 x 3,5 cm, autonome. Convient pour le dépannage de tous les appareils à lampes et à transistors. Ecoute sur casque ou sur Haut-Parleur.

Complet en pièces détachées. 66,00
Complet en ordre de marche 106,00
(Tous frais d'envoi : 4,00)

MINI-MIRE M.2



Cet petit appareil s'utilise en dépannage de télévision. C'est un générateur de barres horizontales que l'on branche à la douille d'antenne d'un téléviseur et les barres qu'il produit peuvent être observées sur l'écran du téléviseur pour en permettre le dépannage. Sans prétendre remplacer la mire complète, il rend de grands services eu égard à ses très faibles dimensions et à son autonomie (alimentation par pile). En coffret plastique de 90 x 55 x 35 mm.

Complète en pièces détachées 53,00
(Tous frais d'envoi : 4,00)

PRATIQUE DES TRANSISTORS (5^e ÉDITION)



Cet ouvrage permet de s'initier à la technique des transistors et d'entreprendre des montages extrêmement variés avec toutes les chances de succès. Une première partie de technologie fournit des données pratiques sur les transistors et les pièces détachées qui seront utilisées.

Une seconde partie, la plus importante, décrit le montage pratique avec schémas et plans de câblage réels, d'une gamme d'appareils extrêmement étendue.

Une troisième partie traite la mise au point, mesures et vérifications, alignement, dépannage, modifications.

Parmi les appareils décrits, citons en résumé : des récepteurs simples - des récepteurs en montages progressifs - amplificateurs - transistormètres - signal-tracer - minuteries - alarmes électroniques - cellules photo-électriques - détecteur de contact - ultra-sons - lecture au son - voiture radiocommandée, etc.

Format 16 x 24 cm, 350 pages, 310 figures. 32,00

Prix 32,00
Par poste en envoi assuré : 35 F

Toutes les pièces détachées de nos ensembles peuvent être fournies séparément. Tous nos ensembles sont accompagnés d'une notice de montage qui peut être expédiée pour étude préalable contre 3 timbres-lettre.

CATALOGUE SPÉCIAL « APPLICATIONS ÉLECTRONIQUES » contenant diverses réalisations pouvant facilement être montées par l'amateur, contre 3 timbres.

CATALOGUE GÉNÉRAL contenant la totalité de nos productions, pièces détachées et toutes fournitures, contre 5 francs en timbres ou mandat.



PERLOR RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, 75001 PARIS

M^o : Louvre, Les Halles et Sentier - Tél. : (CEN) 236-63-50
C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT
(frais supplémentaires : 4 F)

Ouvert tous les jours (sauf dimanche)
de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

REALISATION PRATIQUE

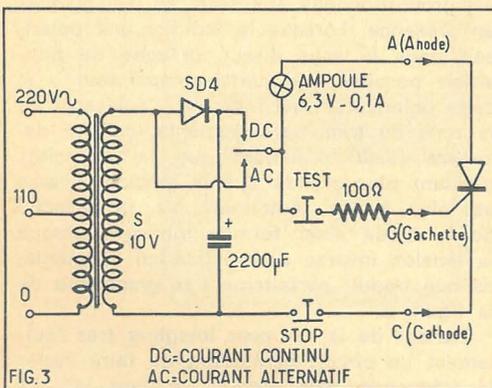
Le montage se fait dans un boîtier en matière plastique de 120 × 90 × 50 mm selon le plan de câblage de la figure 2.

Sur la face avant du coffret on met en place les deux supports de transistors qui sont serrés par des clips qu'on introduit par l'arrière. On pose ensuite les deux douilles miniatures destinées au branchement des diodes à vérifier et le bouton poussoir. En haut de la face avant on fixe par deux boulons de 3 et écrous le galvanomètre. Enfin au bas de cette face on serre le commutateur et le potentiomètre de 4 700 Ω. Le connecteur de piles est collé sur le fond du boîtier en plastique.

Cet équipement terminé on passe au câblage. On pose les connexions qui raccordent les broches des deux supports de transistors. On relie une des douilles miniatures à la broche E d'un de ces supports et à une paillette du commutateur. On soude les résistances de 68 Ω, de 220 Ω de 2 200 Ω et de 180 000 Ω. On pose les connexions qui relient entre elles les paillettes du commutateur que montre clairement le plan de câblage. On raccorde à ce commutateur le galvanomètre, une sortie du bouton poussoir le potentiomètre et le connecteur de piles.

LE TESTEUR DE THYRISTORS ET DE TRIACS

Cet appareil a pour but de contrôler les thyristors et les triacs de faible puissance, en continu ou en alternatif sans danger pour les éléments.



LE SCHEMA

Le schéma est donné à la figure 3. On utilise un petit transformateur à primaire bitempension (110-220 V) délivrant 10 V au secondaire. Un commutateur permet dans une position (AC) d'utiliser cette tension sous sa forme alternative. Dans l'autre position (DC) ce commutateur met en service une diode redresseuse SD4 et un condensateur de filtrage de 2 200 µF, qui procure la tension nécessaire aux essais en continu. Le circuit anodique contient une ampoule 6,3 V - 0,1 A. Un bouton poussoir (Test) permet d'appliquer à la gâchette, à travers une résistance de 100 Ω la tension alternative ou la tension continue. Un second bouton poussoir (Stop) est prévu dans le circuit cathode.

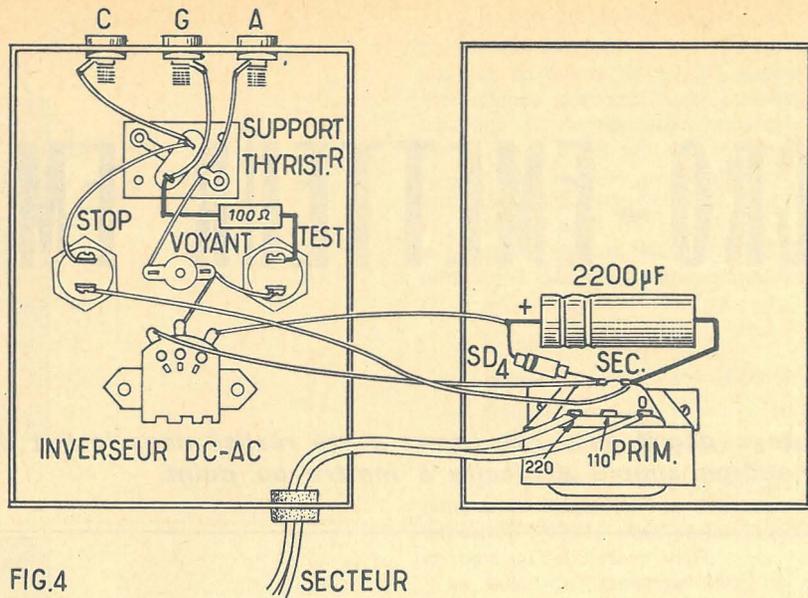


FIG.4

ESSAIS EN CONTINU

Chacun sait que pour amorcer un thyristor il faut non seulement appliquer une tension positive à l'anode mais également en appliquer une à la gâchette. Sur notre testeur, lorsque le commutateur est en position DC la tension continue produite par la diode SD4 et le condensateur de 2 200 µF est appliquée à l'anode. Si on appuie sur le bouton « Test » une tension positive plus faible en raison de la chute dans la 100 Ω est appliquée à la gâchette ce qui a pour effet d'amorcer le thyristor et l'ampoule du circuit anodique s'allume. On peut alors relâcher le bouton « Test » l'ampoule reste allumée. Pour l'éteindre il faut couper le circuit cathode à l'aide du bouton « Stop ». Si l'ampoule s'allume sans appuyer sur le bouton test il y a un court-circuit interne. Si l'action sur ce poussoir s'avère inopérante le circuit gâchette est coupé.

ESSAIS EN ALTERNATIF

Nous avons vu que si le commutateur est dans la position AC, le thyristor est alimenté en courant alternatif. Là encore la seule alimentation de l'anode ne provoque pas l'amorçage du thyristor. Il faut encore alimenter la gâchette. Le désarmage a lieu chaque fois que le courant alternatif appliqué à l'anode repasse par 0. Pour obtenir un éclat permanent de l'ampoule il faut continuer de fermer le bouton « Test ».

MONTAGE PRATIQUE

Le montage se fait dans un boîtier plastique de 120 × 90 × 50 mm. Sur la face avant on monte un support pour thyristors ou triacs de boîtier du type F, deux boutons poussoir, le voyant et le commutateur à glissière « DC-AC ». Sur le dessus du boîtier on fixe 3 douilles pour fiche banane. Le transformateur d'alimentation est boulonné sur la face arrière. Cette disposition est indiquée sur le plan de câblage de la figure 4. Il convient de noter que le bouton poussoir rouge (Test) doit se fermer lorsqu'on appuie tandis que le noir s'ouvre lorsqu'on appuie (Stop).

Le câblage est très simple. On pose les connexions entre les douilles et le support de thyristor et celles entre le support, les boutons poussoir, le voyant lumineux et le commutateur. On soude la résistance de 100 Ω. On soude sur le secondaire du transformateur la diode et le condensateur de 2 200 µF. On soude les fils qui établissent les liaisons entre ces éléments le commutateur et le poussoir « Stop ». On passe le cordon secteur par un trou protégé par un passe-fil et après l'avoir noué à l'intérieur du boîtier on soude ses brins sur le primaire du transformateur.

Des douilles de la face supérieure du boîtier servent à établir une liaison par fils pour les types de thyristors ou de triacs ne pouvant pas se monter sur le support de la face avant.

A. BARAT



COMMENT CONSTRUIRE UN SYSTÈME D'ALLUMAGE ÉLECTRONIQUE

par Raymond BRAULT

Rappel de quelques notions d'électricité. — Composants résistifs. — Composants inductifs. — Composants capacitifs. — Fonctionnement d'un système d'allumage classique. — Dispositifs d'allumage électronique. — Système utilisant une coupure par transistor. — Système utilisant une bobine spéciale. — Système utilisant une bobine normale et des transistors du type NPN. — Réalisation pratique. — Systèmes utilisant la décharge d'un condensateur dans une bobine. — Comparaison entre les différents systèmes d'allumage. — Précautions à prendre dans la construction des systèmes d'allumage. — Caractéristiques de quelques bobines d'allumage.

Prix : 9 F (ajouter 10 % pour frais d'envoi).

En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, Paris (10^e) C.C.P. 4949-29 Paris

Pour le Bénélux : SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
127, avenue Dailly, Bruxelles 1030.

Tél. : 02/34-83-55 et 34-44-06.

C.C.P. 670-07.

MICRO-EMETTEUR FM EXPERIMENTAL

Le montage décrit dans ces lignes a été réalisé dans le but d'obtenir un montage simple et facile à mettre au point.

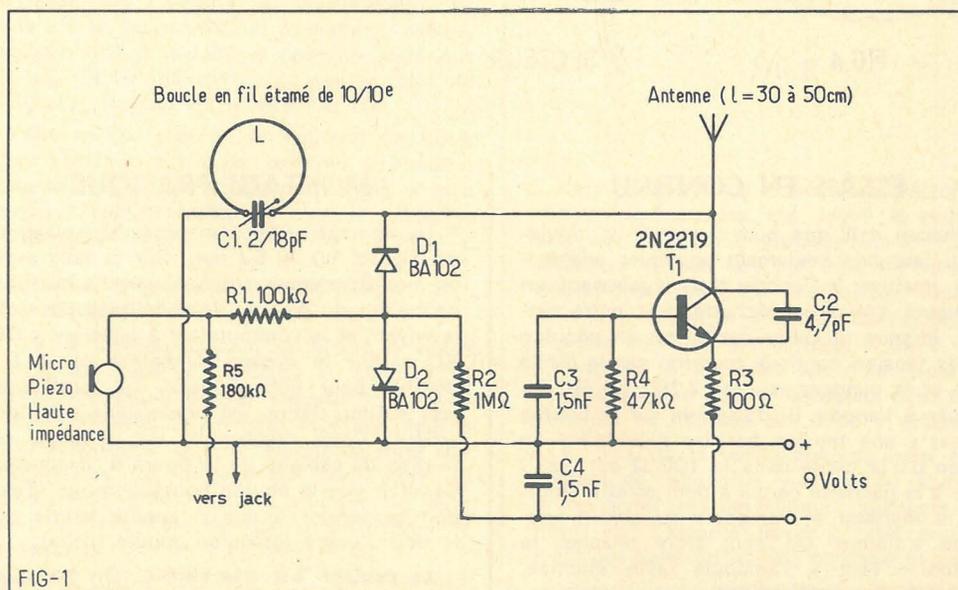


FIG-1

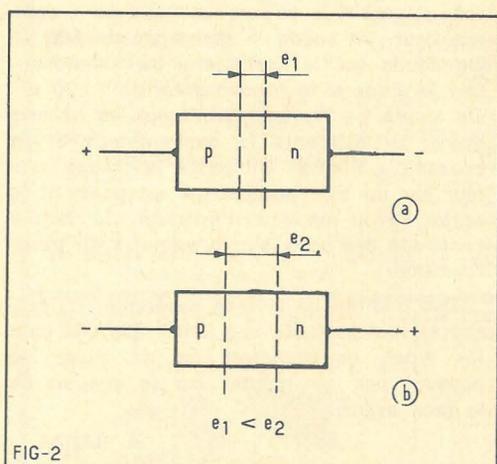


FIG-2

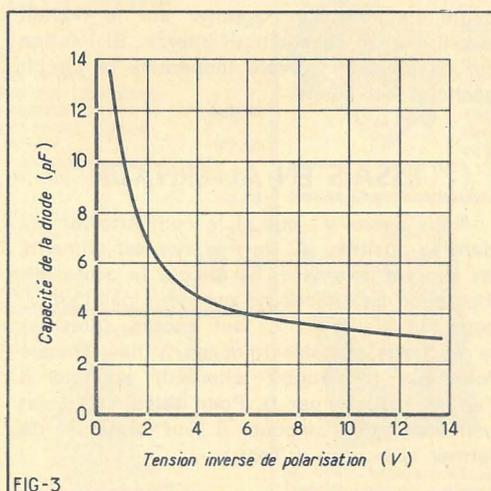


FIG-3

Comme sur la plupart des micros-émetteurs FM décrits nous mettons en œuvre des diodes à capacité variable. Celles-ci, du type courant BA102, sont généralement employées au niveau de la commande automatique de fréquence de l'oscillateur local des récepteurs et tuners FM. La diode varicap BA102 a, selon la schématique Philips, les caractéristiques suivantes :

— Courant inverse pour — 20 V : 5 μ A (Tamb = 80 °C).

— Capacité nominale pour — 4 V et F = 0,5 MHz : 20 à 45 pF.

— Plage de variation : de 0,5 à 2 C nom.

— Boîtier utilisé : standard D07.

Avant de poursuivre l'étude du micro-émetteur, rappelons brièvement la théorie de fonctionnement d'une diode varicap. Nous savons qu'il s'agit d'un semi-conducteur dans lequel la zone de transition est assimilable à une sorte de diélectrique séparant les deux couches conductrices (p et n) mises en contact (fig. 2).

Cette zone de transition se comporte, en fait, comme un condensateur dont la capacité est proportionnelle aux surfaces des plaques en présence. Lorsque la jonction est polarisée dans le sens direct, la zone de transition possède une certaine épaisseur ; si cette polarisation est inversée, l'épaisseur de la zone de transition augmente, celle-ci devenant (ainsi d'ailleurs que la capacité) d'autant plus grande que la tension inverse est plus élevée. Autrement dit, la capacité de la diode ainsi formée diminue lorsque la tension inverse de polarisation augmente, ce que traduit parfaitement le graphisme de la figure 3.

Partant de là, on peut imaginer très facilement un circuit permettant de faire varier la fréquence d'un circuit oscillant LC. La formule de Thomson, donne :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si, en gardant L fixe, nous faisons varier C, il y a bien une variation de F (ΔF) autour de la fréquence d'accord F_0 .

Par l'intermédiaire des résistances R1 et R2 les diodes D1 et D2 sont polarisées en continu. La tension alternative est superposée à la tension continue grâce au microphone de type piézoélectrique placé en série avec la résistance R1, donc dans la branche positive (côté masse) du diviseur de polarisation. Un jack permet d'utiliser une source de modulation extérieure autre que le microphone : Par exemple un pick-up ou un magnétophone. Ce jack est placé en série avec une 180 000 Ω .

REALISEZ CE

MICRO-EMETTEUR EXPERIMENTAL

- Couvre la bande de 88 à 108 MHz.
- Alimentation 9 volts.

Tout possesseur d'un récepteur portatif AM-FM peut établir une liaison unilatérale vers les 100 MHz avec une portée de 50 à 100 mètres

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES 45,00

CIBOT
★ RADIO

1 et 3, rue de REUILLY
PARIS-XII^e
Téléphone : 343-66-90
Métro : Faiderbe-Chaligny
C.C. Postal 6.129-57 PARIS

• VOIR NOTRE PUBLICITÉ en 4^e page Couverture

La figure 1 montre le schéma de principe du micro-émetteur FM expérimental. Nous disons bien expérimental car l'usage professionnel de la bande de fréquence couverte par le montage — 88 à 108 MHz — est interdite par l'administration des P.T.T. Seule l'utilisation des micros-émetteurs aux fréquences de 36,4 et 39,2 MHz est autorisée. Avec notre montage, tout possesseur d'un récepteur portatif AM-FM pourra donc établir une liaison unilatérale vers les 100 MHz. Cette fréquence d'accord a été choisie parce qu'elle tombe hors des fréquences des stations FM. A Paris, la fréquence supérieure utilisée est celle de France-Musique calée sur 97,6 MHz.

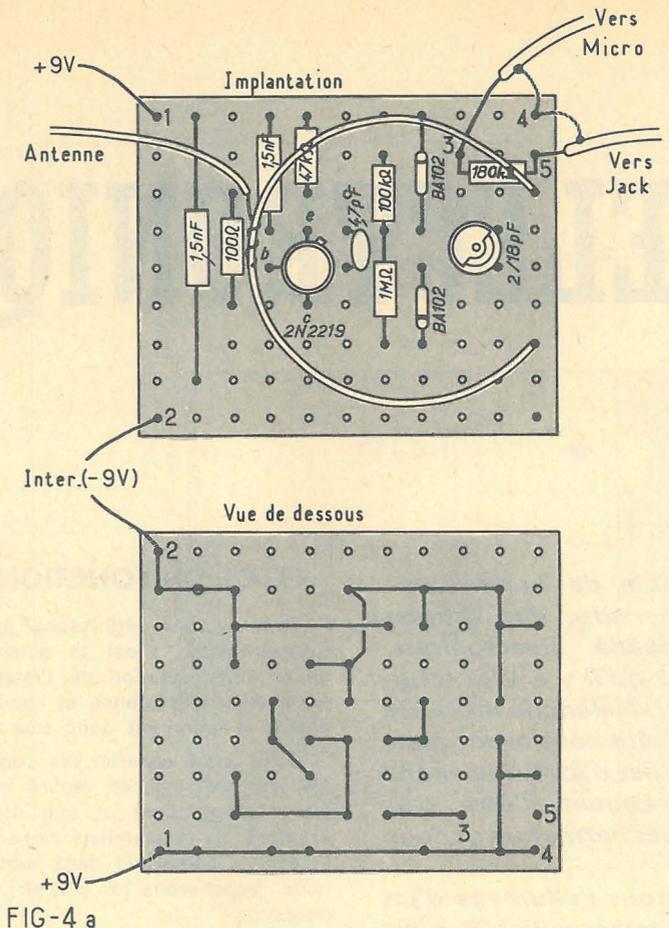


FIG-4 a

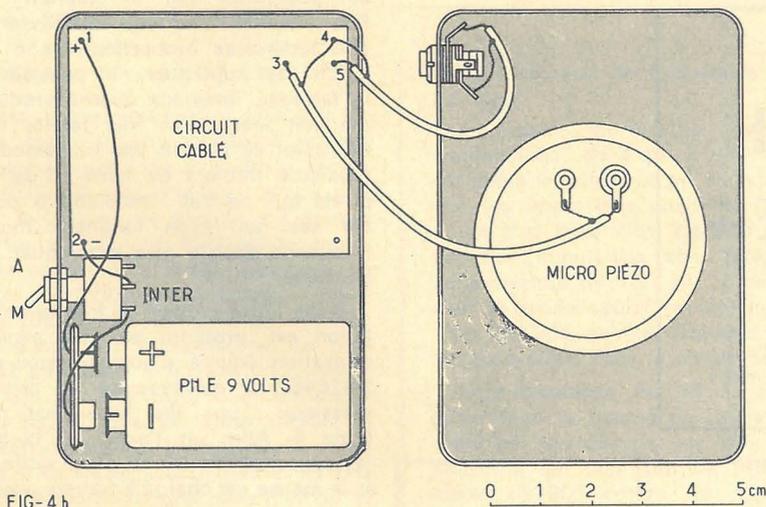


FIG-4 b

Le circuit oscillant LC est constitué d'une boucle de diamètre 3 cm (valeur non critique) en fil étamé de 10/10. Aux bornes de l'inductance d'accord ainsi constituée, nous trouvons le condensateur ajustable C1 réglable de 2 à 18 pF. Ce condensateur servira lors de la mise au point, à caler l'émetteur sur la fréquence choisie, soit 100 MHz.

L'élément actif de ce micro-émetteur est le transistor silicium NPN 2N2219. Les caractéristiques essentielles de ce transistor sont :

- $C_{cb} = 60 \text{ V}$.
- $I_q \text{ max} = 800 \text{ mA}$.
- Puissance dissipée = 500 mV.
- Gain en courant B = > 100.
- Fréquence de coupure : > 250 MHz.

Nous voyons — d'après le gain en courant et la fréquence de coupure — que le transistor 2N2219 peut parfaitement convenir en tant qu'oscillateur VHF.

La base du transistor 2N2219 est polarisée par la résistance R4 de 47 kΩ retournant au + 9 V. La base est découplée à la masse par un condensateur céramique de 1500 pF. L'émetteur a son potentiel fixé par une résistance de 100 Ω.

Un condensateur de 4,7 pF assure le démarrage des oscillateurs en introduisant une réaction collecteur-émetteur.

Signalons enfin que la pile 9 V est court-circuitée en HF par un condensateur de 1 500 pF (C4).

Une dernière précision quant au schéma de la figure 1. Il serait possible d'utiliser, en lieu et place des diodes varicap D1 et D2, une seule diode. Cette pratique entraîne généralement une modulation de fréquence (swing) moins linéaire qu'avec deux diodes. De plus, on risque dans ce cas l'écrêtage par effet de détection d'une des deux alternances. La qualité du signal basse fréquence, après démodulation, est lors de l'utilisation de deux diodes, d'excellente qualité, même dans les crêtes de modulation BF.

Après les essais préliminaires et le calage sur 100 MHz par le condensateur ajustable C1, nous avons obtenu, avec un récepteur portatif classique AM/FM, une portée supérieure à 50 mètres (entre 50 et 100 mètres pour un signal démodulé convenable).

REALISATION

(fig. 4)

Le circuit complet du micro-émetteur décrit est assemblé sur une plaquette à trous faisant office de circuit imprimé. Une fois câblé, le circuit est monté à l'intérieur d'un coffret métallique.

Henri LOUBAYERE

INSTALLEZ VOUS-MÊME VOTRE CHAUFFAGE CENTRAL

(Soyez votre chauffagiste)

par R. VIDAL



Un ouvrage simple à l'usage des amateurs, explicite, agrémenté de nombreuses photos et schémas particulièrement détaillés. Tout installateur amateur de chauffage central pourra s'y reporter avec profit. Mais ces pages profiteront également à tout propriétaire d'installation du même type, en lui permettant d'en surveiller l'édification, d'en suivre le fonctionnement, d'en contrôler le rendement et d'en assurer l'entretien.

Sommaire : **Notions théoriques simples** : le chauffage central (principes fondamentaux, la combustion du mazout. **Le choix des moyens** : chaudière, radiateurs, tuyauteries, système de circulation. **Les opérations de pré-installation** : isolation thermique des bâtiments, aération de la chaufferie. **Installation proprement dite** : fixation des radiateurs, pose de la chaudière, vase d'expansion, soupape de sécurité, dégazeur et purgeurs automatiques, mise en place de la réserve de combustible, choix du réservoir, de la contenance. Pose des canalisations de raccordement. **ENTRETIEN** de l'INSTALLATION, PANNES EVENTUELLES. Volume broché : 304 pages, 305 illustrations, format 21,5 × 14. Prix..... 28 F (ajouter 10 % pour frais d'envoi)

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO** 43, rue de Dunkerque, PARIS-10^e - C.C.P. 4949.29 PARIS
 Pour le Bénélux : **SOCIETE BELGE D'EDITIONS PROFESSIONNELLES** 127 avenue Dailly - BRUXELLES 1030 - C.C.P. 670.07
 Tél. : 02/34-83-55 et 34-44-06

GACHE OPTOELECTRONIQUE

L'APPAREIL que nous allons décrire est susceptible de nombreuses applications; il permet, en particulier, l'ouverture des portes d'appartement, de garage, etc. par un procédé électronique. Certains penseront que ce moyen n'est pas nouveau et qu'il y a déjà longtemps que l'on utilise une cellule photoélectrique qui déclenche un relais lorsqu'elle est soumise à un rayon lumineux. C'est parfaitement exact mais il faut considérer que ce dispositif a un grave défaut qui est d'être déclenché par n'importe quelle source lumineuse et par conséquent d'être très vulnérable. Le procédé optoélectronique mis en œuvre ici permet un codage qui assure une inviolabilité pratiquement totale.

Parmi les autres applications de ce dispositif citons l'allumage d'un éclairage électrique, la mise en route de moteurs postes radio. Il peut également constituer un antivol efficace déclenchant un système d'alarme sonore ou lumineux.

ETUDE DU FONCTIONNEMENT

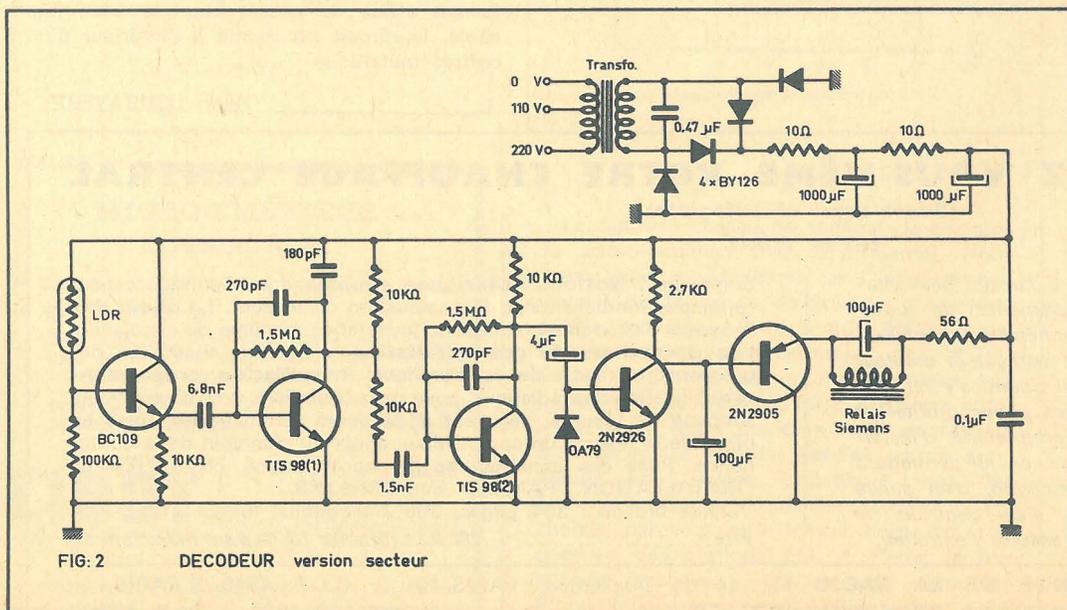
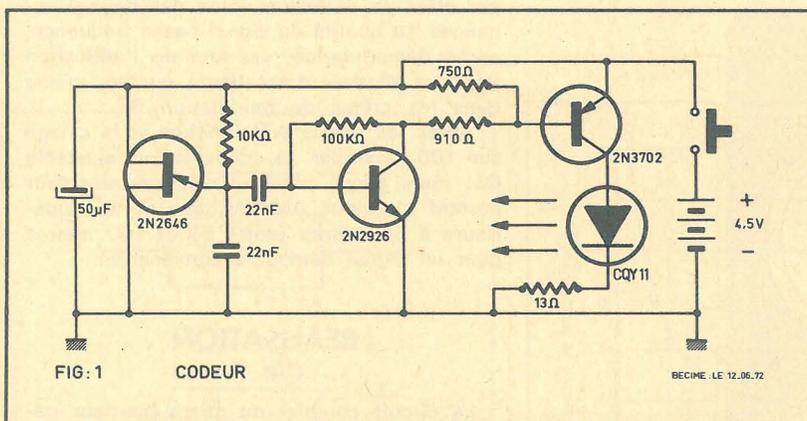
Tout d'abord définissons ce qu'est l'optoélectronique. C'est la science qui traite de la transformation de l'énergie électrique en énergie lumineuse et inversement. Son champ d'action est donc très vaste.

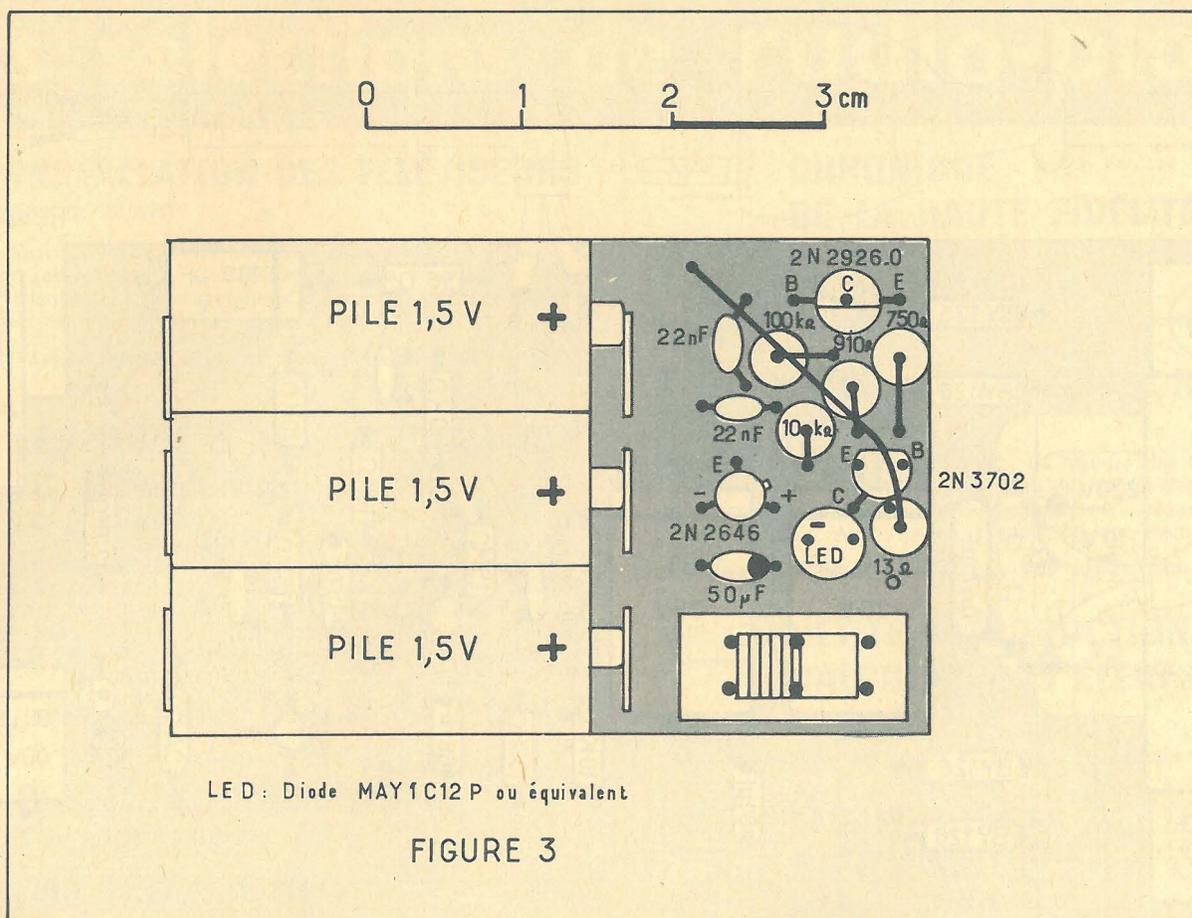
Dans notre appareil les composants optoélectroniques mis en œuvre sont une diode électroluminescente et une cellule LDR qui assurent les conversions signalées plus haut. L'appareil comprend deux parties : une que nous appellerons le codeur et l'autre le décodeur.

Le codeur est équipé d'une diode lumineuse CQY11. Cette diode contenue dans une enveloppe époxy transparente teintée rouge émet une lumière rouge lorsqu'elle est parcourue par un courant électrique. Elle présente l'avantage de délivrer une intensité lumineuse proportionnelle à la tension qui lui est appliquée. On peut ainsi moduler le faisceau lumineux qu'elle produit et comme son inertie est très faible, la modulation peut se faire à une fréquence élevée — plusieurs milliers de hertz. C'est cette propriété qui permet l'invulnérabilité du système, car seul un rayon lumineux modulé à la fréquence choisie peut provoquer le déclenchement.

Dans notre codeur la fréquence de modulation est produite par un oscillateur de relaxation équipé d'un transistor unijonction 2N2646. Le montage de ce relaxateur est classique ; une des bases est reliée à la ligne + Alim et l'autre à la masse. Le condensateur de 22 nF placé entre l'émetteur et la masse est chargé à travers une 10 000 Ω . La valeur de ces éléments fixe la fréquence qui est de 2 000 Hz. Le courant de relaxation est transmis par un 22 nF à la base d'un transistor 2N2926 qui l'écrête de manière à avoir une amplitude constante. La polarisation de la base est assurée par une 100 000 Ω placée entre le collecteur et la base. Le collecteur est chargé par une résistance de 910 Ω en série avec une 750 Ω . Le point de jonction de ces deux résistances attaque en liaison directe la base d'un 2N3702 dont le collecteur contient la diode électroluminescente et une résistance de protection de 13 Ω . Dans ces conditions, la luminosité de cette diode varie au rythme de l'oscillation produite par le transistor unijonction, mais en raison de l'inertie rétinienne cette modulation n'est pas perceptible.

Pour terminer l'examen du codeur, remarquons que l'alimentation se fait sous 4,5 V. Un interrupteur permet de fermer le circuit d'alimentation.





LE DECODEUR

Le schéma du décodeur est donné à la figure 2. Le signal lumineux modulé produit par le codeur est appliqué à la diode réceptrice 422CDSH50 qui forme avec une $100\ 000\ \Omega$ le diviseur de tension qui attaque la base d'un BC109. La modulation transmise par le codeur à la diode réceptrice se retrouve sur la $10\ 000\ \Omega$ qui charge l'émetteur du BC109 monté en émetteur suiveur qui sert d'adaptateur d'impédance. La modulation est appliquée à travers un condensateur de $6,8\ nF$ à la base d'un transistor TIS98. On notera que la faible valeur de ce condensateur favorise la transmission des signaux de fréquences supérieures à $15\ kHz$ et par conséquent opère une sélection de la fréquence de modulation du codeur, en atténuant les signaux de fréquences inférieures.

L'émetteur du TIS98 est connecté à la masse. La polarisation de la base est obtenue par une $1,5\ M\Omega$ placée entre collecteur et base. Cette résistance est shuntée par un $270\ pF$. La résistance de charge du collecteur du TIS98 (1) est une $10\ 000\ \Omega$ shuntée par un $180\ pF$.

Le signal recueilli sur le collecteur du TIS98 (1) est transmis par un $1,5\ nF$ en série avec une $10\ 000\ \Omega$, à la base d'un second TIS98 dont le montage est le même que celui de l'étage précédent. Le condensateur de liaison de $1,5\ nF$ renforce l'action du $6,8\ nF$ en provoquant une coupure à $1,5\ kHz$. Les condensateurs de $270\ pF$ et de $180\ pF$ limitent la bande passante du côté de l'aiguë. La bande passante est donc comprise entre $1,5\ kHz$ et $2,5\ kHz$. Dans ces conditions, seul le signal du codeur déclenche le décodeur en ne transmettant

pas les signaux de fréquences supérieures à $2,5\ kHz$.

Le signal est ensuite transmis par un condensateur de $4\ \mu F$ à une diode OA79 ; qui opère la détection en ne laissant subsister que les impulsions positives qui sont appliquées à la base d'un 2N2926 qui les amplifie. Ses impulsions sont intégrées par un condensateur de $100\ \mu F$. La tension aux bornes du condensateur est appliquée à la base d'un 2N2905 qu'elle débloque, ce qui excite le relais placé dans le circuit émetteur.

Une résistance de $56\ \Omega$ est prévue en série avec la bobine du relais et cette dernière est shuntée par un $100\ \mu F$. Ces deux éléments ont pour but de protéger le transistor 2N2905 contre les extracourants de rupture.

Normalement ce décodeur est prévu pour être alimenté par le secteur. Un transformateur dont le primaire permet l'adaptation à un secteur 110 ou 220 V procure au secondaire une tension de 12 V avec un courant de 0,4 A. Cette tension est redressée par 4 diodes BY126 montées en pont. Le filtrage est assuré par deux cellules formées par des résistances de $10\ \Omega$ et des condensateurs de $1\ 000\ \mu F$. Un condensateur de $0,47\ \mu F$ placé en parallèle sur le secondaire élimine la HF secteur.

On pourrait craindre que les tubes fluorescents ou au néon alimentés par le secteur déclenchent ce dispositif mais il n'en est rien, le $50\ pF$ étant une fréquence trop basse. La lumière solaire est, elle aussi, sans influence. En effet, étant continue, elle ne peut donner dans la diode 422CDSH50 qu'un courant continu qui ne peut traverser le condensateur de liaison de $6,8\ nF$.

REALISATION DU CODEUR

Le codeur est réalisé sur un petit circuit imprimé de $50 \times 30\ mm$. Son câblage est très simple et est représenté à la figure 3. Sur cette carte on soude les contacts pour la liaison des piles qui sont incorporées dans cet ensemble. On soude également le conden-

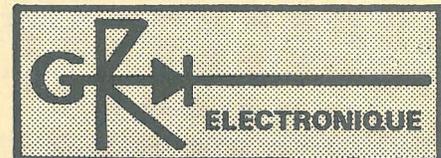
GACHE ELECTRONIQUE

- Platine complète en kit, pour la réalisation du codeur décrit ci-dessus... **45 F**
- Piles : les 3 **2,70 F**
- Platine complète en kit pour la réalisation du décodeur décrit ci-dessus (avec transfo, relais, etc.)... **80 F**
- Version secteur **50 F**
- Idem, mais version piles **50 F**
- **Matériel au détail :**
- Diode émissive **15,00 F**
- Cellule réception **9,20 F**
- Circuit codeur (époxy) **6,00 F**
- Circuit décodeur (bakélite) **8,00 F**
- TIS 98, l'unité **3,25 F**
- Relais 4RT **15,60 F**

Tous ces prix s'entendent T.T.C., mais port en sus : forfait pour une ou toutes les pièces : 3 F pour paiement à la commande ou 1 F en contre-remboursement.

