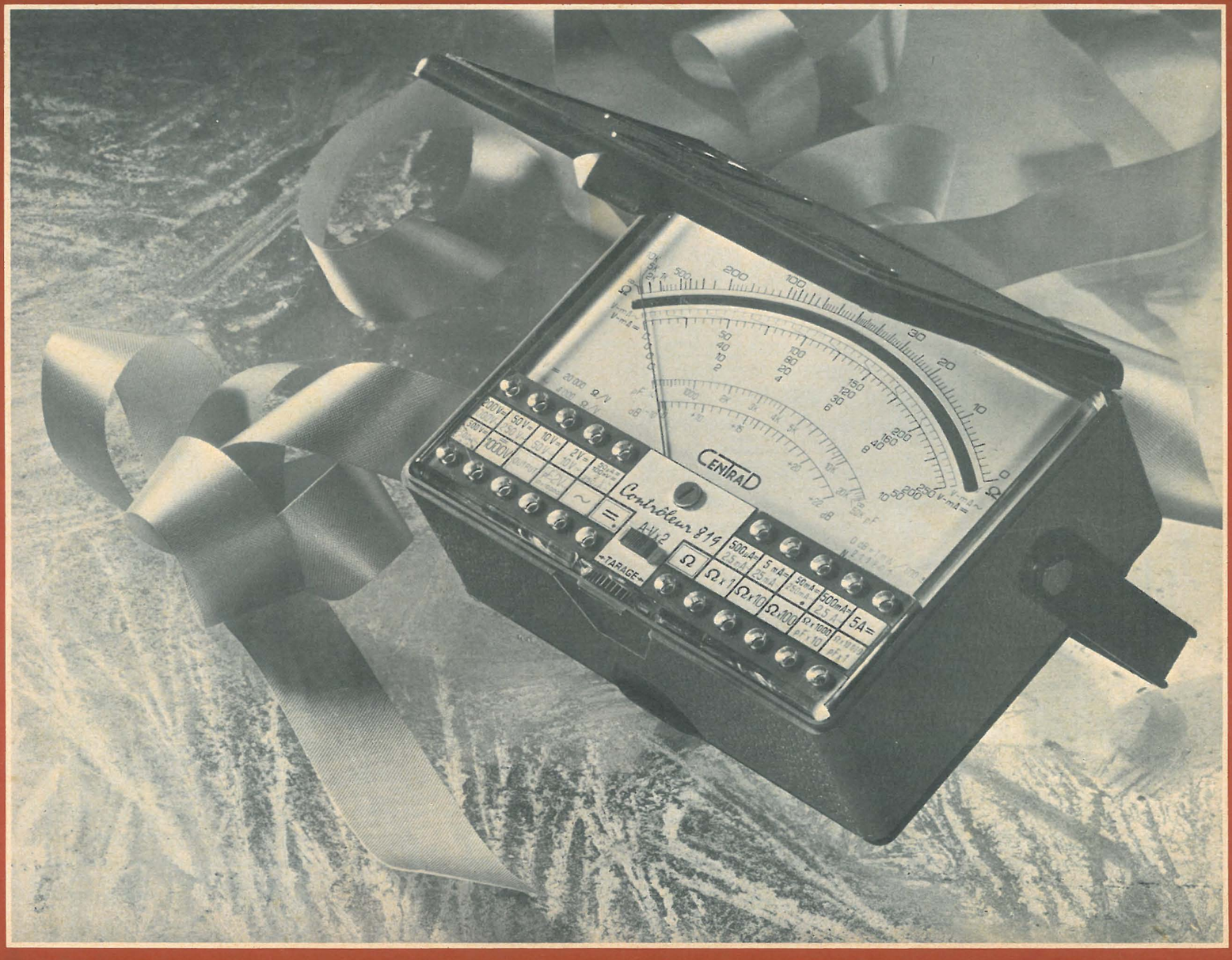
N° 304 - MARS 1973

2,50 F

Radio plans

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



N° 304 / Mars 1973 / tunisie 250 Mil / algérie 2,50 Dinars / espagne 27 PTA / belgique 25 FB / suisse 2,50 FS

Radio plans

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

Revue mensuelle paraissant le 25 de chaque mois

SOMMAIRE

N° 304
MARS 1973

SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION
Société anonyme au capital de 1 950 000 F.
Siège Social :
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS.
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 -VENTES
2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris
Tél. : 202.58.30

ABONNEMENTS
2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris
FRANCE : 1 an **26 F**
ETRANGER : 1 an **32 F**
C.C.P. 31.807-57 LA SOURCE
Pour tout changement d'adresse, envoyez la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres

PUBLICITÉ
J. BONNANGE
44, rue Taitbout, 75009 Paris. Tél. : 874.21.11

TIRAGE DU PRÉCÉDENT NUMÉRO
55.020 exemplaires

Copyright © 1973
Société Parisienne d'Edition

NOTRE COUVERTURE :

Le contrôleur universel « 819 » CENTRAD, appareil révolutionnaire. Ses très grandes performances le mettent au tout premier plans des contrôleurs sur le marché international.

NOTRE GRAND CONCOURS PERMANENT

13 Règlement et résultats du concours de décembre 1972
14 1er prix de novembre 1972 : dispositif antivol
16 2e prix de novembre 1972 : décodeur digital
18 3e prix de novembre 1972 : dé électronique

LE BANC D'ESSAI

20 Platine magnétophone Philips N 2506 Stéréo à cassettes

MESURES

26 Wattmètre de sortie stéréophonique
30 Générateurs BF à battements transistorisés

MONTAGES PRATIQUES

35 Dispositif de protection d'alimentations stabilisées
38 Interphone sans fil
40 Dispositif de télécommande
42 Temporisateur universel pour chambre noire

ÉLECTROMÉCANIQUE

44 Utilisation des petits moteurs à courant continu

ÉMISSION-RÉCEPTION

48 Montages mesureurs de champ à circuits intégrés
51 Antenne électronique UHF
54 Système de communication à rayons infra-rouges

MUSIQUE

56 Petits instruments électroniques de musique

RADIO-TV - BF

62 Montages électroniques expérimentaux

GADGETS

68 Dispositif à ultrasons

73 *COURRIER*

74 *NOUVEAUTÉS ET INFORMATIONS*

RADIO-PLANS NOUVELLE FORMULE

AINSI que vous pourrez le constater à partir du prochain numéro, Radio-Plans va subir d'importantes modifications, tant dans sa forme que dans son contenu.

C'est à la suite d'une étude critique et objective tenant compte des demandes de nos lecteurs et de l'évolution générale des revues techniques que ces transformations ont été décidées. En premier lieu, le format de notre revue va se trouver diminué, le précédent format ne répondait plus aux normes actuelles d'une part, et la miniaturisation des montages permettant, d'autre part, une implantation sur de plus petites surfaces. D'ailleurs, le format retenu (230 × 290) reste suffisamment grand pour que la lisibilité des schémas complexes soit aisée.

En outre, la présentation de notre revue va changer, tant à l'intérieur qu'à l'extérieur et nous espérons que vous vous familiariserez rapidement avec notre nouvelle couverture.

Bien que les lecteurs d'un périodique technique cherchent surtout dans celui-ci des informations techniques et des montages répondant à leur désir de création, il ne fait aucun doute qu'une présentation agréable et moderne invite d'avantage à la lecture.

En ce qui concerne les articles et leur contenu, nous avons pensé, et notamment grâce à vos lettres, que vous seriez heureux de trouver plus d'applications pratiques entrant dans le cadre des loisirs. C'est donc dans cet esprit que nous développerons des rubriques comme « l'électronique et la maison », « l'électronique et l'automobile », la musique, la sonorisation, les techniques audiovisuelles, les mesures, les tableaux d'équivalence et de caractéristiques de semi-conducteurs, etc.

Bien entendu, des rubriques comme La chronique des ondes courtes, les études et réalisations Radio-Plans, les bancs d'essais, seront conservées.

Nous pensons développer également la partie magazine pour vous informer des nouveautés techniques, des nouveautés des salons et manifestations professionnelles, ainsi que des renseignements sur les examens techniques.

Enfin, afin d'atténuer un peu l'austérité qui est de règle dans la plupart des revues techniques, une page de détente comportant des mots croisés techniques, et divers problèmes et dessins humoristiques va être créée.

Bien qu'une légère augmentation de prix (3 F au lieu de 2,50 F) se soit avérée nécessaire, nous espérons que nos fidèles lecteurs, comprenant l'effort réalisé, nous conserveront leur audience et permettront ainsi à Radio-Plans de continuer son évolution.

Vos suggestions et vos critiques ayant guidé l'orientation de Radio-Plans, nous pensons que vous continuerez à nous écrire dans cet esprit.

En souhaitant que Radio-Plans nouvelle formule recueillera votre approbation, nous vous invitons dès la prochaine parution (n° 305 du mois d'avril) à le consulter.

La Rédaction.

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 monophonique 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-19e, par versement au C.C.P. 31.807-57 La Source - Envoi franco.

NOTRE GRAND CONCOURS PERMANENT

● LES GAGNANTS DE DÉCEMBRE 1972

✳ 1er prix : **500 F**
Daniel LE BOITÉ, Brest
(Modulateur gradateur de lumière)

✳ 2e prix : 300 F
Pierre BUFFET, Grenoble
(Générateur BF simple et économique)

✳ 3e prix : 200 F
Daniel PATOU, Château-Thierry
(Dé électronique)

✳ 4e prix : 100 F
Patrice CROSNIER, Gagny
(Oscillateur pour effacement et prémagnétisation de magnétophone)

✳ 5e prix : 100 F
Patrick LEGRAY, Caen
(Boite de contrôle et d'adaptation pour chaine Hi-Fi Stéréo)

✳ 6e prix : 100 F
Jean DELACHAMBRE, Limoges
(Oscillateur pour la lecture au son)

✳ 7e prix : 100 F
Robert VALTEING, Saint-Etienne
(Testeur de transistors)

✳ 8e prix : 100 F
Jean HARDULIER, Bordeaux
(Voltmètre à partir d'un milliampèremètre)

● RÈGLEMENT

1. **Tout lecteur ou abonné** de Radio-Plans peut participer à ce concours gratuit.
2. Ce concours porte sur la réalisation de montages électroniques facilement reproductibles par un amateur et utilisant du matériel courant. Ces appareils devront être une œuvre personnelle et les concurrents devront les avoir expérimentés.
3. Les participants devront nous adresser : le bon de participation qu'ils trouveront en bas de page ou le recopier, dûment rempli, une description du montage proposé, son fonctionnement et son emploi; le ou les schémas et si possible les plans de câblage. En cas d'utilisation de circuits imprimés joindre le dessin des connexions gravées et l'implantation des composants; une attestation sur l'honneur précisant qu'il s'agit d'un montage personnel n'ayant jamais fait l'objet d'une publication antérieure; des photos de l'appareil réalisé.
4. Les documents, le bon de participation rempli ou recopié, l'attestation ainsi qu'une **photo d'identité** aux fins de publication doivent être adressés avant le 15 mars 1973, le cachet de la poste faisant foi.
5. La liste des gagnants sera publiée dans notre numéro de juin 1973, paraissant le 25 mai 1973.
6. Les réalisations seront jugées par un jury compétent.
7. Les prix, d'un montant total de 1 500 F, seront répartis comme suit :
   - **1er prix** . . . . . **500 F**
   - **2e prix** . . . . . **300 F**
   - **3e 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 MARS 73

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 :

1er PRIX DE NOVEMBRE 1972

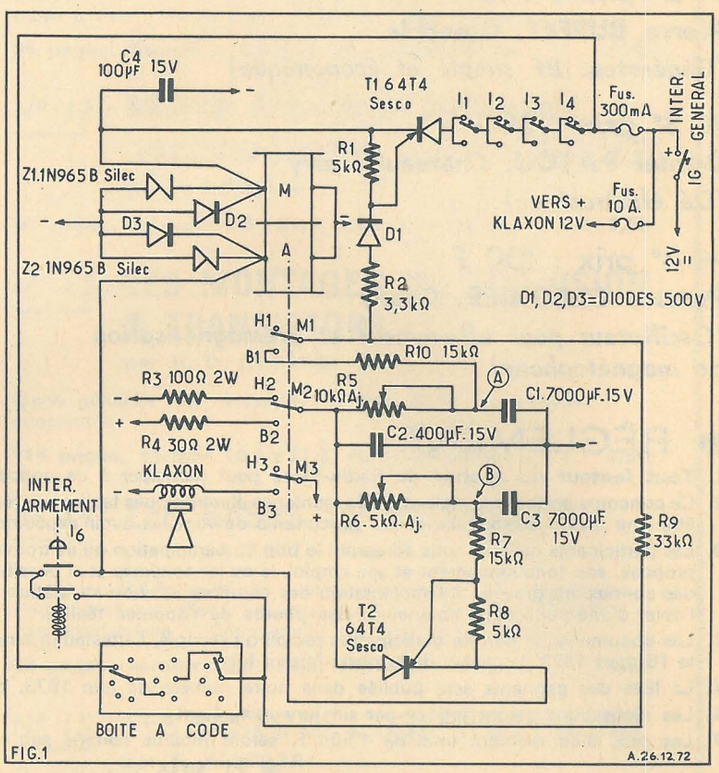
DISPOSITIF ANTIVOL

LE dispositif décrit ci-dessous fonctionne par coupure de courant, ce qui lui confère une très grande sécurité. Il n'emploie que 2 Thyristors, 3 condensateurs électrochimiques, quelques résistances et 1 ou 2 relais selon leur type (à 1 ou 2 enroulements). **De plus, et chose très importante,** le montage est réalisé de façon qu'à chaque mise en service, un bref éclat sonore (ou éclair lumineux selon le cas), permet par sa présence de contrôler le bon fonctionnement de l'installation.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

En nous reportant au schéma de la figure 1 nous voyons dans la ligne + d'alimentation l'enroulement M du relais monté en série avec les contacts de contrôle de position des ouvertures (I1 - I2 etc) et le thyristor T1. A un moment donné, en supposant le relais excité et les interrupteurs de contrôle des ouvertures dans l'une ou l'autre de leurs positions, le relais se maintiendra excité à travers le thyristor. Un changement de position et l'une quelconque des ouvertures contrôlées coupera l'alimentation une fraction de seconde (temps nécessaire à la translation des contacts de l'interrupteur) ce qui aura pour effet le reblocage du thyristor T1 et par là-même provoquer la retombée du relais. Un contact repos de ce dernier alimente le dispositif d'alerte : avertisseur, sirène, magnétophone ou lampe.

A ce stade le dispositif aurait rempli son office ; toutefois en rendant ce signal d'alerte cyclique (qu'il soit sonore ou lumineux), on augmente son effet psychologique sur l'intrus éventuel et de plus on attire davantage l'attention du voisinage. C'est pour obtenir ce résultat qu'a été utilisé l'enroulement A du relais.



Fonctionnement en cyclique.