Ouverture de notre magasin : de 10 h à 18 h 30 du 1^{er} au 8 et du 17 au 24 de chaque mois.

Fermé du 9 au 16 et du 25 au 31. Dimanches et jours fériés.



G. R. ÉLECTRONIQUE
17, rue Pierre-Sémard, 75009 PARIS
C.C.P. PARIS 7.643-48

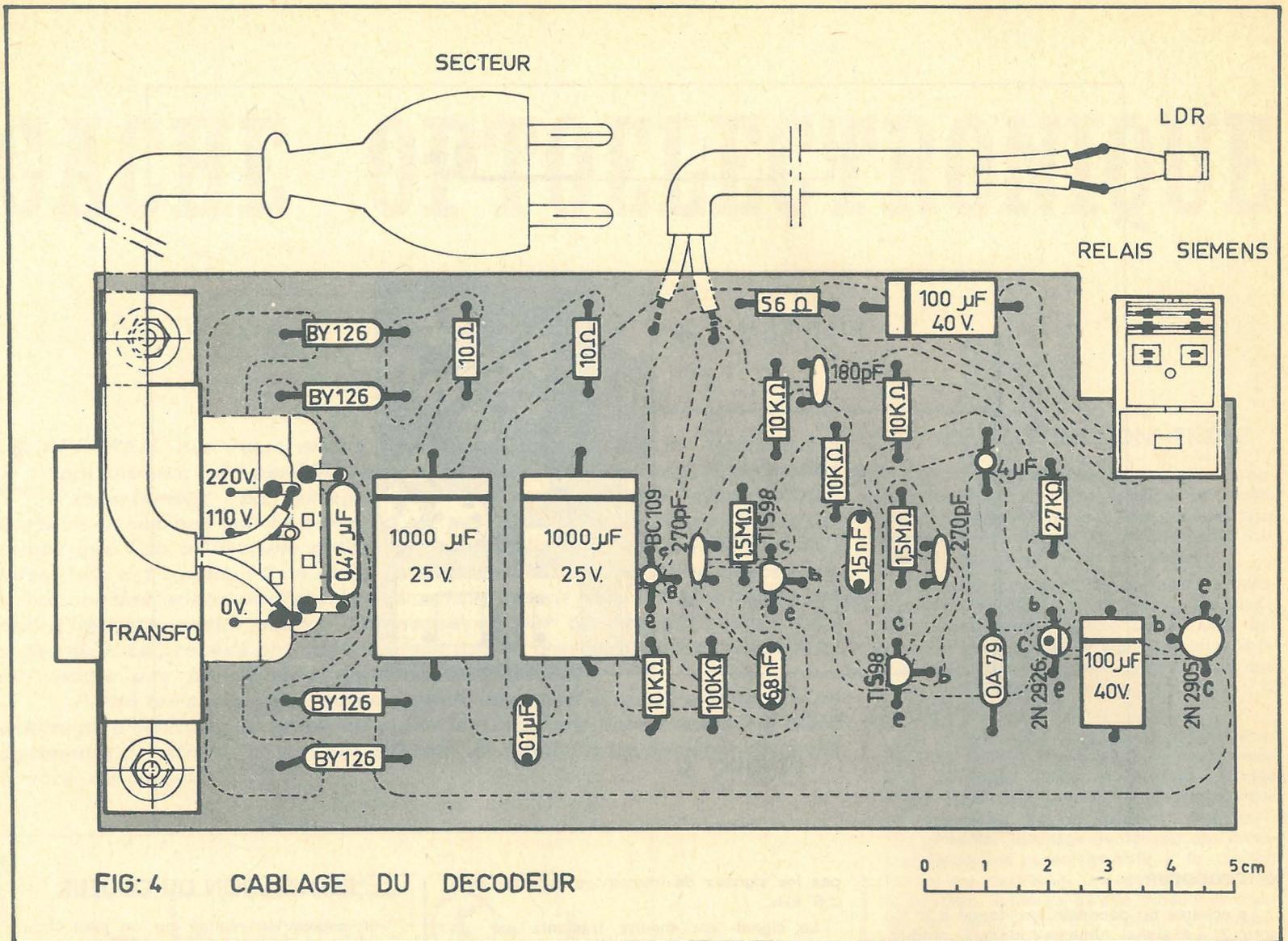


FIG: 4 CABLAGE DU DECODEUR

PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



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 : 72 F)..... 69 F

Supplément facultatif :
 Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale)..... **36 F**
Nouveau modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 127 F)..... 124 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

sateur de 50 µF qui découple l'alimentation puis les deux 22 nF. On soude également les résistances de 10 000 Ω, de 100 000 Ω, de 910 Ω et de 750 Ω. On met en place l'interrupteur à glissière. On soude la diode CQY11 et avec les précautions d'usage et en respectant leur brochage, les transistors 2N2646, 2N2926 et 2N3702. Pour occuper le minimum de place les résistances et condensateurs sont disposés perpendiculairement au circuit imprimé.

REALISATION DU DECODEUR

Le décodeur est lui aussi exécuté sur un circuit imprimé dont les dimensions sont 185 × 90 mm. Dans un angle une encoche de 25 × 20 mm est prévue pour rendre accessible les sorties des relais. La disposition des éléments est indiquée à la figure 4. On soude en premier les résistances et les condensateurs. On aura soin pour les condensateurs électrochimiques de respecter les polarités. Les résistances auront leur corps appliqué contre la feuille de bakélite.

Par deux boulons et écrous, on fixe le transformateur d'alimentation. Entre les coses du secondaire on dispose un condensateur de 0,47 µF dont les fils serviront aussi à la liaison avec le circuit imprimé. Près de

ce transformateur on met en place les 4 diodes BY126. A ce stade on soude la diode OA79 et les transistors.

On fixe le relais par un têtou fileté et on soude sur le circuit imprimé les sorties de la bobine d'excitation. La liaison entre la cellule réceptrice et le circuit imprimé s'effectue par un câble, à deux conducteurs, de longueur suffisante. Le cordon secteur est soudé sur le primaire du transformateur d'alimentation. On pourra bien entendu prévoir un interrupteur dans ce circuit.

La diode réceptrice peut être dissimulée très facilement en raison de ses dimensions qui sont les suivantes : diamètre = 5 mm, longueur = 7 mm.

L'UTILISATION

L'utilisation est très simple. Le décodeur étant en place et relié au dispositif à commander, on approche la diode lumineuse de la cellule réceptrice et on allume la diode en fermant le circuit d'alimentation à l'aide de l'interrupteur à glissière. Lorsque le rayon lumineux atteint la cellule réceptrice, le relais est excité.

A. BARAT

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°, par versement au C.C.P. 31.807-57 La Source - Envoi franco.

8 CIRCUITS PRATIQUES à photo- résistance

LE fait qu'avec une photorésistance un éclairage relativement faible permet d'obtenir de grandes variations de résistance, désigne cet élément comme un composant extrêmement intéressant pour toutes sortes de montages électroniques.

Baisser le son d'un téléviseur, ouvrir la porte d'un garage, mettre en route l'éclairage, détecter des intrus, inspecter le contenu d'une boîte à lettres, etc., etc, tout cela, sans bouger de votre fauteuil, la photorésistance le fait pour vous.

Nous avons réuni un petit « bouquet » de circuits pratiques opto-électroniques pour l'usage des amateurs et des expérimentateurs. Tout variés qu'ils soient, ils ne posent certainement aucune limite à l'imagination : d'innombrables autres circuits sont encore possibles avec les photorésistances tant pour résoudre des problèmes pratiques que pour se distraire.

Mais voyons tout d'abord d'un peu plus près ce qu'est une photorésistance.

LES PHOTORESISTANCES STRUCTURE, PROPRIETES

Les cellules au sulfure de cadmium portent des désignations diverses dans le commerce et, à côté de l'appellation ordinaire de photorésistances, on les nomme aussi des résistances photoconductrices et, dans la littérature anglo-saxonne, des résistances LDR (light dependent resistor).

La photorésistance est composée d'un élément résistif, fait d'ordinaire de sulfure de cadmium contenu dans un boîtier transparent. Soumise à la lumière, sa résistance diminue.

Les courbes représentées en figure 1 illustrent cette propriété (photorésistances Mazda-Belvu).

Dans le circuit de la figure 2 A, la tension de sortie augmente avec l'éclairage.

La photorésistance n'est pas polarisée comme une diode ; elle se comporte comme une résistance ordinaire dans les conditions d'éclairage constant. En conséquence, elle peut être alimentée soit par une source alternative, soit par une source continue. La cellule CdS même bon marché offre à la lumière une sensibilité notable, étant en outre capable de conduire un courant relativement important.

La figure 2 B indique la structure d'une cellule CdS. La sensibilité dépend étroitement de la forme des électrodes. Plus fin est le système d'électrode, plus sensible est la cellule.

La réponse en fréquence. Il y a une limite à la vitesse avec laquelle un capteur de lumière répond à des changements rapides de l'intensité lumineuse. La cellule CdS n'est pas en mesure de conduire des changements rapides de lumière. Le signal de sortie des photorésistances au sulfure de cadmium tend à diminuer si on fait pulser la lumière à l'entrée à des fréquences supérieures à quelques centaines de Hz. Avec une intensité lumineuse de 1.000 lux, on doit s'attendre à des temps de montée de l'ordre de 10 mS.

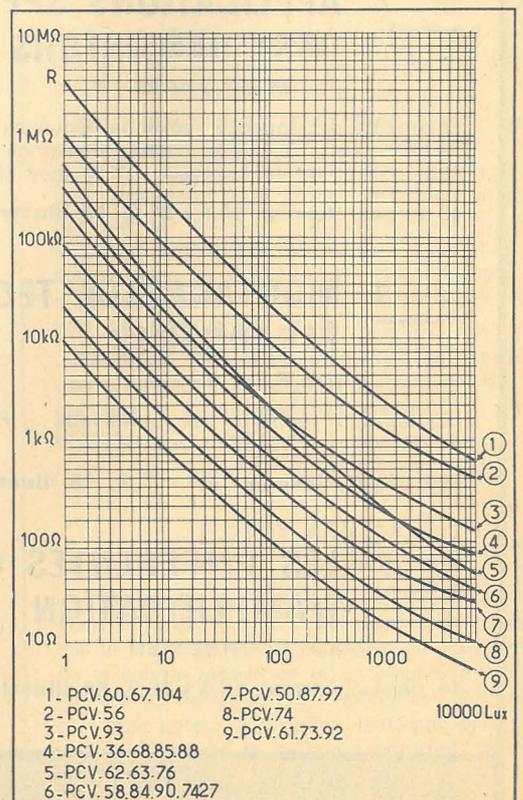
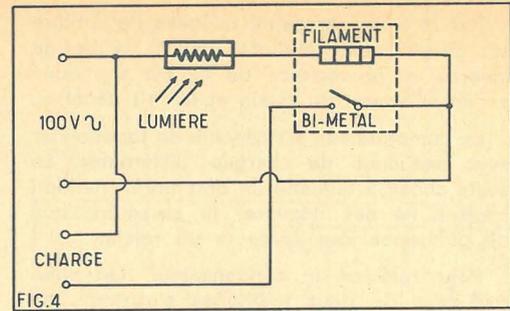
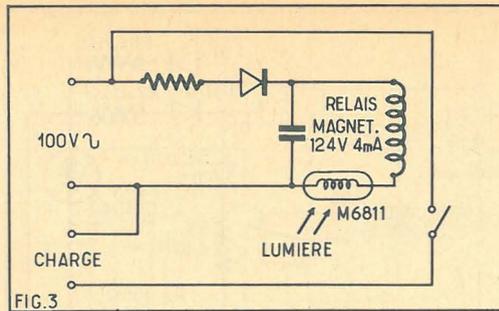
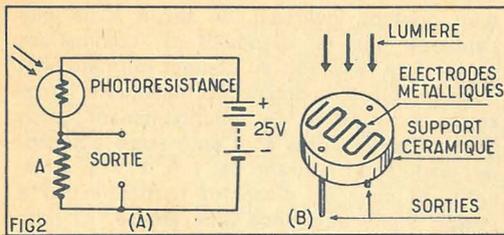


FIG.1

A.25.5.72



En comparaison d'autres éléments photosensibles, ceci est une propriété défavorable. Les cellules CdS peuvent ainsi être utilisées uniquement dans les applications pour lesquelles la vitesse de réponse ne joue pas de rôle.

La variation de la sensibilité avec les fluctuations de la température est en général très faible. Le courant de fuite change bien avec la température mais cela ne constitue un inconvénient que lorsqu'on doit travailler avec une intensité lumineuse très faible. Le matériau photoconducteur est particulièrement sensible à l'humidité. Pour y parer, le processus de fabrication prévoit un boîtier hermétique. Ajoutons que le vieillissement ne semble pas modifier notablement les propriétés de ces cellules.

La grande sensibilité et le faible prix comparés à ceux des autres éléments photosensibles ont eu pour effet que récemment l'intérêt pour ces cellules a fortement augmenté.

CARACTERISTIQUES DE QUELQUES PHOTORESISTANCES DE FABRICATION FRANÇAISE

Le Tableau 1 présente les principales caractéristiques de quelques cellules photoconductrices (photorésistances) au sulfure de cadmium CdS. Ce tableau a été établi sur la base de la documentation suivante : Manuel des tubes électroniques et semi-conducteurs Philips, Mazda Belvu Catalogue 1969 (Cellules), Mémento de poche, Radio-Prim.

Tableau 1

TYPE	Résistance dans l'obscurité	Résistance d'éclairage (à 1 000 lux)	Pd	V _{max}
LDR 03-02S	10 MΩ	150 - 400 Ω	0,2 W	150 V
LDR 03-05S	10 MΩ	75 - 150 Ω		
LDR-05	10 MΩ	75 - 300 Ω	70 mW	350 V
LDR-07				
ORP 60	200 MΩ	10 kΩ	250 mW	250 V
PCV 68	2 MΩ	400 Ω		
	Courant d'obscurité	Courant de Cellule		
ORP 50	max. 20 μA (à 175 V ctu)	8 mA (à 20 V ctu)		
ORP 60	max. 1,5 μA (à 300 V ctu)	0,5 mA (à 30 V ctu)		
ORP 61				
ORP 63	max. 10 μA (à 75 V ctu)	8 mA		

LES APPLICATIONS

Nous avons signalé qu'une cellule CdS est capable de commuter un courant relativement important. Il peut donc actionner un relais. Si on insère une cellule en série avec l'enroulement d'un relais et qu'on les branche sur une tension, on obtient un circuit de commutation à l'aide duquel on peut mettre en route l'éclairage public. La figure 3 représente un circuit utilisant une cellule CdS. Le montage conçu par la Société Toshiba, Japon, est destiné à être placé dans des réverbères. Dans le schéma de la figure 3, la diode et le condensateur de filtrage ont pour fonction de transformer la tension alternative de 100 V en une tension continue pour alimenter le circuit avec la cellule CdS du type M 6811.

Les cellules CdS sont également utilisées dans les relais thermiques selon le circuit représenté en figure 4 (Toshiba). Lorsque la lumière tombe sur la cellule, le filament se réchauffe. Ce filament chaud est installé dans le voisinage d'un circuit de bi-métal. Il est évident qu'à un certain éclairement la chaleur atteint une valeur à laquelle le bi-métal peut réagir.

Ce circuit offre l'avantage qu'il y a un certain retard entre la rencontre d'un faisceau lumineux avec la cellule et la réaction du circuit de bi-métal. En outre, ce dernier ne peut réagir qu'à des impulsions de lumière suffisamment longues tandis que les éclats brefs de lumière ne l'affectent pas.

LES CIRCUITS PRATIQUES

Voici maintenant 8 circuits pratiques utilisant une photorésistance ordinaire comme pièce maîtresse. Cette dernière peut être choisie parmi les cellules photoconductrices figurant dans le Tableau 1.

1. — LE CONTROLE A DISTANCE

Le contrôle à distance peut rendre des services appréciables dans beaucoup d'applications qui concernent la maison d'habitation ou l'atelier. Il peut consister par exemple à réduire le son trop bruyant ou gênant d'un téléviseur lorsqu'on passe la publicité, à mettre en route l'éclairage d'un garage lorsqu'une voiture pénètre dans la voie d'accès, à allumer les lumières dans un bâtiment éloigné, etc. Le contrôle à distance peut effectuer tout ce qu'une personne ne peut ou ne veut pas faire elle-même parce que cela l'obligerait à se lever ou à se dérangé.

On conçoit qu'il y a beaucoup de méthodes pour réaliser un contrôle à distance, par exemple en utilisant le son, la lumière, la radio-fréquence, etc... Mais la plupart des systèmes de contrôle à distance utilisant le son sont trop complexes pour les besoins ordinaires et dépassent les moyens et les capacités de construction du technicien pressé.

En revanche, le dispositif ci-dessous est très simple et facile à construire.

C'est un commutateur photorésistif qu'une lampe électrique ordinaire de poche suffit à faire fonctionner. A la différence de la plupart des dispositifs commandés par la lumière, celui-ci est bistable, c'est-à-dire que lorsqu'un faisceau de lumière le met en route, il continue de fonctionner dans cet état jusqu'à ce qu'un autre faisceau de lumière le fasse arrêter et passer à l'état opposé.

Le fonctionnement électrique (voir figure 5). — Lorsqu'on applique l'alimentation, le condensateur C₂ est chargé à travers D₁ et R₁ à 75 V environ, avec la borne supérieure ayant une polarité positive. Lorsqu'un faisceau de lumière frappe la photorésistance PC₁, la résistance de cette dernière diminue. Il s'ensuit que la charge accumulée aux bornes de C₂ peut s'écouler à travers la résistance R₄ de faible valeur et parvenir à l'enroulement du relais.

Lorsque le relais est excité, la puissance entrante est commutée sur le circuit contenant D₃, puis à l'enroulement du relais de façon que le courant amène la palette à se coller. Le relais étant collé, C₂ est maintenant chargé en sens inverse à travers D₂ et R₂ (c'est la raison pour laquelle C₂ doit être du type non polarisé).

Par la suite, lorsqu'un faisceau de lumière est dirigé sur la photorésistance, la charge inverse en provenance de C_2 est appliquée à l'enroulement du relais et le fait décoller.

Le commutateur est capable de fonctionner avec beaucoup de charges différentes. La seule chose à laquelle on doit faire attention c'est à ne pas dépasser la caractéristique de puissance des contacts du relais.

Pour réaliser un condensateur non polarisé pour C_2 , deux méthodes s'offrent : ou bien il faut relier deux condensateurs électrolytiques de $80 \mu\text{F}$, 150 V , la sortie positive à la sortie positive ; ou bien il faut relier une paire de condensateurs électrolytiques de $40 \mu\text{F}$, 150 V , sortie positive à sortie positive, et relier en outre une diode aux bornes de chaque condensateur en plaçant l'anode à la borne négative et la cathode à la borne positive.

Les composants. — C_1 : condensateur électrolytique de $4 \mu\text{F}$, 150 V , — C_2 : condensateur électrolytique non polarisé $40 \mu\text{F}$, 150 V , — D_1, D_2, D_3 : diodes 1N2070 (tension inverse de crête 400 V , courant 750 mA) — K_1 relais de 117 V , — PC_1 : photorésistance Clairex CL504 (Equipements Scientifiques, 35, chemin des Roses, 92-Suresnes) ou analogue voir tableau 1, — R_1 : résistance de 4700Ω , 1 W , R_2 : résistance de 15000Ω , $1/2 \text{ W}$, R_3 : résistance de 6800Ω , 1 W , — R_4 : résistance de 100Ω , $1/2 \text{ W}$.

La construction. — Le circuit du commutateur est indiqué en figure 5. On peut le placer dans un boîtier métallique séparé ou le disposer à l'intérieur de l'ébénisterie d'un radio-récepteur ou d'un téléviseur. La disposition des éléments n'est pas critique. Il y a seulement deux détails de construction qui sont importants. Premièrement, il convient de faire attention à ce que la photorésistance soit placée d'une manière telle qu'on puisse y appliquer directement la lumière. Dans ce but, il suffit de la fixer dans un morceau de tube opaque de façon que ce soit seulement la lumière venant directement d'en face qui puisse exciter la cellule (et non la lumière ambiante de la pièce). Deuxièmement, si on ne peut pas facilement obtenir le condensateur C_2 ($40 \mu\text{F}$, 150 V , condensateur électrolytiques non-polarisé), il faut utiliser deux électrolytiques de $80 \mu\text{F}$, 150 V , avec les deux extrémités positives reliées ensemble.

L'utilisation. — Placer le dispositif dans un endroit convenable et orienter la photorésistance dans la direction désirée. Relier les contacts du relais à l'appareil à contrôler.

Si la commande doit s'appliquer à un récepteur de télévision, ouvrir l'un des conducteurs allant vers le haut-parleur en provenance du transformateur de sortie, relier les deux extrémités du fil aux contacts de relais notamment fermés et shunter ces contacts avec une résistance de même ordre de grandeur que l'impédance de la bobine mobile du HP. Le son du téléviseur reste normal aussi longtemps qu'un faisceau de lumière d'une pile ne frappe la photorésistance ; à ce moment, il est fortement diminué.

On peut également disposer le commutateur à photorésistance dans un garage en un endroit tel que, lorsque la lumière des phares d'une voiture le frappe, il met en route automatiquement l'éclairage du plafond du garage.

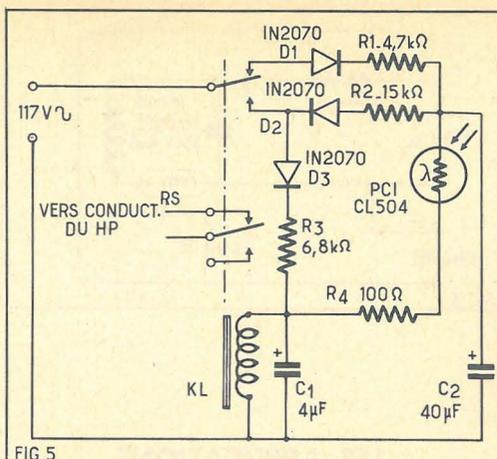


FIG. 5

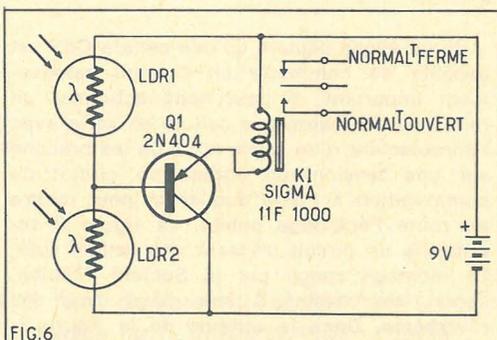


FIG. 6

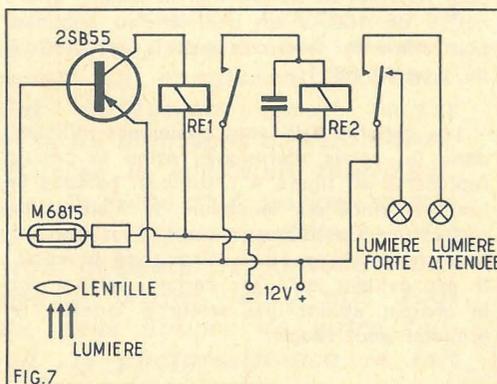


FIG. 7

2. — UN AUTRE COMMUTATEUR BISTABLE ACTIONNE PAR LA LUMIERE

Le circuit de la figure 6 est une variante du dispositif précédent. Ce commutateur qu'on peut faire fonctionner par le moyen d'un faisceau de lumière à partir d'endroits éloignés d'une dizaine de mètres, constitue un dispositif bien pratique aussi bien dans un appartement que dans l'atelier. Le commutateur qui est capable de fonctionner dans des limites assez larges de variation de l'éclairage ambiant, peut être utilisé pour mettre en route des appareils et pour les arrêter, par exemple pour faire baisser le son d'un récepteur de télévision pendant la transmission de la publicité, pour commander l'éclairage à distance dans un garage ou dans une cave, etc.

Comme on voit sur le schéma de la figure 6, le commutateur à distance est un dispositif simple. Il est composé d'une paire de photorésistances (LDR_1 et LDR_2) lesquelles fournissent la polarisation de conduction et de blocage pour un amplificateur simple à transistor Q_1 .

Les photorésistances LDR_1 et LDR_2 sont du type GE N° 8 — 425 P₁, General Electric (Comptoir Commercial d'Importation, 42, rue Etienne-Marcel, Paris-2°) ou analogues choisies dans le tableau 1.

La charge de l'amplificateur est un relais qui colle ou décolle suivant l'état de conduction du transistor. Le relais est équipé d'un contact inverseur de façon à ce que l'appareil ou le dispositif à commander puisse être relié soit au contact normalement ouvert, soit au contact normalement fermé selon la condition de fonctionnement qu'on désire. Ces contacts sont en mesure d'accepter jusqu'à un courant de 1 A 117 V alternatif. Si pour un dispositif particulier on a besoin d'une puissance plus élevée, K_1 peut remplir le rôle d'un relais de contrôle pour commander un autre relais de puissance ayant les caractéristiques appropriées.

Sur le schéma de la figure 6, le relais K_1 ferme ou ouvre les contacts lorsque LDR_2 et LDR_1 sont éclairés respectivement. Normalement, le courant disponible est suffisant pour verrouiller K_1 dans la position désirée.

Les photorésistances sont actionnées à tour de rôle.

Dans un premier temps, l'éclairage de la photorésistance LDR_2 détermine la conduction dans Q_1 d'un courant suffisant pour faire fonctionner K_1 . Le relais K_1 étant collé, il reste collé même après avoir enlevé la lumière de LDR_2 parce que l'enroulement du relais est normalement polarisé près de son point de collage pendant la période où il ne reçoit pas d'énergie supplémentaire. En conséquence, quoique le courant qui le fait fonctionner doit dépasser un certain niveau, le courant de maintien est à l'intérieur de la valeur du courant de polarisation.

Dans un deuxième temps, en éclairant LDR_1 , la condition de polarisation à la base de Q_1 change, en provoquant une conduction moindre du transistor.

Cette fois-ci, cette conduction donne un courant suffisamment inférieur au courant de maintien de K_1 pour que celui-ci puisse se décoller. De nouveau, la situation est telle que le courant normal de repos circulant par Q_1 et K_1 permet au relais de rester dans l'état non excité même après que la lumière soit enlevée de LDR_1 .

Des variations de l'éclairage ambiant depuis l'obscurité totale jusqu'à l'éclairage complet ne provoqueront pas un fonctionnement faux du commutateur à distance parce que le rapport des résistances entre LDR_1 et LDR_2 ne change pas. Cependant, la quantité de lumière atteignant à la fois les deux photorésistances doit être la même à un temps donné quelconque pour que cela soit vrai.

En assemblant le commutateur à distance, il faut avoir présent à l'esprit que les photorésistances doivent être physiquement séparées pour qu'elles puissent être éclairées sélectivement, par exemple par une lampe de poche. D'après le réalisateur, l'expérience a montré qu'une séparation de 15 cm environ a pu fournir un fonctionnement sûr jusqu'à 10 mètres de distance au maximum.

3. — ATTENUATEUR AUTOMATIQUE DES PHARES

Ce circuit offre le soir un service appréciable à l'automobiliste lorsqu'il est dans l'obligation de commuter souvent sur la route de l'éclairage fort à l'éclairage faible. Avec une cellule CdS, cette commutation est réalisable automatiquement. Il est évident que la commutation automatique de l'atténuation des phares est susceptible d'augmenter la sécurité routière. La figure 7 représente un commutateur atténuateur d'éclairage simple. Le changement de courant provoqué dans la photorésistance par l'approche des lumières

res d'une voiture venant en sens inverse est amplifié par le transistor 2SB55 et acheminé à un relais primaire.

A son tour, ce relais commute un relais secondaire, du type de puissance, dont les contacts sont capables de commuter facilement les courants importants des phares d'automobile. En raison du fait que le circuit doit déjà réagir lorsque la voiture venant en sens inverse est encore assez éloignée, on a besoin d'une grande sensibilité, ce qui est obtenu ici en insérant un transistor dans le circuit.

Nous donnons le schéma de ce circuit (dû à la Société Toshiba) à titre d'information ou de curiosité, sans pouvoir communiquer les valeurs des éléments.

AVERTISSEURS FONCTIONNANT PAR ECLAIREMENT

Les systèmes avertisseurs, fonctionnant par éclairage ont un grand nombre d'applications importantes dans les maisons d'habitation et dans l'industrie. On peut les utiliser pour émettre un signal d'avertissement lorsque la lumière pénètre dans un espace normalement sombre. Ils peuvent également être employés pour donner un avertissement lorsqu'un intrus ou un objet pénètre dans un espace interdit et coupe un faisceau de lumière projeté. D'autres fois, ils constituent des dispositifs avertisseurs sensibles à la fumée.

Comme pièce maîtresse, ces circuits contiennent une photorésistance LDR. Ces éléments photosensibles sont des photocellules au sulfure de cadmium. Elles agissent comme des résistances variables offrant dans l'obscurité une résistance élevée (pour les modèles courants, jusqu'à des centaines de milliers d'ohms), et lorsqu'elles sont suffisamment éclairées, elles présentent une résistance faible (pour les modèles courants, quelques centaines d'ohms).

Les circuits décrits fonctionnent avec pratiquement n'importe quelle photocellule CdS prévue pour usage général et ayant des diamètres de face de l'ordre de 3 à 12 mm.

Pour cela, on n'a pas spécifié dans ces circuits des types déterminés de photorésistances ; elles peuvent être choisies parmi celles figurant dans le tableau 1.

4. — AVERTISSEUR SIMPLE A PHOTORESISTANCE

Le schéma de la figure 8 représente l'un des plus simples circuits avertisseurs à photorésistance. Dans ce circuit, le thyristor est relié selon le mode d'auto-verrouillage. Il reçoit son courant de gâchette à partir du diviseur de tension constitué par la photorésistance et le système R₁-R₂. Dans l'installation, la photorésistance est disposée dans un espace normalement obscur tel qu'un entrepôt ou un coffre-fort mural de façon que l'élément photosensible présente une résistance très élevée. Dans ces conditions, un courant négligeable circule dans la gâchette du thyristor ; en conséquence, le thyristor et l'avertisseur sont coupés.

Lorsque la lumière tombe sur la photorésistance, la résistance de cette dernière tombe à une valeur notablement plus basse. Si la résistance tombe à une valeur inférieure à 10 000 Ω environ, le courant circulant dans la gâchette du thyristor est suffisant pour amorcer cet élément : l'avertisseur se met à fonctionner et se verrouille de lui-même.

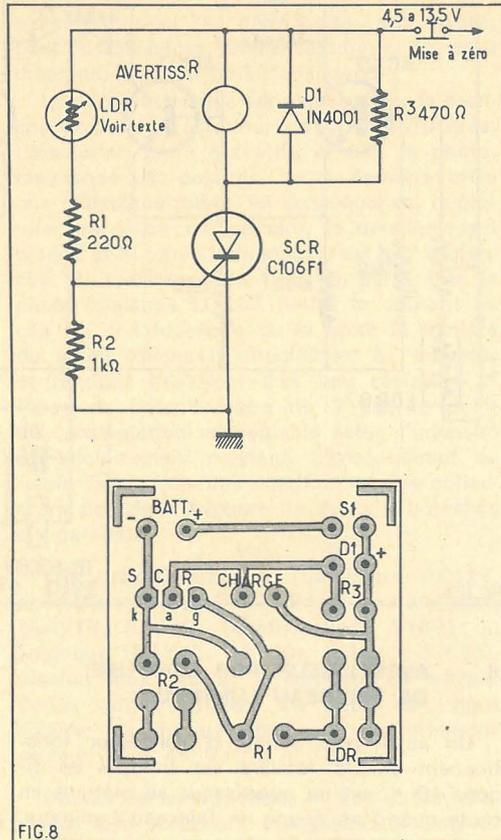


FIG. 8

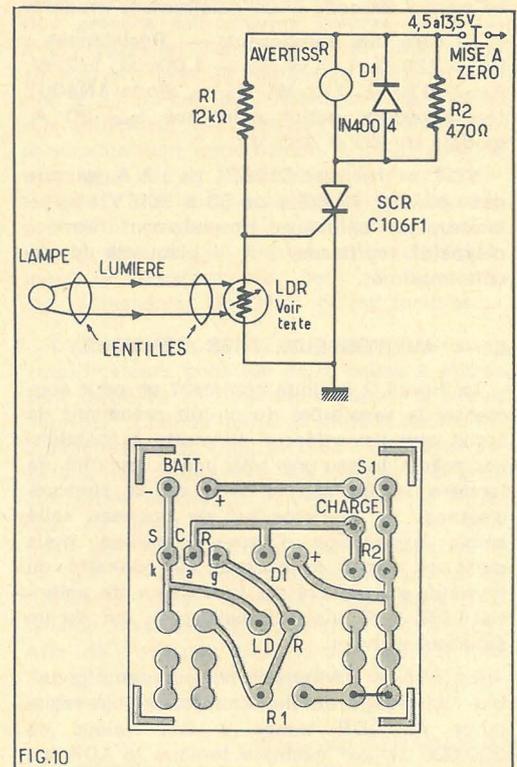


FIG. 10

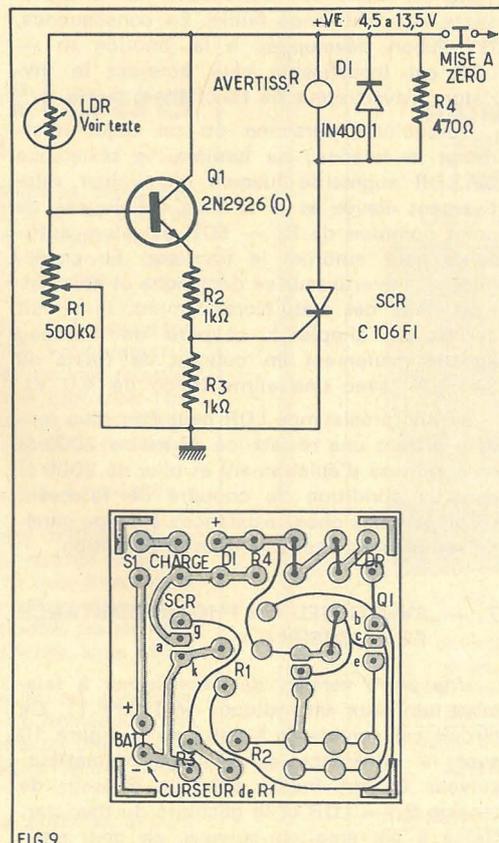


FIG. 9

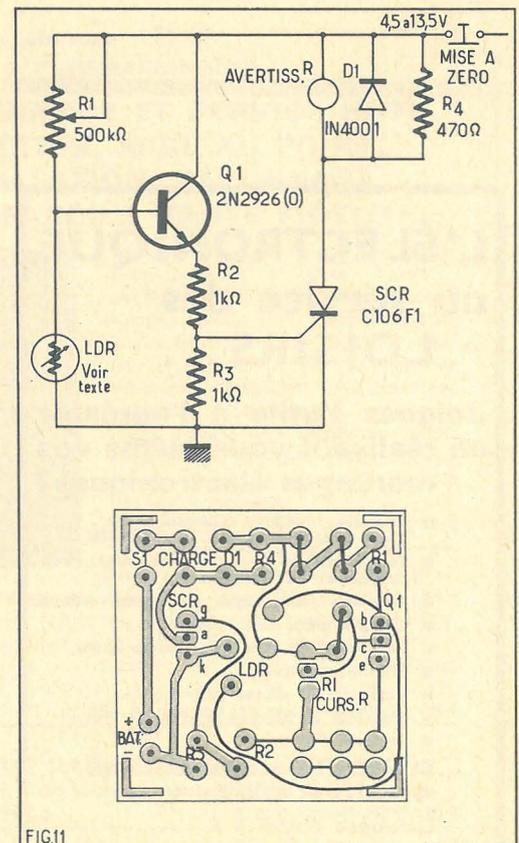


FIG. 11

La plupart des photorésistances ont une résistance inférieure à 10 000 Ω lorsqu'elles sont exposées à un éclairage ambiant d'intensité faible ou à la lumière d'une lampe de poche. Par conséquent, ce circuit fonctionne et reste verrouillé dans son état de fonctionnement aussitôt que la photorésistance se trouve exposée à un éclairage modéré.

La liste des composants — Résistances : R_1 — 220 Ω , 1/2 W, R_2 — 1 000 Ω , 1/2 W, R_3 — 470 Ω , 1/2 W, D_1 — diode 1N4001 (redressement petite puissance I_{FSM} 30 A, modèle de 50 à 400 V).

SCR — thyristor C106F1 (I_f : 2 A, gamme des tensions de crête de 30 à 200 V). S_1 — interrupteur unipolaire normalement fermé ; dispositif avertisseur ; A — plaquette de circuit imprimé.

5. — AVERTISSEUR TRÈS SENSIBLE

La figure 9 indique comment on peut augmenter la sensibilité du circuit précédent de façon que l'avertisseur se mette à fonctionner même lorsqu'une très petite quantité de lumière tombe sur la face de la photorésistance. Le thyristor est de nouveau relié selon le principe d'auto-verrouillage, mais dans ce cas-ci le courant de gâchette du thyristor est prélevé sur le diviseur de potentiel LDR — R_1 via le transistor Q_1 qui est un émetteur suiveur.

Le circuit d'émetteur suiveur rend possible l'amorçage du thyristor lorsque la résistance du LDR tombe à une valeur de 200 000 Ω , par exemple lorsque le LDR est exposé à une très petite quantité de lumière. Le potentiomètre R_1 permet de faire varier la sensibilité du circuit sur une large étendue. Ce circuit et celui de la figure 8 appellent un courant de repos de quelques microampères seulement lorsque LDR est dans la condition d'obscurité.

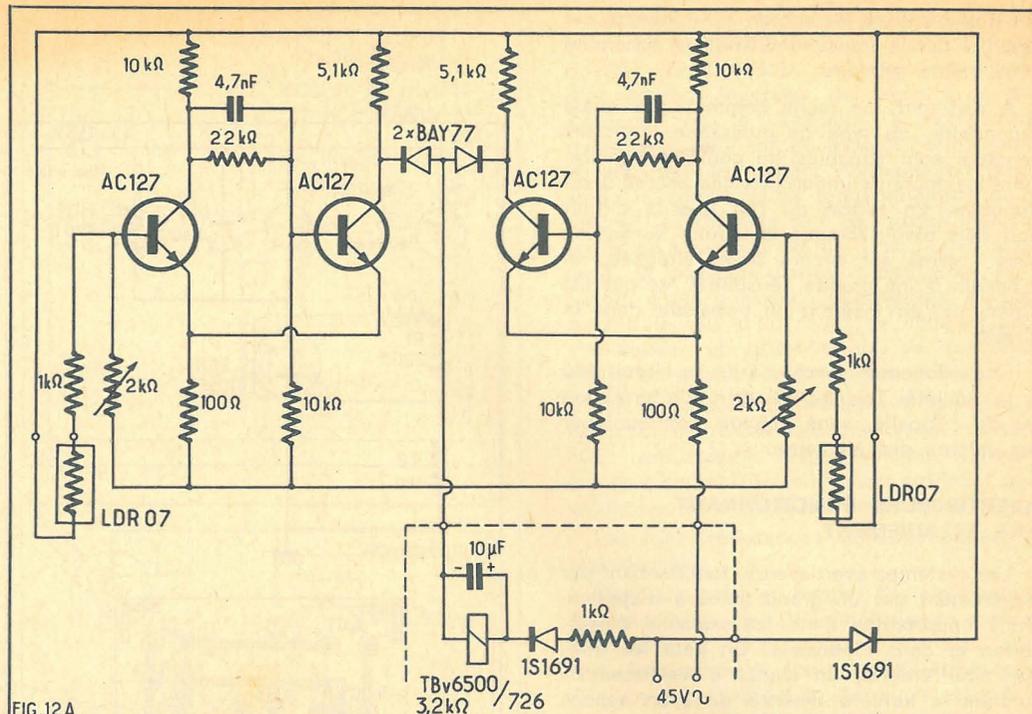


FIG. 12 A

6. — AVERTISSEUR PAR COUPURE DE FAISCEAU LUMINEUX

Un autre type simple d'avertisseur fonctionnant par la lumière est indiqué en figure 10. C'est un avertisseur se mettant en route quand on coupe un faisceau lumineux. Le thyristor est relié pour provoquer l'auto-verrouillage. Il obtient le courant de gâchette du diviseur de tension formé par R_1 et la photorésistance LDR.

Dans les conditions normales, la photorésistance est intensément éclairée par un faisceau de lumière créé par une lampe et un système de lentilles placé à une certaine distance. Dans ces conditions, la LDR présente une résistance faible. En conséquence, la tension développée à la jonction R_1 — LDR est insuffisante pour amorcer le thyristor. L'avertisseur ne fonctionne pas.

Lorsqu'une personne ou un objet interrompt le faisceau de lumière, la résistance du LDR augmente jusqu'à une valeur relativement élevée et la tension développée au point commun de R_1 — LDR est alors suffisante pour amorcer le thyristor. En conséquence, l'avertisseur se déclenche et se maintient dans cet état. Normalement, le circuit avertisseur simple à coupure de faisceau appelle seulement un courant de repos de 340 μ A (avec une alimentation de 4,5 V).

La photorésistance LDR peut être d'un modèle offrant une résistance de moins 2000 Ω en condition d'éclairage et plus de 3000 Ω dans la condition de coupure de faisceau. La plupart des photorésistances à usage général remplissent facilement cette condition.

7. — AVERTISSEUR A PHOTORESISTANCE PEU SENSIBLE

Une autre version de l'avertisseur à faisceau lumineux est indiquée en figure 11. Ce circuit est semblable à celui de la figure 10 avec la différence qu'un étage d'émetteur-suiveur Q_1 est inséré entre le diviseur de tension R_1 — LDR et la gâchette du thyristor. Grâce à cet émetteur-suiveur, on peut attribuer à R_1 une valeur plus élevée que dans le cas du circuit précédent de façon que le circuit de la figure 11 fonctionne avec un courant de repos plus faible. Cela permet

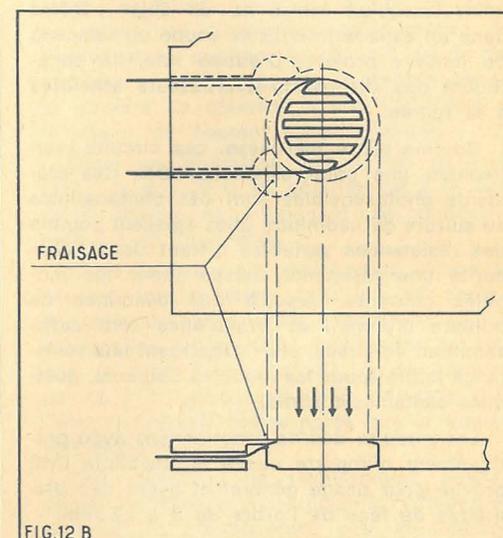


FIG. 12 B

l'utilisation d'une photorésistance moins sensible. Le potentiomètre R_1 établit la sensibilité du circuit qui peut déjà être excité à volonté avec une diminution très faible du niveau lumineux.

Les circuits des figures 10 et 11 sont très utiles comme détecteurs d'intrus. Ils sont économiques et faciles à construire. Les lampes qui les font fonctionner peuvent être alimentées par CA ou CC.

8. — SURVEILLANCE ELECTRONIQUE DE LA BOITE AUX LETTRES

En beaucoup d'endroits, surtout en province, la boîte aux lettres ne se trouve pas à l'intérieur mais devant la maison. Aussi est-il souvent nécessaire de sortir pour chercher le courrier, dérangement désagréable quand il pleut ou qu'il fait froid. Mais à l'aide de l'appareil de surveillance électronique décrit ci-dessous, on peut connaître en toute commodité, et sans sortir, ce qu'il y a dans la boîte aux lettres.

L'indicateur de l'arrivée du courrier est obtenu par la coupure d'un faisceau lumineux qu'interceptent les lettres, les cartes postales, les journaux, etc. déposés dans la boîte. Le signal est recueilli et amplifié par le circuit de la figure 12. Celui-ci actionne

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 - 31 - TOULOUSE
Téléphone : (15) 61/21-04-92

un relais lequel à son tour met en route deux lampes de signalisation (ou sonneries) situées à l'intérieur de la maison.

Cet appareil est notablement plus complexe que les précédents. Il est prévu pour une boîte aux lettres double, l'une pour les lettres et les cartes postales, l'autre pour les journaux et les imprimés. L'appareil complet destiné à deux boîtes aux lettres doit donc comprendre deux modules identiques (le schéma du circuit de la figure 12 correspond à l'un d'eux) équipés en tout de huit transistors.

LE FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT

Relevons quelques particularités du fonctionnement électrique du circuit représenté en figure 12. Cet amplificateur à transistors est destiné à assurer la commande d'un relais indicateur. Une carte postale n'occupant jamais à elle seule toute la largeur d'une boîte aux lettres, on a besoin de deux photorésistances pour obtenir une détection suffisante.

Pour chaque photorésistance LDR07, on prévoit un canal propre. Les deux canaux sont raccordés à la sortie et commandent le relais indicateur par l'intermédiaire d'une fonction OU.

La résistance d'obscurité des capteurs de lumière se trouvant aux entrées peut atteindre en cas d'assombrissement jusqu'à 20 k Ω . Le transistor de commande du relais doit effectuer la commutation avec sécurité même si la photorésistance n'est pas complètement assombrie. On doit donc pouvoir régler le point de commutation. L'amplificateur doit

présenter un faible courant de repos et être réalisé avec des transistors bon marché et faciles à acquérir. Pour obtenir ces résultats, le circuit se compose d'un trigger de Schmitt équipé de deux transistors AC127. A cela s'ajoutent, pour les deux boîtes aux lettres, quatre transistors amplificateurs ; on aura donc un total de huit transistors.

La photorésistance est placée dans la branche positive du diviseur de tension d'entrée. Lorsque la boîte est vide et que la photorésistance est éclairée, cette dernière offre une résistance faible. En conséquence, le premier transistor est passant, le deuxième est bloqué et le relais indicateur n'est pas enclenché. La résistance de 1 k Ω en série avec la photorésistance LDR07 limite le courant au cas où, à l'ouverture de la boîte la lumière du soleil tomberait directement à l'intérieur et rendrait l'élément très peu résistant. A l'aide du potentiomètre de 2 k Ω , le point de commutation est réglable selon l'intensité de l'éclairage existant. L'enroulement du relais fait partie des résistances des collecteurs des deux triggers de Schmitt branchés en parallèle.

Les composants. — Transistors AC127, photorésistances LDR07, BAY77 ou analogue (AAY18, BA120, OA85), diode S1691 ou analogue (BAY42, BA100). Relais : 3,2 k Ω , tension max. 25 V, 2 contacts de travail. Petite lampe, par ex. 24 V/50 mA, pour éclairer les photorésistances. Transformateur secteur pour 45 V/0,1 A.

Détails de construction. — Les photorésistances sont fixées sur une plaquette isolante et situées à 8 cm l'une de l'autre. Elles sont éclairées par une lampe rouge (24 V, 50 mA) disposée au milieu de la partie supérieure

de la boîte aux lettres. De cette façon, lorsque le courrier tombe, l'une au moins des photorésistances est dans l'ombre. Pour pouvoir mieux adapter les photorésistances et leur connexion de sortie, les perçages à prévoir sont de 7,5 mm et de 8 mm, le fraisage de 4 mm et le perçage en longueur pour les fils conducteurs de 0,8 mm. On doit prendre soin d'éviter l'entrée d'une lumière parasite. Tandis que les deux relais se trouvent avec le redresseur dans un boîtier à l'intérieur de l'habitation, la platine d'amplificateur est disposée dans un boîtier à commutation imperméable à l'eau sous la boîte aux lettres. L'indication de fonctionnement à l'intérieur de la maison est assurée par deux lampes de signalisation placées sur le devant d'un boîtier contenant également le transformateur pour le dispositif, les redresseurs, les relais et les fusibles.

L'alimentation. — Les quatre transistors amplificateurs pour les deux boîtes à lettres sont disposés sur une seule platine à circuit imprimé. Chaque paire d'amplificateurs est indépendante et équipée d'un redresseur séparé à une alternance. La tension continue non filtrée est de 25 V. Pour éviter la vibration du relais, la tension qui lui est destinée est filtrée. Cette tension dépasserait de loin 25 V à cause des condensateurs de filtrage et serait également supérieure à la tension maximale de collecteur de l'AC127. Afin de l'adapter à la tension requise par l'amplificateur, une résistance de 1 k Ω est insérée devant le redresseur de relais.

François ABRAHAM

Bibliographie : Radio-Electronics
Funkschau Popular Electronics



Logique informatique

par Marc FERRETTI

Il y aura, d'après les prévisions françaises 18 000 ordinateurs en 1975 et 42 000 en 1980 : une telle évolution implique la formation de 30 000 personnes par an au cours des prochaines années et de 50 000 à partir de 1975.

LOGIQUE INFORMATIQUE s'adresse donc aux lycéens, étudiants et élèves-ingénieurs destinés à embrasser la carrière informatique, ainsi qu'aux techniciens et cadres recyclés vers l'informatique. Il touchera aussi ceux amenés à approcher l'ordinateur, ou à construire de telles machines. Enfin, tous les curieux d'une mathématique spéciale, dans laquelle un et un ne font pas deux, liront ce livre.

La première partie décrit rapidement l'ordinateur, son « hardware » sa mémoire et ses possibilités actuelles et futures.

Ensuite, seconde partie, une théorie essentielle des mathématiques modernes est décrite; groupes, anneaux, corps sont passés en revue, après quoi, le « nombre » est expliqué. On verra ici que, finalement, notre mode de raisonnement repose sur des notions admises a priori : en changeant d'hypothèses de base, on modifie les résultats escomptés. Par exemple, la congruence permet d'écrire, sans risque d'erreur, que $5 \times 5 = 4$.

Enfin, la troisième partie décrit l'algèbre de Boole. Ici est généralisé le principe qui dit « qu'une porte doit être ouverte ou fermée ». Toute proposition est vraie ou fautive; on peut donc lui affecter une variable prenant la valeur 0 ou 1 selon le cas... ce qui conduit logiquement à l'algèbre binaire interne aux ordinateurs.

Un volume broché, format 15 x 21 cm, 160 pages, schémas, dessins et tableaux. Prix 22 F

En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO -
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Tél. : 878-09-94. C.C.P. - 4949-29 Paris.

Un volume attendu :

P. HEMARDINQUER

MAINTENANCE ET SERVICE HI-FI ENTRETIEN, MISE AU POINT, INSTALLATION, DÉPANNAGE, DES APPAREILS HAUTE FIDÉLITÉ



Les résultats assurés par les appareils musicaux à haute fidélité : électrophones, magnétophones, chaînes sonores, projecteurs sonores, installations de sonorisation fixes ou mobiles, ne dépendent pas seulement de leurs caractéristiques. Ces machines complexes, toujours plus perfectionnées, doivent être mises au point, entretenues, réparées même s'il y a lieu, en cas de pannes ou de troubles de fonctionnement.

Après avoir précisé et défini les caractéristiques permettant de contrôler les qualités réelles des appareils et les conditions nécessaires de la Hi-Fi, a voulu exposer et préciser les procédés pratiques de contrôle, d'entretien, de mise au point et de réparation de tous les éléments des chaînes sonores en illustrant les textes par de multiples schémas, dessins, graphiques et tableaux de recherche rapide.
Un vol broché, 15 x 21 cm, 384 p., dessins, schémas et tableaux : 45 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)

Téléphone 878.09.94

C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
127, avenue Dailly - Bruxelles 1030

Tél. 02/34.83.55 et 34.44.06

C.C.P. 670.07

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE

(voir les numéros 293 et suivants)

DIVISEURS — FORMANTS — GÉNÉRATEURS

MISE AU POINT D'UN CIRCUIT DIVISEUR DE FREQUENCE

SOIT à mettre au point le circuit de la figure 4 de notre précédent article (voir Radio-Plans numéro d'août 1972) destiné à la note do 7 comme fondamentale : $f_1 = 4185,50$ Hz.

Le montage cité se présente pratiquement sous la forme d'un circuit ayant les points d'accès indiqués par la figure 1 : deux bornes pour l'alimentation, + et —, quatre fois deux bornes pour les sorties des signaux aux fréquences f_1 fondamentale et les trois subharmoniques :

TABLEAU I

$f_1 = 4185,50$ Hz
$f_2 = 2092,75$ Hz
$f_4 = 1048,37$ Hz
$f_8 = 523,19$ Hz

Le montage étant réalisé, il s'agit de savoir s'il fonctionne et comment il fonctionne.

Pour cela, en se souvenant que les tensions des signaux BF fournis par chaque sortie sont de 200 mV environ, il suffira de brancher l'entrée PU d'un radio-récepteur ou d'un électrophone ou de tout autre amplificateur BF dont aucune qualité spéciale n'est exigée, à l'une des sorties du circuit pour entendre le son, si son il y a, dans le haut-parleur.

Deux cas sont à envisager : le réalisateur possède un oscilloscope ; le réalisateur n'en possède pas mais dispose d'un instrument de musique parfaitement accordé, de préférence un piano, un harmonium, un accordéon. Les instruments accordables comme le violon, la guitare, etc. sont moins recommandés car ils pourraient être mal accordés, il faudrait alors disposer d'un diapason précis, accorder l'instrument à cordes le mieux possible et, d'après cet instrument pris comme élément de comparaison, accorder le dispositif de la figure 1 ce qui est élémentaire.

METHODE D'ACCORD AVEC OSCILLOSCOPE

Il faut disposer d'un oscilloscope avec entrée « verticale » EV et entrée « horizontale » EH ainsi que d'un générateur basse fréquence « GEN » et réaliser le montage de la figure 2.

Dans ce montage, le signal provenant d'une sortie de circuit comme celui de la figure 1, sera appliqué à l'entrée EV de l'oscilloscope tandis que le signal du générateur GEN sera appliqué à l'entrée EH.

En se souvenant que le signal du circuit à diviseurs (fig. 1) est triangulaire (et non sinusoïdal) alors que celui fourni par GEN est sinusoïdal, on voit qu'il n'est pas possible d'obtenir des figures de LISSAJOUS mais des oscillogrammes comme celui de la figure 3 (a), et cela de la manière suivante :

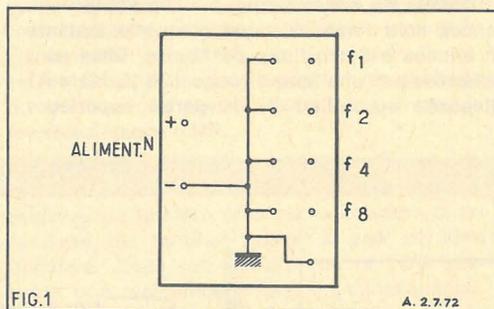


FIG.1

A. 2.7.72

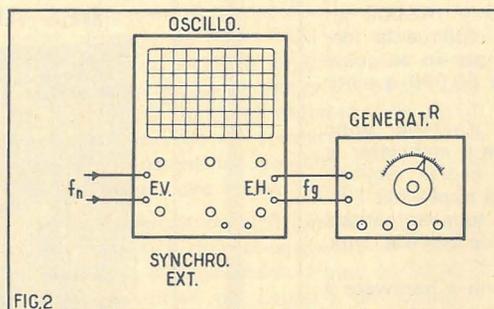


FIG.2

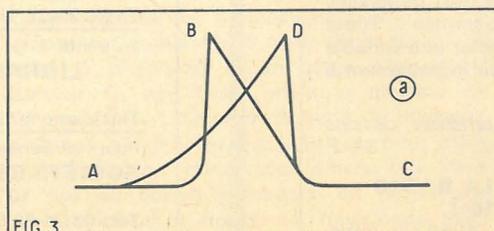


FIG.3

1° appliquer en EV le signal de la sortie f_1 qui est la fréquence f_1 , pour le moment inconnue tant que l'on n'a pas mis au point le circuit considéré ;

2° régler la fréquence du générateur, f_g jusqu'à ce que l'on obtienne l'oscillogramme de (a) figure 3.

Dans ce cas $f_g = f_1/2$ donc $f_1 = 2 f_g$ ce qui permettra de connaître la valeur exacte de f_1 . Il n'y a absolument aucune chance que la valeur trouvée de f_1 soit celle désirée c'est-à-dire 4185,5 Hz. Elle peut toutefois être proche de celle-ci. Pour régler le circuit, effectuer les opérations suivantes :

3° régler GEN sur $4185,5/2 = 2092,75$ Hz ;

4° régler le circuit qui donne f_1 (voir fig. 4 du précédent article) en agissant sur le bobinage L_1 , jusqu'à obtention de l'oscillogramme (a) fig. 3.

A ce moment on aura certainement :

$$f_1 = 2 f_g = 2 \cdot 2092,75 = 4185,50 \text{ Hz}$$

Avant de passer aux réglages suivants expliquons la forme de l'oscillogramme (a) fig. 3.

Le signal du générateur GEN étant sinusoïdal, sa période est $1/f_g$ qui est égale à $2/f_1$ puisque $f_1 = 2 f_g$. Dans ces conditions lorsque le spot décrit une demi-branche de sinusoïde, le signal f_1 de période $1/f_1$ se produit en entier donc on obtient un trou triangulaire comme ADC puisque le signal f_1 est triangulaire.

Au cours de la deuxième moitié de la période $1/f_g$ c'est-à-dire pendant un temps $1/f_1$, il y aura le retour du spot, de droite à gauche et il décrira une deuxième figure CBA qui ne se superposera pas exactement sur ADC car le signal f_1 n'est pas symétrique.

On a ainsi, une excellente méthode de comparaison des deux signaux f_1 et f_g qui permettra la mise au point du circuit de génération du signal fondamental f_1 .

REGLAGE DES SUBHARMONIQUES

Examinons à nouveau le schéma fig. 4 (précédent article).

Si ce montage convenait parfaitement à la fréquence $f_1 = 4185,5$ Hz, les sorties f_2 , f_4 et f_8 donneraient les signaux subharmoniques corrects et il n'y aurait aucune mise au point à effectuer sur les circuits des sections diviseuses de fréquence A_4 , A_1 et A_2 du CI type CA3052.

En réalité, il convient de savoir si les valeurs des condensateurs C_3 (0,1 μ F, C_6 = 0,22 μ F) et C_7 (0,47) conviennent bien pour obtenir les fréquences du tableau I.

Pour cela il sera nécessaire de déterminer la bande des fréquences couvertes par ces valeurs de C_3 , C_6 et C_7 . Cette mesure facilitera la mise au point des onze autres circuits comme celui de la figure 1 destinés aux notes qui précèdent le do choisi, c'est-à-dire le si, la dièze, la do dièze.

Pour déterminer la bande couverte par C_3 par exemple, on procédera de la manière suivante :

● 1° Trouver une fréquence $f_1 = 2 f_g$ pour laquelle la capacité C_3 de 0,1 convient.

Cette opération se fait en vérifiant que le signal de la sortie f_2 est bien à la fréquence $f_2 = f_1/2$.

Pour cela, après avoir obtenu la fréquence f_1 , brancher à l'entrée EV la sortie f_2 du circuit diviseur et à l'entrée EH le générateur GEN qui sera accordé sur $f_2/2$ c'est-à-dire $f_1/4$, la valeur de f_1 étant connue, quelle qu'elle soit.

● 2° Désaccorder L_1 de façon à passer de f_1 à une valeur supérieure, $f_1 + \Delta f_1$. Déterminer la valeur de $f_1 + \Delta f_1$ en accordant le générateur GEN sur une fréquence supérieure à $f_1/4$. Soit $f_g + \Delta f_g$ cette fréquence (on obtiendra dans ce cas l'oscillogramme (a)). On aura $\Delta f_1 = 4 \Delta f_g$.

● 3° Augmenter la valeur de Δf_1 et continuer ainsi tant que la valeur de $C_3 = 0,1 \mu$ F convient encore. On aura déterminé ainsi la limite supérieure de la bande pour laquelle C_1 de 0,5 μ F et C_3 de 0,1 μ F conviennent.

● 4° Procéder de la même manière pour déterminer la limite inférieure de la bande permise par la valeur de C_1 . La bande de la fondamentale f_1 est alors connue, c'est la bande $B_1 = f'_1 - f''_1$ les fréquences f'_1 et f''_1 étant ses limites supérieure et inférieure.

Les limites de f_2 sont alors $f'_2 = f'_1/2$ et $f''_2 = f''_1/2$.

La fréquence médiane de la bande pour laquelle C_1 de 0,1 μ F convient est alors $f_m = 0,5 (f'_1 + f''_1)$.

Si $f_m = 4185,50$ Hz on a une valeur très proche de celle-ci, les valeurs de C_1 , C_3 , C_6 et C_7 conviennent. Si tel n'est pas le cas il faudra modifier ces valeurs afin que f_1 , f_2 , f_4 et f_8 soient correctes.

Supposons que f_m est loin de 4185 Hz environ et que sa valeur est, par exemple 3900 Hz environ.

Dans ce cas la capacité C_1 qui convient pour 4185 Hz n'est pas 0,5 μ F mais une nouvelle valeur C_1 donnée par la formule

$$\frac{0,5}{C_1} = \left(\frac{4185}{3900}\right)^2 = 1,07^2 = 1,145$$

donc $C_1 = 0,5/1,145 = 0,435 \mu$ F.

A noter que les valeurs numériques données ici le sont à titre d'exemple et qu'il se pourrait parfaitement que celles du schéma conviennent. En supposant que la bonne valeur de C_1 soit 0,435 μ F celles de C_3 , C_6 et C_7 seront réduites proportionnellement selon les relations.

$$1,145 = \frac{0,5}{0,435} = \frac{0,1}{C_3} = \frac{0,22}{C_6} = \frac{0,47}{C_7}$$

donc $C_3 = 0,087$, $C_6 = 0,22/1,145 = 0,192 \mu$ F, C_7 égale pratiquement à C_1 donc $C_7 = 0,435 \mu$ F.

Ces valeurs pourront être arrondies à $\pm 5\%$ près.

On aura déterminé de cette manière les valeurs des éléments C_1 , C_3 , C_6 et C_7 pour obtenir les quatre notes du tableau I, toutes des DO.

Le circuit intégré suivant devra donner les quatre SI inférieurs d'un demi-ton aux quatre DO.

DETERMINATION DU CIRCUIT DES SI, LA DIEZE etc.

La note SI est à un demi-ton au-dessous de DO_7 et sa fréquence est pour le SI_6 , 3950,27 Hz.

En remarquant que 3950,27 Hz est très proche de 3900 Hz on voit immédiatement que les valeurs primitives des condensateurs $C_1 \dots C_7$ conviendraient : 0,5, 0,1, 0,22 et 0,47 (ou 0,5) μ F, mais c'est le pur hasard.

Pour le LA dièze, un demi-ton au-dessous de SI et 1 ton au-dessous du DO_7 , la fréquence est 3727,7 Hz (voir le tableau de l'article paru dans notre numéro d'avril 1972).

Déterminons méthodiquement les valeurs de C_1 , C_3 , C_6 et C_7 en partant de celles qui conviennent à la note Do.

Le rapport des fréquences est,

$$\frac{4185,5}{3727,7} = 1,12 \text{ environ}$$

Le carré de ce rapport est 1,25 environ donc :

$$\begin{aligned} C_1 &= 1,25 \cdot 0,435 = 0,545 \mu\text{F} \\ C_3 &= 1,25 \cdot 0,087 = 0,109 \mu\text{F} \\ C_6 &= 1,25 \cdot 0,192 = 0,24 \mu\text{F} \\ C_7 &= 1,25 \cdot 0,435 = 0,545 \mu\text{F} \end{aligned}$$

De la même manière on trouvera les valeurs de C_1 , C_3 , C_6 et C_7 pour les autres notes : LA, SOL dièze ... RE dièze.

Remarquons que les fréquences correspondant à un écart d'un demi-ton tempéré sont dans le rapport 1,07 comme on l'a trouvé plus haut. De ce fait, la différence n'étant pas très grande il se peut que les valeurs des condensateurs considérés plus haut conviennent pour deux ou même trois notes voisines mais une valeur plus exacte est à conseiller afin que les multivibrateurs se synchronisent bien sur les fréquences subharmoniques.

EXTENSION DE LA GAMME TOTALE

La méthode indiquée est valable aussi pour plus de quatre fréquences par circuit intégré.

On a vu qu'un seul circuit intégré, du type choisi, donnera la fondamentale et trois subharmoniques ce qui correspond, pour 12 circuits intégrés à quatre octaves, par exemple du DO_7 au DO dièze 3 comme le montre le tableau II ci-après. Dans ce tableau on a indiqué en première colonne le circuit avec les quatre notes qu'il fournit et en colonne 2, la gamme couverte d'octave en octave.

TABLEAU II

CIRCUIT DES	Fréquences extrêmes (Hz)
DO	4185,5 à 523,19
SI	3950,27 à 493,88
LA dièze	3727,70 à 465,96
LA	3520,00 à 440,00
SOL dièze	3319,88 à 414,97
SOL	3134,92 à 391,86
FA dièze	2958,59 à 369,82
FA	2793,76 à 349,22
MI	2636,56 à 329,60
RE dièze	2488,58 à 310,88
RE	2348,05 à 293,56
DO dièze	2216,22 à 277,02

La gamme totale est donc comprise entre DO_7 à $f = 4185,5$ Hz et DO dièze 3 à $f = 277,02$, ce qui correspond bien à 4 intervalles d'octave. En effet la note suivante est DO_3 à $f = 261,59$ donc les 4 gammes sont DO_3 (manquant) à DO_4 , DO_4 à DO_5 , DO_5 à DO_6 et DO_6 à DO_7 .

Soit N le nombre d'octaves désiré. Le nombre total des sections des CI sera alors 12 N donc 48 pour 4 octaves et comme chaque CI n'a que quatre sections il faudra utiliser encore 12 CI pour obtenir quatre autres octaves.

Voici à la figure 4, un ensemble de deux circuits intégrés donnant 8 octaves (avec 11 autres ensembles de ce genre).

La gamme couverte sera de 8 octaves. En partant, par exemple du DO_8 à $f = 8371$ Hz, on aura la possibilité de descendre jusqu'au DO dièze 2 à $f = 34,62$ Hz.

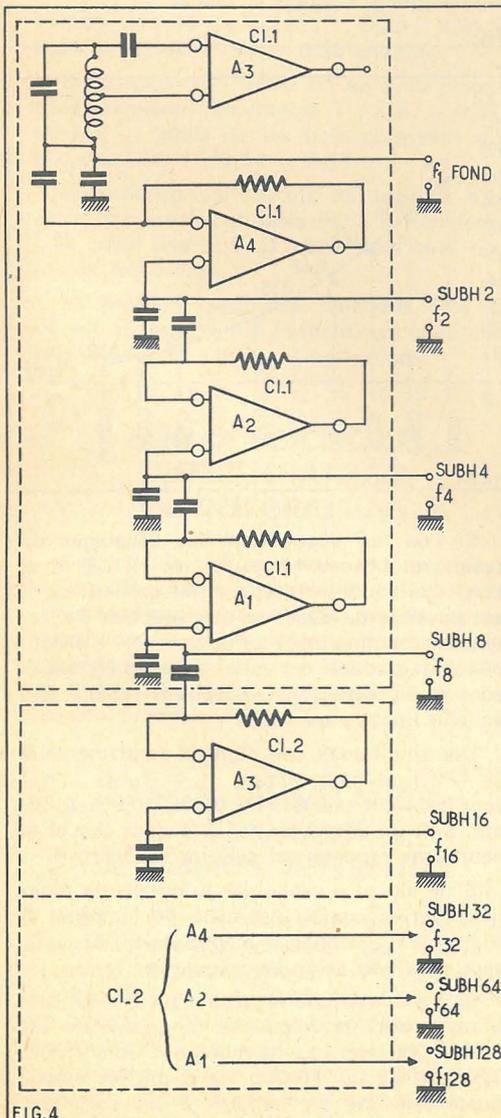


FIG. 4

Si l'on désire descendre plus bas encore, on pourra partir du DO₇ à $f = 4185,50$ Hz pour aboutir, en descendant, au DO dièse 1 à $f = 17,3$ Hz.

Comme nous l'avons dit précédemment, on préfère dans les orgues électroniques, utiliser plutôt deux claviers, chacun de 3, 4 ou 5 octaves. Les deux circuits électroniques peuvent être considérés comme un seul au point de vue électronique ou comme deux circuits indépendants, donc chacun avec un maître oscillateur, donnant la fondamentale choisie mais, malheureusement, plus on a des exigences, plus cela devient compliqué, dans l'abondance des circuits à réaliser, à régler et à maintenir » et aussi plus cela coûte cher. Un amateur doit savoir se limiter.

INTRODUCTION DU TREMOLO

Un montage de trémolo a été donné dans notre précédent article. Il utilise la section A₂ d'un CA3052 produisant un signal sinusoïdal à 6 Hz environ grâce au montage en pont de Wien de cette section (voir figure 5 de notre précédent article).

La section A₃ sert d'amplificateur mélangeur des deux signaux : celui à 6 Hz et celui appliqué à l'amplificateur de l'instrument. Il est évident que ce trémolo sera ainsi appliqué à la totalité des signaux transmis à l'amplificateur mais il est également possible de procéder d'une manière différente.

Ainsi, s'il y a deux claviers l'un dit « d'accompagnement » et l'autre dit « de solo » le trémolo pourra être appliqué à l'un ou à l'autre, aux deux ou à aucun ce qui sera réalisable avec un commutateur à quatre positions auquel il sera bon d'associer un réglage d'intensité du trémolo et même un réglage de fréquence, par exemple de 5 à 10 Hz.

GENERATION DE SONS DE FORMES DIVERSES

Dans ces instruments électroniques, les sons sont reproduits par des haut-parleurs qui ne font que la transduction des signaux électriques produits par des oscillateurs, amplifiés et éventuellement modifiés au point de vue de leur timbre.

La modification du timbre permet de passer d'un son attribué à un certain instrument réel (par exemple la flûte) au son attribué à un autre instrument réel par exemple la clarinette ou la trompette. Les divers timbres peuvent aussi créer de sons ne ressemblant à aucun instrument existant et dans ce cas, on commencera à pénétrer dans le domaine de la *musique électronique* sous un de ses aspects, celui de la tonalité ou du timbre irréal, nouveau, curieux ou même désagréable !

Ces derniers termes se traduisent en langage électronique par « forme » des signaux. Tous les électroniciens connaissent les signaux sinusoïdaux, rectangulaires, triangulaires, en dents de scie, à impulsion, ces derniers étant des signaux d'allure rectangulaires dont une des périodes partielles est très petite par rapport à l'autre.

Sauf en ce qui concerne les signaux sinusoïdaux, que l'on peut exiger parfaits, les autres signaux peuvent être imparfaits c'est-à-dire ne pas avoir très exactement la forme nominale.

Des signaux de forme déterminée peuvent être modifiés d'une infinité de manières par divers dispositifs utilisés d'une façon courante en électronique.

Nous allons passer en revue quelques dispositifs de modification de la forme d'un signal.

Le premier le plus simple est le circuit de tonalité. Les anglo-saxons désignent certains dispositifs déformateurs sous le nom de *formants* et ceux-ci ne sont rien d'autre que des circuits de tonalité ayant une courbe de réponse particulière.

LES FORMANTS (OU FORMATEURS !)

Il est utile de se souvenir que tout signal non sinusoïdal peut se décomposer en une somme de signaux sinusoïdaux, chacun ayant,

par rapport au signal fondamental, des différences de temps (retards) et des amplitudes propres.

Ainsi, un certain signal représenté par une tension e , peut se composer d'une infinité de tensions sinusoïdales et s'écrire sous la forme :

$$e = e_0 + E_1 \cos(2\pi f t) \varphi_1 + E_n \cos n(2\pi f t) + \varphi_n + \dots$$

qui peut s'écrire aussi, sous la forme :

$$e = e_0 + E_1 \cos 2\pi f (t-t_1) + E_2 \cos 4\pi f (t-t_2) + \dots$$

avec un nombre infini de termes de la forme $E_n \cos 2n\pi f (t-t_n)$. Le terme e_0 est la valeur moyenne de e et peut être considéré comme nul si e est une fonction périodique « symétrique » par rapport à l'axe des temps c'est-à-dire, comme par exemple la fonction sinusoïdale dont une période se compose de deux demi-périodes dont les surfaces sont égales mais de signe opposé. Il en est de même de nombreuses autres tensions dites « symétriques » comme la tension rectangulaire à deux demi-périodes égales et axée sur l'axe des temps.

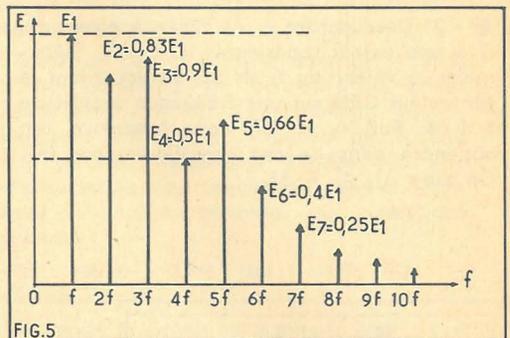


FIG.5

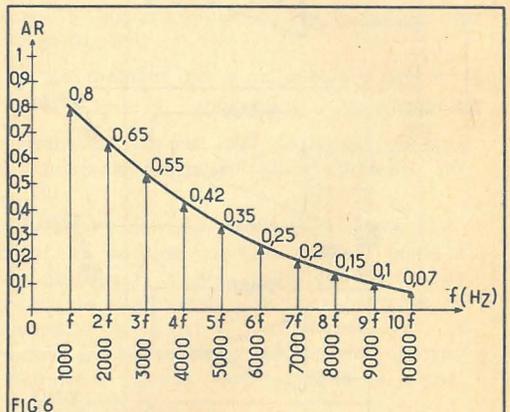


FIG.6

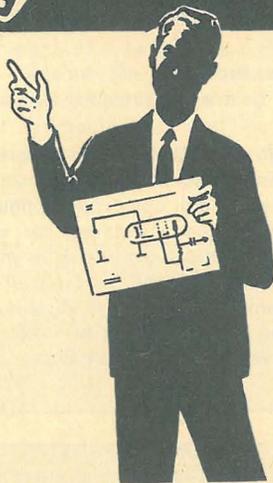
Si l'on fait abstraction des décalages de temps de chaque terme (t_1, t_2, \dots, t_n) et si l'on réduit e à un nombre fini de termes, il est possible de dessiner des spectres de fréquences comme celui de la figure 5. L'ordonnée est graduée en volts et les fréquences sont représentées en abscisses selon une échelle linéaire ou autre.

Les amplitudes des signaux fondamentaux ($f = f_1$) et harmoniques ($f = f_2, f_3 \dots f_n$) sont dans cet exemple $E_1, 0,83E_1, 0,9E_1, 0,5E_1$ etc. Soit un circuit de tonalité dans lequel la courbe de réponse est celle de la figure 6.

Si le signal e passe par le circuit de tonalité dont la courbe est celle de la figure 6 il est clair que chaque amplitude $E_1, E_2 \dots E_n$ sera modifiée selon sa fréquence.

Soit par exemple la note d'un certain instrument dont la fréquence fondamentale est $f = 1000$ Hz. Les harmoniques sont 2000, 3000, 4000 10 000 Hz et ont les amplitudes relatives par rapport à E_1 , indiquées par la figure 5.

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

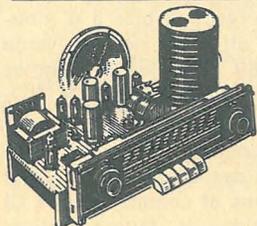
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- 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

Si le signal passe par le circuit de tonalité ayant la courbe de la figure 6 on obtiendra les résultats suivants :

Le signal à 1000 Hz aura, à la sortie du circuit de tonalité une amplitude de $1 \cdot 0,8 = 0,8$ V. Le signal à 2000 Hz aura une amplitude de $0,83 \cdot 0,65 = 0,54$ V. Le signal à 3000 Hz aura une amplitude de $0,9 \cdot 0,55 = 0,495$, etc.

Les trois premières amplitudes seront donc 0,8, 0,54 et 0,495. En les rapportant à l'amplitude de la fondamentale, il faut les multiplier par $1/0,8 = 1,25$ ce qui donne les trois tensions 1, 0,67 environ et 0,615 ce qui est différent des valeurs primitives qui étaient 1 ; 0,83 ; 0,9.

Le timbre sera donc modifié ce que tous nos lecteurs savent par expérience.

Ce qui est moins connu est que la modification de timbre ne sera pas la même pour toutes les notes.

Dans un instrument donné, les diverses notes ont un spectre de fréquence à peu près identique et on pourra voir que le circuit de tonalité étant toujours le même, les spectres des signaux de sortie différent selon les fréquences.