Le deuxième enroulement A du relais est alimenté à travers R4, le contact repos B2 et le thyristor T2. Ce dernier n'est amorcé que lorsque la tension au point B est suffisante pour provoquer l'excitation de la gâchette. C3 et R6 règlent la constante de temps de la position basse (2 secondes environ). Mais le contact repos B2 se coupant dès l'attraction du relais, ce dernier amorcerait sa montée puis rechuterait immédiatement, d'où nécessité de C2 qui, chargé en position basse du relais, se décharge dans celui-ci dès l'amorçage du thyristor, et permet ainsi le maintien en position travail du relais (2 secondes environ). La fin de décharge de C2 provoque le reblocage de T2 donc la chute du relais. Et le cycle recommence.

A ce moment en supposant l'effraction à l'origine de ce fonctionnement nous aurions donc une alerte cyclique qui durerait le temps de l'absence des propriétaires (ce qui pourrait avoir des inconvénients pour le voisinage si cette absence dure...). Afin de pallier cet inconvénient, la gâchette de T1 est alimentée après un temps de 3 à 4 minutes (C1 et R5 réglant cette temporisation au gré de chacun). T1 amorcé, l'enroulement M se trouve alimenté et le relais se maintient collé. L'installation est ainsi réarmée et prête à une nouvelle mise en service quelle que soit la position dans laquelle les ouvertures aient pu être laissées par l'intrus s'enfuyant aux premiers coups de l'avertisseur.

Rôle de l'interrupteur d'armement.

Lors de la mise sous tension de l'installation par fermeture de IG nous aurions le fonctionnement précédent, soit 3 à 4 minutes d'alerte, le relais étant coupé.

Pour éviter ce grave ennui nous aurons recours au poussoir à retour automatique « inter armement » qui a pour rôle de débloquer T1 par R9 et d'alimenter éventuellement l'enroulement attraction du relais (si ce dernier ne consent à coller qu'à cette condition). L'inertie du relais est mise à profit dans ce montage afin de contrôler le bon état de l'installation à chaque mise en service. En effet un très bref éclat sonore (ou éclair lumineux) se fait entendre (ou se voit) à chaque mise en fonctionnement du dispositif.

Donc pour la mise en marche de l'installation :

— Appuyer sur I6.

— Fermer IG et relâcher I6.

But de la boite à Code.

Jusqu'à maintenant le montage fonctionne si les occupants des lieux sont présents à l'intérieur de l'habitation (nuit par exemple) car ils accèdent directement à I6 et IG sans manœuvrer les ouvertures contrôlées.

Mais s'ils quittent l'habitation après mise en fonctionnement de l'installation ils déclencheront tout le système d'alarme. Aussi a-t-on

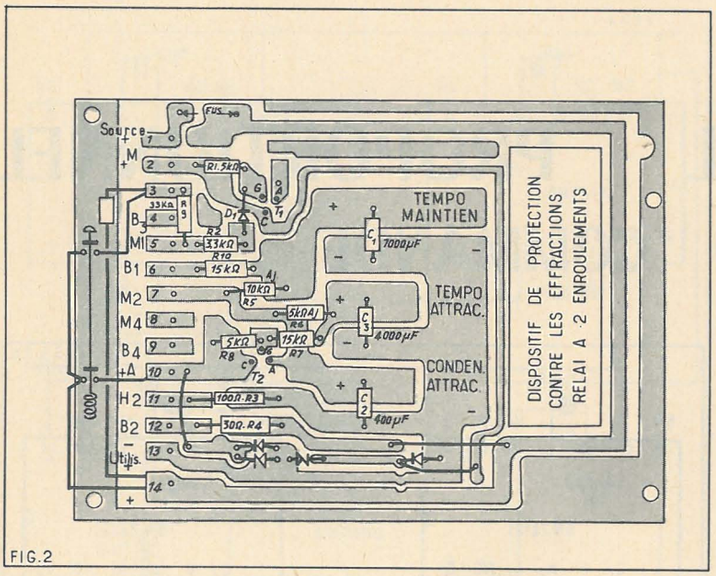


FIG.2

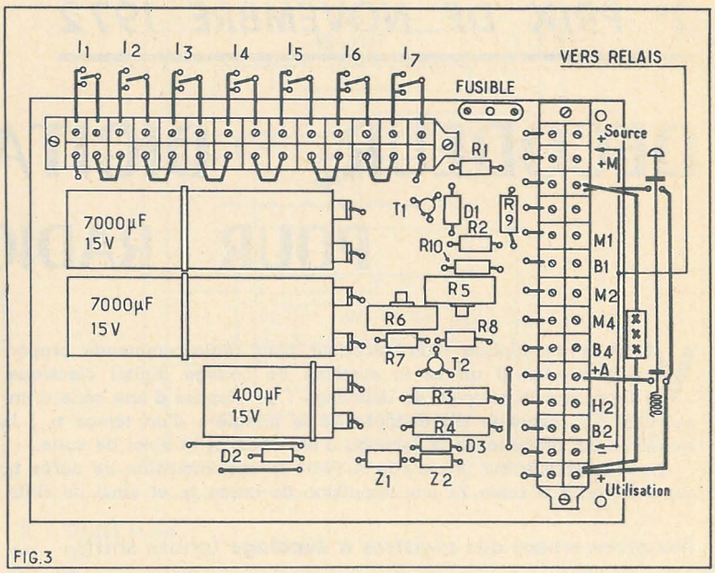


FIG.3

prévu un dispositif maintenant l'excitation de la gâchette de T1 permanente. Ce dispositif appelé boîte à code est constitué par 3 commutateurs comportant chacun 1 circuit de 6 à 12 positions, montés en série, et permettant de réaliser un code connu des seuls familiers. Ce dispositif est monté à l'extérieur (dans un coffret métallique) en prenant soin d'y amener le — afin que toute intervention étrangère (raccord ou coupure des conducteurs) entraîne à coup sûr un court-circuit déclenchant l'alarme par coupure des fusibles.

Rôle et choix de certains éléments :

R3 : Elle permet de décharger les 3 capacités tout en limitant l'intensité afin de protéger le contact travail H2.

R4 : Elle protège le contact repos B2 en limitant également l'intensité pendant la charge de C2. La valeur de R3 doit être plus grande que R4 car à chaque battement elle libère une partie des charges emmagasinées par C1 - C2 - C3. Rapport des valeurs = environ 3.

T1 : L'utilisation du thyristor T1 est rendue obligatoire du fait des temps très courts de translation des micro-contacts. Ces temps n'étant pas suffisants pour permettre la désexcitation d'un relais de bonne qualité. Par contre les coupures très brèves permettent le blocage de T1. T1 remplit donc le rôle d'une mémoire électrique.

T2 : Ce thyristor est également obligatoire pour permettre une montée brusque du relais et éviter la décompression lente des contacts, ce qui provoquerait amorçage, charbonnage et destruction de ces contacts.

D2 et D3 — Z1 et Z2 : Elles sont nécessaires afin d'éviter les interactions d'induction d'un enroulement sur l'autre au cours du fonctionnement.

C4 : Cette capacité n'est nécessaire que si le relais est de qualité moyenne et se désexcite lorsque l'on provoque un changement de position de l'une des ouvertures contrôlées, le code étant réalisé.

Relais : Le choisir avec une intensité de bobine la plus faible possible cela par raison d'économie de la source. Voici les caractéristiques du relais employé dans ce montage :

Résistance de l'enroulement maintien : 1200 Ω.

Courant de maintien : 4 mA.

Résistance de l'enroulement attraction : 500 Ω.

Tension d'utilisation : 10 à 12 volts.

A défaut d'un relais à 2 enroulements l'on pourrait utiliser 2 relais simples moyennant une petite adaptation du schéma.

I1 à I4 : Micro-contacts inverseurs à rupture brusque, le modèle le plus petit convenant le mieux.

Avertisseur : Modèle classique 12 volts pour automobile.

Perfectionnement : Pour rendre le dispositif inviolable on peut envisager son installation à l'intérieur d'un fort coffret métallique. On incluera dans ce dernier : Source, avertisseur et appareillage. Le couvercle sera vissé par une douzaine de vis dont 4 plus longues situées dans les coins appuieront sur les micro-contacts montés en série avec I1-I2 etc... Le fait de dévisser l'une de ces vis déclenchera l'alerte. De plus on peut envisager de doubler la ligne allant à I1-I2 etc... avec une ligne moins, cela afin de provoquer la fusion du fusible en cas de sectionnement ou de raccordement des conducteurs par un intrus (la fusion du fusible provoquant une alerte permanente).

Ce montage réalisé par l'auteur depuis de nombreuses années a fonctionné parfaitement sans donner lieu à aucun incident. Il est dérivé d'une réalisation plus simple destinée elle, à la protection d'un véhicule automobile aménagé pour le caravaning appartenant à l'auteur.

J.-C. DALLET

VIENT DE PARAITRE



LES GADGETS ÉLECTRONIQUES et leur réalisation

par B. FIGHIERA

L'électronique fait de plus en plus d'adeptes. L'intention de l'auteur avec cet ouvrage, une fois de plus, est de permettre au lecteur de s'initier à la technique moderne de l'électronique.

Une des meilleures méthodes d'initiation consiste à réaliser soi-même quelques montages simples et amusants tout en essayant de comprendre le rôle des divers éléments constitutifs. A cette fin, les premières pages de cet ouvrage sont réservées à quelques notions techniques relatives aux composants électroniques, le lecteur n'aura donc nul besoin de chercher ces notions dans d'autres livres.

L'auteur est un jeune qui s'adresse à d'autres jeunes et qui se met en conséquence à leur portée. Le sujet lui-même reste du domaine de la jeunesse qui cherche dans l'électronique un moyen d'évasion. Les lecteurs trouveront donc dans cet ouvrage la description complète et détaillée de vingt-cinq gadgets inattendus comme le tueur de publicité, le canari électronique, le dispositif antimoustiques, le récepteur à eau salée, etc.

En d'autres termes, l'électronique et ses applications dans les loisirs.

Ouvrage broché de 152 pages, nombreux schémas
Couverture 4 couleurs, laquée — PRIX : 18 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Téléphone 878.09.94/95 **C.C.P. 4949-29 PARIS**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

2e PRIX DE NOVEMBRE 1972

DECODEUR DIGITAL PROPORTIONNEL
POUR RADIO COMMANDE

VOICI la description d'un décodeur pour radio-commande proportionnelle. Il utilise le système de codage digital classique. Rappelons le principe du décodage : on dispose d'une série d'impulsions ; la seconde est distante de la première d'un temps t_1 ; la troisième est distante de la seconde d'un temps t_2 et ainsi de suite.

On veut obtenir sur une sortie A (voie I) une impulsion de durée t_1, sur une sortie B (voie 2) une impulsion de durée t_2, et ainsi de suite.

Fonctionnement des registres à décalage (phase shift).

On dispose d'une entrée série (Serial Input) SI et d'une entrée horloge (Clock Pulse) CP ainsi que de sorties Q_A, Q_B, ... Si on applique le niveau I (+) sur SI, lorsqu'on va appliquer une impulsion I sur CP, Q_A va prendre le niveau I. On ramène SI à 0, Q_A reste à I.

Si on envoie une seconde impulsion sur CP, Q_A va passer à O et Q_B à 1. Q_A sera donc resté à 1 pendant le temps qui sépare la première de la seconde impulsion appliquée sur CP.

Une troisième impulsion sur CP fait passer Q_B à 0 et Q_C à 1. Q_B sera donc resté à 1 pendant le temps qui sépare la seconde impulsion de la troisième.

On obtiendra donc le résultat cherché si on trouve le moyen d'appliquer le niveau 1 sur SI pendant la première impulsion et le niveau 0 pendant toutes les impulsions suivantes.

Ce moyen consiste à envoyer les impulsions sur un monostable (SN74121) dont le temps de basculement sera supérieur à la durée de toutes les impulsions. Par exemple pour 5 voies, le temps séparant 2 impulsions consécutives est au maximum de 2 ms ; le temps pour passer toutes les impulsions sera donc au maximum de 10 ms. Le temps de basculement du monostable sera donc supérieur à 10 ms mais cependant inférieur au temps séparant 2 séries d'impulsions, soit ici 20 ms.

On prendra donc le temps de basculement égal à 15 ms.

LE SN7495.

C'est le registre employé dans la première version du montage. Ce registre comporte 4 bits (possibilité de 4 voies maximum).

Brochage :

1 : Serial Input ;
2, 3, 4, 5 : entrées pour le chargement parallèle (sans intérêt ici) on les laissera en l'air ;
6 : mode control à relier à la masse pour le chargement série (et au + pour le chargement parallèle sans intérêt ici) ;
7 : alimentation négative (masse) ;
8, 9, : reliés ensemble, entrée CP ;
10 : Q_D ;
11 : Q_C ;
12 : Q_B ;
13 : Q_A ;
14 : alimentation positive (+ 4,8 V).

Le SN7496.

Ce registre possède 5 bits et est employé dans la seconde version.

Brochage :

1 : entrée CP ;
2, 3, 4, 6, 7 : entrées pour le chargement parallèle (sans intèrêt ici) ;
5 : alimentation positive (+ 4,8 V) ;
8 : mode contrôle à relier à la masse pour chargement série et au + pour chargement parallèle (sans intérêt ici) ;

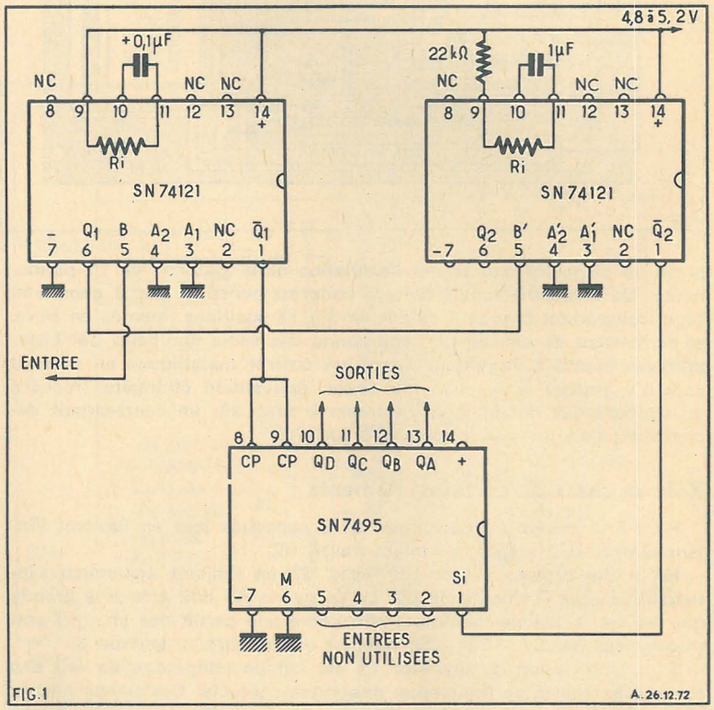


FIG.1 A. 26.12.72

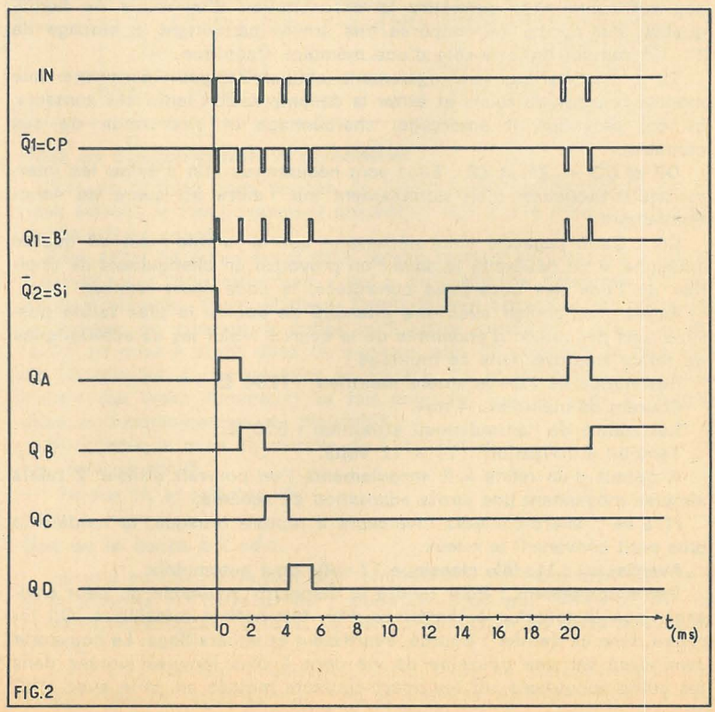


FIG.2

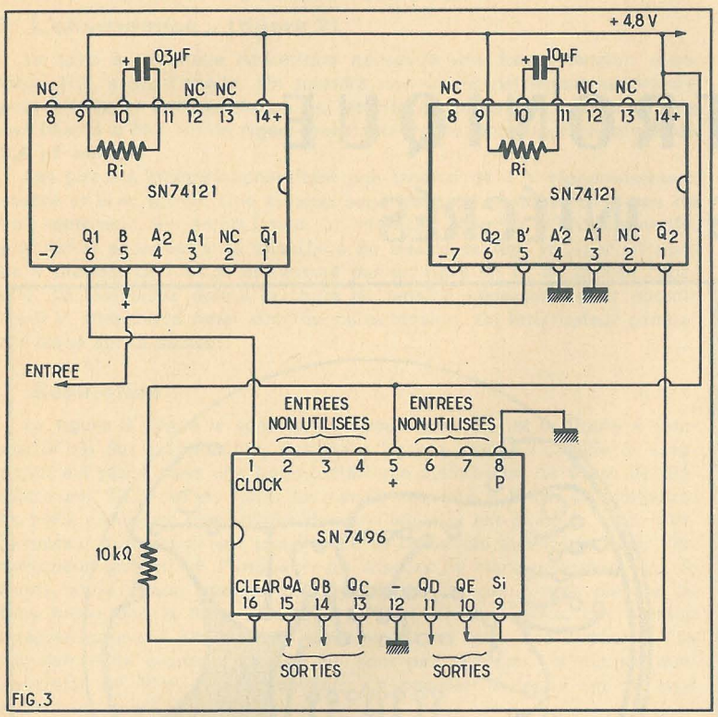


FIG.3

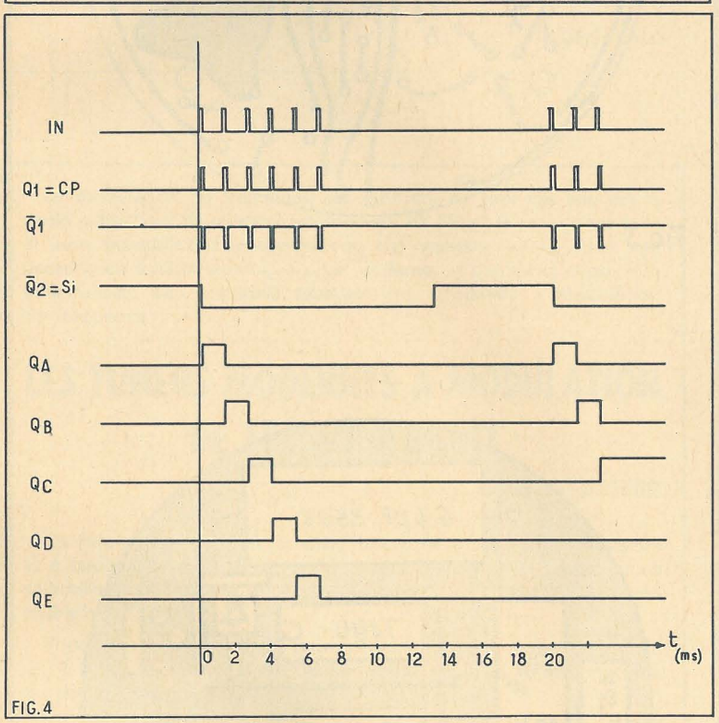


FIG.4

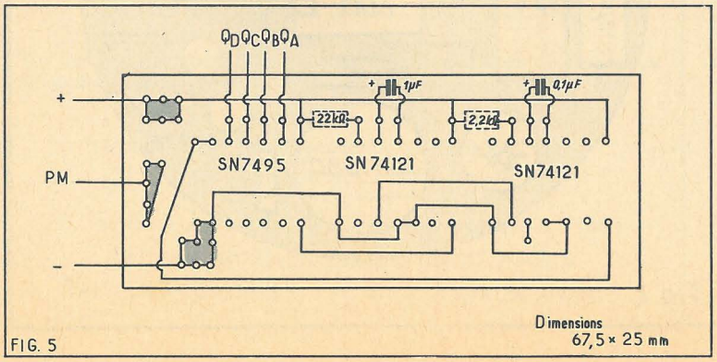


FIG. 5

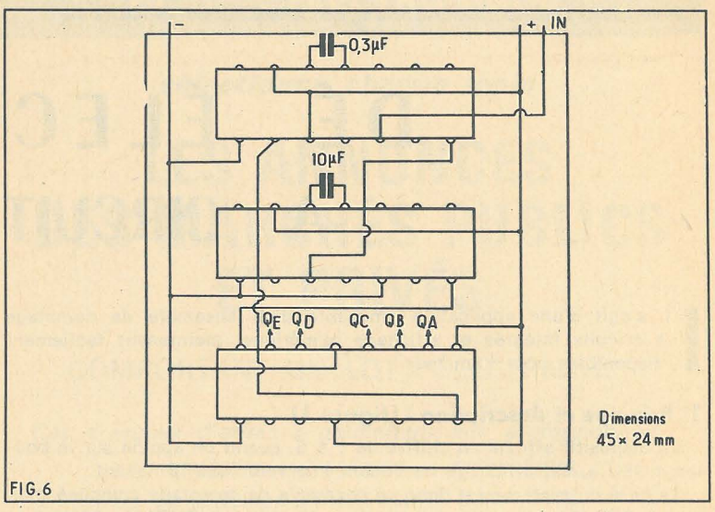


FIG.6

9 : Serial Input ;
10 : Q_B ;
11 : Q_D ;
12 : alimentation négative (masse) ;
13 : Q_C ;
14 : Q_B ;
15 : Q_A ;
16 : Clear. Si on la relie à la masse, toutes les sorties restent à 0 ; on la reliera donc au +.

Etude de la première version.

Cette version est à utiliser pour un récepteur sortant des impulsions négatives (voir fig. 1 et 2).

Le premier monostable SN74121, que l'on attaque sur son entrée B par le signal venant du récepteur, sert à remettre en forme ce signal. La durée de l'impulsion est fixée à environ 0,1 ms par un condensateur de 0,1 µF et par une résistance interne (R_i) de 2 kΩ.

Ces impulsions, que l'on obtient à sa sortie $\overline{Q_1}$, sont appliquées à l'entrée CP du 7495.

Les impulsions sortant de Q_1 sont appliquées à l'entrée B' du second 74121 dont la constante de temps est fixée à 15 ms par un condensateur de 1 µF et une résistance interne (R_i) de 2 kΩ en série avec une résistance externe de 22 kΩ.

Quand arrive la première impulsion, $\overline{Q_2}$ passe à 0.

On pourrait croire qu'alors SI ne reste pas à 1 pendant la première impulsion puisque quand celle-ci arrive, $\overline{Q_2}$ = SI passe à 0. En fait, $\overline{Q_2}$ ne passe pas à 0 en même temps que la première impulsion mais un court instant plus tard, ce court instant étant dû au temps de transit dans le 74121 et environ égal à 50 ns ce qui est peu, mais suffisant.

On recueille alors les sorties voies 1, 2, 3... aux sorties Q_A, Q_B, Q_C...

Etude de la seconde version.

Cette version est à utiliser pour un récepteur donnant des impulsions positives (voir fig. 4 et 3).

Le principe est fondamentalement le même que pour la première version si ce ne sont quelques modifications mineures.

A noter que l'on peut utiliser le 7495 ou le 7496 dans l'une ou l'autre version.

La figure 5 donne le câblage imprimé de la première version. La figure 6 donne le câblage sur plaquette perforée de la seconde version.

M. VANCLAIRE

3e PRIX DE NOVEMBRE 1972

DÉ ÉLECTRONIQUE
A CIRCUITS INTÉGRÉS

Il s'agit d'une application amusante d'un ensemble de comptage à circuits intégrés et affichage numérique, maintenant facilement disponibles pour l'amateur.

1° Principe et description - (figure 1)

Le dispositif affiche un chiffre de 1 à 6, quand on appuie sur le bouton « JEU », cet affichage ne faisant intervenir que le hasard.

La base du système est donc un ensemble de comptage composé d'un circuit SN7490 (compteur binaire), et d'un circuit SN7441, (décodeur binaire/décimal et commande de nixie). On utilise uniquement les trois premières bascules du 7490, donc trois sorties sur quatre, et les chiffres 1 à 6 du décodeur (sorties 0 à 5). Une Remise A Zéro (RAZ) extérieure est nécessaire. Le signal est prélevé sur la sortie 6 du décodeur, inversé par 2 transistors AC126 ou équivalents. La RAZ a lieu lorsqu'on interrompt le court-circuit entre les cosses 2/3 et la masse.

Les impulsions comptées proviennent d'un relaxateur à UJT KA1561. Elles sont appliquées à la cosse 14 du SN7490, par l'intermédiaire du poussoir « JEU ». C'est de leur fréquence que provient l'effet de hasard : Il faut obtenir un défilement suffisamment rapide des chiffres pour que l'on ne puisse en jouant, prévoir au moins l'arrêt en début ou fin de séquence.

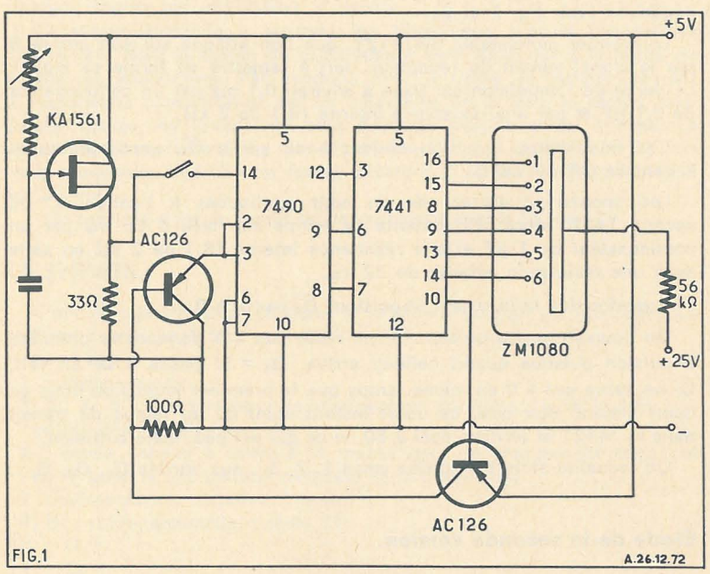


FIG.1

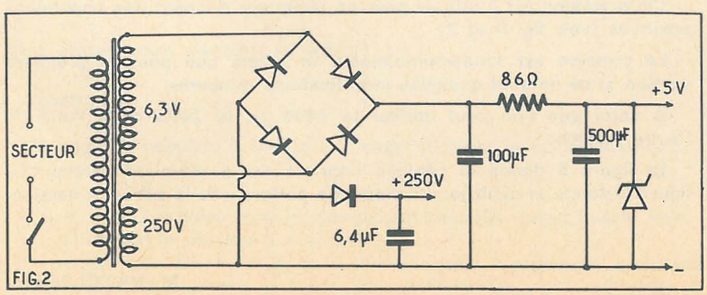


FIG.2

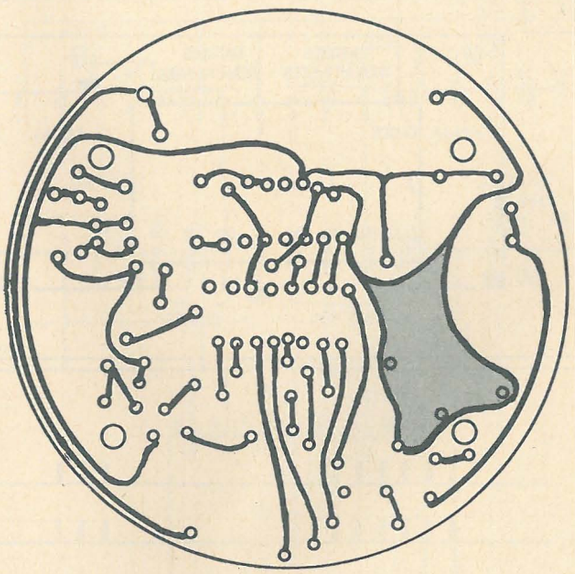


FIG.3

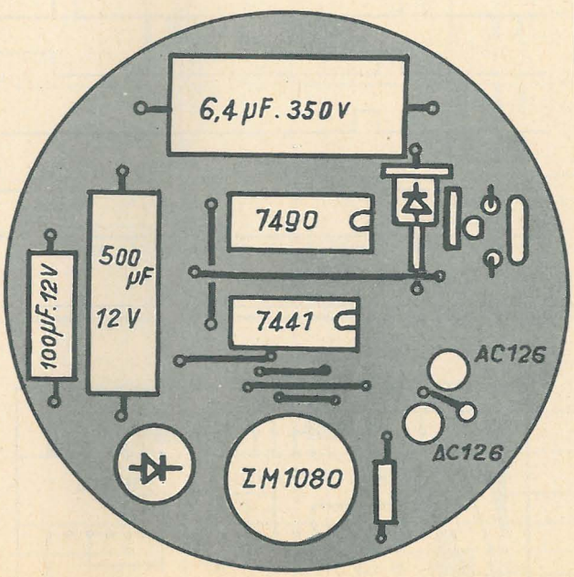


FIG.4

2° L'alimentation - (figure 2).