Soit par exemple $f = 2000$ Hz (au lieu de 1000 Hz). La figure 5 donne les coefficients 1, 0,83 et 0,9 comme précédemment mais la figure 6 donne :

pour la fondamentale 2000 Hz : 0,65
pour l'harmonique 2 : 4000 Hz : 0,42
pour l'harmonique 3 : 6000 Hz : 0,25
ce qui donne les termes : 0,65 ; 0,83 ; 0,42 = 0,35 environ et $0,9 \cdot 0,25 = 0,225$ qui ramenés au niveau 1 seront à multiplier par $1/0,65 = 1,54$ deviennent 1, 0,35 ; 1,54 = 0,54 et $0,225 \cdot 1,54 = 0,35$ environ.

Donc, pour $f = 1000$ Hz on a eu comme trois premières amplitudes 1 ; 0,67 ; 0,615 et si $f = 2000$ Hz les trois premières amplitudes sont 1 ; 0,54 et 0,35.

Le procédé par circuit de tonalité n'est donc pas recommandable car s'il transforme bien pour une note il transforme mal pour toutes les autres.

Le procédé peut être amélioré avec un circuit de tonalité (ou formant) par note mais cela mènerait à des complications.

EMPLOI DE CIRCUITS DIFFERENTIEATEURS OU INTEGRATEURS

Ces circuits ne sont que des cas particuliers de circuits de tonalité et les inconvénients signalés restent les mêmes car un circuit de ce genre déforme d'une certaine manière un signal à une fréquence f_a donnée et d'une autre manière un signal à une fréquence f_b différente de f_a .

EMPLOI DU MELANGE DE SIGNAUX DE FORMES DIFFERENTES

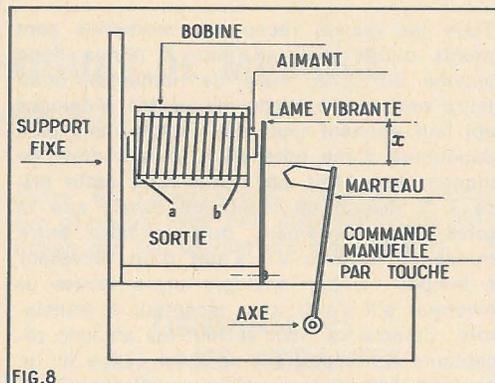
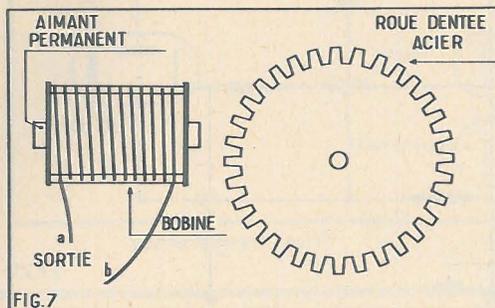
Revenons aux schémas des oscillateurs et des multivibrateurs diviseurs des figures 1 (Hartley), 3 (multivibrateur) et 4 (ensemble diviseur). On a indiqué que les sorties SUBH du montage diviseur, donnent des signaux triangulaires mais on a également indiqué que d'autres formes de signaux peuvent être obtenues en d'autres points des sections A1 à A4.

Ainsi, pour la fondamentale, l'oscillateur Hartley donne aux normes de C₉, un signal triangulaire, à la sortie de la section oscillatrice le signal, à la même fréquence est une sinusoïde échantillonnée aux sommets (donc de forme proche de la rectangulaire) on dispose ainsi du moyen de mélanger ces deux signaux à l'aide d'un mélangeur. En faisant varier la proportion du mélange, on obtiendra une infinité de formes.

En ce qui concerne les multivibrateurs la forme du signal est encore triangulaire aux bornes de C₃ (ou C₆ ou C₇) et rectangulaire aux sorties (points 16, 1 et 6).

Les mélangeurs donneront encore des formes nouvelles de signaux.

Ce procédé est nommé synthèse de signaux (ou de sons) et il permettra d'obtenir à peu près les mêmes formes à toutes les notes de l'instrument.



GENERATEURS NON ELECTRONIQUES

On peut produire des sons autrement que par des oscillateurs. Ainsi une machine génératrice électrique peut produire un courant sinusoïdal tout comme un oscillateur électronique et cela à diverses fréquences, non seulement à 50 Hz.

Un procédé électro-magnétique simplifié a été imaginé et il est analogue à ceux des machines génératrices électriques.

On peut aussi produire des sons par des procédés opto-électriques, par des magnétophones et aussi par les dispositifs acoustiques bien connus : cordes, lames vibrantes, tuyaux ce qui ramènerait un peu nos études vers les instruments classiques mais auxquels l'électronique apporterait quand même un précieux concours.

Au sujet des procédés non électroniques de génération des sons, il faut savoir se débarrasser du préjugé et ne pas vouloir exclure tout ce qui n'est pas électronique comme on l'a fait pour la TV couleur.

Ce qui compte c'est le résultat obtenu et non le moyen adopté pour l'obtenir. Des procédés mixtes, électroniques associés à d'autres peuvent très bien être admis.

On verra qu'il présentent parfois des avantages. Remarquons que l'on trouve encore de tels appareils dans le commerce.

GENERATEURS A ROUE MAGNETIQUE (OU PHONIQUE !)

Ces générateurs peuvent être désignés par le nom de générateurs électro-mécaniques ou électro-magnéto-mécanique, etc.

La figure 7 donne un exemple de générateur électro-mécanique constitué par un électro-aimant devant lequel tourne une roue dentée en acier. Parfois la roue est un polygone régulier. Le fonctionnement est basé sur la modification du flux au rythme du passage des dents devant l'aimant.

On peut calculer aisément la fréquence du signal obtenu aux points de sortie a b de la bobine, points à brancher à un amplificateur basse fréquence par un système sélecteur.

Soient : f la fréquence en hertz, n le nombre des dents et v la vitesse, en tours par seconde, de la roue.

La fréquence est évidemment égale à

$$f = v n \text{ hertz.}$$

Ainsi, si la roue tourne à la vitesse angulaire de 50 tours par seconde et il y a 20 dents, la fréquence du signal sera :

$$f = 20 \cdot 50 = 1000 \text{ Hz.}$$

Bien que ce procédé soit actuellement rarement utilisé (mais non abandonné) voici quelques détails complémentaires.

CALCUL DES ROUES DENTEES

La formule $f = vn$ montre qu'une fréquence imposée f peut être obtenue d'une infinité de manières puisqu'elle dépend de v et de n donc de deux variables en apparence indépendantes.

Si l'on désire obtenir divers signaux de notes, il faudra autant de systèmes électro-magnétiques que de notes, 12 pour une octave et 12 N pour N octaves. Pour 5 octaves par exemple il faudra 60 systèmes à roues.

Devant chacun il y aura une roue dentée. Toutes les roues pourront être disposées sur un même axe et tourner, par conséquent à la même vitesse angulaire v . Si v est fixée, la seule inconnue reste n , le nombre des dents.

Soit une vitesse $v = 50$ tours par seconde donc $50 \cdot 60 = 3000$ tours par minute.

Si $f = 50$ Hz il suffira d'une seule dent pour la roue considérée. Diminuons la vitesse à 12,5 tours par seconde. Il y aura alors 4 dents pour la roue 50 Hz.

Pour 100 Hz il faudrait 8 dents, pour 150 Hz, 12 dents, etc. Donc à vitesse constante v , le nombre des dents est proportionnel à la fréquence du signal à obtenir, ce qui est évident. Si la fréquence est élevée, il y aura un très grand nombre de dents même pour une vitesse aussi réduite que 12,5 tours par seconde. Ainsi, à $f = 1000$ Hz ou a :

$$1000 = 12,5 \cdot n.$$

ce qui donne $n = 1000/12,5 = 80$ dents et pour $f = 10\,000$ Hz on trouve $n = 10\,000/12,5 = 800$ dents ce qui est difficile à réaliser mécaniquement d'une manière économique sauf pour très grandes séries donc pas du tout pour un amateur.

(Suite page 49).

PRISE POUR ENREGISTREUR

VOUS avez fait l'acquisition d'un enregistreur à cassettes ainsi que de nombreuses cassettes vierges et, ... il ne vous reste plus qu'à enregistrer !

Vous avez d'autre part un tourne-disque et un vieux récepteur de radio à lampes ou, mieux, un récepteur à transistors, de qualité. Avec ces appareils vous pouvez maintenant enregistrer soit des disques soit des émissions radiophoniques.

Le raccordement de votre tourne-disque n'offre aucune difficulté car la quasi totalité des récepteurs, les anciens récepteurs à lampes surtout, sont munis d'une prise adéquate (P.U.).

Pour enregistrer les disques et les émissions radiophoniques il semble bien qu'il n'y ait pas de problèmes ; vous branchez votre micro sur votre enregistreur, mettez tout en route, et votre indicateur d'enregistrement vous enlève toutes vos craintes car son aiguille sautille allègrement indiquant ainsi que tout va bien.

Ensuite vous vous préparez à écouter avec délices ce que vous avez enregistré. Hélas ! c'est très souvent une grosse désillusion ! En effet, si la musique que vous venez d'enregistrer est très convenable elle est cependant fâcheusement agrémentée d'une quantité de bruits divers tels que craquements désagréables, ronflements, aboiements de chien, démarrage de la glacière, bruit du mixer de la cuisine ou de la cireuse électrique, parasites atmosphériques etc...

Tout ceci pour vous montrer qu'enregistrer correctement n'est pas si simple qu'on le croit généralement car en plus de la musique votre microphone enregistre fidèlement.

- 1° tous les bruits de l'environnement ;
- 2° les parasites industriels ;
- 3° les parasites atmosphériques.

Comment faire pour avoir malgré tout des enregistrements de qualité ? Voici :

1° PARASITES ATMOSPHERIQUES

C'est très simple ! vous les supprimerez pratiquement tous en n'enregistrant que des émissions en modulation de fréquence (FM).

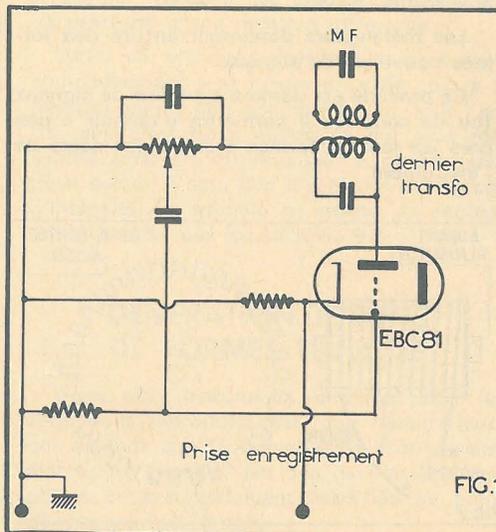
2° PARASITES INDUSTRIELS

Il existe paraît-il certains filtres qui sont supposés supprimer tous les parasites industriels mais je suis très sceptique sur leur efficacité. D'autre part vous ne pouvez pas arrêter toute la « vie électrique » d'une maison moderne !

Il y a cependant un moyen presque radical et simple : utilisez un récepteur alimenté par piles ou accus !

3° BRUITS D'ENVIRONNEMENT

Ici aussi il existe un moyen radical et simple : supprimez le micro et reliez directement votre enregistreur au récepteur radio.



Tous les grands récepteurs modernes sont munis d'une prise ad hoc, il n'y a donc aucune difficulté, mais de nombreux amateurs ont encore d'anciens postes à lampes qui leur donnent toute satisfaction mais sont dépourvus d'une telle prise. Il faut donc en monter une. Mais où faut-il faire cette prise ? Il résulte de nombreux essais que la prise d'enregistrement doit se faire entre masse et cathode s'il s'agit d'un récepteur à lampes et, par analogie entre masse et émetteur s'il s'agit d'un récepteur à transistors. Comme ce sont surtout les anciens récepteurs à lampes qui sont en cause ici je ne considérerai que ce genre d'appareil et il sera toujours possible à l'amateur de traduire les schémas en transistors car les principes de montage sont les mêmes.

Dans un récepteur normal à lampes la détectrice préamplificatrice est généralement montée comme indiqué sur la figure 1 et la prise d'enregistrement peut se faire directement sur la résistance de cathode si, toutefois, cette résistance existe ce qui n'est pas toujours le cas. Mais, de bien meilleurs résultats sont obtenus en utilisant une lampe séparée (une simple triode) montée en cathode follower et en faisant la prise sur la résistance de cathode de cette lampe (voir fig. 2). Je signale tout de suite que la valeur des résistances R_1 , R_2 et R_3 n'est nullement critique et que la valeur de la haute tension sur la plaque peut être très faible ; 30 V environ sont bien suffisants. Si l'appareil est à transistors le schéma devient celui de la figure 3.

Mais, où faut-il relier le point A de la figure 2 ?

Avant de procéder au branchement de ce point il faut d'abord tenir compte de deux facteurs très importants :

- a) il est souhaitable que le réglage de puissance (volume control) du récepteur agisse sur l'enregistrement, cela est évident !
- b) il est également souhaitable que le ré-

glage de tonalité du récepteur agisse sur l'enregistrement.

Il résulte de a) et b) ci-dessus que le point A de la figure 2 doit être relié à la grille de la lampe qui suit immédiatement le volume control et le tone control, la figure 4 vous en donne le schéma. Le système du tone control a été représenté d'une façon tout à fait symbolique car il existe de multiples façons de le réaliser. Le point A de la figure 2 devra donc être relié au point A de la figure 4.

Toutefois, si votre enregistreur est muni d'un tone control réellement efficace, le point A de la figure 2 pourra être relié au point A' de la figure 4. Dans ce cas le volume control de votre récepteur agira sur l'enregistrement mais il n'en sera plus de même pour le tone control.

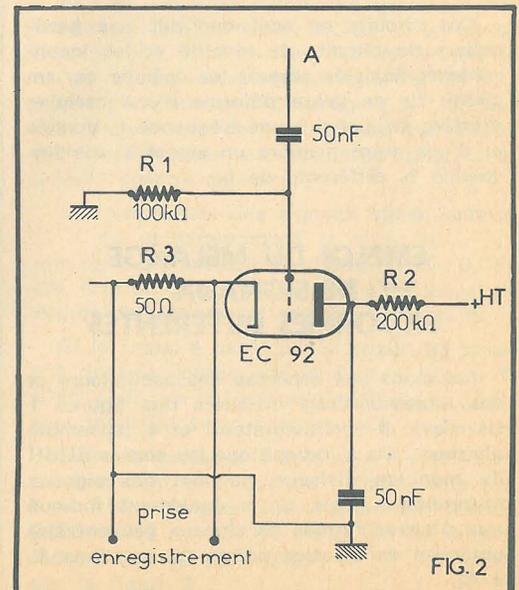
Réalisé comme expliqué ci-dessus l'appareil permet l'enregistrement direct (c'est-à-dire sans l'utilisation d'un micro) des disques et des émissions radiophoniques avec une grande pureté et sans être gêné par les bruits extérieurs ; pendant l'enregistrement on peut donc parler, chanter, faire du bruit, sans que l'enregistrement en soit affecté.

Et, pour terminer, voici quelques conseils pour réussir de très bons enregistrements d'émissions radiophoniques.

1° autant que possible ne pas enregistrer au micro mais par liaison directe ;

2° n'utiliser que les émissions en FM (modulation de fréquence) ; vous supprimerez ainsi la quasi totalité des parasites atmosphériques ;

3° n'utiliser, si possible, qu'un récepteur alimenté sur piles ou accus donc, en principe, un transistor. La qualité sonore de l'étage de puissance et du haut-parleur n'ont aucune influence sur l'enregistrement car la prise est faite avant l'étage de sortie.



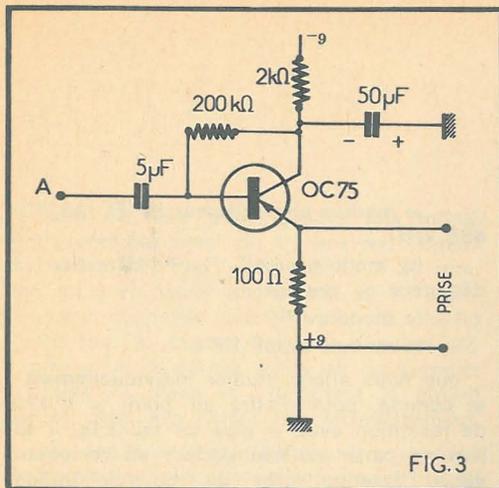


FIG. 3

Si vous utilisez un récepteur alimenté sur le courant, l'enregistrement vaudra ce que vaut le secteur, et de toutes façons, pour obtenir un enregistrement de qualité, il faudra arrêter tous les appareils ménagers tels que cireuse, glacière, machine à laver etc. ou ... les déparasiter, ce qui n'est pas aussi facile qu'on pourrait le croire !

A. J.-G. VELAERS

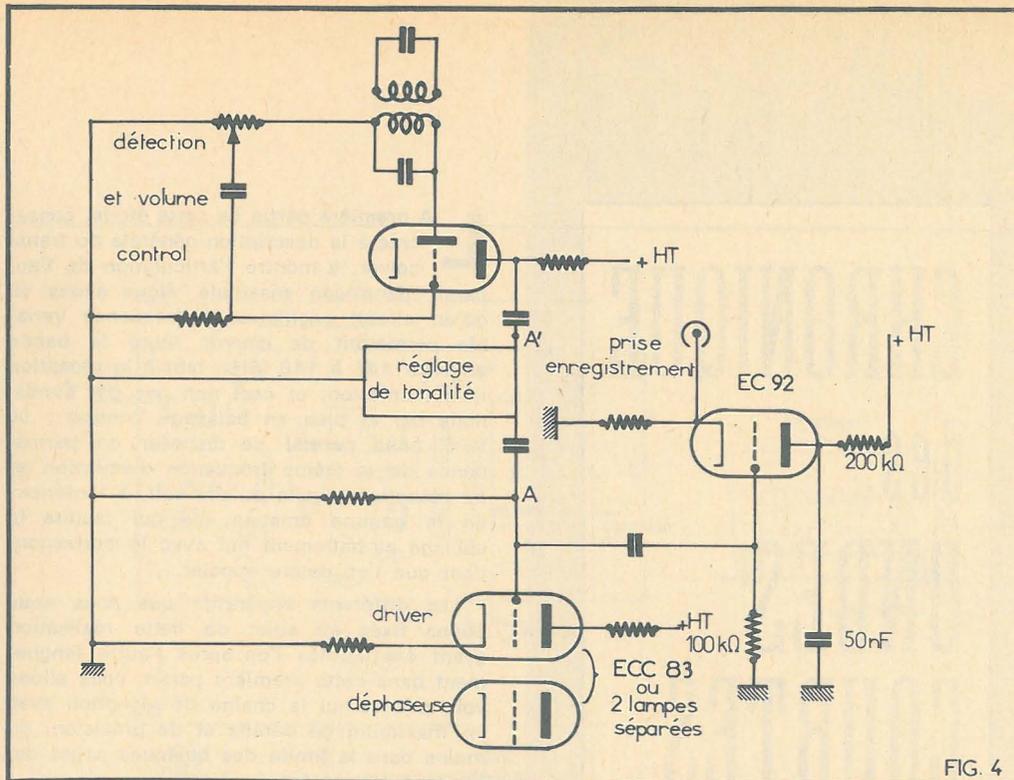


FIG. 4

INSTRUMENTS ELECTRONIQUES DE MUSIQUE

(Suite de la page 47)

Plus il y aura de dents, plus le diamètre de la roue devra être grand sinon on tombe dans le domaine de l'horlogerie miniature. Une autre difficulté est d'obtenir les fréquences exactes correspondant aux notes de musique.

Ainsi, ce n'est pas 50 Hz qu'il nous faut mais 48,98 Hz pour un sol et 51,87 Hz pour un sol dièse (gamme indice zéro sur le tableau de notre article d'avril 1972).

Admettons que l'on puisse calculer une roue ayant un nombre entier de dents convenant à 48,98 Hz. Cela est possible avec un moteur tournant à vitesse constante calculable avec la formule $f = vn$ dans laquelle f et n sont données.

Ainsi si $n = 4$ par exemple on trouve, pour $f = 48,98$ Hz : $v = f/n = 48,98/4 = 12,245$ tours par seconde.

La vitesse étant fixée à 12,245 tours par seconde, la roue destinée à la note sol dièse avec $f = 51,87$, tournera à la même vitesse et le nombre des dents n , sera alors :

$n = f/v = 51,87/12,245 = 4,2, \dots$
donc n est un nombre décimal et on ne peut disposer 4,2... dents sur une roue.

Il faudrait alors un système compliqué d'engrenages faisant tourner les roues à des vitesses différentes ou d'autres solutions que nous avons trouvées aisément mais toutes compliquées et onéreuses ou avec inconvénients. Cela explique l'abandon de ce système.

Avant d'en faire autant, indiquons encore que tout comme dans le système « tout électronique », on pourrait se contenter de 12 générateurs à roues pour les douze notes d'une gamme chromatique tempérée et produire les autres gammes par multiplication et division mais dans ce cas on ne gagnerait pas grand

chose sur l'électronique, juste une gamme sur plusieurs avec des dispositifs plus difficiles que les oscillateurs électroniques.

GENERATEURS A LAMES VIBRANTES

Considérons le générateur électromagnétique et mécanique de la figure 8 composé, d'une manière analogue à celle du générateur précédent, d'une bobine à l'intérieur de laquelle se trouve un aimant permanent cylindrique par exemple, dont une extrémité est fixée au support fixe de l'ensemble et l'autre extrémité libre, devant laquelle la lame et mise en vibration par un procédé mécanique ou autre, par exemple en la frappant avec un marteau comme celui d'un piano. On sait toutefois que dans un vrai piano, le marteau frappe une corde et non une lame.

La lame est en métal magnétique, donc, en acier pour être élastique. Elle pourrait toutefois être en cuivre si la partie x était en acier ou « doublée » d'acier.

La fréquence est déterminée par les dimensions physiques de la lame donc, toutes les difficultés apportées par le système à roue disparaissent. Dès que le marteau frappe la lame, celle-ci vibre en oscillations mécaniques amorties (comme dans tous les instruments à percussion). Le déplacement de la lame devant l'aimant crée la tension aux bornes de la bobine, tension pouvant être amplifiée et dont la forme peut être modifiée pour obtenir divers timbres ou tonalités.

F. JUSTER

(Suite dans notre prochain numéro.)

RADIO-PRACTIQUE

en vente tous les mois :
2 F.

EXCEPTIONNEL!
BATTERIES SOLDÉES
pour défaut d'aspect
VENDUES AU TIERS DE LEUR VALEUR

Avec reprise d'une vieille batterie
Exemples :
2 CV - Type 6V1... **44,15** • 4L - Type 6V2 **51,60**
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 - PARIS (20^e)
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

CHRONIQUE des ONDES COURTES

**TRANSCEIVER
144-146 MHz
à fréquence
variable
(émission et
réception)
en AM et BLU
puissance 20 W
à base de
CIRCUITS
INTÉGRÉS**

2^e PARTIE
(voir
le précédent
numéro)

par **P. DURANTON**

LA première partie de cette étude, consacrée à la description générale du transceiver, a montré l'articulation de l'appareil dans son ensemble. Nous avons vu qu'un circuit oscillateur à fréquence variable permettait de couvrir toute la bande amateur 144 à 146 MHz, tant à la réception qu'à l'émission, et ceci non pas par bonds, mais bel et bien en balayage continu ; ce VFO nous permet de disposer en permanence de la même fréquence d'émission et de réception, quelle qu'elle soit, à l'intérieur de la gamme amateur, ce qui facilite le câblage au battement nul avec le correspondant que l'on désire appeler.

Les différents impératifs que nous nous étions fixés au sujet de cette réalisation ayant été étudiés l'un après l'autre longuement dans cette première partie, nous allons voir aujourd'hui la chaîne de réception avec un maximum de détails et de précision, du moins dans la limite des quelques pages qui lui sont consacrées.

Si l'on considère le diagramme général du transceiver, la chaîne de réception comporte un certain nombre de circuits (fig. 1) partant de l'arrivée d'antenne et aboutissant au haut-parleur. Il serait possible d'analyser individuellement chacune de ces fonctions élémentaires mais dans ce cas, la place disponible dans cette revue serait très rapidement insuffisante. Aussi, avons-nous regroupé en modules ces fonctions, de telle sorte qu'elle soient analysées, étudiées et réalisées, en groupes, chaque groupe étant en fait un module qui sera monté, réglé, mis au point et blindé, séparément et individuellement, avant d'être fixé à la place qui lui aura été impartie à l'intérieur du coffret.

C'est la raison pour laquelle nous avons entouré de pointillés les circuits élémentaires, regroupés en modules et que l'on analysera comme tels. La chaîne de réception se composera donc des modules suivants :

— le module convertisseur VHF-HF (114/146 - 28/30) ;

— le module convertisseur HF-FI (28/30 - 455 kHz) ;

— le module ampli FI + détection + détecteur de produit ;

— le module BFO ;

— le module ampli BF ;

que nous allons étudier individuellement ; et comme, pour mettre au point la chaîne de réception avec le plus de facilités, il est bon de partir du haut-parleur en remontant vers l'antenne afin de pouvoir utiliser l'ampli BF pour régler la détection, puis utiliser l'ensemble, ainsi constitué, pour mettre au point l'ampli FI, puis à nouveau utiliser les trois modules précédents pour régler le 2^e changement de fréquence, et enfin procéder aux réglages du tuner d'entrée, après l'avoir « attelé » au reste du récepteur déjà mis au point, nous allons donc commencer par l'ampli BF.

A : LE MODULE AMPLIFICATEUR BF

Ce module BF utilise un circuit intégré MOTOROLA de type MFC 9010 qui permet de disposer d'une puissance BF de 2 W avec une tension d'alimentation de 12 V (le — étant à la masse). Ce circuit intégré possède deux pattes de fixation qui assurent également le refroidissement par évacuation de la chaleur vers le châssis métallique.

A noter que ce schéma ainsi que tous les autres que l'on utilisera dans ce transceiver, ont été vérifiés (et réalisés pour vérification pratique) par l'ARRL qui est l'American Radio Relay League et que nous tenons à remercier ici. Ces montages fonctionnent donc, et ils fonctionnent bien ! De plus nous nous sommes efforcés de choisir les composants tant actifs que passifs que l'on trouve en France ; n'oublions pas que Motorola a une usine de production en France.

Ceci dit, le module BF se présente sous forme d'un bloc de dimensions : 80 mm de long, 50 mm de large et environ 25 mm

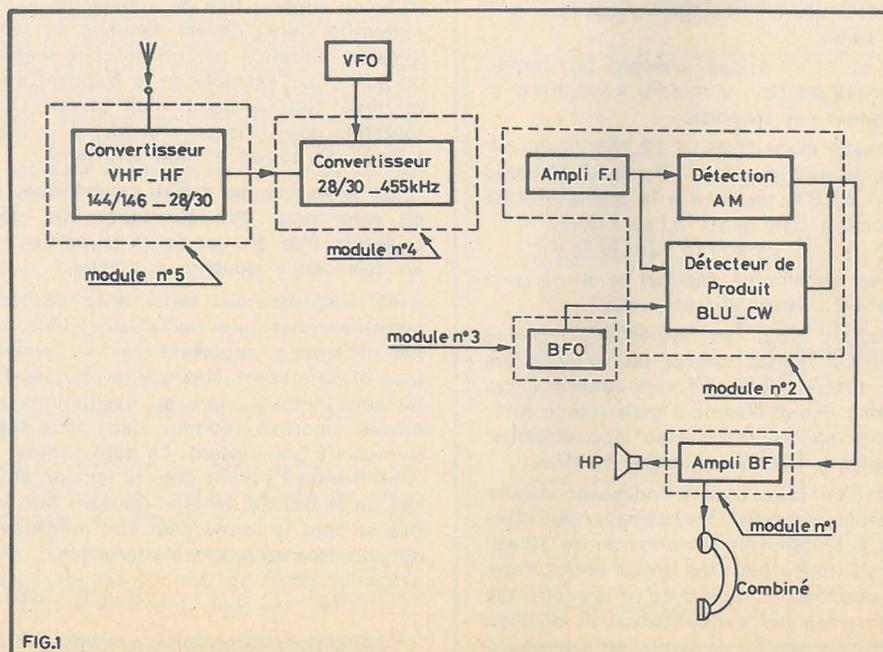


FIG.1

de haut de telle sorte qu'une fois monté sur le côté basculant du transceiver, l'épaisseur totale soit de l'ordre de 30 à 33 mm. Une carte en papier phénolique ou en bakélite sera découpée aux dimensions de 80 x 50 mm et quatre trous de fixation (\varnothing 3 mm) y seront percés. Tous les composants y trouveront place et notamment le circuit intégré avec ses pattes de refroidissement.

Les condensateurs (chimiques ou non) ainsi que les résistances entoureront le CI ainsi que le montre notre croquis (fig. 2a) et sept pastilles permettront aux sept fils de sortie d'être soudés proprement, à savoir : le + 12 V et le - (qui est en même temps la mise à la masse), le câble blindé d'entrée, les deux fils du HF et les deux correspondants au combiné écouteur-micro (éventuellement, car il n'est pas obligatoire, mais tout de même bien pratique !).

A noter plusieurs points concernant ce module BF : pour un signal d'entrée de 15 mV environ, la puissance BF disponible en sortie sera de 2 W ; l'impédance d'entrée sera de 100 Ω et le potentiomètre de gain BF ne sera pas monté sur ce module, mais sur la face avant du coffret.

Le circuit intégré qui est ici utilisé comporte son propre amplificateur incorporé et la sortie se fait en direct avec le HP par l'intermédiaire (ce qui est classique) d'une forte capacité chimique qui évite le court-circuit en continu.

Les découplages et les polarisations sont obtenues au moyen de capacités fixes et de résistances qui seront des modèles 1/4 de watt.

Nous n'avons pas réalisé de circuit imprimé pour ce module, ni du reste pour les autres, car pour un seul exemplaire, il était plus facile et plus rapide de prendre du matériau de base avec des pastilles standards et de câbler les connexions au moyen de fils soudés entre les points du câblage réalisant ainsi des pistes, non pas imprimées mais plaquées, ce qui est rapide et qui permet d'éventuelles modifications.

Il n'est pas indispensable de blinder cet étage, mais il est facile de découper dans un morceau de feuilard de laiton, une forme qui une fois repliée à 90° formera « boîte » dont le circuit électronique sera le fond, et que l'on soudera au fer ou que l'on fixera à la carte au moyen de petites vis et d'écrous. Le tout formera bloc, rigide et propre qui sera fixé parallèlement au châssis au moyen des quatre vis, d'entretoises et de rondelles ; cela fait, on bloquera au moyen de vernis ces points de fixation.

Pour la mise au point de ce module, il suffira de vérifier le montage par rapport au schéma (fig. 2 b), de l'alimenter en 12 V, de brancher la sortie sur un HP d'impédance 8 Ω environ, puis d'exciter l'entrée au moyen d'un générateur BF ou tout simplement au moyen d'un pick-up de type piézo. On vérifiera ainsi la qualité et le gain de ce module.

Une fois mis au point, le module viendra prendre sa place dans le coffret, dans le fond, sur le côté droit et tout près du haut-parleur qui aura été fixé sur une plaque de fort carton ou de contre-plaqué de 5 mm pour éviter les vibrations métalliques.

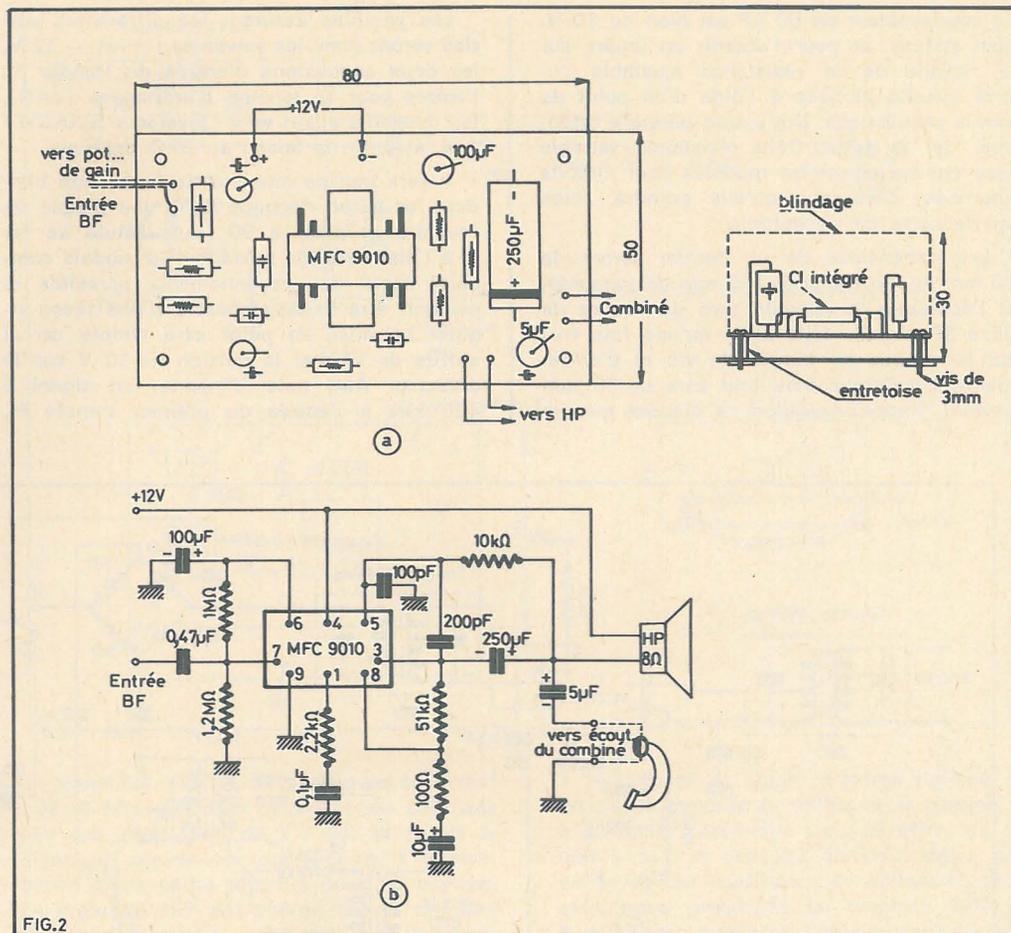


FIG.2

Le module BF étant en place et opérationnel, nous pouvons passer au module qui va l'exciter :

B : LE MODULE AMPLI FI ET DETECTION AM-CW-BLU

Ce module utilise un circuit intégré MOTOROLA de type MC 1590 G comme amplificateur FI à 455 kHz. Ce circuit intégré, conçu pour cette fonction procure un gain de 70 dB entre l'entrée et la sortie, et possède une commande de contrôle automatique de gain (C.A.G.) qui est telle qu'une variation de 4 V de la tension de CAG entraîne une variation de gain de 60 dB, ce qui est considérable ! Alimenté en 12 V, le CI est lui aussi polarisé et découplé par des résistances et condensateurs, mais il est à remarquer que le nombre de ces composants périphériques est très faible.

Il faut signaler le fait que l'action du circuit d'antifading commence à + 5 V, et il faudra donc que la tension de CAG commence à ce niveau, ce seuil restant fixe.

Le signal issu du second transformateur FI à 455 kHz est envoyé vers le dispositif de détection multi-modes. Au lieu d'employer deux détecteurs différents, l'un pour l'AM et l'autre pour la CW-BLU, nous avons choisi un montage, lui aussi vérifié par nos amis de l'ARRL à Newington dans le Connecticut, qui n'est autre qu'un circuit de détection dans lequel se retrouve un détecteur de produit utilisé pour la réception de la BLU et de la CW et un circuit de détection en modulation d'amplitude.

Deux diodes 1N270 et deux résistances de 1 k Ω montées en pont forment le détecteur de produit où est injecté le signal provenant du BFO ; un petit transformateur à 455 kHz disposant d'un point milieu sert à la liaison vers le BFO extérieur (il est en effet placé sur un autre module) ; le point milieu de ce transformateur est mis à la masse. A noter que si l'on ne trouve pas un tel transfo. il est possible de remplacer cette mise à la masse par le point milieu par deux résistances de 2,2 k Ω shuntant les points α et β et dont le point commun est lui mis à la masse (voir notre croquis de la figure 3 marqué « variante »).

Un inverseur permet de choisir entre la réception en BLU-CW (position 1) et l'écoute en AM (position 2 ; cet inverseur sera monté sur la face avant et relié au potentiomètre de gain BF (2,5 k Ω log) lui aussi fixé sur le panneau avant.

Le curseur de ce potentiomètre ira (par un fil blindé) vers l'entrée de la carte amplificatrice BF (module BF vu précédemment).

La réception en AM sera obtenue au moyen de la détection réalisée par le transistor 2N3394, polarisé et découplé par un jeu de résistances et de capacités, une diode 1N270 étant insérée dans sa base, la tension d'alimentation requise par ce transistor étant de + 10 V, il nous a fallu monter une résistance ajustable de 10 k Ω , découplée par une forte capacité chimique de 50 μ F ; il suffira lors de la mise au point de vérifier à l'aide d'un contrôleur universel que la tension continue entre les bornes de

ce condensateur de 50 μF est bien de 10 V, bien stables, et pour l'obtenir on jouera sur le réglage de la résistance ajustable qui sera ensuite bloquée à l'aide d'un point de vernis cellulosique. Il n'y aura plus à y retoucher par la suite. Cette résistance variable sera choisie parmi les modèles pour circuits imprimés, c'est dire qu'elle prendra place sur la carte de ce module.