Le tube à affichage numérique nécessite une haute tension d'environ 150 V sur l'anode. On prendra une valeur nettement supérieure pour intercaler une résistance qui servira de protection. Cette HT n'a pas besoin d'être filtrée rigoureusement. Un condensateur chimique de 6,4 µF suffira.

Les circuits intégrés nécessitent une tension de 5 V rigoureusement exacte et bien filtrée. Une tension supérieure de quelques dizièmes de volt seulement leur serait fatale. On redresse donc les 6,3 V alternatifs, pris sur le secondaire de chauffage du transformateur HT, par un pont de 4 diodes. Le filtrage est assuré par un filtre en π, de grosse capacité. La résistance donne la chute de tension nécessaire pour obtenir les 5 V. Une diode zener stabilise cette tension. Un interrupteur général est placé sur le secteur.

3° Réalisation

La figure 3 donne le schéma du circuit imprimé, et la figure 4 l'implantation des composants. Ces deux figures sont à l'échelle 1. L'appareil est placé dans une boite métallique cylindrique de 9 cm de diamètre sur 13,5 cm de haut. Le circuit imprimé a 8 cm de diamètre. La boite comporte une fenêtre derrière laquelle est placé le tube. L'interrupteur à poussoir est placé sous le couvercle supérieur, avec l'interrupteur général. A l'intérieur, on dispose le transformateur (sur le fond), et le circuit imprimé vient s'adapter dessus. On le placera de telle façon que le tube se trouve en face de sa fenêtre. Les circuits intégrés pourront être montés directement ou avec des supports. Les transistors du système de RAZ ne sont pas critiques. N'importe quel transistor BF PNP pourra convenir. Le poussoir « Jeu » est du type à contact travail.

J. DESCLAUX

La modulation de fréquence est à l'ordre du jour car elle est la seule permettant de recevoir les concerts HI-FI par la radio, sans frais et avec possibilité d'enregistrement. Un ouvrage unique dans son genre initie à cette technique ultra-moderne, et permet le choix et la construction des appareils recevant les émissions à modulation de fréquence :

LES TUNERS MODERNES A MODULATION DE FRÉQUENCE HIFI

par F. JUSTER

Ce livre contient toutes les descriptions de montages à transistors et à circuits intégrés. Il traite des sujets suivants : antennes, blocs sélecteurs, amplificateurs, moyenne fréquence, décodeurs, stéréo multiplex.

Tous les montages décrits peuvent être branchés à une chaîne BF ou à tout amplificateur BF de récepteur radio ou d'électrophone ou de magnétophone pour l'enregistrement.

Un livre de 240 pages, format 14,5 × 21 cm avec de nombreux schémas et figures.

Prix ..... **34 F**

(Ajouter 10 % à la commande pour frais d'envoi.)

Aucun envoi contre remboursement.

En vente à la **Librairie Parisienne de la Radio**

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95 — CCP 4949.29 PARIS

LE MONITEUR
professionnel
DE L'ÉLECTRICITÉ
ET DE L'ÉLECTRONIQUE

sélectionne chaque mois

LES ANNONCES DES MARCHÉS PUBLICS ET PRIVÉS

COMPORTANT UN LOT " ÉLECTRICITÉ "

Ces « appels d'offres » permettent aux professionnels, constructeurs, grossistes, installateurs, de se procurer d'intéressants débouchés.

●

LA PLUS ANCIENNE REVUE D'INFORMATION PROFESSIONNELLE SPÉCIALISÉE DANS L'ÉQUIPEMENT ÉLECTRIQUE DE L'USINE ET DU BATIMENT

●

En vente chez tous les marchands de journaux

●

ABONNEMENT ANNUEL : (11 NUMÉROS) 50 F
PRIX DU NUMÉRO : 5 FRANCS

ADMINISTRATION - RÉDACTION - ABONNEMENTS
S.O.P.P.E.P., 2 à 12, RUE DE BELLEVUE, 75019 PARIS
Téléphone : 202-58-30 C.C.P. 7874-01 Paris

PUBLICITÉ
S.A.P., 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS
Téléphone : 285-04-46

JE JOINS 5 F EN TIMBRES AU **MONITEUR** (A.H. S.A.P.)
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

NOM..... Profession.....

Société .....

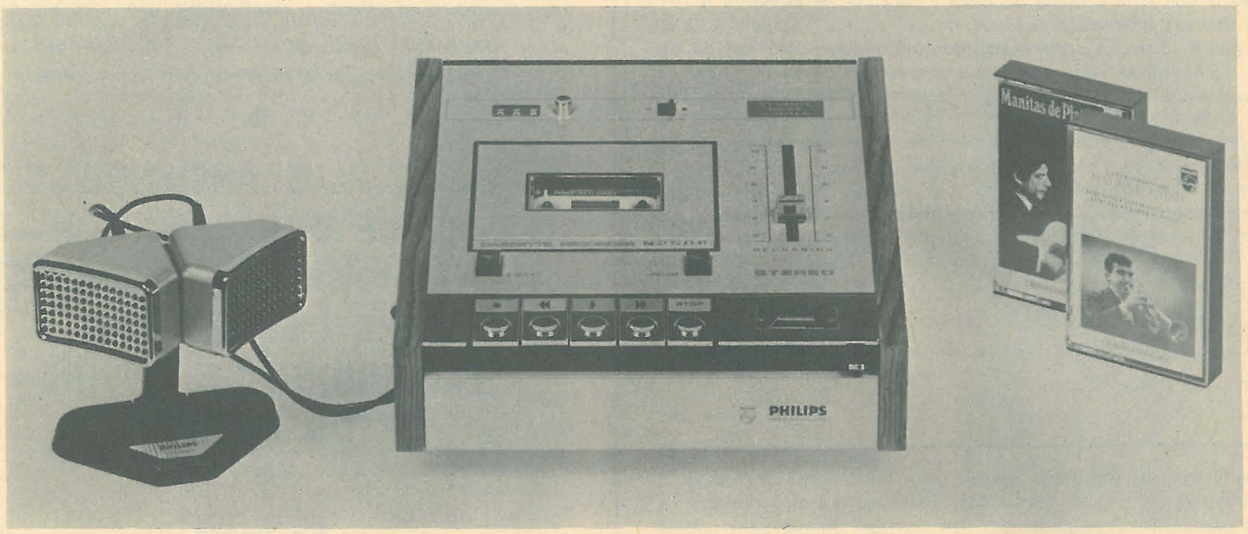
Adresse .....

..... Code Postal.....

R.PI 304

Les bancs d'essai de Radio-Plans

PLATINE MAGNÉTOPHONE STÉRÉO A CASSETTES PHILIPS N 2506



PRESENTATION

Le lecteur-enregistreur Philips N 2506 se présente sous la forme maintenant très classique des appareils de ce genre. Il utilise la cassette normalisée sur laquelle on peut réaliser des enregistrements stéréophoniques.

Cette platine, de forme carrée a les dimensions suivantes : 215 × 215 × 73. Cinq touches donnent les fonctions suivantes :

— touche enregistrement,
— rembobinage rapide arrière,
— défilement normal,
— rembobinage rapide avant,
— arrêt.

Au dessus du clavier 2 commandes permettent la pause et l'ouverture de la trappe par l'éjection de la cassette.

L'appareil est muni d'un compteur à 3 chiffres avec une petite touche permettant la remise à zéro.

Un potentiomètre à curseur rectiligne permet le dosage du signal à l'enregistrement. Le niveau de ce signal est indiqué par un Vu-mètre qui donne une indication globale pour les 2 voies.

Sur le panneau, à côté du voyant rouge, se trouve la touche de mise sous tension de l'appareil.

A l'arrière, nous trouvons :

— Une prise DIN 5 broches permettant le raccordement à un amplificateur stéréophonique tant à l'enregistrement qu'à la lecture.

— Une prise DIN d'entrée pour le raccordement d'un microphone ou d'une platine tourne-disque équipée d'une cellule cristal.

ETUDE THEORIQUE DE L'APPAREIL

A. PARTIE ELECTRONIQUE A LA LECTURE.

Les signaux en provenance de la tête K_1 (voie gauche) sont injectés à l'entrée d'un préamplificateur TS426/BC409 B par l'intermédiaire de la commutation A_8-A_2. La base reçoit la modulation par C726/1,5 µF et est polarisée par R538/470 kΩ placée entre collecteur et base. L'émetteur est chargé par R542/22 Ω et le collecteur par R540/22 kΩ ; aux bornes de cette dernière sont prélevés les signaux amplifiés et dirigés par le condensateur C730/1,5 µF sur la commutation A_{14}-A_{16}. Deux transistors BC408/TS428 et TS430 sont montés en amplificateurs à émetteur commun et reliés entre eux par un condensateur C744/18 nF. La polarisation de base de ces 2 étages est du même type, c'est-à-dire avec résistance montée en collecteur et base pour assurer à la fois une polarisation en continu et une contre-réaction en alternatif. Les résistances de charge de collecteur sont respectivement de 33 kΩ/R556 et 8,2 kΩ/R570. Une contre-réaction sélective destinée à la correction en fréquence à la lecture d'une bande magnétique étalon est matérialisée par un réseau RC complexe placé entre la base du transistor TS428 et l'émetteur de TS430. Cette contre-réaction comprend C738 - C748 - R558 - R556 et R594. La valeur de cette dernière résistance est curieusement fixée à 1 Ω, aussi son rôle est plutôt celui d'un blocage HF après les commutations A22-A20 et A-18-A20.

La sortie de ce cascode TS428-TS430 attaque la base de TS432 monté en émetteur commun avec R578/390 kΩ placée pour la polarisation de la base, R582/120 Ω dans l'émetteur, R580/2,2 kΩ dans le collecteur.

Par l'intermédiaire de C758 et les contacteeurs A32-A26 et A32-A20, les modulations BF sont dirigées à l'entrée du système DNC dont nous expliquerons à la fois le rôle et le fonctionnement après avoir étudié la partie électronique pendant l'enregistrement.

B. LA PARTIE ELECTRONIQUE A L'ENREGISTREMENT.

Par l'intermédiaire des commutations A_4-A_2 et du diviseur d'entrée R534/6,8 kΩ et R532/270 Ω, la base du transistor TS426/BC409 (transistor à très faible bruit et à

Mis en vente par Philips, en 1963, le système Compact Cassette est le triomphe de la simplicité. Il n'est plus nécessaire de manipuler la bande magnétique puisqu'elle est insérée dans un chargeur plastique ; c'est la fameuse « cassette » dont les dimensions sont inférieures à celles d'un paquet de cigarettes.

Ainsi elle ne peut ni se casser ni même être endommagée. La cassette peut être extraite instantanément de l'appareil quel que soit le niveau d'enroulement de la bande. Elle est munie sur le côté dorsal de 2 ergots qui permettent de rendre la bande ineffaçable.

Nous étudierons aujourd'hui le nouveau lecteur-enregistreur Philips N 2506 doté du système DNL, c'est-à-dire d'un système qui améliore le rapport signal sur bruit à l'enregistrement et à la lecture d'une cassette standard.

grand gain) reçoit les modulations BF des prises BU_1 et BU_2 ; la prise BU_1 étant à la fois l'entrée et la sortie. Les signaux envoyés sur 1 et 4, de cette prise ont un niveau de l'ordre de 2 mV sous 2 kΩ. Les signaux disponibles (en lecture) aux bornes 3 et 5 ont une amplitude de 0,5 volt sous 20 kΩ. A la prise BU_2, selon que l'on rentre en 3-5 ou en 1-4, l'impédance respective d'entrée est de 1 MΩ ou 2,2 kΩ. Les signaux ont également des amplitudes respectives de 100 mV et 0,2 mV.

Amplifiés par TS426/BC409, les signaux d'entrée sont dosés par R407/22 kΩ et dirigés sur le cascode constitué de TS428 et TS430. Pendant l'enregistrement, l'accentuation des fréquences aiguës est assurée par un réseau de contre-réaction sélectif différent de celui utilisé à la lecture. Ainsi, sont mis en œuvre les éléments suivants :

R550 - C740 - R560 - C750 - R554 - R562 - R574 - C746 - C752 - R576.

Les signaux BF pris sur le collecteur de TS430 sont dirigés sur l'amplificateur de sortie constitué de TS432. Amplifiés par cet étage, les signaux sont dirigés sur la tête d'enregistrement par R568/18 kΩ.

Par l'intermédiaire d'une résistance R584/220 kΩ, la modulation BF recueillie sur le collecteur de TS432 est envoyée sur la base d'un transistor BC108/TS435 monté en émetteur commun. La modulation BF prise sur le collecteur est détectée et la composante continue sert à la déviation du Vu-mètre en présence d'un signal d'entrée. Une résistance sert au calage de la déviation. Il faut signaler que le lecteur enregistreur N2506 est muni d'un seul Vu-mètre donnant des indications totalisant la somme des 2 voies.

C. L'OSCILLATEUR D'EFFACEMENT ET DE PREMAGNETISATION.

Un transistor BC107/TS434 est monté en oscillateur avec couplage collecteur - base par l'enroulement interne de la tête d'effacement. Une résistance de 15 Ω linéarise les paramètres du transistor, en introduisant un effet de contre-réaction ; ce qui a pour bénéfice de produire une onde sinusoïdale pratiquement exempte de distorsion harmonique.

La tension de prémagnétisation est prélevée sur la base par l'intermédiaire d'une résistance ajustable R439/47 kΩ et d'un condensateur C732/1 nF.

D. L'ALIMENTATION STABILISEE.

Nous remarquons à l'examen du schéma de principe que le primaire comporte 5 prises permettant ainsi l'adaptation optimale à la tension du réseau. nous trouvons les prises suivantes : 110 V - 127 V - 220 V - 240 V. Un fusible de 500 mA protège l'appareil des surtensions éventuelles.

Au secondaire, un enroulement alimente un redresseur en pont constitué d'un bloc monté BY164/D467. L'alimentation des étages préamplificateurs est comprise entre 11,5 et 16 V (sorties + HT A à E). Un transistor TS406/AD161 assure le filtrage et la régulation de la tension + 9 V qui alimente les circuits d'alimentation du moteur et des circuits d'arrêt automatique.

E. LE LIMITEUR DYNAMIQUE DE BRUIT (D.N.L.)

a) Le but

Le but du système DNL est de supprimer le bruit de fond sans que la qualité sonore en soit affectée. Lors de pasages doux, le bruit doit être supprimé au maximum parce que c'est là qu'il est le plus audible. Lors des passages forts, la suppression n'est pas nécessaire parce que le signal sur bruit est grand.

b) Le fonctionnement.

Le fonctionnement du système DNL est donné par le schéma synoptique fig. 3.

Vin est divisé à l'entrée en V_1 et V_2. Une des parties, V_1 se dirige vers un circuit de déphasage (supérieur à 10 kHz : 180°) et un atténuateur fixe, vers la sortie.

V_2 est amené par le filtre passe-haut à une fréquence de relaxation de 5,5 kHz, et ensuite amplifié.