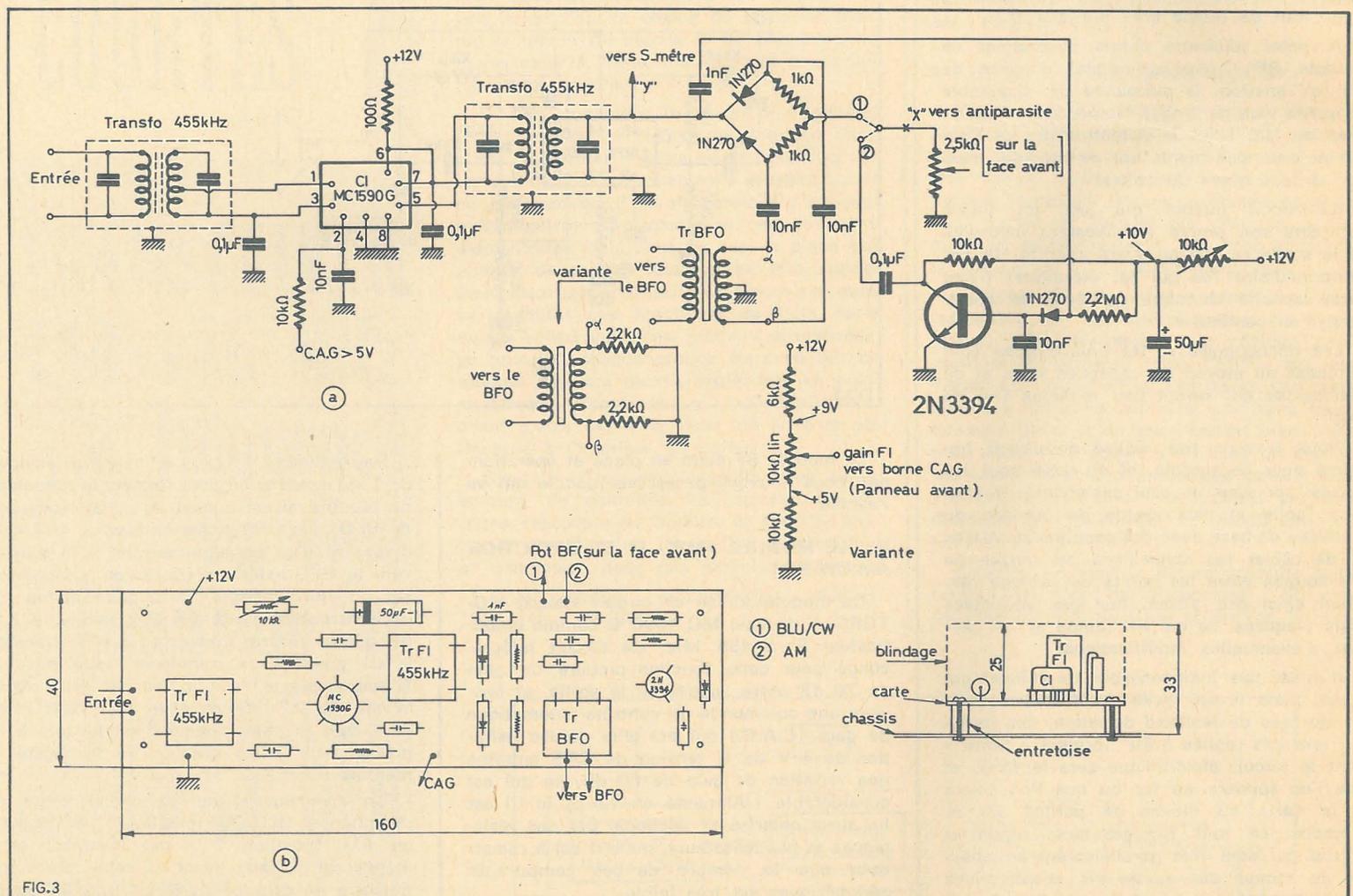
Les dimensions de ce dernier seront de 40 mm de largeur pour 160 mm de longueur, et l'épaisseur du module sera de l'ordre de 25 à 30 mm de telle sorte qu'une fois fixé sur le châssis au moyen de vis et d'entretoises, l'épaisseur hors tout sera de 33 mm environ. Rappelons qu'on ne dispose que de

Les pastilles assurant les différentes sorties seront donc les suivantes : + et - 12 V, les deux connexions d'entrée du transfo FI, l'entrée pour la tension d'antifading (CAG), les deux fils allant vers l'inverseur BLU-CW/AM, et enfin la liaison au BFO extérieur.

Il sera bon de munir cette carte d'un blindage en laiton découpé dans une plaque de feuillard et pliée à 90° puis soudé au fer et à l'étain afin de présenter un module compact, isolé des rayonnements parasites et pouvant être fixé au châssis d'une façon rigide. La mise au point sera simple car il suffira de vérifier la tension de 10 V sur le détecteur AM, puis d'injecter un signal à 455 kHz à l'entrée du premier transfo FI.

du reste, être « figolé » lorsque les autres modules seront réalisés, au cours de l'ultime mise au point.

Lors de la mise au point de ce module il ne faudra pas oublier de brancher le circuit d'antifading. Pour ce faire, et en attendant que soit réalisée la fonction de contrôle automatique de gain, nous utiliserons un potentiomètre monté en diviseur de tension qui fournira une tension continue pouvant varier à volonté entre + 5 et + 9 V par rapport à la masse et qui alimentera la borne « CAG » du module FI, ce qui aura pour conséquence de jouer le rôle de commande de gain FI dont la commande sera sortie sur la face avant du coffret. Ce poten-



40 mm entre le côté rabattable supportant les modules du récepteur et la plaque médiane traversant le coffret en son milieu et sur toute la longueur. Tous les composants (circuit intégré, transistor, diodes, transfo FI et BFO, résistances fixes et ajustable, capacités fixes et chimique) tiendront à l'aise sur cette carte qui pourra être en bakélite HF, car il n'est pas utile d'utiliser du verre époxy pour une telle fonction.

Là encore, ce ne sera pas un circuit imprimé, mais un câblage plaqué au moyen de fausses pistes réalisées à partir de fil de câblage dénudé et soudé, puis bloqué au vernis HF.

A défaut de générateur FI modulé, il sera possible de brancher une antenne en lieu et place du générateur et d'entendre les stations de la gamme PO.

Cependant, il est préférable d'employer un signal modulé et de jouer sur la position des noyaux des transfo FI pour recevoir au maximum de niveau cette émission locale. En principe, les transfo FI achetés neufs dans le commerce sont pré-réglés et il n'y a pas à retoucher leur réglage.

Cependant, en fonction des capacités parasites du montage, il est généralement utile de retoucher légèrement ces réglages pour disposer d'un alignement parfait, qui pourra,

tiomètre de 10 k Ω linéaire (et bobiné si possible) sera encadré par deux résistances fixes qui donneront les deux seuils : d'une part + 5 V en tension minimale, et d'autre part + 9 V en tension maximale de commande de CAG.

En jouant sur ce potentiomètre, le gain de l'ampli FI passera progressivement de 10 à 70 dB, ce qui n'est pas mal !

C : LE MODULE B.F.O.

Celui-ci est très simple ; il s'agit d'un simple oscillateur délivrant un signal à 455 kHz d'amplitude constante.

Son schéma et sa présentation (fig. 4) montrent cette grande simplicité ; un transistor à effet de champ FET de type MPF102 de Motorola a son drain chargé par le secondaire d'un transfo FI à 455 kHz dont le primaire est inséré dans le circuit de « gate » ; il y a donc mise en réaction du circuit et sa fréquence de résonance est définie par celle du transformateur accordé sur 455 kHz ; il sera possible si besoin est de décaler légèrement cette fréquence en jouant sur la position des deux noyaux plongeurs incorporés dans ce transformateur. Il n'y aura plus à y retoucher. Un circuit RC (220 Ω et 10 nF) alimente la source du transistor FET. Une résistance de charge de 220 Ω augmente la charge de ce FET pour en augmenter la stabilité ; enfin, une capacité de 100 pF prélève le signal disponible sur le drain, pour l'envoyer sur le primaire du transformateur de liaison « BFO » placé sur la carte ampli FI - détection.

La réalisation de ce module BFO est celle d'une carte de dimensions modestes : 70 × 40 mm sur laquelle tiennent à l'aise les huit composants de cet étage ; un petit blindage en laiton, soudé au fer, recouvrira la carte qui pourra être découpée dans une plaque de bakélite HF, tout comme la précédente ; là encore, l'encombrement au-dessus du châssis ne devra pas dépasser 33 à 35 mm compte tenu du mode de fixation par vis et entretoises. Pour essayer ce module il suffira de le mettre sous tension et de vérifier à l'écoute, l'apparition du battement dont la fréquence sera égale à la différence entre la fréquence FI et celle du signal produit par l'oscillateur BFO. En jouant sur les noyaux de ce dernier, on pourra l'amener au battement nul, ou au battement presque nul pour l'écoute de la télégraphie non modulée. Deux points à noter : tout d'abord, si le BFO n'oscille pas à la première mise sous tension, il suffira d'inverser par exemple les deux fils du primaire, et c'est tout : le signal était en opposition de phase, d'où blocage de l'oscillateur et avec l'inversion des deux fils, le signal devient en phase, d'où réaction et entretien des oscillations du BFO. D'autre part, il ne faut pas oublier de couper le BFO pour l'écoute des émissions en AM, alors qu'il devra fonctionner en CW et en BLU ; pour ce faire, il suffira d'utiliser un inverseur double pour la commutation CW-BLU/AM ; sur la position 1, la moitié de l'inverseur mettra en service le détecteur de produit ainsi qu'on l'a vu plus haut, alors que sa seconde moitié mettra sous tension la carte du BFO ; sur la position 2, l'inverseur mettra en service le détecteur AM et coupera, au moyen de sa seconde moitié l'alimentation du module BFO, les deux fonctions étant parfaitement jumelées.

D : LE MODULE CONVERTISSEUR HF-FI

Ce module aura pour but de réaliser le deuxième changement de fréquence et d'assurer la variation de fréquence tout au long des 2 MHz de bande passante du récepteur.

Il recevra donc à l'entrée un signal variant de 28 à 30 MHz et devra fournir en sortie un signal à fréquence constante de 455 kHz.

Son schéma et sa présentation (fig. 5) ne doivent guère poser de difficultés ; il utilise

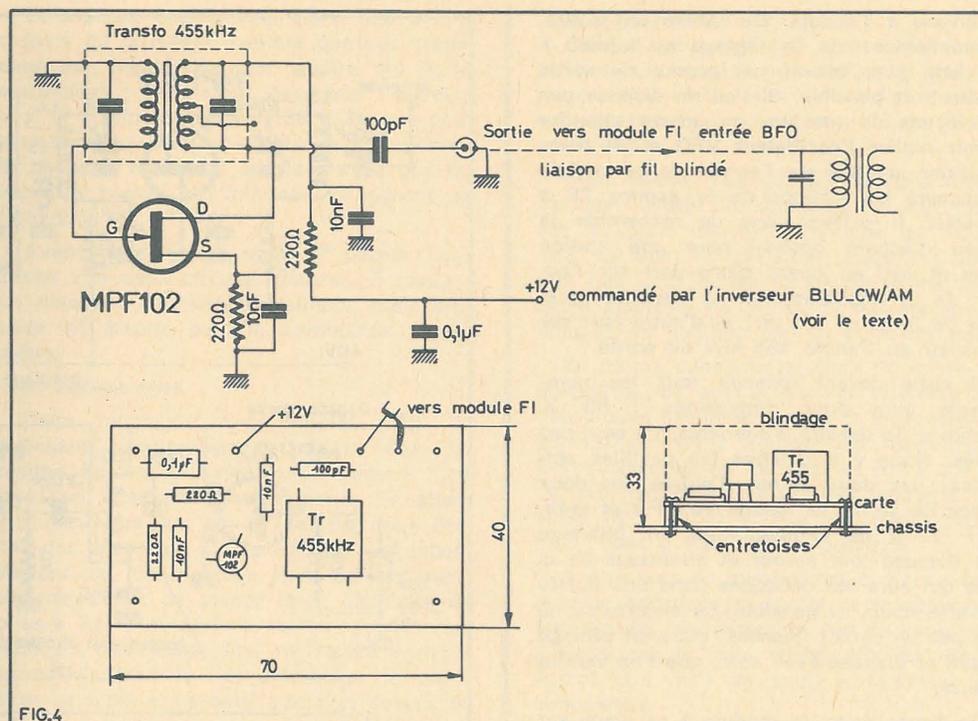


FIG.4

un transistor à effet de champ de type mpf 102 de Motorola dont la source est polarisée par une résistance de 2,7 kΩ et reçoit le signal en provenance du VFO par l'intermédiaire d'une petite capacité de 5 pF environ. Le drain du FET est chargé par le primaire d'un transformateur à 455 kHz dont le secondaire fournit le signal de sortie qui sera appliqué à l'entrée de l'amplificateur FI ; l'une des extrémités sera mise à la masse et l'on utilisera un câble blindé pour réaliser cette liaison qui sera aussi courte que possible.

Le drain sera alimenté à partir du + 12 V par une résistance de 220 Ω découplé par une capacité de 10 nF. La gate du FET, polarisée par une résistance de forte valeur :

1 MΩ, reçoit le signal d'entrée prélevé sur un circuit accordé au milieu de la gamme 28 à 30 MHz, c'est-à-dire vers 29 MHz. Ce circuit à self et capacité d'accord devra posséder un fort coefficient de surtension. Pour cela, nous prendrons un mandrin LIPA de 6 mm avec noyau et l'enroulement L₁ aura 16 spires de fil émaillé de 0,6 mm bobiné à spires espacées de 0,8 mm alors que l'enroulement de couplage L₂ aura 5 spires de ce même fil bobiné à spires entrelacées, en partant du côté froid, c'est-à-dire de la masse (voir notre croquis).

Le réglage de ce module se bornera à trouver l'accord du bobinage d'entrée, soit au moyen d'un grid-dip, soit en utilisant un générateur HF et en recherchant le maximum

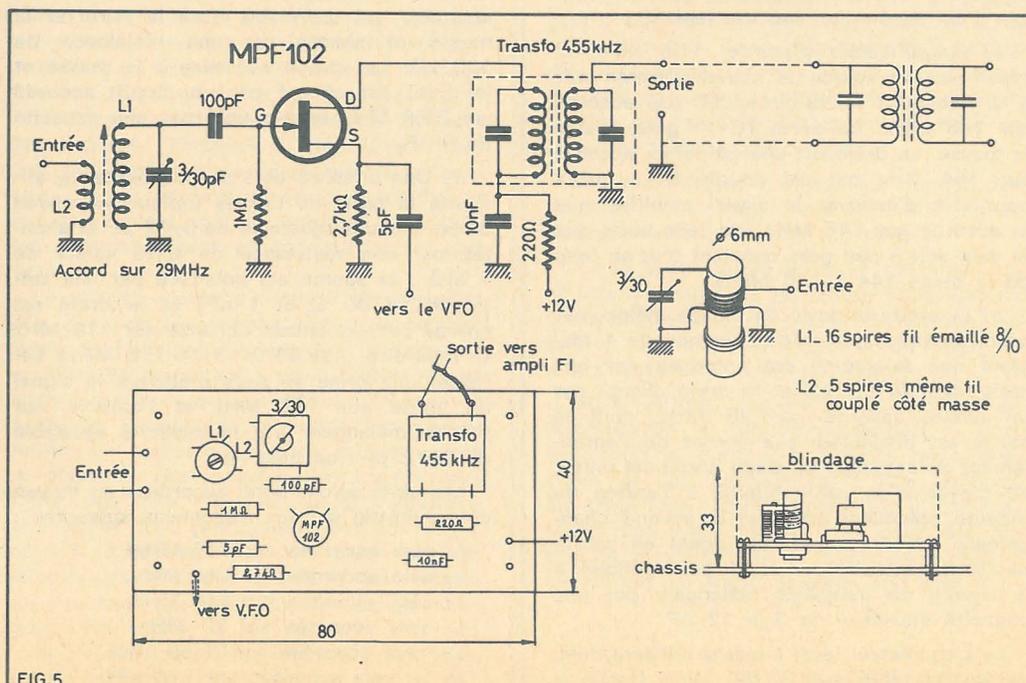


FIG.5

de niveau à l'écoute. De même on jouera, éventuellement sur le réglage du transfo à 455 kHz pour obtenir un niveau de sortie le plus fort possible. Si l'on ne dispose pas de moyens de mesure, on pourra attendre d'avoir réalisé l'oscillateur VFO et en branchant une antenne sur l'entrée de ce module on recevra les stations de la gamme 28 à 30 MHz. Il suffira donc de rechercher le niveau d'écoute optimal pour une station reçue et ceci en jouant d'une part sur l'accord de L_1 (manœuvre de la capacité ajustable de 3/30 pF sur air) et d'autre part sur le noyau du transfo 455 kHz de sortie.

La carte devant recevoir tous les composants aura pour dimensions : 80 X 40 mm et la densité d'éléments n'y sera pas élevée. Nous y trouverons les pastilles suivantes : les deux bornes d'entrée, les deux bornes de sortie, la liaison au VFO et enfin le + 12 V de l'alimentation. Un blindage sera disposé tout autour et au-dessus de la carte qui aura été découpée dans une feuille de verre époxy si possible. Là encore, ce ne sera pas un circuit imprimé, mais un câblage plaqué et disposé avec soin, que l'on vernira ensuite.

On fixera donc ce module à sa place sur le châssis rabattable et l'on pourra passer à la réalisation du module suivant :

E : LE MODULE CONVERTISSEUR VHF-HF (FIG. 6)

Ce circuit aura pour but de recevoir la gamme 144 à 146 MHz et de la transformer en signaux compris entre 28 et 30 MHz. Pour ce faire il y aura besoin d'un étage amplificateur à large bande 144 à 146 MHz, d'un ensemble oscillateur à quartz délivrant un signal à fréquence constante et égale à 116 MHz, et enfin un étage mélangeur qui recevra ces deux signaux pour en extraire le battement égal à $144 - 116 = 28$ MHz et $146 - 116 = 30$ MHz.

Ce sera le transistor FET de type MPF 102 qui l'on utilisera pour tous les étages de ce module. Il y aura donc quatre étages que l'on va étudier successivement :

a) **Amplificateur d'entrée** : Un MPF102 reçoit sur sa source le signal d'entrée mis à la résonance sur le circuit LC (L_3) accordé sur 145 MHz. La porte (G = gate) est à la masse. Le drain est chargé par L_4 accordé sur 144 MHz qui est couplé à L_5 qui a pour rôle d'envoyer le signal amplifié vers L_7 accordé sur 146 MHz (de telle sorte que le gain soit à peu près constant tout au long de la plage 144 à 146 MHz).

b) L_7 excite la porte de l'étage mélangeur, porte polarisée par une résistance de 1 M Ω alors que la source est polarisée par une résistance de 2,7 k Ω et le drain chargé par un circuit accordé sur 29 MHz, dont la sortie est disponible aux bornes de l'enroulement de couplage L_8 . Cette sortie est reliée, au moyen d'un câble blindé, à l'entrée du module précédent (qui est le second changement de fréquence). Le signal en provenance de l'oscillateur local est appliqué à la source du transistor mélangeur par une capacité ajustable de 3 à 12 pF.

c) L'oscillateur local à quartz utilisera donc un quartz taillé sur 38,66 MHz (facile à

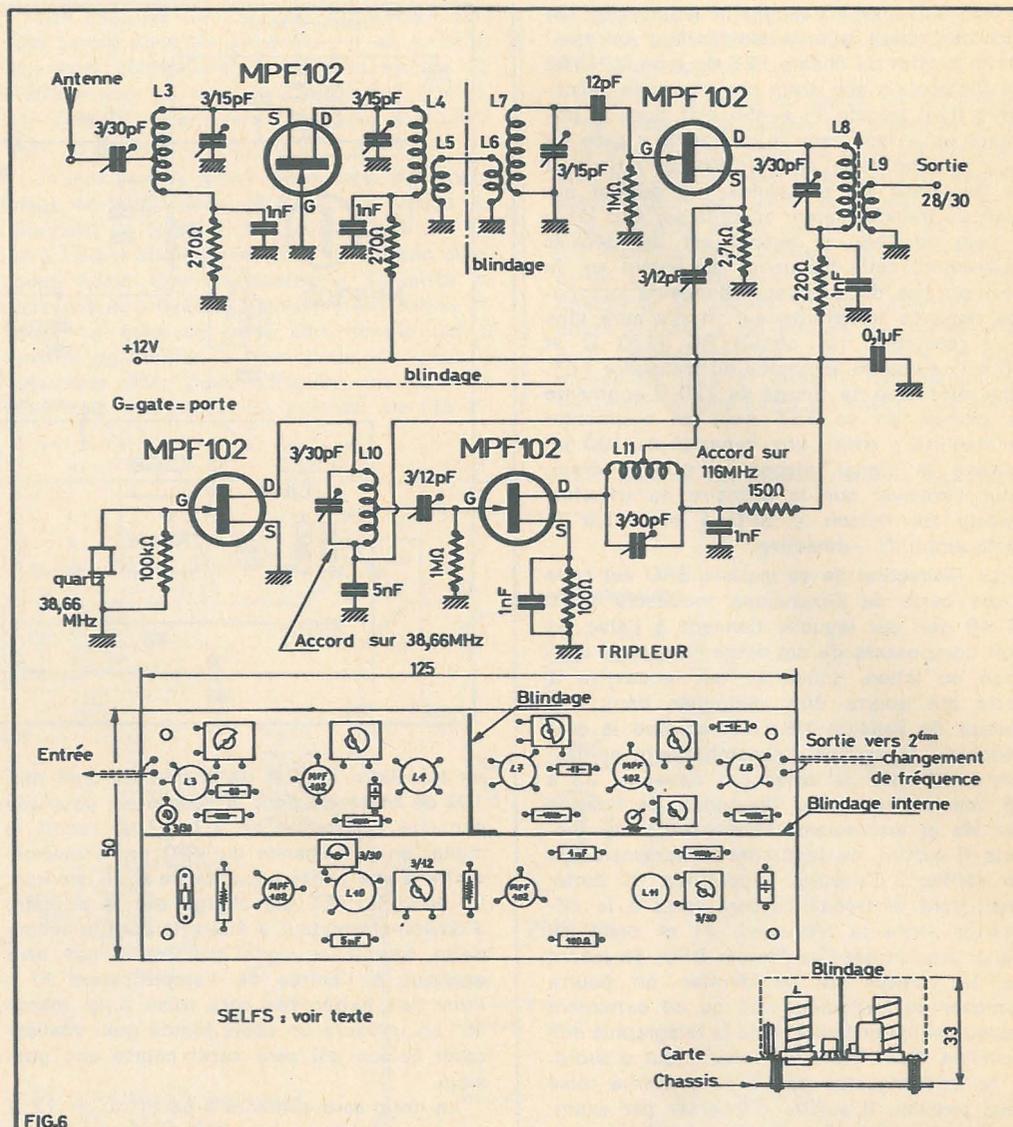


FIG.6

trouver chez les revendeurs de matériel VHF amateur) qui est placé entre la porte et la masse et shunté par une résistance de 100 k Ω . La source est mise à la masse et le drain est chargé par un circuit accordé sur 38,6 MHz et découplé par une capacité de 5 nF.

d) Une prise au tiers sur la bobine L_{10} alimente la porte de l'étage tripleur au moyen d'une capacité ajustable de 3/12 pF et shuntée par une résistance de forte valeur de 1 M Ω ; la source est polarisée par une cellule RC (100 Ω et 1 nF) et le drain est chargé par un circuit accordé sur 116 MHz (c'est-à-dire : $38,66 \times 3 = 116$ MHz) sur lequel une prise au tiers prélèvera le signal de sortie sur 116 MHz et l'enverra sur l'étage mélangeur via la capacité ajustable de 3/12 pF vue plus haut.

Les selfs seront donc accordées au moyen d'un grid-dip sur les fréquences suivantes :

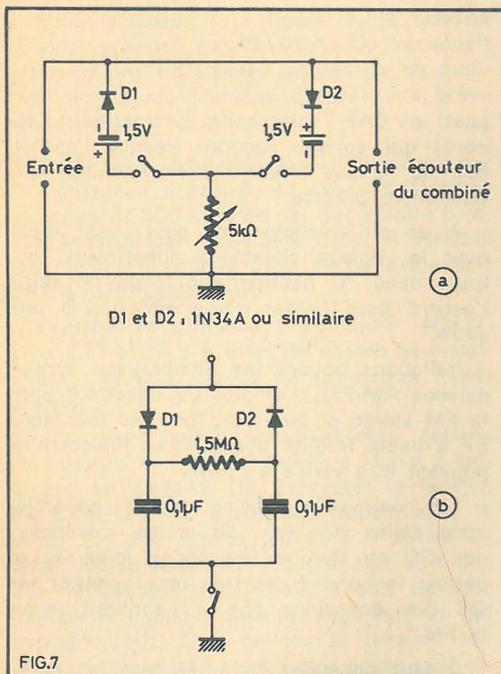
- L_3 sera accordée sur 145 MHz.
- L_4 sera accordée sur 144 MHz.
- L_7 sera accordée sur 146 MHz.
- L_8 sera accordée sur 29 MHz.
- L_{10} sera accordée sur 38,66 MHz.
- et L_{11} sera accordée sur 116 MHz.

et les différentes bobines auront les caractéristiques suivantes :

- $L_3 = 6$ spires de fil 0,8 mm bobinées sur un \emptyset de 6 mm avec prise au tiers côté froid ;
- $L_4 = 5$ spires de fil 0,8 mm bobinées sur un \emptyset de 6 mm ;
- $L_5 = 2$ spires de ce même fil couplées côté masse (côté froid) ;
- $L_6 = L_5$;
- $L_7 = L_4$;
- $L_8 = 18$ spires de fil émaillé 0,6 mm sur un mandrin LIPA de \emptyset 6 mm ;
- $L_9 = 6$ spires de couplage couplées côté froid à spires entrelacées ;
- $L_{10} = 12$ spires de fil 0,6 mm sur un \emptyset de 6 mm avec prise au tiers côté froid ;
- $L_{11} = 5$ spires de fil 0,8 mm sur un \emptyset de 6 mm avec prise au tiers côté froid.

Toutes ces bobines VHF, sauf L_8 et L_9 seront de préférence bobinées sur air, c'est-à-dire sans mandrin, ceci afin d'augmenter leur coefficient de qualité « Q ».

La mise au point se fera de la façon suivante : après avoir bien vérifié le montage et la qualité des composants, il faudra accorder chaque circuit LC sur sa fréquence de



Le module pourra être alors fixé sur le châssis de la même manière que ses prédécesseurs, c'est-à-dire par quatre vis et 4 entretoises ; l'épaisseur hors tout ne devra pas, là non plus dépasser 33 à 35 mm pour permettre au côté rabattable de se refermer et de venir reprendre sa place sans que les modules placés à l'intérieur ne gênent sa fermeture.

Avant de conclure cette 2^e partie, nous allons voir deux circuits annexes, à savoir : un dispositif anti-parasite simple, mais efficace, et d'autre part la commande du S-mètre.

a) anti-parasite.

Deux montages fort simples (fig. 7) atténuent notablement le niveau des parasites. En 7 (a), il s'agit d'un élément filtre que l'on intercale entre la sortie BF allant aux écouteurs (ou au HP) et les deux bornes des écouteurs ou du HP. Le seul inconvénient de ce montage tient au fait qu'il est nécessaire de placer deux éléments de piles de 1,5 V en série avec les deux diodes, montées tête-bêche. Une résistance variable permet de doser le seuil d'écrêtage des parasites et c'est à l'écoute que l'on dosera ce

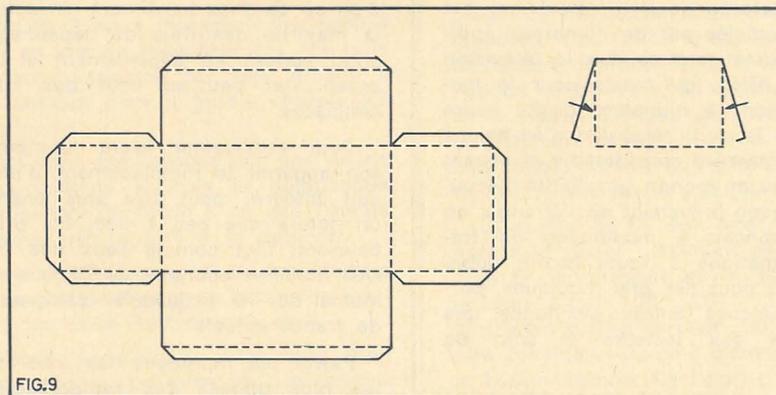
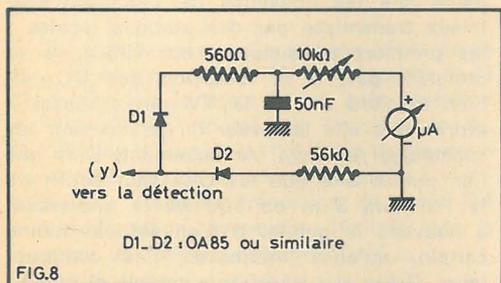
b) Le S-mètre :

Celui-ci est commandé à partir du redressement du signal issu du dernier transformateur FI à 455 kHz ; la tension de commande est prélevée au point « Y » du schéma de la figure 3.

Cette tension est appliquée à deux diodes de type OA85 ou similaires et le S-mètre est un petit microampèremètre de 100 à 150 μ A dont la déviation totale est dosée une fois pour toutes au moyen d'une résistance ajustable de 10 k Ω et qui est ensuite bloquée en position par un point de vernis.

En ce qui concerne le choix du micro-ampèremètre, ce pourra être un Vu-mètre que l'on trouve facilement dans le commerce et qui est destiné à équiper les magnétophones à cassettes ou les chaînes HI-FI. Ce qui ne gâte rien son prix est fort modique (environ 18 à 20 F) et que l'on trouve facilement, tant à Paris qu'en province.

Il sera bon de monter ces quelques composants additionnels sur la carte supportant les circuits de détection, et de monter le S-mètre sur la face avant, afin de réduire autant que faire se peut la longueur des connexions.



travail au moyen d'un grid-dip. Une fois la mise sous tension effectuée et tout en écoutant une station dans la gamme amateur 144 à 146 MHz, on retouchera légèrement aux réglages des différents circuits en partant de l'antenne et en allant jusqu'à la sortie en se plaçant chaque fois au niveau d'écoute optimale. Ceci étant obtenu, il suffira de bloquer au moyen d'un point de vernis ou de parafine fondue chaque condensateur ajustable à sa position de travail optimale.

On blindera ensuite ce module qui possèdera en outre deux blindages internes séparant la chaîne de l'oscillateur local du reste de la carte et d'autre part, l'amplificateur d'entrée du mélangeur.

Il sera bon de prévoir dans la partie supérieure du blindage des trous de 6 mm destinés à permettre à permettre le passage d'un petit tournevis isolé pour retoucher éventuellement et très légèrement aux différents réglages obtenus précédemment, car la présence du blindage final peut introduire des capacités parasites qui décaleraient peu ou prou les accords qui devraient alors être retouchés. Cette précaution est souvent bien utile !

seuil en le plaçant de telle sorte que le niveau des parasites soit minimal. Les deux interrupteurs permettent de mettre en service l'une ou l'autre des diodes, ou les deux à la fois. Ce dispositif n'est donc pas forcément incorporé dans le récepteur et peut être placé à l'extérieur. Il peut être utilisé avec un grand nombre de récepteurs de tous types. Il est intéressant de le connaître, et comme il a été utilisé largement aux USA, son fonctionnement et son efficacité sont reconnus !

Le second montage limiteur de parasites (fig. 7 b) est à monter à l'intérieur de l'appareil et plus précisément sur la carte où se trouvent les circuits de détection. Il se branche entre le point « X » (cf. fig. 3) et la masse. Là encore un simple interrupteur permet de mettre en service ou de couper ce dispositif anti-parasite, qui ne les supprime pas tous mais en limite l'influence néfaste, et tout particulièrement en mobile lorsqu'il s'agit des parasites créés par les vélomoteurs et autres engins à deux roues, qui rayonnent un très fort niveau de bruit radio-électrique !

Ce dernier montage, bien que fort simple est très efficace.

Un dernier conseil, qui a trait à la découpe du feuillard de laiton destiné à la confection des divers blindages : Il suffira de s'inspirer de la forme (fig. 9) qui permet, une fois découpée et pliée, d'être facilement soudée au fer et à l'étain et constitue un excellent blindage très rigide.

Les cotes seront variables en fonction des modules considérés, mais la forme de la découpe restera toujours la même.

Après avoir étudié avec un maximum de détails la chaîne de réception, nous verrons la prochaine fois la chaîne d'émission, en suivant le même principe et en essayant d'être aussi clair que possible.

Nous verrons également les circuits de commutation « émission-réception » ainsi que certains circuits facultatifs mais bien utiles et qui permettront à nos lecteurs, qui nous font l'amitié de réaliser les équipements que nous étudions ici pour eux, de tirer le maximum de ce transceiver destiné avant tout au trafic amateur sur VHF.

P. DURANTON

MONTAGES RADIO

A SEMI-CONDUCTEURS

PARMI les semi-conducteurs modernes utilisés en radio, les plus importants sont les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ, les diodes de toutes sortes et les circuits intégrés.

La tendance du progrès est d'utiliser de plus en plus, des transistors à effet de champ, des diodes à capacité variable et des circuits intégrés mais les transistors bipolaires ne sont nullement périmés et de nouveaux types en nombre considérable, paraissent chez tous les fabricants et sont utilisés avec succès.

De plus, des constructeurs parmi les plus sérieux conservent leur faveur aux transistors bipolaires et il en est de même de certains utilisateurs.

Pour nous, il n'y a pas de préférence pour un semi-conducteur ou un autre, ce qui nous intéresse ce sont les montages dignes de l'attention de nos lecteurs, et, autant que possible présentant un caractère original ou une performance intéressante. La radio, en apparence délaissée pour la télévision, est en réalité, appréciée par de nombreux auditeurs pour fournir tout ce que la télévision ne peut leur offrir, du moins pour le moment : émissions à n'importe quelle heure du jour et de la nuit, réception d'émissions étrangères en nombre considérable et venant de tous les pays du monde, possibilité d'écouter de la musique provenant de l'étranger ou des postes français à modulation de fréquence, informations à toute heure, appareils excellents pour des prix modiques, portabilité et quelques autres avantages que nous laissons aux lecteurs le soin de trouver.

En tout cas, le nombre des radiorécepteurs en service dans le monde entier est considérable et dépasse largement ceux des téléviseurs et des amplificateurs Hi-Fi. Souvent une même famille et parfois, une même personne, possède deux ou plusieurs radiorécepteurs dont l'un est celui d'appartement et l'autre un portable ou un auto-radio, sans oublier le récepteur de la maison de campagne qui s'ajoute aux autres.

A la longue il se peut que le nombre des téléviseurs rejoigne celui des appareils radio mais le nombre de ces derniers ne diminuera jamais d'une manière importante et il est totalement exclu que les radio-récepteurs disparaissent.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Si l'on compare un radiorécepteur avec un téléviseur, on constate qu'il y a une plus grande diversité de schémas en radio qu'en télévision. En effet, dans un téléviseur noir et blanc ou couleur tous les circuits sont indispensables et de ce fait il y a peu de différence entre le schéma synoptique d'un téléviseur de prix moyen et celui d'un télé-

viseur de prix élevé, ce dernier se justifiant surtout par une qualité supérieure, quelques performances plus poussées et une plus grande facilité de réglage. Par contre un radio récepteur peut se réaliser depuis le plus simple de tous : à une diode seulement, équivalent du poste à galène, jusqu'à un nombre considérable de semi-conducteurs, pouvant atteindre plusieurs dizaines en montages à semi-conducteurs individuels et plusieurs centaines dans des montages à circuits intégrés, par exemple 100, 200, 300... Avec les CI, malgré le nombre énorme des semi-conducteurs intérieurs les montages sont plus simples à réaliser par le constructeur amateur ou professionnel. Le seul inconvénient du CI est qu'à la moindre panne, à l'intérieur de ce composant complexe, il faut le remplacer tout entier avec les 150 semi-conducteurs qu'il pourrait contenir.

Remarquons que pour l'utilisateur ayant acheté un appareil dans le commerce, le dépannage ne revient pas beaucoup plus cher avec le remplacement du CI qu'avec celui d'un ou de deux transistors car actuellement, la majorité des frais de dépannage correspond surtout au déplacement et au temps passé... et peu au coût des composants remplacés.

Pour l'utilisateur ayant lui-même monté son appareil le remplacement d'un CI (circuit intégré) peut être plus onéreux mais on notera que peu à peu, les prix des CI baissent, tout comme ceux des transistors. Des modèles courants de CI existent depuis moins de 10 F jusqu'à quelques dizaines de francs actuels.

Parmi les montages les plus connus et les plus utilisés des radiorécepteurs destinés au grand public, citons en premier lieu les superhétérodynes, adoptés à presque 100 %. Le peu de pourcentage restant est représenté par des appareils à amplification directe ou de simples détecteurs à réaction suivis de basse fréquence.

La super réaction intéresse surtout les amateurs de radio commande qui, évidemment, ne se préoccupent pas, dans cette application de la haute fidélité et de l'absence de souffle.

A noter aussi, que la bonne réception de la FM, n'est pratiquement possible qu'avec un changeur de fréquence.

Remarquons que de nouveaux montages ont fait leur apparition au cours de ces dernières années dont certains ne sont d'ailleurs, que des adaptations d'anciens montages à lampes. Parmi ceux-ci citons le montage à oscillateur asservi.

En dehors des CI, l'emploi des diodes de toutes sortes permet de perfectionner considérablement les radiorécepteurs, aussi bien à modulation d'amplitude qu'à modulation de fréquence. Ainsi, la commutation peut s'effectuer à distance par des diodes de commutation et l'accord, par des diodes à capacité variable, ces dernières servent

aussi en CAF (commande automatique d'accord) qui corrige l'accord lorsque l'utilisateur ne l'a pas effectué d'une manière suffisamment précise.

A un radiorécepteur on peut aussi appliquer le réglage silencieux supprimant tout bruit dans le haut-parleur lorsqu'on règle l'accord pour passer d'une émission à une autre.

Indiquons encore les nombreuses combinaisons AM-FM, l'emploi du décodeur pour la FM stéréo et bien sûr, tous les montages BF à haute fidélité possibles et imaginables pouvant être variés à l'infini.

Les gammes de fréquences sont généralement celles des PO (ondes moyennes) des GO en Europe (ondes longues) et parfois les ondes courtes, sans compter les OC des émissions FM si l'appareil reçoit la FM.

Il faut constater toutefois que la réception des ondes courtes intéresse actuellement moins le grand public qu'avant la dernière guerre ou pendant celle-ci. Cette défaveur est due à de nombreuses causes. D'abord parce que les nouvelles de l'étranger sont mieux transmises par des stations locales ; les premiers transistors (vers 1950) ne se prêtaient pas, à la réception des OC, et, bien entendu il y a la TV qui a réussi à attirer vers elle la faveur du public pour les spectacles réguliers. Actuellement, sans que l'on puisse dire que les OC (sauf celles de la FM vers 3 m ou 100 MHz) intéressent à nouveau le public, il n'en est pas moins certain, qu'elles intéressent les constructeurs. Grâce aux transistors actuels et notamment à ceux à effet de champ, les montages OC sont réalisables avec d'excellentes performances et beaucoup de grands constructeurs inscrivent dans leur catalogue des radiorécepteurs pouvant capter les émissions depuis quelques mètres jusqu'aux PO et GO en plusieurs gammes d'ondes courtes avec ou sans bande étalée. Il s'agit de récepteurs non professionnels.

L'emploi des sélecteurs à stations pré-réglées est de plus en plus répandu, dans les appareils d'appartement et les auto-radio. Les montages sont rendus plus aisés grâce aux diodes à capacité variable auxquelles il faut associer des stabilisateurs de la tension de réglage appliquée à ces diodes.

Il y a aussi les appareils radio, grand public dits spéciaux, dont les plus répandus sont les « tuners FM » c'est-à-dire des appareils radio pour la modulation de fréquence auxquels ne manque que la BF. La plupart des « tuners FM » actuels ont un décodeur incorporé pour la stéréophonie.

Une nouvelle catégorie d'appareils radio est le récepteur enregistreur qui est la combinaison d'un radiorécepteur et d'un magnétophone simplifié pour cette application mais pouvant être d'excellente qualité.

Voici maintenant, l'analyse de quelques montages radio nouveaux ou originaux.

SELECTEUR FM A TRANSISTOR FET

Le schéma d'un sélecteur de ce genre à paru dans le dernier « MANUEL RCA » mais avec accord par condensateurs variables classiques. Nous allons étudier la possibilité d'introduire dans ce montage des accords par diodes à capacité variable.

Voici d'abord, à la figure 1, le schéma original proposé par la RCA. On reconnaît aisément les différentes parties de ce montage dont nous donnons ci-après une brève analyse :

Etage HF : Entrée du signal d'antenne sur l'enroulement a b c de L_1 avec 75Ω entre ab ou cb et 300Ω entre ac. Secondaire b, d, c, f accordé par l'ajustable C_1 et le variable C_2 , celui-ci conjugué avec C_9 du mélangeur et C_{16} de l'oscillateur.

Comme amplificateur HF, $Q_1 = 40822$, un « FET-MOS » à effet de champ et métal-oxyde, RCA, à diodes de protection incorporées.

Les deux portes sont utilisées comme suit : la porte 1 (fil 3) reçoit le signal à amplifier. La porte 2 (fil 2) reçoit la tension de CAG qui est également transmise à la porte 1. Cette tension est de 5 V et est du type *inverse* autrement dit, elle agit de façon que le courant de « drain » soit diminué lorsque le signal d'antenne augmente ce qui implique, que dans ce cas la tension doit diminuer de valeur c'est-à-dire devenir moins positive ou plus négative.

Le signal HF amplifié apparaît sur L_2 dont la prise d'adaptation b est connectée, à travers C_{12} à la porte 1 de Q_2 , également un FET-MOS.

Etage mélangeur : Comme on vient de le dire, entrée du signal HF sur la porte 1 de Q_2 tandis que la porte 2 sert à la réception du signal local fourni par l'oscillateur Q_3 . On obtient le signal à 10,7 MHz sur le drain de Q_2 . Ce signal est transmis par T_1 à l'amplificateur moyenne fréquence du tuner FM avec adaptation éventuelle réalisée par le diviseur de tension capacitif $C_{20}-C_{21}$.

Oscillateur : Réalisé avec une triode Q_3 du type 40244 la réaction positive est engendrée par couplage par L_4 entre base et émetteur, le collecteur étant relié à la ligne positive d'alimentation.

MONTAGE POSSIBLE AVEC DIODES A CAPACITE VARIABLE

Les circuits qui nous intéressent sont ceux des capacités d'accord ajustables et variables.

Leurs valeurs sont : ajustables $C_1 = C_9 = C_{11} = 2$ à 14 pF, variables : $C_2 = C_7 = C_{16} : 6$ à $19,5$ pF.

Il n'y a rien à changer en ce qui concerne les ajustables du moins pour le moment. Pour les condensateurs variables, les limites minima et maxima peuvent être déplacées, par exemple 5 à 21 pF, l'essentiel est que la variation 6 à 19,5 pF soit obtenue.

Revenons au schéma de la figure 1 et considérons les trois circuits LC du sélecteur. Il est clair qu'il ne sera pas possible de remplacer purement et simplement, les condensateurs variables, C_2 , C_7 et C_{16} par des diodes à capacité variable sans prendre des précautions concernant les tensions

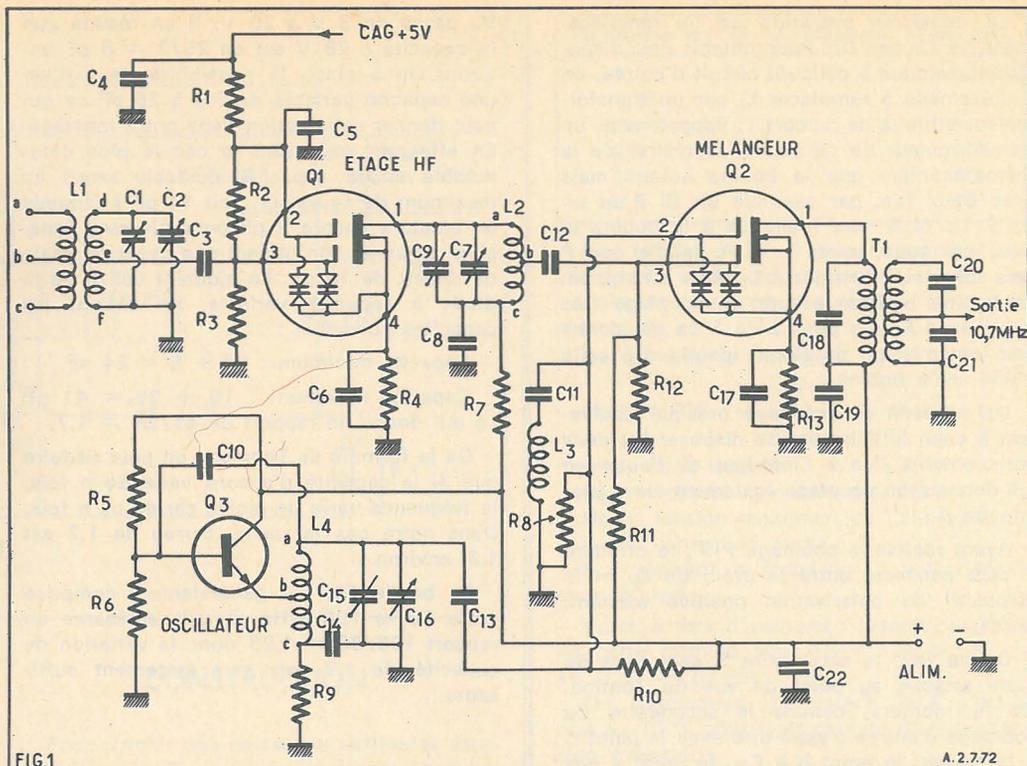


FIG.1

A.2.7.72

continues en présence car il faut que les diodes soient en contact avec les sources de tension de commande et celle-ci doit être séparée des tensions d'alimentation et de CAG du sélecteur.

A la figure 2 on a représenté les parties modifiées en vue du remplacement des trois condensateurs variables par des diodes à capacité variable dont il faudra trouver les caractéristiques.

Celles-ci sont symbolisées par une anode A et une cathode K dont la polarisation doit être *inverse* de façon à ce que l'anode soit négative par rapport à la cathode.

Dans ces conditions, la diode est bloquée mais sa capacité variera avec la tension existant entre les deux électrodes A et K.

Soit d'abord le bobinage d'entrée L_1 . Rien n'a été modifié au primaire abc, au second

naire d e f et au branchement du condensateur ajustable C_1 de 2 à 14 pF. Le condensateur variable C_2 a été remplacé par la diode D_1 branchée avec l'anode du côté du point d et la cathode à un condensateur de découplage C_d de valeur relativement élevée par rapport à C_{16} . Grâce à C_d , la cathode de la diode sera débranchée de la masse alors que l'anode se trouvera, en continu, au potentiel de la masse. On sera alors libre de polariser positivement cette cathode, à l'aide d'un circuit simple comme R_A reliée à un point positif et une source de polarisation variable.

La valeur de C_d doit être grande par rapport à la valeur maximum de D_1 qui est de 19,5 pF. En prenant un peu plus de 100 fois on aura $C_d = 100 \cdot 20 = 2000$ pF valeur largement suffisante pour que la diode puisse être considérée comme étant en parallèle sur la bobine comme C_2 l'était primitivement.

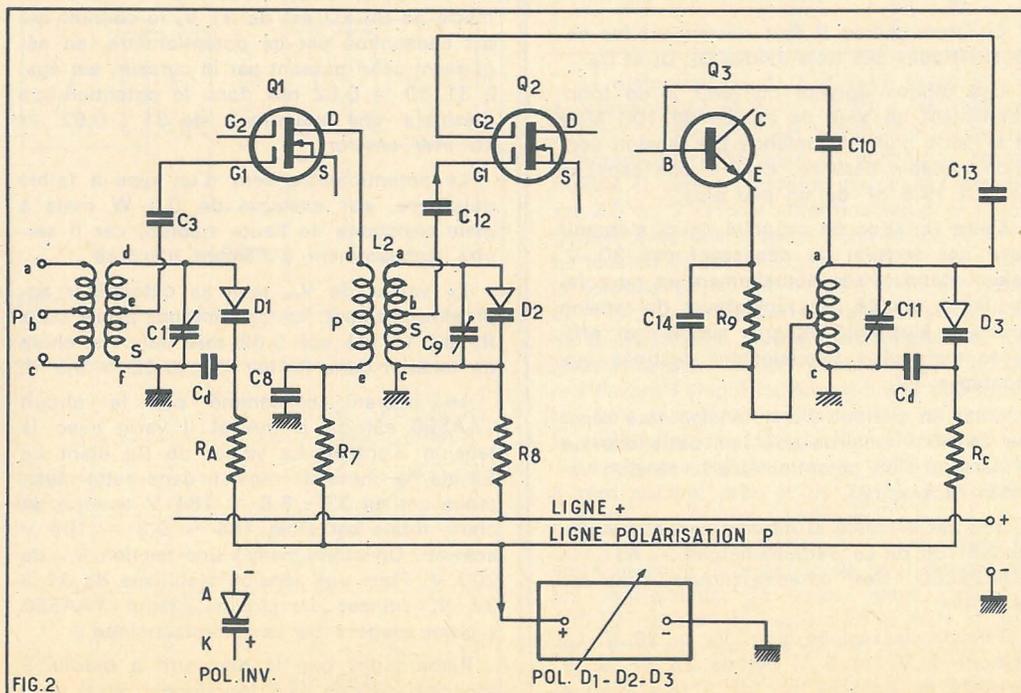


FIG.2

La deuxième opération est le remplacement de C_7 par D_2 . Pour obtenir une disposition analogue à celle du circuit d'entrée, on a été amené à remplacer L_2 par un transformateur bifilaire de rapport 1. Rappelons qu'un transformateur de ce genre, se réalise de la même manière que la bobine unique mais avec deux fils, par exemple un fil P et un fil S. Le fil S sera identique à la bobine L_2 avec ses trois points a, b, c tandis que P sera lui aussi identique à L_2 mais sans prise. La bobine bifilaire assure un couplage très élevé avec K très proche de 1 ce qui donne une transmission du signal identique à celle d'une seule bobine.

Un procédé de bobinage presque équivalent à celui bifilaire est de disposer les deux enroulements l'un à l'intérieur de l'autre ce qui donnera un couplage également élevé proche de 1.

Ayant réalisé le bobinage P-S', le primaire P sera connecté entre le drain de Q_1 et le dispositif de polarisation positive existant, R_7 C_8 .

De ce fait, le secondaire S sera libre de toute attache au point de vue du continu. On le montera, comme le secondaire du bobinage d'entrée c'est-à-dire avec le point C à la masse, le point b à C_{12} , le point a aux deux condensateurs C_9 ajustable et D_2 (remplaçant le variable C_7) du côté anode. La cathode de D_2 sera séparée de la masse par C_d de 2 000 pF au point de vue du continu afin qu'elle soit polarisée positivement par le circuit de polarisation des diodes, indiqué en bas du schéma. La flèche indique que cette polarisation est variable.

De même, le montage de l'oscillateur, a subi une modification simple.

Primitivement, l'émetteur E du transistor NPN oscillateur Q_3 , était polarisé par le circuit R_9 - C_{14} à travers la bobine. On a transféré R_9 - C_{14} entre l'émetteur et la prise, ce qui est équivalent et permet alors, de mettre à la masse le point c de la bobine L_4 . La diode D_3 est alors disposée comme précédemment et sa cathode polarisée par l'intermédiaire de R_c .

MONTAGE PRATIQUE DE LA POLARISATION DES DIODES

En premier lieu il faut déterminer les caractéristiques des trois diodes D_1 , D_2 et D_3 .

Ces diodes doivent convenir à un fonctionnement en VHF de l'ordre de 100 MHz et à l'aide d'une commande par tension continue variable permise, couvrir une capacité de 6 à 19,5 pF ou un peu plus.

Cette variation de capacité devra s'obtenir avec une tension ne dépassant pas 30 V, valeur standardisée actuellement et pour laquelle on a créé des régulateurs de tension spéciaux à circuit intégré, simples et efficaces mais plus spécialement destinés aux montages TV.

C'est en partant d'une tension fixe réglée de 30 V environ que l'on obtiendra sur le curseur d'un potentiomètre la tension variable nécessaire.

Soit par exemple la diode à capacité variable BB 106 de La Radiotechnique — RTC — COMPELEC. Ses caractéristiques sont les suivantes :

Tension de réglage max. $V_R = 28$ V. La capacité à $V_R = 3$ V est de 25 pF et la variation de capacité est de 3 fois lorsque

V_R passe de 3 V à 25 V. Il en résulte que la capacité à 28 V est de $25/3 = 8$ pF environ. On a ainsi, la possibilité de réaliser une capacité variable de 8,3 à 25 pF ce qui peut donner satisfaction dans notre montage. En effet, en supposant le cas le plus défavorable ou la capacité ajustable serait au maximum de sa valeur, soit 14 pF à laquelle on ajoutera encore 2 pF pour diverses capacités parasites, on obtient une capacité totale de départ de 16 pF. En ajoutant celles de la diode à capacité variable, on obtient les capacités suivantes :

Capacité minimum : $16 + 8 = 24$ pF.

Capacité maximum : $16 + 25 = 41$ pF ce qui donne un rapport de $41/24 = 1,7$.

De la formule de Thomson on peut déduire que si la capacité d'accord varie de n fois, la fréquence varie de racine carrée de n fois. Dans notre cas la racine carrée de 1,7 est 1,3 environ.

La bande FM est généralement comprise entre 86 et 106 MHz ce qui représente un rapport $106/86 = 1,23$ donc la variation de capacité de 1,7 fois sera largement suffisante.

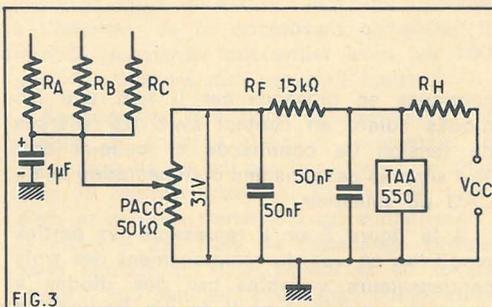


FIG. 3

Pour une telle variation, la tension devra varier de 3 V à 25 V. Le montage à réaliser est alors celui de la figure 3. On part d'une tension continue non régulée de V_{cc}

stabilisée par le circuit intégré TAA550 qui est fabriqué également par La Radiotechnique. Après filtrage par la cellule RC composée de $R = 15$ k Ω et $C = 50$ nF ou plus, une tension de 31 V apparaît aux bornes du potentiomètre PACC (potentiomètre d'accord) de 50 k Ω .

Si la tension aux bornes de ce potentiomètre de 50 k Ω est de 31 V, le courant qui est consommé par ce potentiomètre, en négligeant celui passant par le curseur, est égal à $31/50 = 0,62$ mA donc le potentiomètre dissipera une puissance de $31 \cdot 0,62 = 20$ mW environ.

Le potentiomètre sera d'un type à faible puissance, par exemple de 0,5 W mais à piste résistante de haute stabilité car il servira constamment d'élément d'accord.

La valeur de V_{cc} peut se déterminer approximativement. Le courant qui passe dans R_F de 15 k Ω est 0,62 mA donc la chute de tension dans R_F est $15 \cdot 0,62 = 9,3$ V.

Le courant consommé par le circuit TAA550 est de 5 mA et il varie avec la tension d'entrée. La valeur de R_H étant de 33 k Ω , la chute de tension dans cette résistance est de $33 \cdot 5,6 = 184$ V environ, la chute totale est alors $184 + 9,3 = 195$ V environ. On recommande une tension V_{cc} de 200 V. Pour une tension stabilisée de 31 à 32 V, utiliser le circuit intégré TAA550 « point rouge » de La Radiotechnique.

Remarquons que le dispositif à diodes à capacité variable peut fonctionner aussi sans

stabilisation spéciale si la tension de 31 V environ dont on dispose est suffisamment stable. Le seul inconvénient d'une faible variation de la tension aux bornes du potentiomètre d'accord PACC est que les stations ne seront pas obtenues exactement aux mêmes positions de réglage du potentiomètre mais le déplacement d'une position de réglage sera faible et autorisera l'emploi d'un cadran gradué en fréquences ou en noms de stations, ces graduations étant presque toujours approximatives.

VALEUR DES ELEMENTS DU MONTAGE FIGURE 1

Les valeurs des ajustables et des condensateurs variables ont été données plus haut.

Voici les autres : $C_3 = C_6 = C_{14} = C_{17} = C_{22} = 2\ 000$ pF céramique, $C_4 = C_5 = 1\ 000$ pF disque céramique ; $C_8 = C_{19} = 10$ nF disque céramique ; $C_{10} = 3,3$ pF céramique ; $C_{11} = 270$ pF disque céramique ; $C_{12} = 500$ pF disque céramique ; $C_{13} = 3$ pF céramique ; $C_{18} = 68$ pF céramique ; $C_{20} = 50$ pF céramique ; $C_{21} = 1\ 200$ pF céramique ; $R_1 = R_{10} = 0,56$ M Ω ; $R_2 = 0,75$ M Ω ; $R_3 = 0,27$ M Ω , $R_4 = R_{13} = 270$ Ω ; $R_5 = 22$ k Ω ; $R_6 = 56$ k Ω ; $R_7 = 330$ Ω ; $R_8 = R_{12} = 100$ k Ω ; $R_9 = 4,7$ k Ω ; $R_{11} = 1,6$ M Ω ; toutes de 0,5 W.

BOBINAGE

L_1 = bobine secondaire du transformateur d'antenne 4 spires de fil de 1 mm de diamètre en cuivre. Diamètre intérieur de la bobine 7,14 mm, longueur de la bobine 9,5 mm, valeur 0,86 μ H, Q à vide 120, prises : f : à la masse, e à 1,25 spire de f.

Bobine primaire : 1 spire pour 75 Ω ou 2 spires pour 300 Ω . Pour 75 Ω , bobiner une spire à partir du point de masse du secondaire donc faire coïncider les points a et f par exemple. Pour 300 Ω bobiner 2 spires avec ou sans prise au milieu, enroulement non relié au secondaire.

L_2 : comme le secondaire de L_1 avec prise b à 1,25 spire du point C.

L_3 : bobine d'arrêt de 1 μ H.

L_4 : bobine d'oscillateur : 3,25 spires fil de 1 mm en cuivre, diamètre intérieur de la bobine 7,14 mm, longueur de l'enroulement 7,9 mm, valeur 0,062 μ H, Q à vide 120 prise b à 1 spire à partir du point c.

Voici également, pour les lecteurs qui s'intéressent aux bobinages pour tuners FM, comment est réalisable le transformateur MF de sortie T_1 à accorder sur 10,7 MHz.

T_1 = premier transformateur MF : accord au primaire et au secondaire. Primaire 15 spires fil émail de 0,2 mm de diamètre bobinage à spires espacées à raison de 24 spires par centimètre ; secondaire 18 spires fil de 0,12 mm émaillé, spires jointives les deux enroulements sur tube de 7,14 mm de diamètre. Couplage à 90 % du couplage critique.

En ce qui concerne la CAG, on recommande d'appliquer à l'entrée « CAG + 5 V » du montage figure 1, une tension de commande pouvant varier entre 2 et 4 V. Remarquons que la tension stabilisée de 30 V environ peut être fournie par toutes sortes de régulateurs.

Passons maintenant à d'autres montages nouveaux.

RECEPTEUR A SUPER REACTION (80-150 MHz)

2 TRANSISTORS VHF + 3 BF

NOUS décrivons dans ce texte la réalisation d'un récepteur VHF original et très sensible. Il permet de recevoir les émissions modulées en fréquence ainsi que le son de la télévision. Le récepteur tient, pile et alimentation comprises, dans un boîtier en plexiglas de dimensions 150 x 110 x 40 mm.

I. — PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La platine VHF est composée de deux transistors PNP, AF139.

Le transistor T₁ est monté en préamplificateur de signaux d'antenne. Le transistor T₂ est monté en détecteur à auto-superréaction.

Examinons le schéma de la figure 1.

1. — Le préamplificateur

Le premier étage comporte un premier transistor T₁ AF139 du type PNP. Le montage est en base commune, qui isole les circuits d'entrée et de sortie et élude le problème du neutrodynage. La liaison du circuit d'entrée L₁, C_p,

sur l'émetteur est faite par un pont capacitif C₁, C₂. Ce dispositif permet d'obtenir une adaptation correcte. La bobine L₁ est donc accordée par une capacité parallèle C_p de valeur

$$C_p = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Le calcul donne immédiatement, compte tenu des valeurs C₁ = 10 pF, C₂ = 14,7 pF, C_p ≈ 6,1 pF. L'accord est complété par un noyau plongeur. L'émetteur est polarisé du côté positif (+) par une résistance Re₁ de valeur égale à 1 kΩ, en série avec une self de choc CH₁. Cette self permet d'isoler les tensions VHF de la masse. La base est polarisée par un pont R₁, R₂ matérialisé par une résistance ajustable Raj₁ de 50 kΩ. Cette résistance est de marque « Burns » « 10 tours ». Ce procédé permet d'obtenir un réglage progressif du seuil de polarisation optimal. La base de T₁ est mise à la masse du point de vue VHF par une capacité C_b = 10 nF. La charge du collecteur est un circuit oscillant L₂, C₃, couplé de façon lâche à la bobine L₃. L'accord se fait en agissant sur le noyau de L₂ et en donnant la capacité ajustable C₃ de 1,1-11,7 pF.

2. — L'étage à auto-superréaction

Nous rappelons que cet étage donne des résultats assez bons compte tenu du matériel que demande sa réalisation. La sensibilité est la conséquence du fait qu'une tension de fréquence ultra sonique (en tout cas > 20 kHz) se trouve superposée à l'oscillation propre d'une détectrice à réaction en régime accroché. Le système se trouve bloqué pendant chaque demi-période.

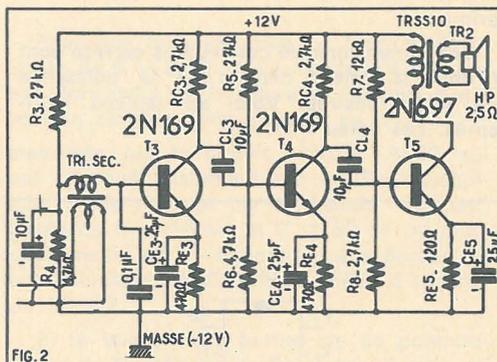
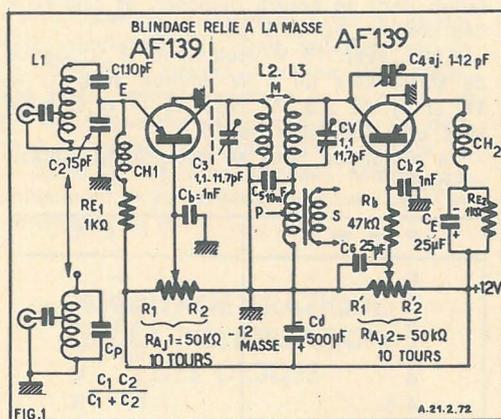
Le circuit accordé L₃, CV (1-1-11,7 pF) est placé dans le circuit collecteur du transistor T₂, AF139. Le taux de réaction est dosable au moyen du condensateur ajustable C₄ de (1-12 pF) placé entre émetteur et collecteur. La fréquence de découplage est engendrée au moyen de la résistance de base R_b = 47 kΩ et du condensateur C_b = 2,7 nF. La valeur de cette fréquence F_d est liée à la constante de temps de ce circuit à l'oscilloscope, elle se présente sous la forme d'une dent de scie. La base de T₂ est polarisée par le pont R'₁, R'₂, découplé par une capacité de 500 μF entre (+) et (-). Ce pont est une résistance variable Raj₂ de « 10 tours » dont le curseur est relié à la base. Ce système permet d'obtenir très progressivement le seuil de sensibilité optimal. Remarquons que la partie résistive comprise entre (-) et base est découplée par une capacité de 25 μF. On évite aussi les crachements dus aux déplacements du curseur pendant les réglages. Une faible valeur de résistance du pont (50 kΩ) permet d'obtenir une bonne stabilité de l'oscillateur bien qu'augmentant la consommation. Le collecteur est relié au négatif (- masse) par l'intermédiaire du primaire du transformateur de sortie (TRSS10) disposé en série avec la self d'accord L₃. Ce primaire découplé par une capacité C₅ = 10 μF, forme un filtre s'opposant au passage de la fréquence de découplage F_d. L'émetteur est polarisé par une résistance R₂ = 1 kΩ découplée par une capacité C_e = 25 μF. Une self de choc CH₂, disposée en série avec Re₂, permet de bloquer les tensions haute fréquence et améliore ainsi le rendement de l'oscillateur aux fréquences élevées. N'oublions pas, en effet, que l'oscillateur est dans ce montage du type « base à la masse ». Les tensions nécessaires à l'attaque de l'amplificateur BF, apparaissent aux bornes du secondaire du transformateur Tr₁ (TRSS10).

2-3. — L'amplificateur BF

L'amplificateur qui suit ce mode de détecteur doit être naturellement bien adapté. En particulier, l'attaque doit se faire en tension, et le préamplificateur doit avoir un gain assez élevé (AJ ≈ 600).

Le montage que nous suggérons et que nous avons étudié est représenté figure 2.

Les transistors T₃, T₄, sont des NPN 2N196A le gain en courant h_{21e}, (β) mesuré pour I_c = 2 mA; V_{ce} = + 6 V, est égal à 52 pour le premier, 54 pour le deuxième. T₃ et T₄ sont polarisés par les ponts de base R₃, R₄, R₅, R₆. Les valeurs de ces résistances sont calculées de façon que chaque étage possède une bonne stabilité thermique pour un courant dans le



Notations	Valeurs
C ₁	10 pF céramique
C ₂	15 pF céramique
C _{b1}	1 nF céramique
C _{b2}	1 nF céramique
C _e	25 μF chimique
CV	1.1 - 11,7 pF ajustable (miniature air)
C ₃	1.1 - 11,7 pF (miniature air) ajustable
C ₄	1 - 12 pF ajustable
C ₅	10 nF céramique
C ₆	25 μF chimique
Re ₁	1 kΩ
Raj ₁	50 kΩ ajustable
Raj ₂	
Rb	47 kΩ
Re ₂	1 kΩ
CH ₁ , CH ₂	30 à 40 tours de fil émaillé 20/100 ^e mm, sur résistance de 100 kΩ 1/2 watt.

Notations	Valeurs
R ₃	27 kΩ
R ₄	4,7 kΩ
R ₅	27 kΩ
R ₆	4,7 kΩ
R ₇	12 kΩ
R ₈	2,7 kΩ
Rc ₃	2,7 kΩ
Re ₃	470 Ω
Rc ₄	2,7 kΩ
Re ₄	470 Ω
Re ₅	120 Ω
T ₃ , T ₄	2N196A
T ₅	2N697
Ce ₃	25 μF chimique
Ce ₄	25 μF "
Ce ₅	25 μF chimique
C ₃	10 μF "
C ₄	10 μF "
C ₅	10 μF "

TR₂ : Transformateur de sortie BF type TRSS10 miniature. Impédance secondaire 2,5 Ω.
HP : modèle 2,5 Ω.

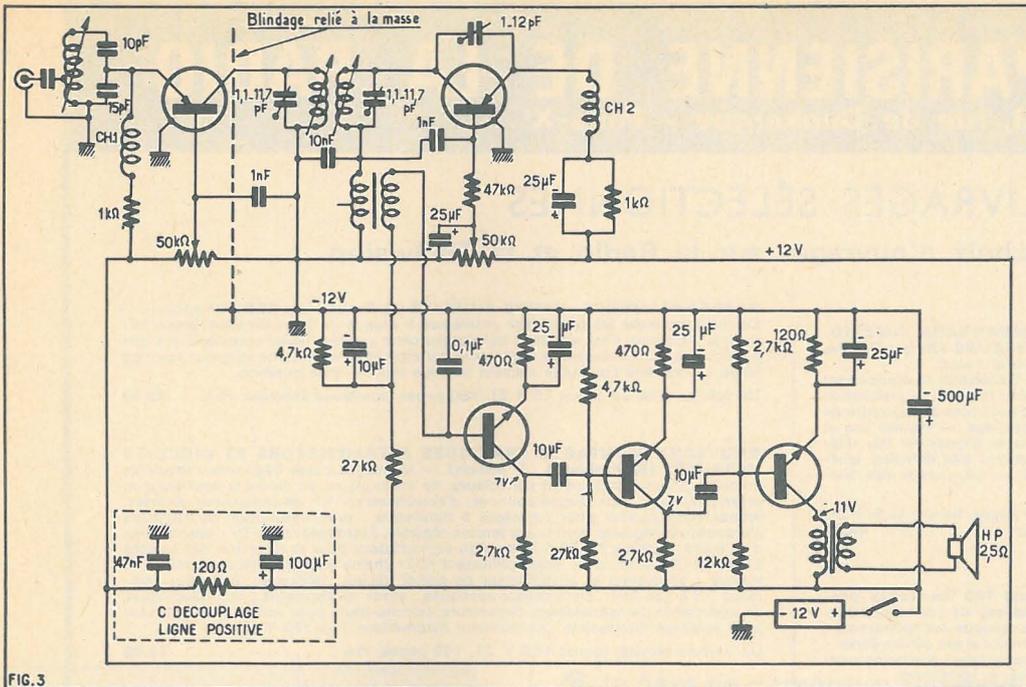


FIG. 3

pont égal à 10 fois le courant de base I_b (au point de fonctionnement choisi) nous avons pour $V_{cc} = +12V$

$$R_3 = 27\text{ k}\Omega = R_5$$

$$R_4 = 4,7\text{ k}\Omega = R_6$$

La résistance d'émetteur R_{e3} , R_{e4} , est choisie de telle façon à avoir une chute de tension égale au 1/3 de celle produite aux bornes de R_c

$$R_{e3} = R_{e4} = 470\ \Omega$$

Le facteur de stabilité de chaque étage est de

$$\delta = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_e}{R_e + R_p}} \approx 6$$

ou $R_e =$ résistance d'émetteur

$R_p =$ résistance parallèle du pont

$$R_p = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

Les résistances d'émetteur R_{e3} et R_{e4} , sont à la masse du point de vue alternatif puisque T_3 et T_4 sont montés en émetteur commun. Chaque étage donne un gain calculé compte tenu de l'adaptation et de β° de $AV_1 \approx 20$, $AV_2 \approx 29$. Le gain total $AV_t = 20 \times 29 = 580$ remarquons que les couplages entre étages se

font par capacités de $10\ \mu\text{F}$. Le transistor final T_5 , de puissance est monté en classe A avec transformateur de sortie (TRSS10). Ce dernier transistor est un modèle type 2N697 pouvant dissiper 600 mW. La charge du transformateur de sortie est un petit haut-parleur de 2,5 Ω d'impédance.

Nota : Les transistors utilisés sont classiques et n'importe quel modèle BF peut aussi convenir, même s'ils sont PNP. Ex. : OC71, OC72, OC76.

II. — MONTAGE MÉCANIQUE

L'ensemble amplificateur VHF + amplificateur BF est câblé sur une plaquette de circuit ver board. La plaquette découpée a les dimensions suivantes :

$$L = 92, l = 62 \text{ (cotes en mm).}$$

Pour que l'ensemble soit facilement reproductible, nous donnons fig. 4, l'implantation des différents éléments sur la platine. Il faut observer en effet, qu'à ces fréquences la disposition des éléments est très importante. Nous avons en effet essayé plusieurs platines. Le meilleur emplacement est celui donné fig. 4. Respecter aussi la position des entraxes des bobines L_2 et L_3 . Le couplage ne doit pas être trop serré.

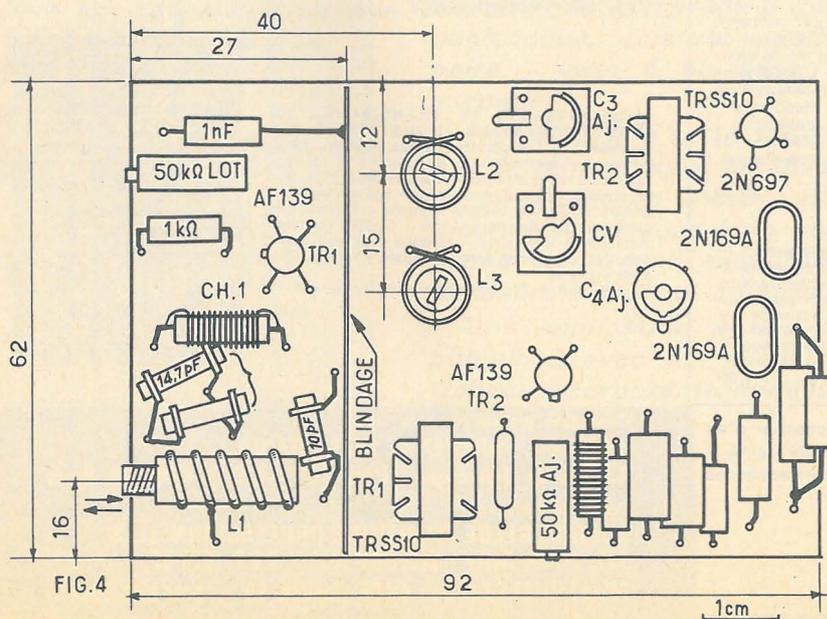


FIG. 4

III. — MISE AU POINT DU RÉCEPTEUR

Cette ultime opération est fonction de la complexité dans tous les montages. Pour cette réalisation, elle est réduite au minimum.

— Le mise au point de l'amplificateur BF est pratiquement inexistante. Celui-ci doit fonctionner du premier coup, s'il n'y a pas d'erreur de polarité. Pour obtenir une sensibilité meilleure on peut retoucher légèrement les résistances R_3 , R_5 , R_7 de toute manière il suffit d'obtenir $V_{ce1} = V_{ce2} = 6V$ et $V_{ce3} = 11V$ pour obtenir un fonctionnement correct de l'amplificateur.

— Pour la platine VHF, on enlève T_1 , ou on n'alimente pas cet étage. Vérifier alors :

1° En faisant varier la position du curseur de R_{aj2} de 50 k Ω , on peut obtenir l'oscillation. Sinon tourner lentement le condensateur ajustable C_4 placé entre émetteur et collecteur. On doit obtenir une rotation des lames mobiles, et pour un certain point tel que le souffle caractéristique de la surréaction apparaisse. En tournant à nouveau la résistance ajustable R_{aj2} , le souffle de la surréaction doit pouvoir augmenter puis disparaître. Ce dernier phénomène se traduit par un « toc » caractéristique dans le haut-parleur.

2° Il faut s'assurer ensuite que l'ajustable CV de 1-11,7 pF et le noyau de L_3 permettent de caler l'étage entre 80 et 150 MHz.

Pour cela utiliser un générateur HF comme nous l'avons fait. Une porteuse non modulée se traduit par la disparition du souffle de la surréaction.

3° Alimenter le 1^{er} étage et jouer sur les noyaux de L_1 , L_2 , et sur l'ajustable C_3 pour obtenir le niveau de sortie BF le plus grand possible. Retoucher ensuite la polarisation de base de T_1 , en ajustant la résistance R_{aj1} , de 50 k Ω .

IV. — PERFORMANCES DU RÉCEPTEUR

Les performances d'un tel récepteur varient manuellement suivant le lieu de réception. Nous avons effectué nos premiers essais avec une antenne fouet accordé en $\lambda/4$. Cette antenne est une simple tige de cuivre de 4 mm et de 75 cm de longueur.

A Rochefort on reçoit France-Culture sur 96,7 MHz et bien d'autres émetteurs. Sur 120 MHz la gamme aviation.

DÉTAILS DE CONSTRUCTION DES BOBINAGES

L_1 : 5 spires à 6 spires de fil argenté $\varnothing 10/10$ enroulées sur un diamètre de 9 mm (mandrin + noyau), pas : diamètre du fil employé, prise antenne à 2 spires côté masse.

L_2 : 5 spires de fil de cuivre nu étamé (fil de câblage) $\varnothing 7/10$, enroulées sur mandrin Lipa de 8 mm de \varnothing intérieur (avec noyau), pas : 2 \times diamètres de fil employé (écarter ou resserrer les spires pour les réglages).

L_3 : 4 spires 1/2 de fil de cuivre étamé $\varnothing 7/10$ sur mandrin Lipa 8 mm (avec noyau), pas : 2 \times diamètre du fil employé.

MATRICES DE DIODES pour la réalisation d'une décade affichante travaillant directement en base dix

A la base de nombreux appareils fonctionnant en numérique, on trouve le comptage d'impulsions.

Ce comptage est effectué dans des décades, qui constituent donc une des parties essentielles de l'appareil.

La plupart du temps, on utilise pour la réalisation de ces décades un ensemble de quatre éléments binaires. Un tel ensemble compte naturellement dans une base de 16, ce qui impose la présence de certains artifices en vue d'une remise à zéro prématurée lors de la dixième impulsion, lorsque l'on désire compter en décimal.

Par le biais d'une matrice de diodes arrangée spécialement, il est tout à fait possible de compter directement en base 10.

Il en résulte un fonctionnement rigoureusement logique et dénué de tout artifice.

Il est possible de généraliser ce mode de comptage à une base quelconque, pourvu qu'elle soit paire : base 6 ou base 12 par exemple.

Précisons que cette solution n'a pas de rapport avec les dispositifs de comptage en anneau, dont les inconvénients sont bien connus : venue au travail simultanée de plusieurs éléments compteurs...

Une application à une décade complète, avec son système d'affichage incorporé, termine le texte.

La décade est l'élément de base de divers appareils travaillant « en numérique » : compteurs de fréquence, volt-mètre à affichage... Son rôle est de visualiser, sous forme d'un chiffre compris entre 0 et 9, le nombre d'impulsions qu'elle vient de recevoir.

Dans la décade classique, on utilise pour le comptage des impulsions quatre bistables disposés en cascade.

Ne pouvant occuper que deux états distincts, chaque bistable travaille en binaire : base 2 ; l'ensemble des quatre bistables travaillant sur une base de 16.