A une tension d'entrée de 7,5 mV à 780 mV, V_2 est remis à zéro volt par l'atténuateur dynamique.

Ce qui signifie qu'à l'entrée seul V_1 qui couvre le spectre entier de fréquence, est présent.

A une tension d'entrée Vin de 0 V à 7,8 mV, V_2 sera moins atténué par l'atténuateur dynamique. V_1 et V_2 sont présents à la sortie. V_2 contient toutes les fréquences de 5,5 kHz et supérieures qui sont également en contre-phase avec celles de V_1. Les hautes fréquences apparaîtront dès lors atténuées à la sortie.

c) Description du schéma.

TS446, R608 et C774 forment un filtre passe-haut, grâce auquel, la phase de V_1 sera de plus en plus à l'avance par rapport à Vin de façon qu'à 10 kHz, il y ait déphasage de 180° par rapport à Vin.

Le filtre passe-haut se compose de 3 réseaux RC, à savoir : C776 avec R612, C778 avec R616 et la résistance d'entrée de TS448.

DEMONSTRATIONS et VENTE du Matériel ▶ AU

PHILIPS hi fi

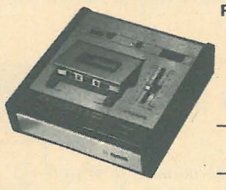
stéréo hi-fi CLUB

CIBOT

12, rue de Reuilly, 75012 PARIS
Téléphone : 345-65-10

PARKING GRATUIT : 33, rue de Reuilly

● PLATINE MAGNETOPHONE STEREOPHONIQUE A CASSETTES « N 2506 ».



Reproduction Musicale très pure.

ELEMENT INDISPENSABLE DE VOTRE CHAINE HI-FI.

— Enregistrement et reproduction MONO/SEREO.
— Insertion et éjection semi-automatiques de la cassette.
— Arrêt automatique en fin de bande.
— Arrêt momentané.
— Compteur à 3 chiffres avec remise à 0.
— Réglage de niveau d'enregistrement par potentiomètre à curseur d'une grande précision.
— Modulomètre pour Contrôle de l'Enregistrement.

Présentation luxueuse.
Dimensions : 215 × 215 × 732.

COMPLET avec Micro Stéréo, cassette et câble de liaison ..... 720 F

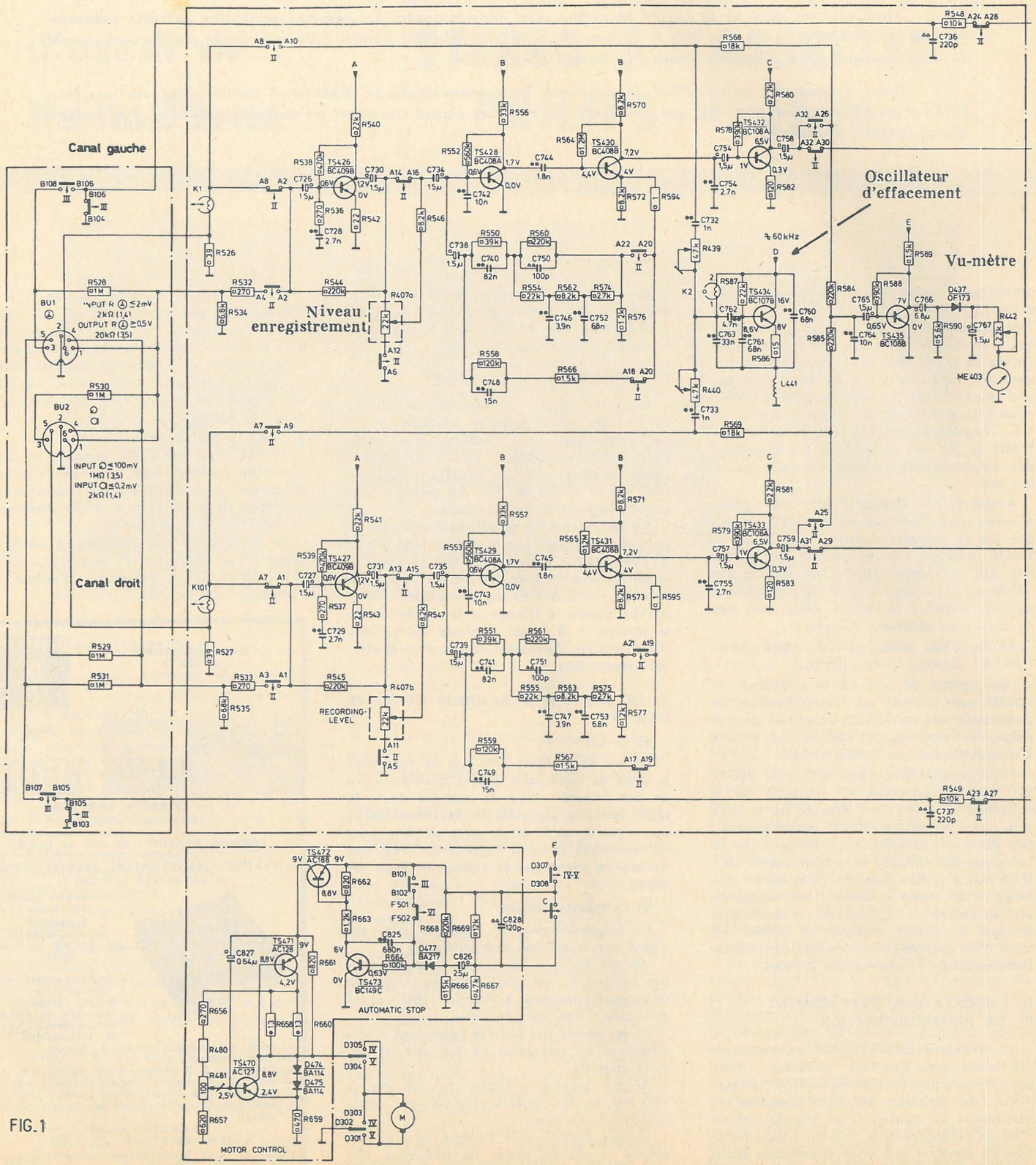
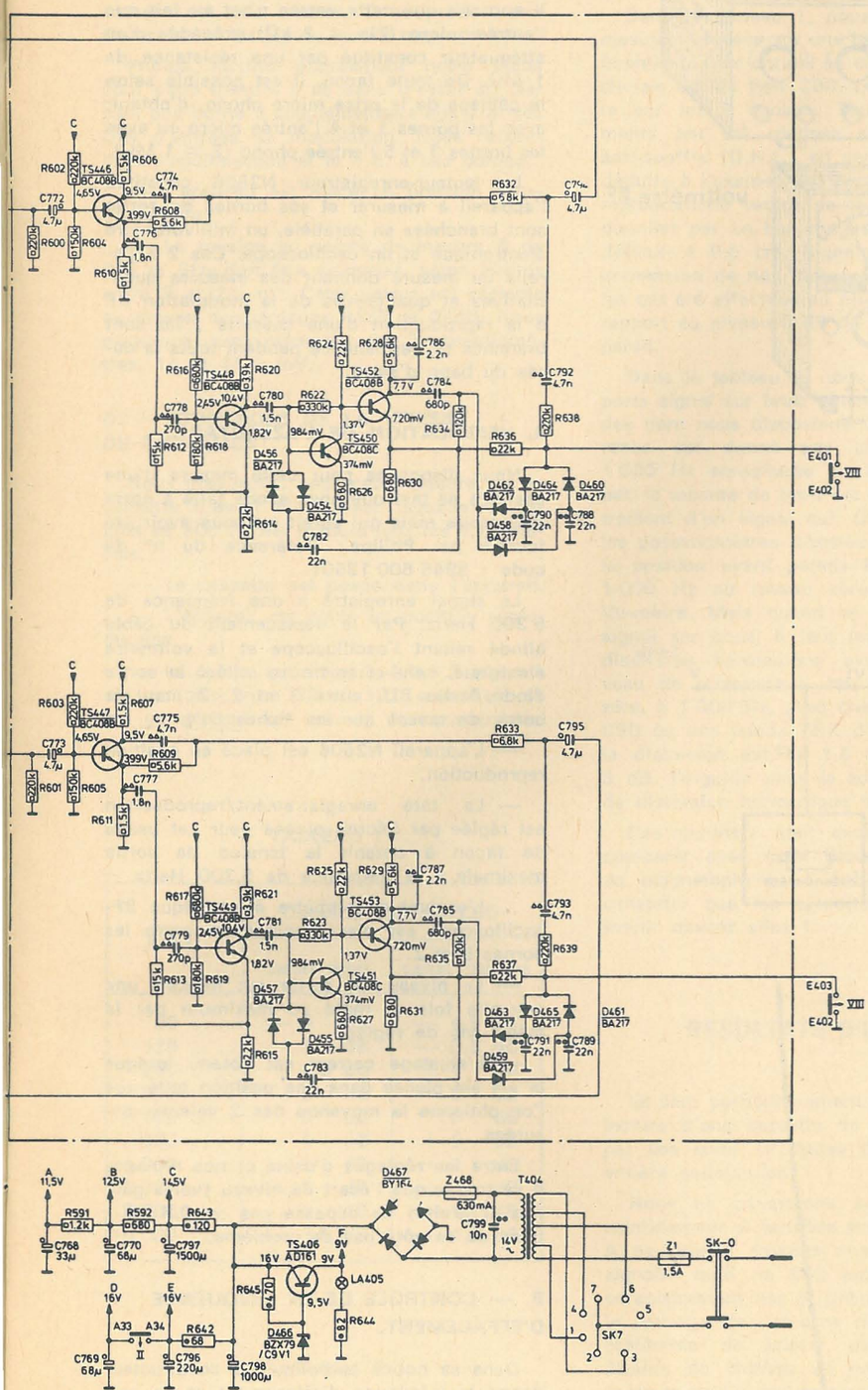

Canal gauche
Canal droit
Oscillateur d'effacement
≈ 60 kHz
Vu-mètre
Niveau enregistrement
RECORDING-LEVEL
INPUT R ≤2mV 2kΩ (1,4)
OUTPUT R ≥0,5V 20kΩ (3,5)
INPUT ≤100mV 1MΩ (3,5)
INPUT ≤0,2mV 2kΩ (1,4)
AUTOMATIC STOP
MOTOR CONTROL
ME 403

FIG. 1



L'amplification de TS448 est légèrement plus forte que 1 et est fixé par le rapport R620/R614.

Le 3° réseau RC se compose de C780 avec Rin de TS452. L'atténuation totale de ces filtres est de 18 dB/octave à une fréquence de relaxation de 5,5 kHz.

Le rapport R624/R626 détermine l'amplification de TS450. R622 et R626 veillent à la juste résistance de sortie stabilisée nécessaire au réseau RC avec C780. Du fait d'un signal de commande trop important, TS450 et TS452 pourraient être surchargés. Afin d'éviter ce phénomène, un circuit limiteur a été monté, il se compose de : D454 et D456.

En cas d'un signal d'émetteur trop important de TS352, les diodes seront conductrices et de ce fait, limitent le signal sur la base de TS450. C782 sert uniquement au blocage du composant de courant continu.

R636 et R638 forment ensemble l'atténuateur fixe. (Fig. 3 B). V_1 est atténué par R632 et passe ensuite vers la sortie. Afin d'éviter que l'atténuateur dynamique réagisse aussi aux fréquences élevées de V_1, C792 a été monté.

Le signal amplifié provenant de TS452 forme le signal de commande pour l'atténuateur dynamique. Afin d'éviter que cet atténuateur ne fonctionne à de très hautes fréquences de commandes (au-dessus des 10 kHz) ce signal est atténué par C786.

Le signal de commande est redressé pour les deux phases par D458 et D462. Il en résulte que C788 est chargé en sens positif et que C790 l'est en sens négatif.

Si un signal V_2 arrive alors en dépassant le niveau de commutation Vin $\leqslant$ 38 dB sous le niveau 0), la tension continue sur C788 et C790 est alors tellement importante que les deux diodes (D460 et D464) seront conductrices. Il en résultera indépendemment de l'importance de la conductibilité, une atténuation plus ou moins importante de V_2. Les diodes auront de ce fait une certaine résistance indépendemment de l'intensité de cette tension continue ; cette résistance est représentée par une tangente de la courbe de la diode (fig. 3 C).

Sans tension continue sur les points A et B, les diodes ne sont pas conductrices et l'atténuation n'a lieu que par R636 et R638.

LE BANC D'ESSAI

La figure 2 illustre les mesures effectuées sur la platine Philips N2506. Commentons donc les branchements des différents appareils de mesure. Nous trouvons tout d'abord un générateur BF réglable en fréquences de 10 Hz à 100 kHz, et dont la tension de sortie dosée par 2 atténuateurs l'un fixe, l'autre variable linéairement peut être contrôlée par un voltmètre électronique BF incorporé à l'appareil. L'impédance de sortie du générateur BF est la valeur normalisée de 600 Ω.

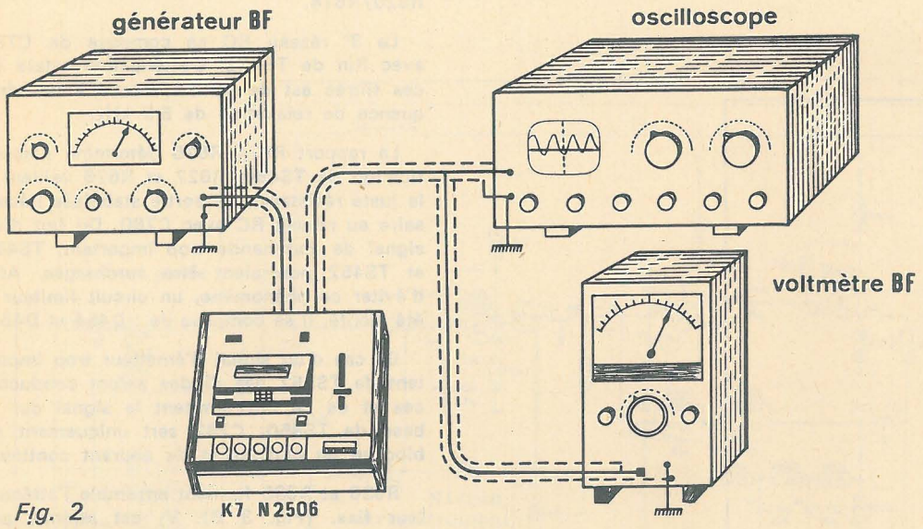


Fig. 2

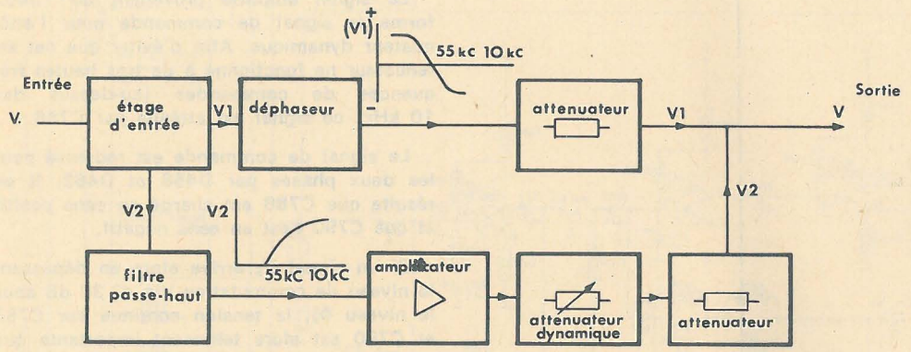


Fig. 3 A

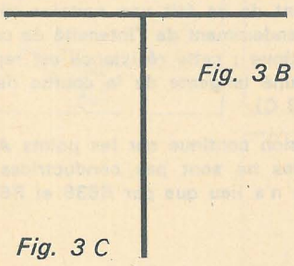
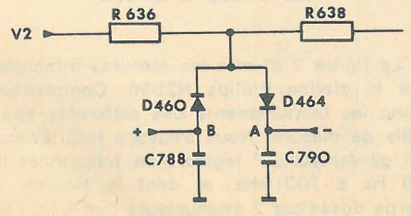
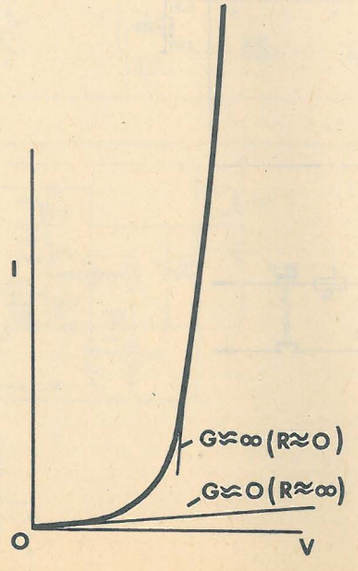


Fig. 3 B

Fig. 3 C





Par l'intermédiaire d'un câble blindé muni côté générateur de 2 fiches bananes (un point chaud et une masse) et côté lecteur N2506 d'une fiche DIN 5 broches mâle. La modulation BF est injectée à l'entrée phono. Comme nous l'avons signalé dans l'étude du schéma il apparait que cette entrée n'est en fait que l'entrée micro (Zin = 2 kΩ) précédée d'un atténuateur constitué par une résistance de 1 MΩ. De toute façon, il est possible selon le câblage de la prise micro phono, d'obtenir avec les bornes 1 et 4 l'entrée micro ou avec les bornes 3 et 5 l'entrée phono (Z = 1 MΩ).

Le lecteur-enregistreur N2506 constitue l'appareil à mesurer et ses bornes de sortie sont branchées en parallèle, un millivoltmètre électronique et un oscilloscope. Ces 2 appareils de mesure donnent des mesures quantitatives et qualitatives de la modulation BF à la reproduction d'une cassette ; ils sont branchés en permanence pendant toute la durée du banc d'essai.

A. VERIFICATION DE L'AZIMUTAGE.

Nous disposons pour cette mesure d'une cassette de test que nous avons faite à notre laboratoire mais qui aurait pu nous avoir été fournie par Philips ; Référence du n° de code : 8945 600 13501.

Le signal enregistré a une fréquence de 6 300 Hertz. Par le déplacement du câble blindé reliant l'oscilloscope et le voltmètre électrique, celui-ci se trouve relié à la sortie diode/Radio BU_1 entre 3 et 2, 2 étant la borne de masse sur les fiches DIN.

— L'appareil N2506 est placé en position reproduction.

— La tête enregistrement/reproduction est réglée par l'écrou placée pour cet usage de façon à obtenir la tension de sortie maximale à la fréquence de 6.300 Hertz.

.. L'ensemble voltmètre électronique BF-oscilloscope est placé maintenant entre les bornes 5 et 2.

— Le niveau de sortie est mesuré une nouvelle fois et réglé au maximum par la même vis de réglage.

— L'ajustage correct est obtenu lorsque la vis est placée dans une position telle que l'on obtienne la moyenne des 2 valeurs mesurées.

Entre les réglages d'usine et nos réglages il se trouve que l'écart de niveau (voies gauche et droite) ne dépasse pas ± 0,5 dB ; donc de ce côté pas de problème.

B. — CONTROLE DE LA FREQUENCE D'EFFACEMENT.

Dans sa notice technique, le constructeur donne la fréquence d'effacement et de prémagnétisation, de 50 à 70 kHz. Nous mesurons la fréquence de l'oscillateur, l'appareil étant placé sur la position enregistrement. Nous trouvons ≃ 63 kHz. La tension d'effacemnt, mesurée à l'oscilloscope et transposée de volt crête à crête à volt efficace donne 16 V, aux bornes de la tête ce qui correspond à moins de 10 % à la valeur affichée par Philips.

C. — CONTROLE DE LA PREMAGNETISATION.

Pour le réglage du courant de prémagnétisation, il faut chercher un compromis entre la courbe de réponse et la distorsion. Si ce courant est peu intense, il se produit une distorsion et les aiguës seront trop atténuées.

Philips facilite grandement notre tâche pour cette mesure à ce banc d'essai en plaçant une borne 6 supplémentaire aux 2 prises DIN d'entrées de modulation. Nous raccordons l'oscilloscope et le V.E. à ces bornes.

— L'appareil est placé en position enregistrement.

— La tension au points de mesure 6 de BU_1 et BU_2 doit être comprise, selon Philips entre 9 et 25 mV. Cette valeur est réglable au moyen des réglages R439 et R440. Nous mesurons, sans retoucher ces 2 potentiomètres, 14 et 16,5 mV.

D. — CONTROLE DE LA VITESSE DE DEFILEMENT.

Nous disposons, pour cette mesure, de la cassette d'essai Philips sur laquelle un signal de 800 Hz est modulé tous les 4,76 mètres.

— La cassette est posée dans l'appareil.

— L'appareil est placé en position reproduction.

— Le temps qui s'écoule entre 2 signaux est compris entre 98 et 102 secondes, ce qui correspond aux normes du constructeur.

TABLEAU I

F(Hz)	Cassette 3M/HE/C90	
	canal droit	canal gauche
60	— 5 dB	— 4,5 dB
125	— 1 dB	— 0,5 dB
250	+ 0,5 dB	+ 1 dB
500	0 dB	0 dB
1 000	0 dB	0 dB
2 000	+ 1 dB	+ 2 dB
4 000	+ 1 dB	+ 2 dB
6 300	+ 2 dB	+ 1 dB
8 000	— 1 dB	— 1,5 dB
10 000	— 3,5 dB	— 4,5 dB

TABLEAU 2

	Rapport Signal/Bruit pour 0 dB au Vu-mètre à 1 000 Hz		
F(Hz)	M/HE/C90	TDK/SD	Philips
non pondéré	# 42 dB	43 dB	42 dB

La vitesse du moteur est obtenue en faisans varier R481 placé sur la platine imprimée du moteur.

E. — CONTROLE DES PERFORMANCES ELECTRONIQUES.

Dans le tableau 1, nous avons porté les mesures relevées sur une bande 3 M à Haute Energie (oxyde enrichi au cobalt). La cassette choisie est du type C90. Les essais ont porté sur les 2 canaux. Tous les enregistrements ont été réalisés avec le dispositif anti-souffle (D.N.L.) en service. On peut en déduire à l'examen des performances que les reproductions seront de la classe de celles données par un bon magnétophone à bobine défilant à 9,5 cm. Signalons pour la compréhension de nos mesures, que nos contrôles ont été effectués au niveau — 30 dB par rapport au niveau 0 dB du Vu-mètre de l'appareil.

Dans le tableau 2, nous donnons les rapports signal sur bruit obtenues avec les bandes dont nous disposions. Le signal de référence est donné par une modulation à 1 000 Hz enregistrée au niveau zéro décibel, la mesure de bruit est celle de l'enregistrement d'un signal nul. Cela veut dire que les potentiomètres d'entrée sont restés dans la position ayant permis l'enregistrement à 1 000 Hz au niveau zéro contrôlé par le Vu-mètre. Mais quand on parle de rapport signal sur bruit, il faut préciser le taux de distorsion harmonique avec lequel le niveau de référence a été établi. Au niveau zéro, à 1 000 Hz, avec une bande 3 M/HE/C90 ou une bande TDK d'origine japonaise, la distorsion est de 1,6 %. Au niveau + 3 dB, l'aiguille dans la zone rouge, le taux de distorsion harmonique monte à 2,4 %.

Ces résultats sont excellents et sont à comparer avec ceux donnés par beaucoup de magnétophones à bobines. L'on pourra constater que les cassettes ont un brillant avenir devant elles !

RESULTATS D'ECOUTE

Ils sont particulièrement satisfaisants et la lecture d'une cassette de piano enregistrée par nos soins (Préludes de Chopin) donne entière satisfaction.

Nous ne constatons aucun pleurage ni scintillement si sensible avec cet instrument. A ce propos ouvrons une parenthèse pour signaler qu'il ne faut jamais effectuer un enregistrement dès le début du ruban, après le passage de l'amorce transparente. Il est préférable de laisser passer une bonne dizaine de chiffres au compteur avant de commencer l'enregistrement.

Sur des modulations à dynamique élevée nous constatons le bien fondé du système DNL car le souffle n'apparaît pas comme gênant comme il nous est parfois arrivé de le constater avec certains appareils d'un prix beaucoup plus élevé !

Henri LOUBAYERE.

Si vous n'avez pas encore reçu
NOTRE CATALOGUE "JAUNE"
Pièces détachées ● Ensembles ● Appareils de mesure ● Émission-Réception
Matériel « NEUF » et matériel de « SURPLUS »
réclamez-le sans tarder en joignant 2 F en timbres.

BERIC
43, rue Victor-Hugo
92240 MALAKOFF
Tél. : (ALE) 253-23-51
Métro : Porte de Vanves
Magasin fermé dimanche et lundi

WATTMÈTRE DE SORTIE STÉRÉOPHONIQUE

LE wattmètre de sortie est un instrument de mesure assez peu répandu chez les amateurs. C'est cependant un appareil extrêmement utile puisqu'il permet de mesurer avec précision la puissance délivrée par un amplificateur basse fréquence, grandeur qui est généralement appréciée auditivement, ce qui manque, il faut bien l'avouer, de précision.

Le wattmètre SWM3000 dont nous vous proposons la réalisation répond pleinement aux besoins de l'amateur et du professionnel. Etant à deux voies il permet de contrôler simultanément les deux canaux des amplificateurs stéréophoniques. Doté de haut-parleurs incorporés il permet le contrôle à l'oreille des signaux BF délivrés par l'amplificateur soumis à l'essai.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les puissances peuvent être mesurées en trois gammes qui sont :

0 à 5 watts ;
0 à 50 watts ;
0 à 150 watts.

La bande passante s'étend de 5 Hz à 70 kHz à ± 1 dB.

Les valeurs de résistances de charge sont : 4 ohms - 8 ohms et 16 ohms.

Les haut-parleurs de contrôle sont prévus pour 1 watt.

Les dimensions sont : 305 × 120 × 225 mm.

Le poids est 3 kg.

EXAMEN DU SCHEMA

Nous n'allons examiner qu'un canal, le gauche par exemple en raison de sa complète identité avec le canal droit, figure 1. Notons que l'entrée est flottante.

Le haut-parleur incorporé est placé près de la prise d'entrée. Son impédance est de 4,5 ohms et sa puissance admissible 1 watt. Le commutateur S2a met en service 3 résistances protégeant le haut-parleur sur les trois gammes de puissance prévues (5 - 50 et 150 watts). Ces résistances sont : R1 = 82 ohms, R2 = 120 ohms et R3 = 330 ohms. L'interrupteur S1a permet la mise hors service du haut-parleur pendant les mesures.

Ce dernier est remplacé par des résistances de 8 ohms 150 watts mises en service par les commutateurs S3a et S3c. En position 1 la résistance R5 est en service ce qui procure une impédance d'entrée de 8 ohms. En position 2 les deux résistances de 8 ohms sont branchées en parallèle ce qui donne une impédance de 4 ohms. En position 3 les deux 8 ohms sont couplées en série et l'impédance est alors de 16 ohms. Les résistances doivent présenter un coefficient de self induction le plus faible possible de façon à ne pas fausser les mesures pour les fréquences élevées.

En parallèle sur la résistance de charge nous voyons un diviseur de tensions composé des résistances : R6 = 420 ohms - R7 = 248 ohms - R8 = 245 ohms et R9 = 604 ohms. Ce diviseur ajuste la tension en fonction de la valeur de la charge.

Le galvanomètre de 100 µA dont le cadran porte les trois échelles de puissances est incorporé dans un pont constitué par les résistances R12 et R17, faisant l'une et l'autre 22 000 ohms, et les diodes D1 et D2 qui sont des AA117 ou AA118 ou AA119. Ce pont assure le redressement du signal BF dont on veut mesurer la puissance. Les trois calibres sont mis en service par le commutateur S2b solidaire de S2A. Ils sont obtenus par des résistances additionnelles. Pour la position 1 de S2b la résistance additionnelle est constituée par R10 = 1 000 ohms en série avec R11 = 4 700 ohms ajustable. Pour la position 2 les résistances sont : R13 = 33 000 ohms et R14 = 10 000 ohms ajustable. Pour la position 3 les résistances mises en œuvre sont : R15 = 51 ohms et R16 = 47 ohms ajustable.

La puissance mesurée par ce wattmètre est indiquée en fonction de la tension BF selon la relation :

$$P = \frac{U^2}{R}$$

La courbe de cette fonction est parabolique de sorte que les échelles du galvanomètre ne sont pas linéaires mais plus rapprochées pour les petites puissances que pour les grandes. Le cadran comporte une échelle dB très précise.

La relation quadratique entre la tension et la puissance est assurée par une échelle quadratique du cadran. Cela est nécessaire car seule la tension aux bornes des résistances de charge est mesurée.

REALISATION PRATIQUE

Le montage de cet appareil se fait selon les plans de câblage figures 2a, 2b et 2c. La figkure 2a est la vue du dessus du châssis métallique qui est le support général du montage, la figure 2b est la vue arrière de la face avant. La figure 2c est la vue du dessous de la partie avant du châssis. On y voit notamment la plaquette qui supporte les résistances fixes et ajustables et les diodes. On peut commencer les opérations de montages par l'équipement de cette plaquette. Les résistances R1 - R2 - R6 - R7 - R8 - R9 et les résistances R1' - R2' - R3' - R6' - R7' - R8' - R9' sont montées sur des perles isolantes en céramique. Ces premières résistances mises en place on pose R10 - R12 - R13 - R15 - R17 - R10' - R12' - R13' - R15' - R17'. On termine cet équipement par la pose des 6 résistances ajustables. La fixation de la plaquette est faite par 5 vis et écrous. Des entretoises sont prévues sur les boulons de manière à éloigner la plaquette du châssis.