Si l'on veut compter en décimal : base 10, il est donc nécessaire d'éliminer 6 combinaisons qui deviennent par là interdites. Ceci est réalisé par un artifice de circuit : la rétroaction. A partir de la huitième impulsion, on aiguille directement la sortie du premier bistable sur le dernier, éliminant les bascules 2 et 3 qui viennent de revenir au repos. Autrement dit, on compte dix = 8 + 2.

Il est toutefois possible, ainsi qu'on le verra dans ce qui suit, de réaliser des décades comptant directement dans la base 10, d'où un fonctionnement parfaitement logique, excluant tout artifice. En particulier absence de toute combinaison interdite se traduisant par la présence simultanée de plusieurs chiffres en sortie. Accessoirement, le procédé se généralise sans peine à n'importe quelle base multiple de 2 : par exemple base 6 ou base 12, ce qui peut être intéressant pour le comptage du temps (horloges).

I. — FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR EN COMMUTATION.

Sous certaines conditions, le transistor peut être assimilé à un élément analogue à un relais : fonctionnement par tout ou rien. L'homologue du relais « au travail » étant l'état passant ou saturé. L'homologue du relais « au repos » étant l'état bloqué.

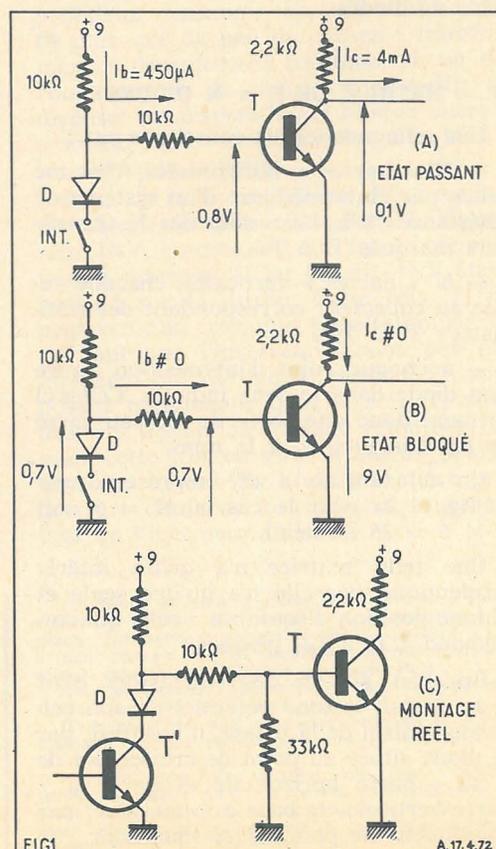


FIG1

A. 17. 4. 72

Ceci peut être observé avec un peu plus de précision sur les figures 1a et 1b extraites du schéma général.

— état passant : figure 1a. L'interrupteur INT est supposé ouvert. Suite à la présence de la $2,2\text{ k}\Omega$, le courant collecteur de T ne peut en aucun cas dépasser $4\text{ mA} = 9\text{ V}/2200\ \Omega$. En admettant un gain de 100 pour le transistor T, il suffirait de $4\text{ mA}/100 = 40\ \mu\text{A}$ de courant base pour obtenir ces 4 mA de courant collecteur. Or, les deux résistances de $10\text{ k}\Omega$ en série injectent un courant de $9\text{ V}/20\ 000\ \Omega = 450\ \mu\text{A}$, soit 5 fois plus. Dans ces conditions, T va être totalement saturé. Ceci se traduit par un potentiel collecteur très réduit, et même inférieur à son potentiel de base, de l'ordre de $0,1\text{ V}$.

— état bloqué : figure 1b. L'interrupteur INT est maintenant fermé. La diode D, polarisée dans le sens direct, maintient environ $0,7\text{ V}$ entre ses bornes quel que soit le courant qui la traverse. Pour le transistor au silicium T, $0,7\text{ V}$ représente le seuil à partir duquel sa base se débloque. La résistance de $10\text{ k}\Omega$ ayant le même potentiel de $0,7\text{ V}$ à ses bornes, aucun courant ne la traverse. Courant base et courant collecteur sont nuls dans le transistor T. Sa tension collecteur vaut donc 9 V .

En conclusion, sous réserve d'un courant base « généreux » et d'un gain en courant suffisant, le transistor T équivaut à un interrupteur parfait (à un résidu négligeable de $0,1\text{ V}$ près) en dépit de la présence de la diode D en série dans sa base.

En particulier, il est tout à fait loisible de remplacer l'interrupteur marqué INT par un autre transistor T'. C'est ce qui a été indiqué figure 1c et qui correspond au schéma utilisé en pratique avec la $33\text{ k}\Omega$ supplémentaire servant à parfaire le blocage.

Ce qui précède s'applique au cas où la diode D est l'un des éléments d'une matrice de diodes.

II. — MATRICE DE $N \times N$ DIODES

Une telle matrice est constituée par :

— N « barres » horizontales, chacune reliée par l'intermédiaire d'un système de résistances à la base d'un des N transistors marqués T_0 à T_{N-1} .

— N « barres » verticales, chacune reliée au collecteur correspondant des transistors T_0 à T_{N-1} .

— à chaque point d'intersection figure une diode dans le sens indiqué. Celles-ci forment donc une sorte de tableau carré de N^2 éléments, d'où le nom.

Un tel tableau a été représenté sur la figure 2a pour le cas où $N = 6$, soit $6 \times 6 = 36$ éléments.

Une telle matrice n'a qu'un intérêt académique, car elle n'a qu'une seule et unique position d'équilibre : celle qui correspond à T_0 à T_{N-1} bloqués.

En effet, si l'un des transistors était « au travail », donc potentiel de son collecteur voisin de la masse, il mettrait, par la diode située au point de croisement de « sa » barre horizontale et de « sa » barre verticale, sa base à la masse et par conséquent ne pourrait se maintenir.

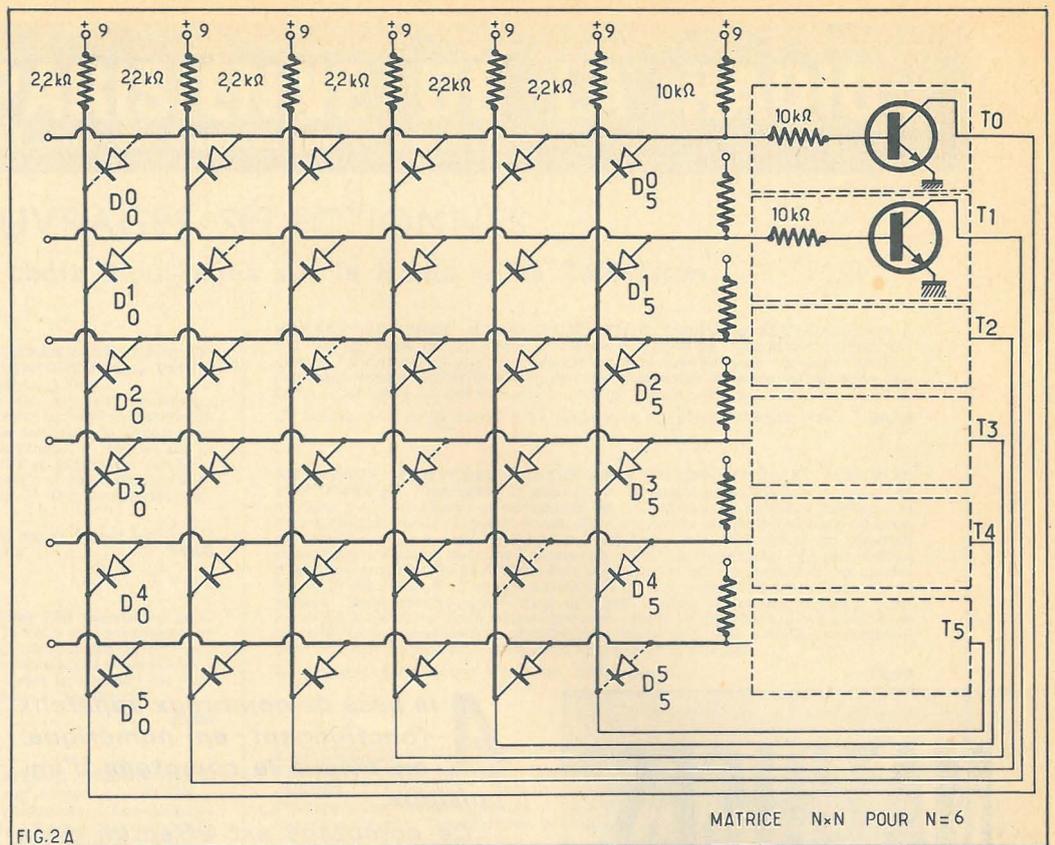


FIG. 2A

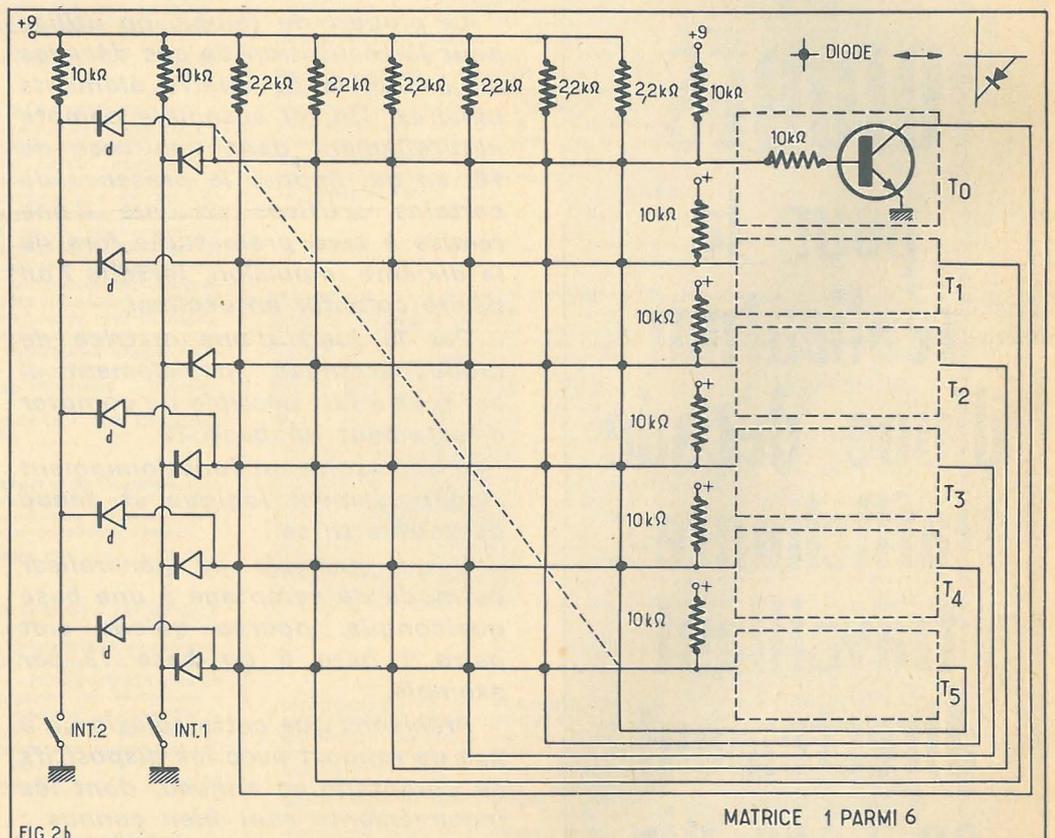


FIG. 2b

III. — MATRICE DE $N \times (N-1)$ DIODES.

Reprenons la figure 2a, et considérons par exemple le transistor T_0 . On a vu au paragraphe précédent que la condition nécessaire de son maintien au travail était la suppression de la diode D_0 . Cette condition est aussi suffisante :

— le maintien de T_0 implique que sa barre horizontale soit « à la batterie ».

Or, associée à sa résistance de $10\text{ k}\Omega$ reliée au « + batterie » cette barre horizontale n'est pas autre chose qu'une porte ET vis-à-vis des 5 verticales de T_1, T_2, \dots, T_5 .

La condition pour qu'elle soit « à la batterie » est que ces 5 verticales le soient. Autrement dit que les 5 transistors en question soient bloqués : collecteur au positif.

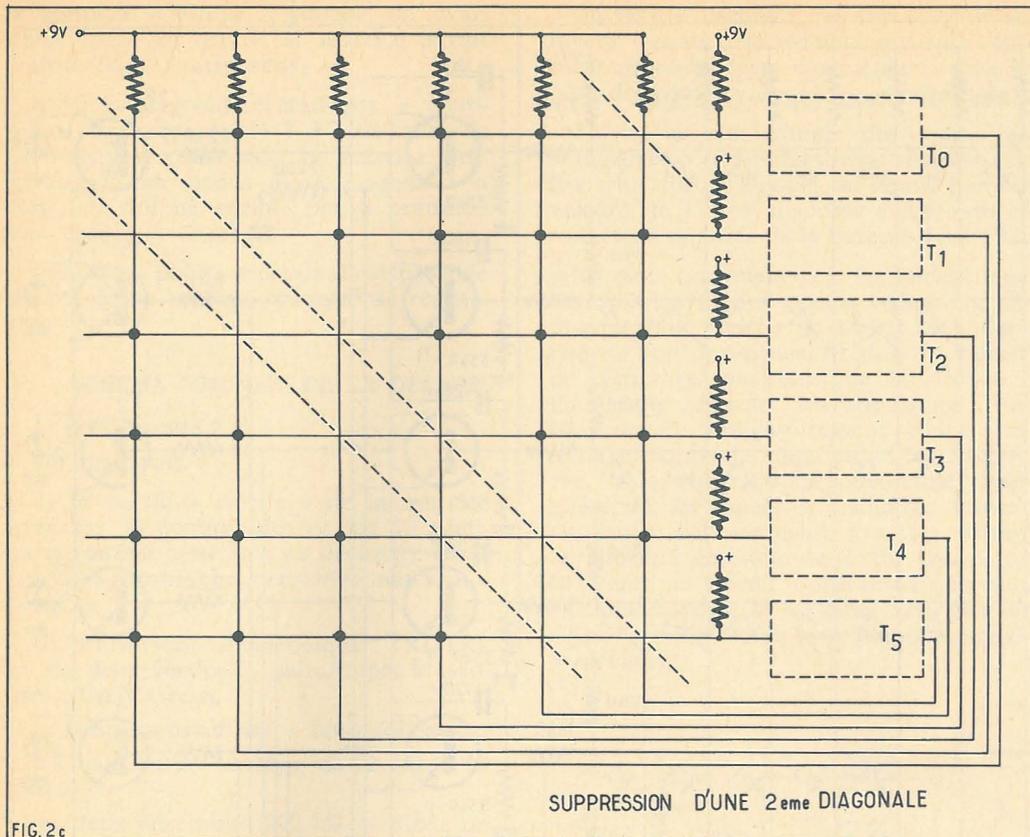


FIG. 2c

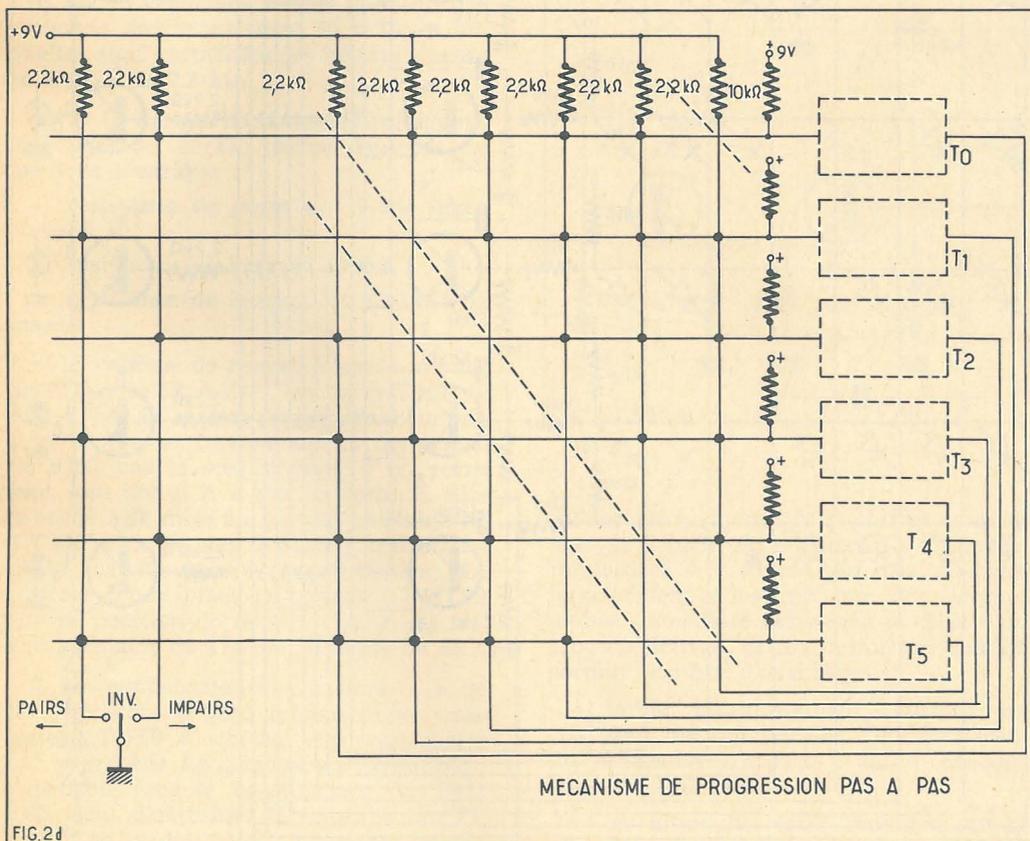


FIG. 2d

— cette condition est automatiquement satisfaite puisque la venue au travail de T_0 reporte sur les horizontales de $T_1 T_2 \dots T_5$ le potentiel de masse de son collecteur par l'intermédiaire de diodes $D^0 D^1 \dots D^5$, assurant leur blocage.

De la même manière, on verrait que la condition de venue au travail pour les transistors $T_1 T_2 T_3 T_4 T_5$, est la suppres-

sion des cinq autres diodes marquées en pointillé $D^1 D^2 D^3 D^4 D^5$.

Ceci revient à la suppression de la diagonale complète de la matrice. Cette matrice possède 6 états ; chacun correspondant à la venue au travail d'un transistor et d'un seul. Elle constitue un cas particulier de la matrice « Un Parmi N ». Son application principale est la constitution de mémoires, le transistor porté au tra-

vail, le restant indéfiniment jusqu'à coupure de l'alimentation.

Pour obtenir la venue au travail du transistor désiré, il suffit de mettre à la masse 5 des 6 barres horizontales de la matrice. Par exemple en actionnant l'interrupteur de mise à la masse représenté fig. 2b : mise au travail de T_2 par INT_2 . Il est possible de prévoir un interrupteur par transistor à mettre au travail : mise au travail de T_1 par INT_1 . La matrice garde trace du chiffre enregistré même si le travail des interrupteurs n'est que fugitif. Grâce à la présence des diodes d , la matrice n'est pas perturbée dans son fonctionnement : on a utilisé cette solution pour la remise à zéro de la décade sur le schéma complet de la figure 3.

Mentionnons pour terminer un cas particulier très répandu de la matrice « un parmi N » obtenu pour $N = 2$: le bistable bien connu.

IV. — SUPPRESSION D'UNE SECONDE DIAGONALE.

On a vu que la suppression d'une diagonale faisait passer la matrice de 1 à N états caractéristiques. On peut se demander ce qui se passe si on supprime une seconde diagonale : celle située immédiatement à gauche de la première par exemple. Dans ce cas le résultat est totalement différent : la mémoire précédente va se mettre à « dérouler » continuellement, ce dans l'ordre successif $T_0 T_1 T_2 \dots T_{N-1} T_0 T_1 \dots$.

C'est ce que l'on peut voir sur la figure 2c établie pour $N = 6$. Supposons que T_1 soit au travail. Il bloque tous les autres transistors sauf T_2 . Quelques centaines de nanosecondes plus tard T_2 va donc venir au travail, bloquant tous les autres transistors, y compris T_1 qui retombe, mais non compris T_3 qui va à son tour venir au travail en faisant alors retomber (1) $T_2 \dots$ le processus se poursuivant indéfiniment...

Pour arriver à la solution de notre problème : compter, on voit qu'il ne suffit plus que de peu de choses : transformer ce déroulement continu en un déroulement de la matrice ; il suffit de disposer un dispositif qui bloque alternativement tantôt les éléments pairs, tantôt les éléments impairs.

Pour ce faire, on ajoute deux verticales supplémentaires associées à l'inverseur INV, comme indiqué fig. 2d. Supposons à nouveau T_1 au travail, INV étant basculé sur la droite. Cette fois, T_2 ne peut venir au travail et faire retomber T_1 , ce, tant que l'inverseur n'aura pas été lui-même basculé sur la gauche. En supposant maintenant qu'il le soit, T_2 viendra au travail en faisant retomber T_1 , mais cette fois ce sera T_3 qui ne pourra venir au travail. En bref, la matrice progressera d'un pas lors de chaque basculement de l'inverseur INV.

(1) Nous utilisons à dessein les termes : « dérouler », « venir au travail », « retomber » à la place des termes consacrés de « passant » et « non passant » qui paraissent à première vue mieux convenir, s'agissant de transistors.

Ces termes qui appartiennent au langage des relais nous ont paru plus vivants. D'un point de vue purement logique, il n'y a d'ailleurs aucune différence entre le transistor et le relais.

Il suffit, pour s'en assurer, de placer l'enroulement du relais dans les barres horizontales à la place des bases, le contact de travail du relais étant placé sur la verticale à la place du collecteur.

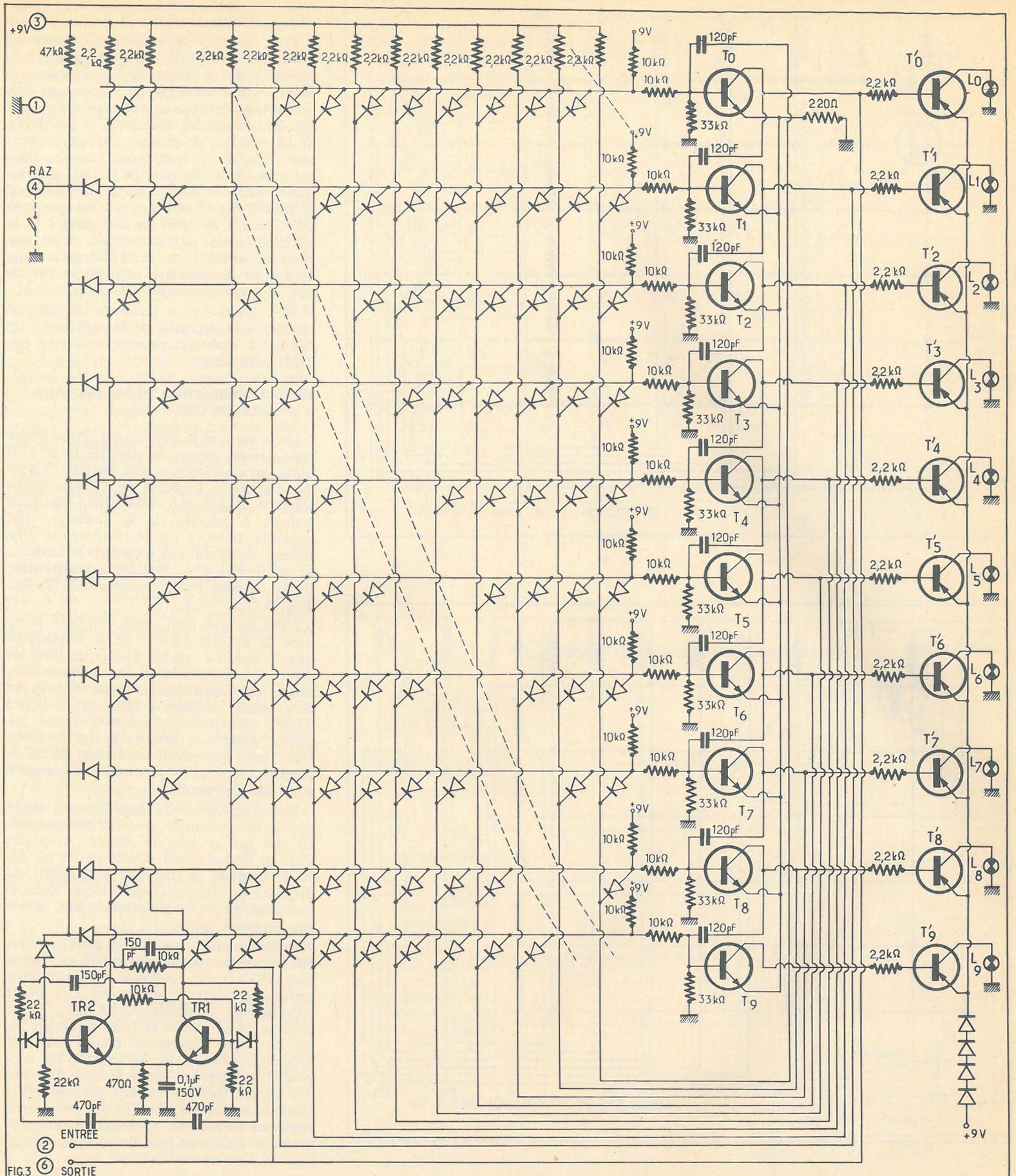


FIG.3

Si toutefois, ayant disposé un inverseur du commerce conformément au schéma de la figure 2d sur la matrice, on se livre à l'expérience, contrairement à toute attente la matrice ne progresse nullement pas à pas, mais saute d'un chiffre à un autre suivant semble-t-il les pures lois du hasard... La théorie n'est pas en défaut : simplement, pendant le temps mis

par l'inverseur pour passer d'un plot à l'autre, la matrice a effectué plusieurs milliers de tours... Deux précautions sont prises pour juguler ce phénomène avec lequel il n'y aurait pas de comptage possible :

— emploi d'un inverseur électronique, donc à fonctionnement instantané : en l'occurrence une bascule bistable.

— présence de condensateurs « mémoire » qui comme leur nom l'indique ont pour rôle de maintenir dans sa position basculée, la matrice, pendant les quelques nanosecondes que dure la commutation.

Deux remarques pour terminer :

a) si au lieu de prendre la diagonale

« contiguë » située à gauche, on avait choisi celle de droite, la matrice aurait tourné dans l'autre sens.

b) si la diagonale n'était pas « contiguë » mais séparée de 2, 3 intervalles de la diagonale principale, la matrice progresserait par bonds de 2, 3 crans à la fois.. ce qui ne semble pas à première vue présenter d'intérêt.

Ces divers points précisés il est possible de passer au schéma pratique de réalisation.

V. — SCHEMA COMPLET DE LA DECADE.

Il est présenté fig. 3.

On reconnaît :

a) la partie « carrée » de la matrice avec ses 10 horizontales et ses 10 verticales (on est cette fois en décimal). On a tracé en pointillé les deux diagonales supprimées.

b) l'inverseur électronique TR1/TR2 et ses deux verticales pairs/impairs associées. On y trouve :

le couplage « croisé » base/collecteur, les valeurs de blocage de 22 kΩ à la masse,

les deux ensembles 470 kΩ + diode de base = 22 kΩ de collecteur qui empêchent l'impulsion négative d'entrée d'agir sur l'élément déjà bloqué.

c) les 10 verticales reliées dans l'ordre croissant aux transistors T0 à T9, et auxquelles sont rattachées les résistances de collecteur de 2,2 kΩ.

d) le 10 barres horizontales rejoignant les bases de T0/T9, toutes équipées de manière identique :

— résistance de porte de 10 kΩ reliée au + 9 V.

— résistance de base de 10 kΩ.

— résistance de blocage de 33 kΩ à la masse.

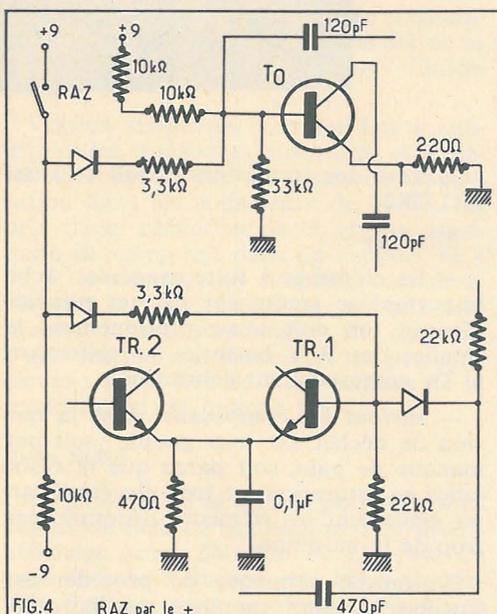
e) le système de remise à zéro composé de 10 diodes (R A Z). C'est un système de R A Z par la masse : envoi d'une impulsion de masse fugitive avant comptage. Ce n'est pas le seul système : on verra plus loin une R A Z par la batterie. Elle procède à la mise au travail préalable de T0 par blocage des 9 autres transistors de la matrice (par 9 des 10 diodes). La dixième diode place la bascule TR1/TR2 sur sa position de départ : mise au travail préalable de TR1 par blocage de TR2.

f) les condensateurs « mémoires » de 120 pF reliant la base de chacun des transistors T0/T9 à chacun des collecteurs qui le précède. Le principe en est simple : supposons que le basculement de TR1/TR2 vient d'entraîner la retombée de T1, ce qui se traduit par la remontée du potentiel de son collecteur depuis la masse jusqu'au + 9 V. Cette remontée est transmise par l'intermédiaire du 120 pF à la base de T2, ceci pendant le temps très bref que dure la recharge complète de cette capacité à travers le circuit : jonction émetteur base dans le sens direct de T capa de 120 pF résistance collecteur de T1 de 2,2 kΩ et + 2'. Donc, pendant quelques nanosecondes, T2 est maintenu *inconditionnellement* au travail : le temps que disparaissent les transitoires de commutation.

On vérifie aisément que ceci ne joue en faveur que du *seul* élément qui *suit* l'élément précédemment conducteur : d'où le nom de mémoire donné au condensateur.

Forme la plus simple des mémoires « fugitives » le condensateur est très utilisé : un autre exemple est donné par les valeurs de 150 pF disposés entre base et collecteur opposés de la bascule TR1/TR2.

On peut également voir facilement, que l'accroissement des valeurs mémoires, indispensables comme on l'a vu à la sécurité de fonctionnement, réduit la vitesse de comptage maximum de la décade : l'intervalle séparant les impulsions d'entrée devant obligatoirement être supérieur au temps de maintien de ces mémoires. D'un autre côté, pour garder leur efficacité, les capacités mémoires doivent demeurer suffisamment grandes devant la capacité émetteur/base du transistor à amener au travail. Cette remarque vaut également pour la bascule TR1/TR2 et d'une façon générale pour n'importe quelle décade.



Pour faire apparaître le chiffre contenu dans la décade, on a utilisé dix ampoules miniatures 4 V 40 mA. Au prix du léger inconvénient constitué par une lecture moins immédiate comparée à celle d'un tube à affichage, cette solution présente un certain nombre d'avantages :

— faible encombrement, surtout en épaisseur, ce qui permet d'empiler dans un minimum d'espace 5 ou 6 décades l'une sur l'autre.

— les ampoules étant montées sur la plaquette même sur laquelle est câblée la décade : absence de tout câble de liaison entre l'organe de comptage et celui de visualisation. D'où réduction des capacités parasites, facilité d'enfichage, connecteur simplifié de 5 broches seulement...

— simplicité de l'alimentation : une unique source de bas voltage 9 V n'exigeant pas d'être régulée.

— enfin, détail non négligeable si l'on a 5 ou 6 décades à réaliser, faible coût des ampoules : dix fois moins élevé qu'un tube à affichage de récupération.

Cela étant, la décade présentée se prête néanmoins sans difficulté à l'utilisation d'un tube à affichage (il en résulte même une économie de composants), aussi quelques indications sont données plus loin à ce sujet.

Pour éviter de charger les transistors T0/T9 assurant la commutation, on a prévu entre ces derniers et les ampoules de visualisation des éléments « tampons » : T0'/T9'. Ce sont des PNP couplés directement par complémentarité. Vu l'inertie thermique du filament des ampoules, il n'y a pas lieu de prévoir des éléments très performants (une fréquence de coupure de 10 Hz suffit...). Des fonds de tiroirs de la plus basse qualité sont tout désignés à ce sujet. La chute de tension de 2,8 V environ produite dans les 4 diodes polarisées en sens direct et disposées dans le retour d'émetteur commun assure sans difficulté le blocage des plus récalcitrants. Au prix d'une réduction des performances, il est également possible d'attaquer directement les ampoules 4 V 40 mA par les transistors T0/T9, une version simplifiée de ce genre est mentionnée un peu plus loin.

Terminons ce paragraphe par quelques remarques :

— Une résistance de 220 Ω disposée dans le retour commun des transistors T0/T9 assure, compte tenu de la présence des 33 kΩ de base à la masse, le blocage énergique des 9 éléments transistors non passants. Du fait qu'un des 10 transistors est toujours au travail une chute de tension de l'ordre du volt siège en permanence aux bornes de cette résistance. Cette disposition permet d'éviter l'usage d'une contre-batterie négative, donc d'une alimentation supplémentaire de - 9 V.

Une précaution similaire est prise pour l'inverseur TR1/TR2 : résistance de 470 Ω d'émetteurs. Le découplage par un 0,1 μF de cette résistance permet de conserver une bonne sensibilité d'entrée : des impulsions d'amplitude minimum 2 V suffisent. Pour la 220 Ω de T0/T9, un tel découplage n'est ni utile ni souhaitable : la bascule d'entrée jouant accessoirement le rôle de régénérateur d'impulsions. Dans le cas d'utilisation d'une contre-batterie, il est possible de simplifier le schéma : mise de tous les émetteurs directement à la masse, les valeurs de blocage de 33 kΩ (ainsi que les 22 kΩ de TR1/TR2) étant ramenées au - 9 V.

— Toujours en se plaçant dans le cas d'utilisation d'une contre-batterie, il est également possible d'envisager un dispositif de remise à zéro par le +. Le schéma correspondant est indiqué fig. 4. A l'inconvénient de la contre-batterie près, il ne requiert que peu d'éléments : deux diodes seulement assurant la venue au travail de T0 et TR1. Il est possible de faire coexister les deux systèmes de R A Z : par la masse et par la batterie.

— Au prix d'une sixième broche supplémentaire au connecteur il est possible de séparer lecture et enregistrement : on ramène le retour des émetteurs T0'/T9' à cette seconde borne +.

— Version duale. Il n'y a pas d'inconvénient à utiliser des PNP pour TR1/TR2 et T0/T9 (pas de changement des valeurs des résistances et capacités, polarités des diodes et des alimentations à inverser).

Ceci implique des NPN, en général plus coûteux, comme auxiliaires des lampes ce qui est un peu du gaspillage. Ceci peut toutefois présenter un intérêt si on possède d'autres décades équipées en PNP : leur progression se fait pour des impulsions d'entrée positives (flanc « montant » de l'impulsion). L'avancement des décades en NPN se faisant au contraire sur le flanc « descendant » de l'impulsion (lors du retour au travail du T0 de la décade qui précède).

— Des impulsions de sortie de pratiquement 9 V d'amplitude, donc aptes à la commande de la décade suivante, sont recueillies sur le collecteur de T0 qui constitue donc la borne de sortie.

— Pour mémoire signalons qu'aucun radiateur n'est à prévoir.

VI. — REALISATION.

Il est tout à fait indiqué, pour cette réalisation de faire appel au maximum à la récupération. On trouve (2) chez divers revendeurs des platines regroupant une centaine de diodes pour un prix très modéré, de même que des platines « NAND » (3) qui contiennent à peu près tous les éléments nécessaires. Précisons, que s'agissant de commutation, aucune valeur n'est critique : par exemple il est tout à fait loisible de remplacer les 2,2 k Ω de collecteur par des 1,69 k Ω ... Signalons que les ampoules 4 V 40 mA se trouvent facilement chez un revendeur Radio-Prim.

Finalement, ce qui coûte le plus cher dans cette réalisation, c'est la platine de « pseudo circuit imprimé » (pastilles pré-percées au pas de 5 mm sur une surface de 12 x 18 cm²)...

Au point de vue câblage, il n'y a pas à se « tracasser » : aucun accrochage n'est à craindre, les transistors se trouvant dans l'un ou l'autre des états extrêmes, bloqués ou saturés. Il suffit d'éviter de ramasser trop de capacités parasites... En définitive, les trois principales précautions à prendre sont :

a) Ne pas faire « de bêtises » dans la construction de la matrice de diodes : conduit à des dérangements complexes et difficiles à localiser.

b) Test sommaire des diodes avant montage : avec l'ohmmètre. Eliminer sans pitié les éléments dont :

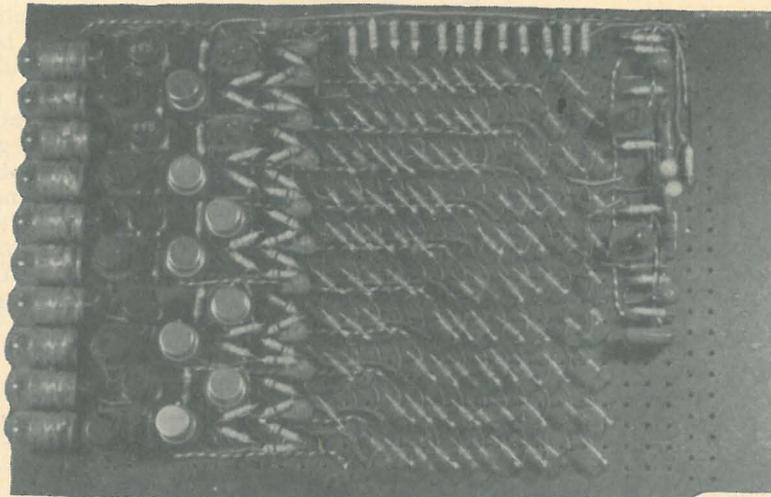
— la résistance inverse est insuffisante. Il faut que $R_i \geq 100$ k Ω (on obtient facilement 2 M Ω avec des diodes à jonction de 500 k Ω avec les diodes à pointe).

— et surtout les éléments dont la résistance dans le sens direct est trop élevée

ou s'écartant trop de la moyenne. Conserver par exemple les éléments dont Rd appartient à la fourchette 200/300 Ω . Profiter de cet essai pour repérer le pôle + des diodes (par où sort le courant quand il se dirige vers le pôle - de la pile du voltmètre) surtout s'il s'agit de diodes achetées « en vrac ». Une bonne façon de procéder est de faire un « petit rond » à la pince sur la connexion du +.

chaque impulsion la décade va progresser d'un pas, allumant la lampe N + 1.