Les 4 résistances de 8 ohms - 150 watts sont fixées dans des sortes de berceaux eux-mêmes boulonnés sur le châssis. La fixation des résistances s'effectue par des tiges filetées. Une coupe partielle sur la figure 2a montre le détail du mode de fixation.

Les deux haut-parleurs sont montés sur des petits baffles qui sont fixés eux-mêmes sur le châssis par de petites équerres de métal.

On monte sur la face avant les douilles des prises « Entrée ». Ces douilles doivent, bien sûr, être isolées du panneau métallique. On place également la douille de prise de terre qui elle n'est pas isolée.

Toujours sur la face avant on dispose les deux commutateurs à bascule S1a et S1b, les commutateurs S3 et S2' à 3 sections, 3 positions.

Il reste à mettre en place les deux micro-ampèremètres de 100 µA qui sont du type à encastrer. Ces instruments sont fixés sur des plaques métalliques dont la découpe apparaît sur la figure 2b. Ces plaquettes sont elles-mêmes boulonnées sur la face interne du panneau avant.

On peut alors passer aux opérations de câblage. On raccorde les douilles de sortie à l'aide des connexions H, h, F, F', T, t, S et s. On pose ensuite les connexions PNMH

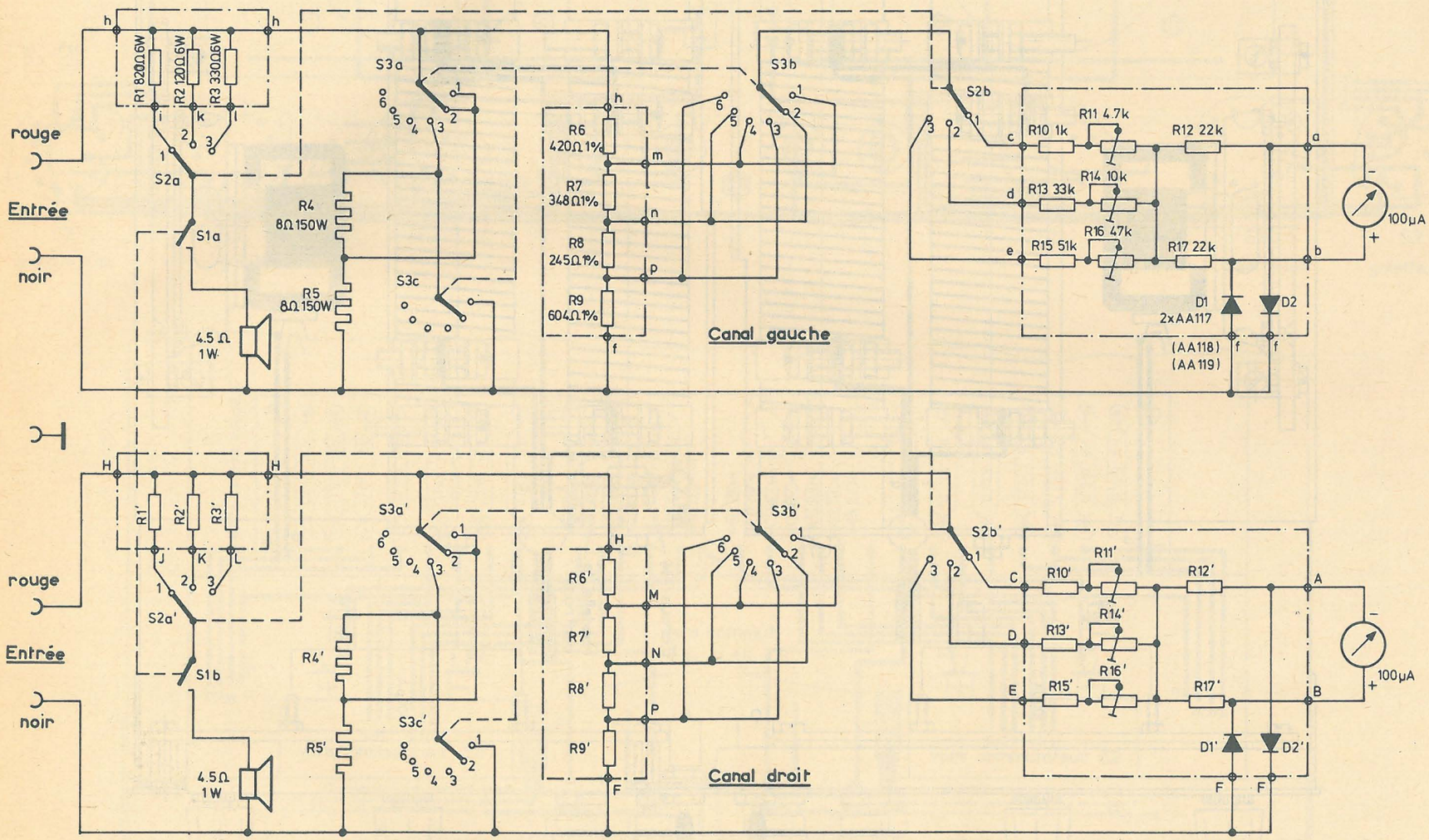

rouge
Entrée
noir
R1 820Ω 6W
R2 120Ω 6W
R3 330Ω 6W
S1a
S2a
S3a
S3b
S3c
R4 8Ω 150W
R5 8Ω 150W
4.5 Ω 1W
R6 420Ω 1%
R7 348Ω 1%
R8 245Ω 1%
R9 604Ω 1%
Canal gauche
S2b
R10 1k
R11 4.7k
R12 22k
R13 33k
R14 10k
R15 51k
R16 47k
R17 22k
D1 2xAA117 (AA118) (AA119)
D2
100µA
rouge
Entrée
noir
R1' R2' R3'
S1b
S2a'
S3a'
S3b'
S3c'
R4' R5'
4.5Ω 1W
R6' R7' R8' R9'
Canal droit
S2b'
R10' R11' R12' R13' R14' R15' R16' R17'
D1' D2'
100µA

FIG-1

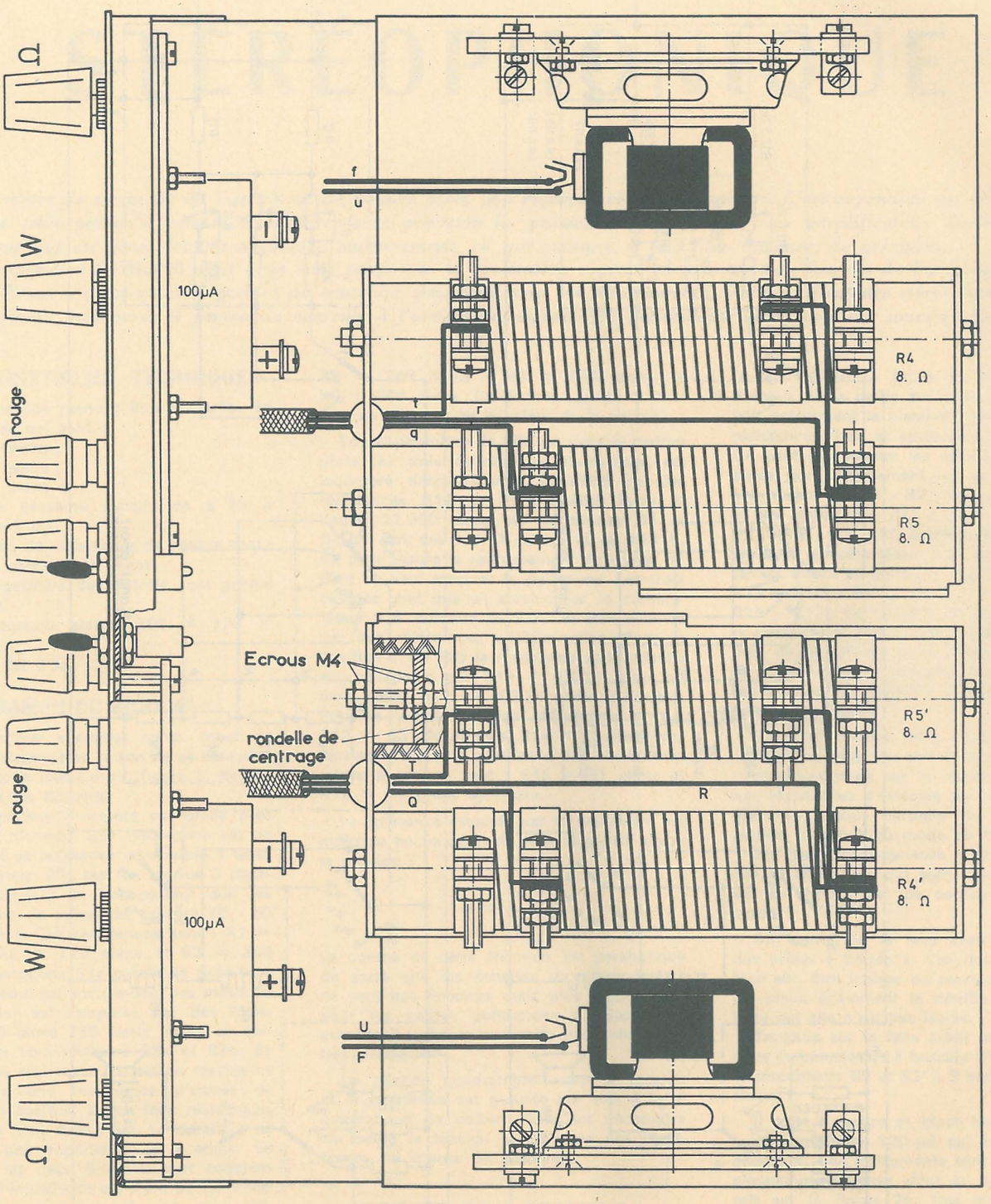
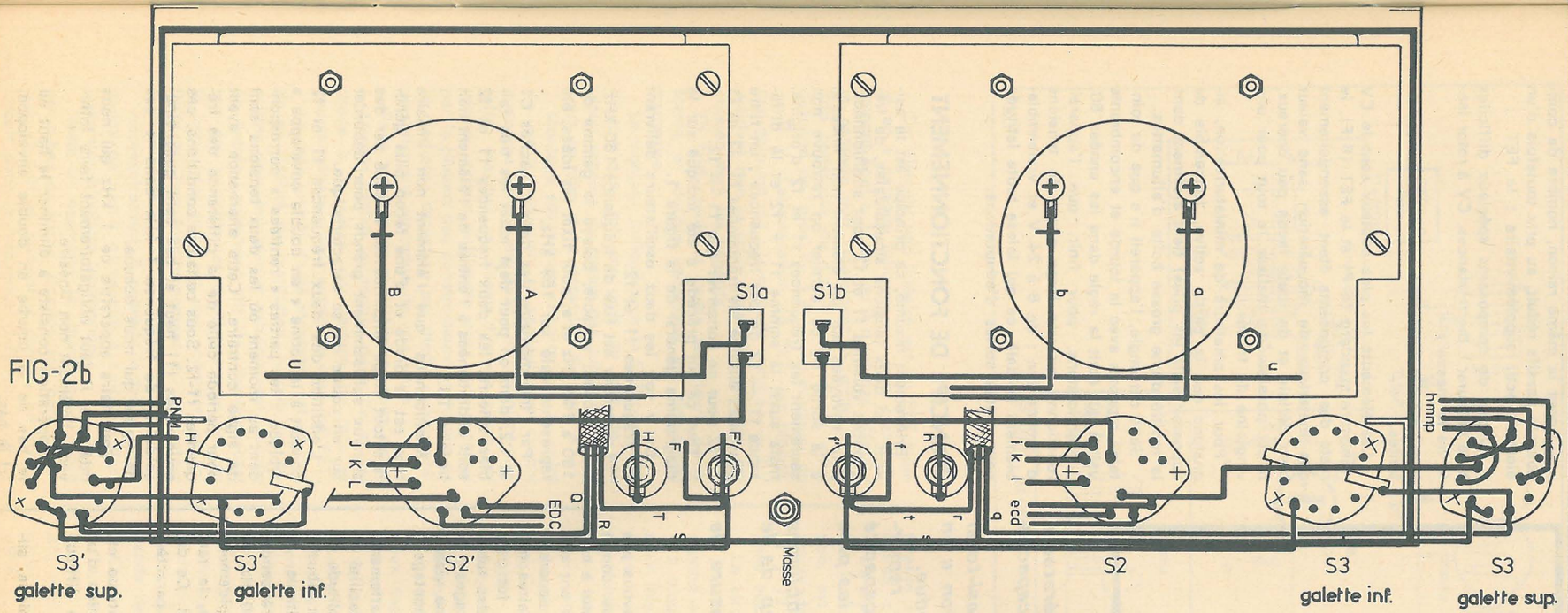

Ω
W
100µA
rouge
f
u
R4
8. Ω
t
r
q
R5
8. Ω
Ecrous M4
rondelle de
centrage
R5'
8. Ω
T
Q
R
rouge
R4'
8. Ω
W
100µA
U
F
Ω

FIG-2a

FIG-2b


S1a
S1b
S3'
galette sup.
S3'
galette inf.
S2'
Masse
S2
S3
galette inf.
S3
galette sup.