Un dernier point : ajuster la 470 Ω d'émetteur commun de l'inverseur électronique d'entrée pour que l'excursion aux collecteurs de TR1 et TR2 soit voisine de celles de T0/T9 aux barres verticales correspondantes. Soigner la symétrie entre TR1 et TR2.



c) Test des transistors T0/T9 et aussi TR1/TR2.

Eliminer :

— les éléments à fuite exagérée : Icbo important se traduisant par un mauvais blocage (on doit avoir pratiquement la totalité des 9 V batterie au collecteur, le Tn' correspondant débranché).

— surtout les composants dont la tension de déchet est trop grande (soit par manque de gain, soit parce que la résistance en saturation est trop élevée). Ecartez également les éléments différant par trop de la moyenne.

Un moyen commode de procéder est d'utiliser le petit montage auxiliaire décrit fig. 1a/1b.

En branchant un contrôleur universel entre collecteur et masse, on doit trouver suivant que l'interrupteur est ouvert ou fermé tantôt pratiquement la masse (tension de déchet) tantôt la batterie (blocage).

Pas de grand problème en ce qui concerne les auxiliaires TO'/T9'. Eliminer ceux présentant une fuite importante : ampoule constamment éclairée, ceux dont le gain est vraiment insuffisant : l'ampoule rougit à peine. Pour le reste, on se contente d'égaliser l'éclairage des ampoules en jouant sur les 4,7 k Ω , pour compenser leurs différences de gain.

Il ne reste plus qu'à passer aux essais. Le plus simple est de disposer d'un générateur BF ayant une sortie en signaux carrés : par exemple celui décrit dans le numéro 247 et d'un oscilloscope : comme celui décrit dans le numéro 238. Pour ceux qui sont tout à fait démunis, le petit schéma auxiliaire décrit fig. 8 peut suffire : un Unijt suivi d'un étage de mise en forme délivre de brèves impulsions négatives au rythme de une par seconde environ (qu'il est possible de modifier par action sur l'ensemble RC). A

La photo ci-dessus permet de se faire une idée sur la disposition des différents composants : on distingue :

— côté connecteur, l'inverseur électronique d'entrée, équipé de deux planepox.

— la matrice de diodes : pièce principale de la décade, on peut voir l'espace vide laissé par la suppression des diagonales.

— les transistors T0/T9 suivis de leurs auxiliaires : rangés en quinconce pour gagner de la place en largeur. Sur cette première décade, tous avaient été équipés de supports pour faciliter la mise au point.

— enfin, la série des dix ampoules de visualisation L0/L9. On peut noter la très faible place consommée par la visualisation, et que tout est prêt à l'utilisation par simple enfichage. 5 décades superposées tiennent dans un volume de 10 cm de large, sur 12 de hauteur et 18 de profondeur.

VII. — VARIANTES.

Les quelques centaines de kilohertz de vitesse maximum de comptage de cette décade nous suffisent amplement, nous n'avons pas été chercher plus loin. Pour certains problèmes, ces performances peuvent se trouver insuffisantes, aussi quelques indications sont-elles données à ce sujet. D'un autre côté, on n'utilise pratiquement jamais une décade isolément, mais un minimum de 3 ou 4. Chaque fois que l'on passe d'une décade à la suivante, la fréquence de comptage est divisée par 10. Autant il est justifié de chercher à accroître les performances de la décade « de tête », autant il est inutile (les performances coûtent cher...) de consacrer autant de soin aux décades qui la suivent dont les performances essentielles sont celles de la sécurité de fonctionnement et le coût... D'où la présentation d'une version simplifiée.

(2) Voir Ets DELZONGLE, Vincennes.

(3) Une barre horizontale de la matrice, complétée avec ses 9 diodes, son transistor et ses éléments annexes n'est pas autre chose qu'un élément « NAND » (signification : porte ET suivie d'un inverseur NON).

Chaque platine NAND regroupe de 8 à 16 de ces éléments NAND, chacun équipé de 3 à 6 diodes.

Si la récupération sous sa forme intégrale de telles platines pose des problèmes (connecteurs introuvables...) il est possible de reprendre en tout ou partie le schéma NAND d'origine. Bien entendu, chaque barre horizontale doit être équipée de la même façon pour respecter la symétrie.

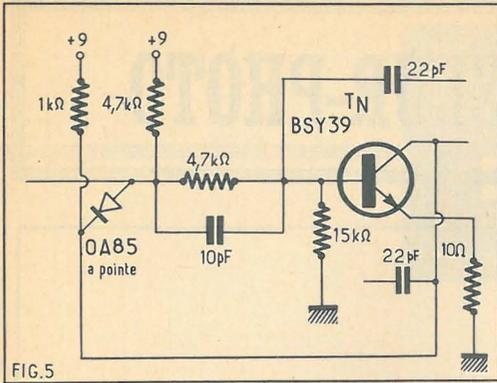


FIG. 5

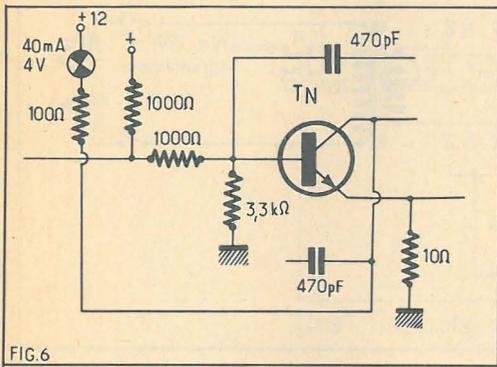


FIG. 6

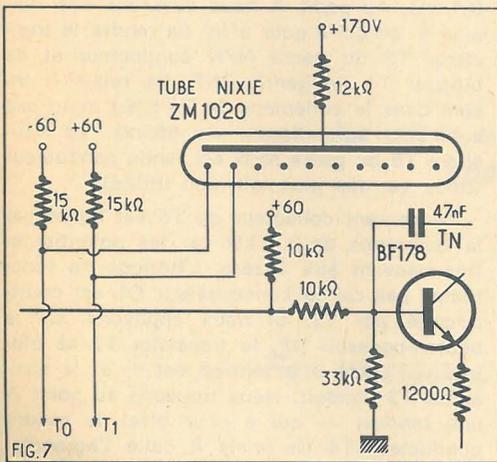


FIG. 7

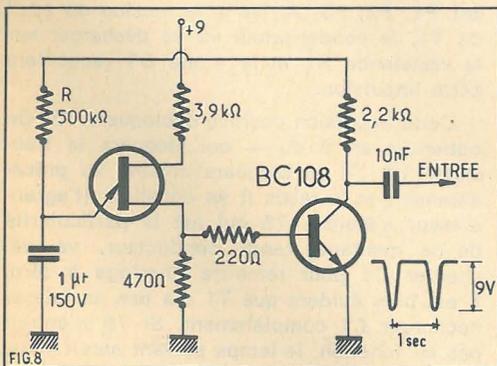


FIG. 8

Accroissement de la vitesse limite de comptage. L'accroissement des performances passe par les cinq points suivants :

- choix de véritables transistors de commutation. En gros un transistor de commutation est un transistor rapide (gain élevé pour une fréquence de transition élevée, genre UHF) avec en plus de faibles capacités d'entrée et sortie jointe à un faible déchet à la saturation. On pourra utiliser des BSY32.

- réduction consécutive des valeurs mémoire, ainsi que du temps nécessaire à leur recharge en réduisant les charges collecteurs à 1 kΩ ou moins.

- emploi de diodes à pointe, plus irrégulières et moins fiables, mais dont la capacité de jonction est pratiquement nulle. On pourra utiliser des OA85 ou OA95.

- réduction de la résistance de base : division par un facteur constant de l'ensemble 10 kΩ au +, 10 kΩ de base et 33 kΩ de blocage.

- appairer soigneusement les composants : c'est le transistor le plus lent qui détermine les performances de l'ensemble de la décade. Le schéma partiel de la figure 5 résume ces différentes indications.

Version simplifiée. Elle consiste à supprimer les transistors auxiliaires et à placer directement les ampoules de visualisation dans les collecteurs de T0/T9. Au prix d'une réduction de la vitesse maximum de comptage dans un rapport de 4 ou 5, le montage se simplifie considérablement et il en résulte une notable économie. Il est souhaitable de disposer d'une tension d'alimentation un peu plus élevée : 12 au lieu de 9. Le schéma de la modification est indiqué fig. 6.

Tube NIXIE

Le principe de la décade présentée s'accommode bien de l'utilisation d'un tube à affichage genre ZM 1020 ou ZM 1040. Ce type de tube s'amorce vers 160 V de tension d'anode, cette tension tombant une fois amorcée à 140 V environ (tension de maintien) pour une consommation de 3 mA environ. Ce débit est ajusté par la résistance de 12 kΩ d'anode qui détermine en même temps la luminosité. Vers 120 V de tension d'anode, le tube s'éteint. Il faut donc une bonne cinquantaine de volts d'excursion collecteur des transistors de commande T0/T9, ce qui requiert 60 V de tension d'alimentation. On pourra utiliser des BF178 dont le Vcbo est de 200 V. Dans ce cas également, les auxiliaires T0'/T9' sont supprimés. Le schéma correspondant est indiqué fig. 7.

L. GILLES

Si vous n'avez pas encore reçu

NOTRE NOUVEAU 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.

le RELIEUR RADIO-PLANS

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.

BERIC

43, rue Victor-Hugo

92 - MALAKOFF

Tél. : (ALE) 253-23-51

Métro : Porte de Vanves

Magasin fermé dimanche et lundi

COMPTE-POSE POUR AGRANDISSEUR-PHOTO

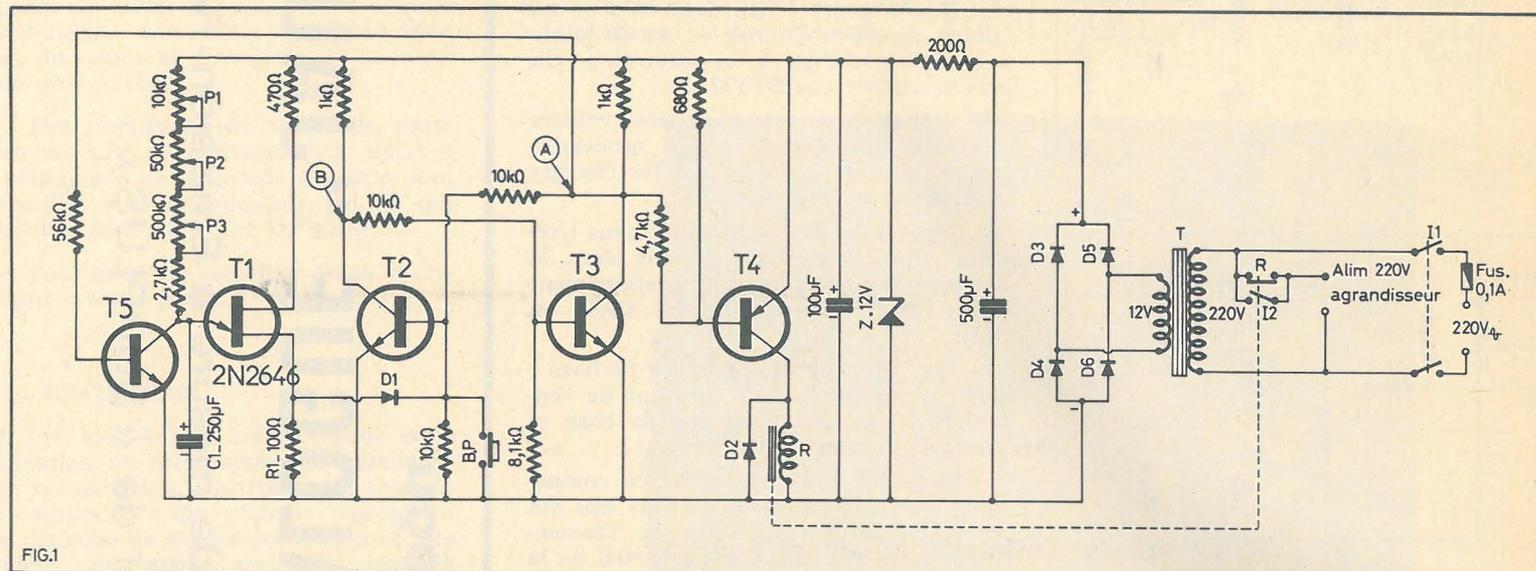


FIG.1

L'APPAREIL proposé répond aux exigences de la photographie. Son utilisation est très simple et sa précision excellente dépend de l'étalonnage.

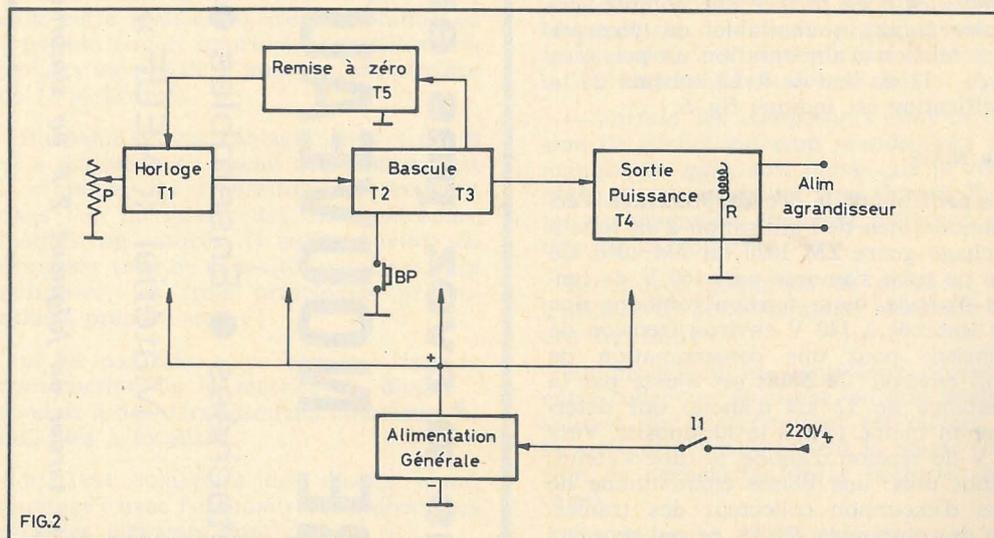


FIG.2

CARACTERISTIQUES

- I1 : inter de mise en service général.
- I2 : inter permettant de cadrer la photo éliminant la temporisation.
- BP : bouton-poussoir pour actionner la temporisation.
- P1, P2, P3 : potentiomètres permettant un réglage continu de 1 seconde à 4 mn 25 (sous 12 V).
- La consommation maxi est de 30 mA.
- 3 transistors T2, T3, T5 NPN genre 2N2222. T1 transistors unijonction (UJT).
- T4 PNP genre 2N2905 ou 2N2907.
- 6 relais R300 à 1 000.
- D1 = D2 = OA85.

SCHEMA DE PRINCIPE

Ce schéma de principe peut être divisé en cinq parties (fig. 2).

- 1° L'horloge : T1.
- 2° La bascule : qui enregistre toutes les informations T2, T3.
- 3° La sortie puissance actionne l'éclairage de l'agrandisseur T4.
- 4° La remise à zéro de l'horloge T5.
- 5° L'alimentation générale.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

A la mise sous tension, la bascule est bloquée côté T3 grâce à la résistance de

8,1 k Ω . Au point A nous obtenons une tension + ce qui a pour effet de rendre le transistor T2 du genre NPN conducteur et de bloquer T4 du genre PNP. Le relais R inséré dans le collecteur de T4 n'est donc pas sollicité (l'agrandisseur est éteint). Le transistor T5 du genre NPN est rendu conducteur (nous verrons plus loin son utilité).

Le courant collecteur de T5 est limité par la résistance de 2,7 k Ω car les potentiomètres peuvent être à zéro. L'horloge ne fonctionne pas car le condensateur C1 est court-circuité par T5. Si nous appuyons sur le bouton-poussoir BP, le transistor T2 se bloque. Au point B la tension est + et le transistor T3 conduit. Nous trouvons au point A une tension - qui a pour effet de rendre conducteur T4 (le relais R colle l'agrandisseur s'éclaire) et de bloquer T5. T5 se charge par P1, P2, P3. Arrivé à la tension de seuil de T1, le condensateur va se décharger sur la résistance R1 et la diode D1 recueillera cette impulsion.

Cette impulsion positive déblocuera T2. On obtiendra en B du - qui bloquera le transistor T3. T4 se bloquera comme vu précédemment et le relais R se décollera (l'agrandisseur s'éteint). T5 qui est la particularité de ce montage, rendu conducteur, va décharger C1 pour remettre l'horloge à zéro. Il est bien évident que T1 n'a pas pu laisser décharger C1 complètement. Si T5 n'entrait pas en fonction, le temps suivant serait faux. T5 donc augmente la précision de l'horloge. Avec les valeurs de la figure 1, l'affichage de P1 est de 1 s à 5 s 1/2. Sur P2 de 1 s à 22 s. Sur P3 de 1 s à 4 mn 25. Pour l'étalonnage, si l'on ne possède pas un chrono, on utilise une trotteuse de pendule ou de montre.

L'alimentation, classique, fournit une tension régulée de 12 V. Le système marche très bien sur 9 V. Mais il faut réétalonner les temps affichés sur les trois potentiomètres.

G. PIARD

CLIGNOTANT

de grande puissance
alimenté par le secteur

L'UTILISATION d'un multivibrateur et de deux triacs permet de réaliser un dispositif clignotant très simple fonctionnant directement à partir du secteur.

La tension de la source est débitée à intervalles réguliers, les ampoules sont allumées alternativement : on peut l'utiliser dans une vitrine ou dans un arbre de Noël, ou pour éclairer tour à tour des objets éloignés l'un de l'autre.

Naturellement, ces utilisations ne sont pas limitatives. Les amateurs trouveront certainement d'autres emplois à ce clignoteur.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 montre le schéma de principe du dispositif. On voit que le circuit de commande est alimenté par un transformateur à primaire bi-tension 125/225 V, le secondaire fournit une tension alternative de l'ordre de 6,3 V. Ce transformateur est un modèle abaisseur standard, conçu normalement pour l'alimentation des filaments.

Cette tension alternative est redressée par la diode D₁. C'est un montage mono-alternance. La tension continue obtenue est filtrée par C₁ R₁ C₂.

L'alimentation des ampoules d'éclairage est faite à partir du secteur. Le triac et les ampoules forment un circuit électrique différent, en quelque sorte, du circuit de déclenchement ou de commande.

Le circuit de commande est un multivibrateur constitué par deux transistors montés tête-bêche, lorsque le premier transistor conduit, le second est bloqué. Mais le fonctionnement du premier transistor, lorsque le condensateur C₄ se charge, débloque le second, tandis que le premier cesse de conduire et ainsi de suite.

Le multivibrateur délivre une tension de sortie de forme rectangulaire et les circuits RC (R₅-C₄ et R₄-C₅) définissent la fréquence du signal.

Les triacs sont des semi-conducteurs jouant le rôle de commutateurs électroniques de puissance sur les demi-alternances positives et négatives du courant alternatif.

Le triac se comporte comme deux thyristors montés tête-bêche qui se trouvent à l'état passant ou bloqué suivant l'action exercée sur une même commande.

Le triac peut être déclenché avec une polarisation de gâchette négative produite dans le multivibrateur.

Normalement le triac RCA 40486 ou 40485 (fig. 2) nécessite :

— Si l'électrode secteur n° 2 est positive par rapport au secteur n° 1 qu'il soit déclenché par un courant de gâchette de — 20 mA.

— Si l'électrode secteur n° 2 est négative qu'il soit déclenché par un courant de gâchette de — 10 mA.

Les triacs RCA 40486 ou 40485 peuvent supporter des crêtes de courant qui se produisent au moment de l'allumage des ampoules, pour lesquelles le courant nécessaire à l'allumage est environ douze fois le courant de fonctionnement.

VALEURS DES ELEMENTS

C₁ 250 μF 16 V. Electrochimique
C₂ 250 μF 16 V. Electrochimique
C₃ 0,1 μF
C₄ 150 μF 16 V. Electrochimique
C₅ 150 μF 16 V. Electrochimique
C₆ 0,1 μF

R₁ 12 Ω 1/2 W
R₂ 560 Ω 1/2 W
R₃ 270 Ω 1/2 W
• R₄ 4 700 Ω 1/2 W
• R₅ 4 700 Ω 1/2 W
R₆ 270 Ω 1/2 W
R₇ 560 Ω

Triacs RCA 40485 sur 120 V ou RCA 40486 sur 220 et 120 V D₁ BY 127 RTC.
T_{BT}, R_{B2} AC 125.

Transformateur 125/220 V à 6,3 V.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation 125 ou 220 V alternatif.

Intensité max. : 6 A par sortie.

Charge : 250 W sur 120 V ou 500 W sur 220 par sortie.

REALISATION PRATIQUE

La figure 3 montre l'aspect du circuit vu côté cuivre à l'échelle 1 qui servira de support au montage. La gravure des connexions s'effectuant par l'emploi d'une encre spéciale vendue dans tout établissement de pièces détachées et avec laquelle on dessinera côté cuivre le contour des connexions qui apparaît sur la figure 3.

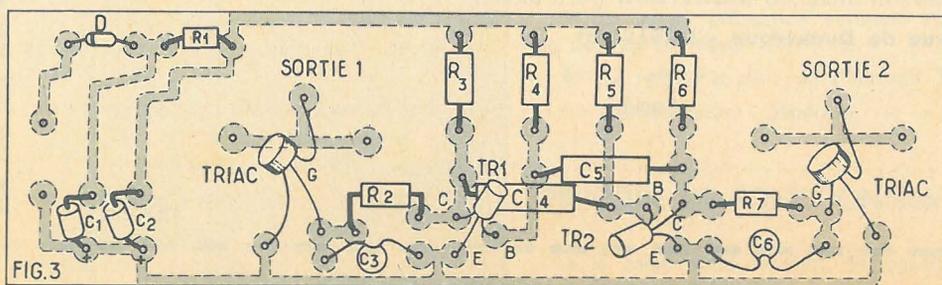
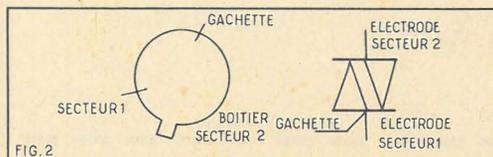
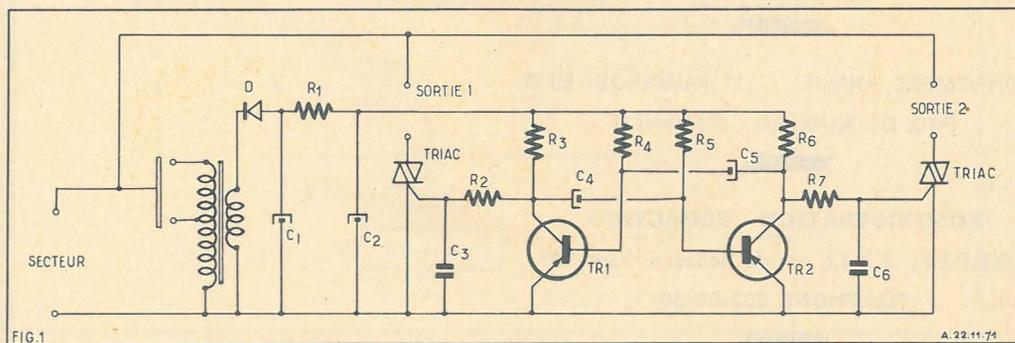
Ce dessin terminé et l'encre bien sèche, on place la plaquette dans un bain de perchlorure ; lorsque l'excédent de cuivre a disparu on lavera la plaquette à grande eau. Il ne restera plus alors qu'à laisser sécher et percer les trous pour le passage des fils des composants.

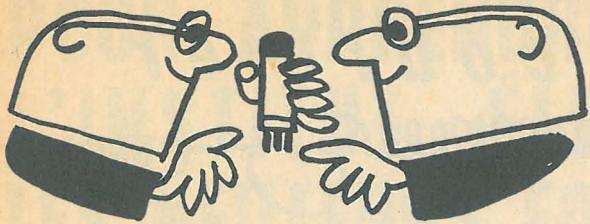
La seconde opération consiste à équiper ce circuit des divers composants. La répartition de ceux-ci est indiquée sur la figure 3. Tous les éléments, sauf les condensateurs de 250 μF, doivent avoir leur corps plaqué contre la bakélite du circuit imprimé. Veiller à la polarité des condensateurs électrochimiques, et du redresseur, couper les fils de connexion des éléments juste à la longueur requise. Ne pas trop chauffer les connexions, les transistors et les triacs pourraient être détruits. Telles sont les recommandations à faire pour mener à bien le câblage.

Une fois terminé, aucune mise au point n'est nécessaire. Un bon câblage donnant immédiatement un fonctionnement excellent. On peut monter définitivement le circuit imprimé et le transformateur d'alimentation dans un coffret que chacun choisira selon son goût personnel et ses possibilités.

José AREITIO (E)

• Le clignotant est normalement réglé pour obtenir 60 éclairs par minute et le temps d'allumage étant égal à celui d'extinction. On peut à la place de C₄ et C₅ monter des condensateurs électrochimiques de 50 μF, 100 μF, 250 μF, 500 μF, 1 000 μF, etc. et à la place de R₄ et R₅ monter des résistances variables d'une valeur comprise entre 10 000 ou 15 000 Ω, ce qui permet encore d'agir sur la durée et sur la fréquence de clignotement.





nouveautés et informations

MOTOROLA INTRODUIT DES NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS POUR ÉTAGES DE SORTIE DANS SA GAMME GRAND PUBLIC

Deux circuits intégrés de un et deux watts de sortie, appelés respectivement le MFC 6070 et MFC 9020 s'ajoutent à la famille des circuits « fonctionnels » dans la gamme des produits pour applications télévision, radio et électrophones pour lesquelles les deux watts sont généralement utilisés.

Le MFC 6070, version de un watt en sortie, est encapsulé dans un boîtier plastique à 6 broches.

Le MFC 9020, de deux watts en sortie, est encapsulé dans un boîtier à 8 broches avec radiateur incorporé.

L'impédance d'entrée est de l'ordre de 1 MΩ. Il suffit seulement de 200 mW à l'entrée pour obtenir la valeur maximale en sortie. Le taux de distorsion est de l'ordre de 1 % en sortie.

BLOCS SÉCURITÉ 24 V.

La Société DERI spécialisée dans la fabrication de transformateurs électriques, a conçu un bloc de sécurité 24 V destiné au raccordement des machines alimentées à l'électricité.

Cet appareil rassemble, dans un seul boîtier blindé, le transformateur, les fusibles de protection, l'interrupteur bipolaire, une borne de mise à la terre, un voyant lumineux et une ou plusieurs prises 24 V suivant puissance.

D'une très grande facilité de pose, il offre une sécurité totale pour le changement des fusibles, l'ouverture du boîtier coupant automatiquement le courant. L'emploi du

bloc de sécurité est rendu obligatoire par le décret 62.14.54 du 14-11-62 relatif à la protection des travailleurs.

Il est particulièrement adapté pour les utilisations en ateliers, garages, chaufferies, caves, etc...

Conforme à la norme française C 52.210, il présente une gamme de possibilités d'emploi.

SÉRIE B.S.N.

Tensions : 127/220 ou 380 V.
50 Hz - Utilisation 24 V. puissance de 80 à 750 VA.

Société DERI

181, Bd Lefebvre - Paris (15^e)
Tél. 828-20-05

NOUVELLES SÉRIES DE TRANSISTORS VHF A EFFET DE CHAMP PRÉSENTÉES PAR GENERAL INSTRUMENT EUROPE

General Instrument Europe annonce une nouvelle série de transistors à canaux N à effet de champ applicable en VHF. Ils sont spécialement étudiés pour TV et tuners à modulation de fréquence, amplificateurs IF et à large bande, détecteurs synchrones et utilisation en MF commerciale, CB et récepteurs pour l'aviation et la marine.

La nouvelle série de composants comprend les transistors à double porte MEM 614,

MEM 616, MEM 617, MEM 618 et l'amplificateur triode VHF MEM 655.

Tous ces transistors ont une protection entrée-sortie par diodes zener et exposent des qualités exceptionnelles de gain élevé, faible bruit, performances de modulation importantes, faible distorsion de 3^e ordre, possibilités AGC et possibilités de mixage linéaire dans la bande VHF.

Général Instrument France :
11/13, rue Gandon, 75 Paris (13^e).

LES SEMI-CONDUCTEURS DE GENERAL INSTRUMENT EUROPE AU 15^e SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

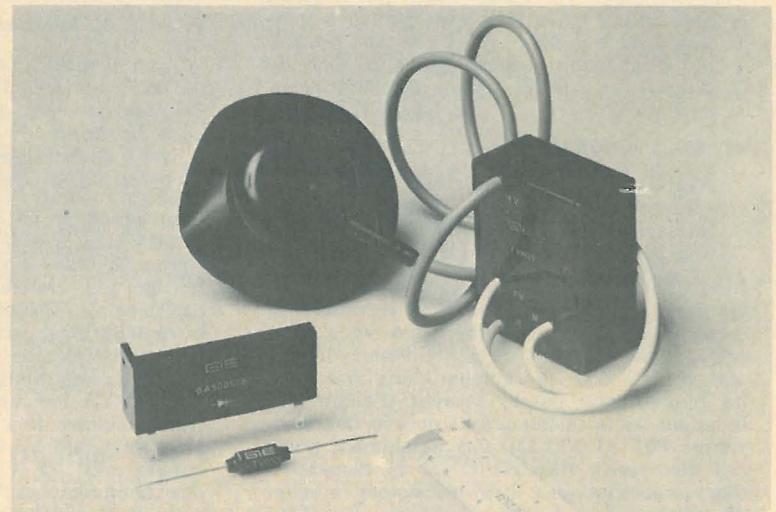
Au 15^e Salon des Composants de Paris, General Instrument Europe a présenté toute sa gamme de composants discrets comprenant diodes, condensateurs, redresseurs haute tension, transformateurs de fréquence intermédiaires et montages spéciaux.

Alors que pour les circuits MOS un grand nombre de nouveautés a été présenté au Salon, General Instrument Europe a préféré dans le domaine des composants discrets poursuivre cette année une politique d'amélioration et de développement des produits déjà existants.

Les deux nouvelles usines européennes de Malte et de Gozo ont atteint leur plein rythme de production et, en coopération avec l'usine de Naples, permettent la livraison rapide de n'importe quel composant GIE. Parmi les semi-conducteurs exposés, la gamme étendue des ponts silicium de 1 à 25 A est particulièrement intéressante, ainsi que les séries de condensateurs aluminium subminiatures pour radio, TV et applications industrielles.

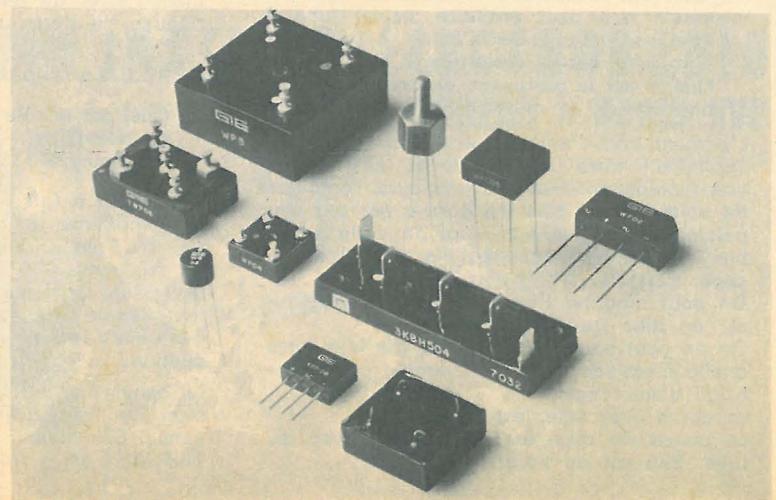
Dans le domaine des produits TV, GIE continue à proposer les deux diodes d'ampère GA5005 (30 mA, 6000 V) et GA5005 C (440 mA, 7000 V) et présente la nouvelle série DS de redresseurs silicium haute tension (10 KV, 20 mA) disponibles pour le montage des tripleurs pour TV couleur. Ils ont la même disposition dans le nouveau boîtier utilisé par GIE pour la construction de ses tripleurs TVM25 largement testés en Europe.

Général Instrument France : 11/13, rue Gandon, 75 Paris (13^e).



Le tripleur de tension pour TV couleur TVM25 de General Instrument Europe, le diode d'ampère GA5005 produit pour TV blanc et noir, (30 mA, 6000 V) et couleur (440 mA, 7000 V) et le redresseur pour haute fréquence BY165Y (30 mA, 5000 V).

Des types de ponts redresseurs au silicium produits par General Instrument Europe dans une très large gamme de 1 à 25 ampères.





Courrier

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.

G. A..., Huningue.

Possède un téléviseur multistandard permettant de recevoir : en VHF les standards F et CCIR ; en UHF les standards CCIR grâce à un tuner ; en UHF le standard F grâce à la norme B. Pour des raisons de sensibilité, désire remplacer le tuner actuel qui est à lampes par un à transistors. Dans ce cas, faut-il prendre un tuner CCIR ?

Pour remplacer le tuner UHF actuellement en service sur votre téléviseur par un à transistors, il faut utiliser un modèle aux normes CCIR, c'est-à-dire procurant une FI son de 33,4 MHz et une FI image de 38,9 MHz.

M. M..., Saint-Yorre.

Ayant construit un voltmètre électronique utilisant des transistors à effet de champ constate que le galvanomètre dévie très peu sur tous les calibres.

Bien que le schéma que vous nous soumettez paraisse correct dans son ensemble, il semble, d'après la courbe, que vous avez relevé que le point de fonctionnement soit mal choisi. Pour le ramener dans une zone de plus grande pente, essayez d'augmenter la valeur de la résistance de source des transistors FET (1 000 Ω). Cet ajustement pourrait être rendu nécessaire par la dispersion des caractéristiques des transistors à effet de champ.

G. L..., Castelginest.

Comment alimente-t-on un tube à éclats ? Peut-on moduler l'intensité de l'éclat ? Quel est le nombre d'éclats en une seconde que peut produire un tel tube ? Peut-on commander l'éclat à partir de n'importe quelle électrode ? Quelle est la puissance électrique demandée par un tel tube ?

L'alimentation d'un tube à éclats se fait en appliquant entre son anode et sa cathode une tension continue de plusieurs centaines de volts. L'amorçage est obtenu par une impulsion de plusieurs milliers de volts à faible intensité appliquée à l'électrode d'amorçage.

On peut moduler l'intensité de l'éclat fourni par un tube de ce genre.

On ne peut commander l'éclat par n'importe quelle électrode, mais uniquement par l'électrode d'amorçage.

La durée d'un éclat est de 400 μ s.

La puissance dissipée dépend du type du tube. Elle est de l'ordre de 4 W.

A. M..., 76-Le Havre.

Nous demande des équivalences de transistors.

Le BD139 peut être remplacé par les types suivants : 2N1889 — 2N2222 — 2N3053. RCA.

Le BD140 par les types suivants : 2N2904 — 2N2905 — 2N4037. RCA.

Le BC338 peut être remplacé par le 2N1889.

P. H..., Villeurbanne.

Ayant monté un amplificateur à transistors sans transformateur il lui est impossible de régler la tension du point milieu à la moitié de la tension d'alimentation sans faire claquer les transistors de la paire complémentaire.

Pour procéder au réglage de votre amplificateur, sans risque de détérioration des transistors, vous devez utiliser au début une tension plus faible que celle prévue : 6 V par exemple. Effectuez, dans ces conditions, le réglage de la tension au point milieu 3 V. Réglez la tension inter-bases des complémentaires au minimum. Augmentez progressivement la tension d'alimentation en retouchant chaque fois l'équilibre de la tension au point milieu. Lorsque cet équilibre est obtenu pour 12 V, réglez la 47 Ω de base des complémentaires de façon à éviter la distorsion de croisement pour la valeur minimum de cette polarisation.

A notre avis, vous auriez intérêt à prendre la polarisation de la base du BC113 sur le point milieu, ce qui introduirait une contre-réaction en continu qui stabiliserait efficacement l'effet de température et réduirait les risques de détérioration des transistors.

P. M..., Lannepax.

Quel est le rôle du rotacteur de récepteur de télévision ? A quoi correspond le canal marqué LUX ?

Il est tout à fait exact que le rotacteur sert à sélectionner les différents émetteurs répartis, en France, selon 12 canaux ou bandes de fréquences. Il est évident que la réception n'est possible que dans les zones où les champs créés par ces émetteurs sont suffisamment élevés pour permettre cette réception.

Le canal marqué LUX correspond à l'émetteur de Télé-Luxembourg travaillant sur le canal E7, dont la fréquence image est 189 MHz et la fréquence son 194,75 MHz.

S. B..., Secognac.

Doit changer le potentiomètre de volume de son récepteur à transistors qui crache et pour cela, voulant connaître sa valeur, n'a vu sur le boîtier que l'indication : 5 KT-12, voudrait savoir ce que cela veut dire.

L'indication relevée sur votre potentiomètre — 5 KT — signifie que la résistance de ce composant est 5 000 Ω , ce qui est une valeur normale sur un appareil à transistors. D'ailleurs cette valeur n'est pas critique ; 10 000 Ω conviendraient aussi bien.

A. V..., Valenciennes.

Pour réaliser un mixer BF de qualité, doit-on nécessairement prévoir un étage amplificateur à lampes ou à transistors pour chaque voie ?

Il est possible de réaliser un mixer composé presque uniquement de potentiomètres raccordés aux prises d'entrée. Mais pour éviter la réaction du réglage d'un des potentiomètres sur les autres voies, il faut placer des résistances d'assez fortes valeurs entre les curseurs et la sortie du mixer. Ces résistances entraînent nécessairement une atténuation assez importante et de plus leur action n'est pas totale et il est donc préférable de prévoir un étage amplificateur dans chaque voie, ce qui permet une meilleure séparation des signaux d'entrée.

G. S..., Tourcoing.

Constate sur son tuner FM qu'une distorsion importante apparaît si on règle l'accord pour la déviation maximum du vu-mètre. Quel est le remède à cet état de chose ? Par contre, si on dérègle l'accord, la reproduction devient correcte.

La cause de cette distorsion est sans doute produite par un dérèglement du transformateur du discriminateur. Vous pourriez peut-être obtenir un résultat satisfaisant en retouchant prudemment le noyau secondaire du transformateur de manière à faire coïncider le maximum de déviation du vu-mètre avec une audition sans déformation. Pour obtenir un résultat parfait, il faudrait mettre en œuvre un vobuloscope, appareil que bien peu d'amateurs possèdent. Cependant, la méthode empirique ci-dessus permet d'arriver à un bon résultat surtout dans le cas d'un tuner ayant déjà été aligné correctement et ayant seulement subi un dérèglement accidentel.