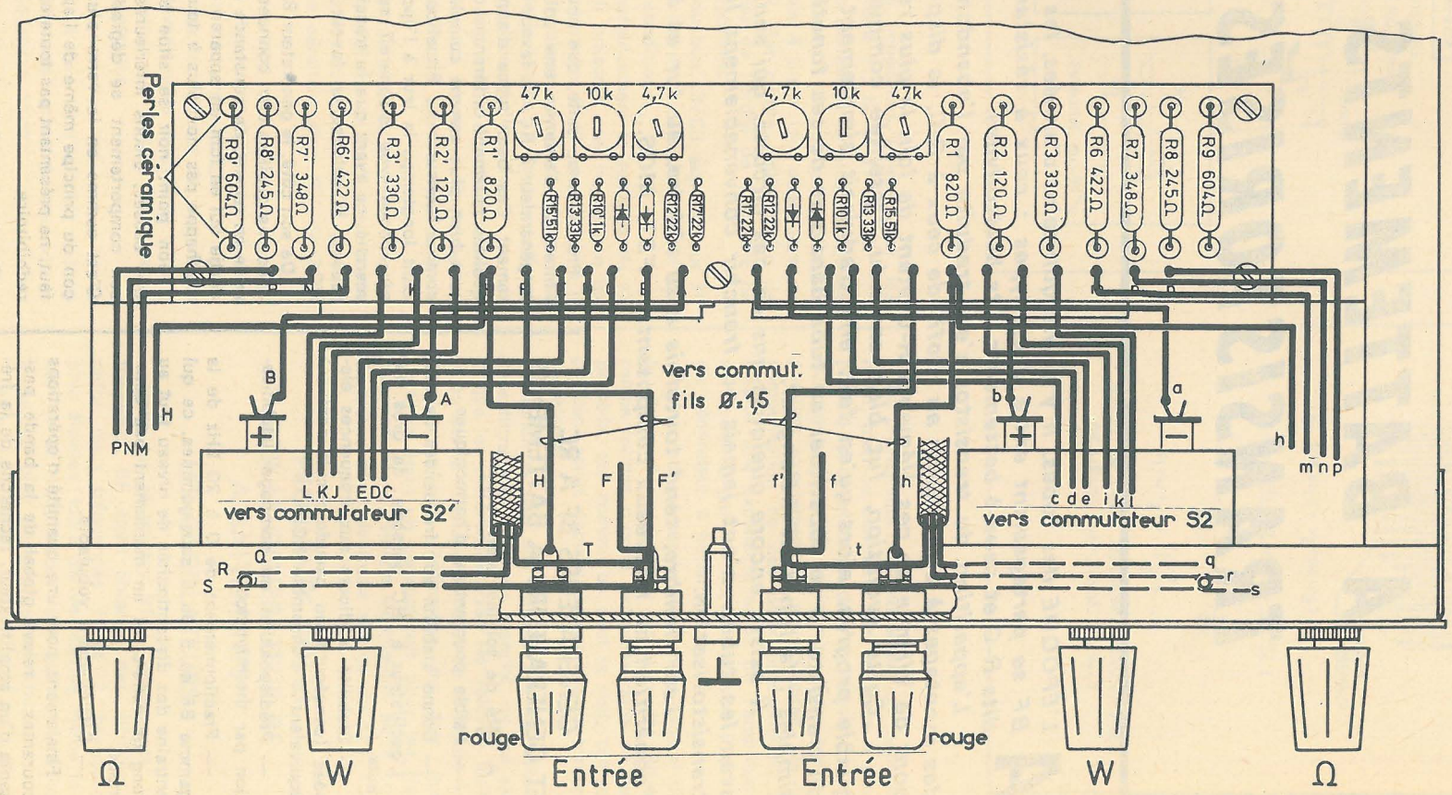

Perles céramique
47k
10k
4,7k
R9' 604Ω
R8' 245Ω
R7' 348Ω
R6' 422Ω
R3' 330Ω
R2' 120Ω
R1' 820Ω
R1 820Ω
R2 120Ω
R3 330Ω
R6 422Ω
R7 348Ω
R8 245Ω
R9 604Ω
vers commut.
fils Ø=1,5
vers commutateur S2'
vers commutateur S2
rouge
rouge
Ω
W
Entrée
Entrée
W
Ω

FIG-2c

GÉNÉRATEURS BF A BATTEMENTS TRANSISTORISÉS

A L'ÉPOQUE des tubes, il y a une quinzaine d'années, les générateurs BF se partageaient entre deux types : ceux à résistance-capacité dits R-C et ceux à battements dits hétérodynes.

L'apparition du transistor s'est traduite par l'abandon quasi-total des montages à battements au profit de ceux à R-C, la disposition « en pont de Wien » de ces éléments R-C étant de loin la plus répandue.

Cette évolution, fut bien entendu présentée comme un remarquable progrès, alors qu'en fait, elle traduisait simplement l'incapacité du transistor à se substituer au tube dans une de ses fonctions les plus simples : la fonction mélangeur.

Il existe encore quelques-uns de ces circuits, qui sans problèmes avec les tubes, n'ont jamais pu franchir convenablement le cap de la transistorisation.

Leur nombre, tend toutefois à se réduire, au fur et à mesure de l'apparition de nouveaux composants : FET, MOS...

GENERATEURS BF A RC ET GENERATEURS A BATTEMENTS

A côté de solides qualités :

— Faible pourcentage d'harmoniques.

— Bonne stabilité aux fréquences basses.

L'oscillateur à RC possède de gros défauts :

— Stabilité médiocre aux fréquences élevées (consécutif au pseudo-circuit oscillant équivalent à l'ensemble RC).

— Prédisposition au pompage (stabilisation par thermistance).

— Fractionnement de 0 à 20 kHz de la gamme BF en 5 ou 6 sous-gammes, ce qui entraîne des discontinuités de niveau tout au long de celle-ci et un maniement peu commode.

— Difficilement vobulable.

Finalement, pour une quantité d'opérations courantes : relevé global de la bande passante d'un amplificateur, recherche de la fréquence de surtension d'un bobinage de télécommande, examen d'un filtre passe-bande... On en vient à se souvenir avec nostalgie des générateurs à battements à tubes, avec leur gamme unique de 0 à 20 kHz si rapides et si commodes d'emploi.

Précisons de suite, que nous n'avons pas l'intention d'entamer une polémique contre le générateur à RC, en faveur de celui à battement. Ces deux types d'appareils ont des qualités tellement différentes qu'ils apparaissent bien plus comme complémentaires que comme concurrents. Situation qui fut pendant longtemps la leur à l'époque des tubes où chaque type d'appareil se partageait le marché, ce avant que le transistor ne vienne fausser la balance en faveur du montage à RC.

De son côté, le générateur BF à battements avec ses qualités bien connues de facilité de mise en œuvre, de constance d'amplitude de sortie qui en font un appareil sûr et robuste, n'échappe pas non plus à toute critique.

Son point noir se situe aux fréquences très basses, disons inférieures à 20 Hz, ou son comportement se dégrade rapidement. C'est comme on le verra plus loin, la rançon du principe même de l'appareil. Ce défaut, ne présentant pas toutefois un caractère redhibitoire.

Sur le plan réalisation, point pratique essentiel pour l'amateur, la construction d'un appareil à battement n'offre pas de difficultés, au contraire :

— conséquence de la gamme unique, aucune commutation n'est nécessaire ;

— pour la même raison, nombre de composants passifs réduit, au prix toutefois d'un élément actif supplémentaire : le FET. ;

— pas de composants spéciaux difficiles à se procurer : thermistances, CV à rotor isolé de la masse ;

— échelle linéaire : graduations équidistantes.

Les éléments les plus coûteux sont le CV miniature standard (5 F) et le FET (6 F), le reste des composants étant essentiellement des matériaux de récupération sans valeur bien définie et de toute façon peu onéreux, il est possible de réaliser le tout pour une vingtaine de francs.

Pour les amateurs de miniaturisation, signalons que la partie active, (ensemble de l'appareil sans les piles) tient aisément dans la moitié d'une grosse boîte d'allumettes.

Sous cet angle, l'appareil n'a que de lointains rapports avec la lourde et encombrante valise qui était la règle dans les années 50.

Mentionnons, pour finir, que l'appareil fonctionne sur une large plage de tensions d'alimentation : de 6 à 24 V et vraisemblablement au-delà, ce qui laisse toute latitude pour toutes sortes d'adaptations.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Brièvement résumé, ce principe est le suivant : si deux tensions sinusoïdales, de fréquences voisines f1 et f2 sont additionnées, puis envoyées sur un *élément non linéaire*, à la sortie de ce dernier on retrouve non seulement les fréquences f1 et f2 d'origine, mais aussi la somme f1 + f2 et la différence f1 — f2 de ces fréquences ; un filtre passe-bas élimine les fréquences f1, f2 et f1 + f2 pour ne conserver que f1 — f2.

Tout ce qui précède a été indiqué sur le diagramme général de la figure 1.

On y voit les deux oscillateurs délivrant les fréquences f1 et f2.

Le premier est fixe de fréquence 160 kHz.

Le second, variable, balaye la gamme de 160 à 140 kHz et a, pour fixer les idées, été représenté calé sur 159 kHz.

Par l'intermédiaire des deux capacités C1 et C2, dont on peut déjà noter les très faibles valeurs, les deux fréquences f1 et f2 sont additionnées à l'entrée de l'élément non linéaire T3.

Mentionnons que l'élément non linéaire type est la diode et d'une façon plus générale tout étage amplificateur attaqué par des signaux suffisamment grands pour déborder sur un coude de sa caractéristique.

L'addition des deux fréquences f1 et f2 conduit à la forme « en double enveloppe » typique : les parties « renflées » correspondant au moment où les deux tensions sont de signe contraire. Cette alternance ayant pour période celle de la différence des fréquences f1-f2. Sous certaines conditions, ces enveloppes (1) haut et bas sont quasi-sinusoïdales, de fréquence 1 kHz dans le cas de figure qui nous occupe.

Pour faire apparaître ce 1 kHz qui nous intéresse, il faut obligatoirement faire intervenir l'élément non linéaire.

L'opération consiste à éliminer le haut ou le bas de la courbe en double enveloppe, ici le bas.

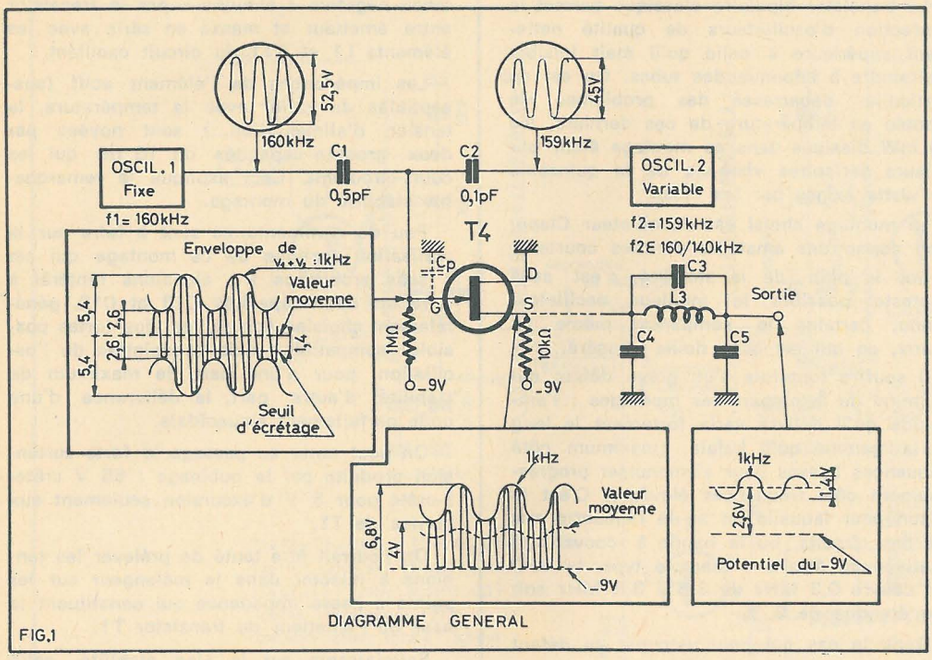
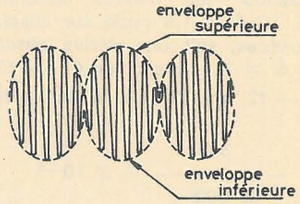


DIAGRAMME GENERAL

FIG.1



$$v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t =$$

$$2v \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \cdot \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t$$

avec $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$

$$f_1 \text{ ou } f_2 \gg \frac{f_1 - f_2}{2}$$

SOMME DE DEUX TENSIONS SINUSOÏDALES DE MÊME AMPLITUDE $V_1 = V_2 = V$

FIG.2

Cet élément non linéaire est un FET monté en « cathode follower » : gain rigoureusement égal à 1 tant qu'il n'est pas bloqué : la cathode suit fidèlement la grille à une ddp constante de 1,4 V près. Si la grille descend de plus de 1,4 V en-dessous du — 9 V d'alimentation, le FET est bloqué, son gain est nul : la cathode reste au — 9 V pendant que la grille poursuit seule son excursion vers les négatifs.

En bref, seule la partie supérieure de la forme en double enveloppe est fidèlement transmise.

Le montage indiqué pour le FET n'est rien d'autre que, mis au goût au jour, le bon vieux schéma du temps des tubes catalogué sous le nom de « détection Sylvania ».

Montage absolument remarquable, au point de vue reproduction, en particulier en ce qui concerne les aiguës, avec l'inconvénient toutefois d'exiger un niveau d'entrée assez généreux, raison suffisante pour son abandon par la plupart des constructeurs en faveur de la médiocre détection par diode encore universellement répandue de nos jours...

Pour marquer ce parallélisme, nous avons à dessein utilisé les termes de grille et cathode à la place des termes de gate et source généralement employés pour les FET.

Le gros intérêt de ce montage, est, à côté de sa fidélité de restitution, le fait de présenter une impédance extrêmement élevée en entrée, autrement dit de charger aussi peu que possible les oscillateurs, ce qui, on le verra plus loin, est une condition essentielle du bon fonctionnement du générateur à battements.

Accessoirement, il possède la faible impédance de sortie nécessaire à l'attaque d'un transistor bipolaire traditionnel.

Reste à examiner la question du filtre passe-bas de sortie. Comme son nom l'indique, il doit se comporter comme un court-circuit pour la fréquence f1-f2 qui nous intéresse et une impédance infinie pour les autres, c'est-à-dire f1, f2 et f1 + f2.

De ces trois dernières, la plus redoutable est incontestablement f1 qui, par construction, est choisie 4 ou 5 fois supérieure en amplitude à f2. Par contre, l'élimination de f1 + f2 qui est de l'ordre de 320 kHz ne pose aucun problème.

Le circuit bouchon L3/C3 accordé sur f1 et encadré par les deux capacités C4 et C5 répond à ces conditions.

Il bloque énergiquement le passage de f1 pour laquelle il présente une impédance infinie en laissant passer f1-f2 pour laquelle il se réduit aux quelques dizaines d'ohms de la résistance de la bobine L3 dont la self est pour cette fréquence négligeable.

En résumé, à la sortie du filtre, seule figure la composante moyenne indiquée en pointillé sur la forme d'onde relative à la source de T3.

Ce filtre est très efficace, comme on peut l'observer en branchant un oscillo en sortie et en remplaçant provisoirement C3 par les deux cages en parallèle d'un CV de 2 × 490 pF.

En tournant le CV, on voit pour la fréquence exacte d'accord du filtre bouchon la trace de l'onde de sortie, jusque là légèrement empâtée par les résidus de fréquences de battement devenir nette et brillante comme si l'on retouchait à cet instant le potentiomètre de concentration.

Un dernier mot sur le filtre : les filtres parfaits n'existent pas, et l'on doit s'attendre à une légère atténuation du haut de la bande des fréquences f1-f2.

C'est ce que l'on constate en réalité : lente, décroissante, atteignant environ 5 % en bout de gamme côté aiguës de la sortie BF, ceci pouvant être mis au compte des capacités C4 et C5 qui shuntent cette dernière.

Ce phénomène n'est nullement un inconvénient, bien au contraire, car on verra à propos de la constitution de l'oscillateur à fréquence variable f2 l'existence d'une prédisposition exactement en sens inverse. De la compensation de ces deux phénomènes, il résulte une excellente tenue de l'amplitude sur toute la gamme qui est un des intérêts du générateur à battements.

On a indiqué sur le diagramme général de la figure 1, relevées à l'oscillo, les différentes formes d'onde évoquées dans ce qui précède, qui comme on peut le voir, correspondent assez rigoureusement à leurs formes théoriques.

Signalons que ces relevés ont été effectués filtre passe-bas non branché, ce qui explique les différences avec les relevés indiqués sur le montage complet de la figure 4 : ceci s'explique facilement du fait que le filtre étant un court-circuit pour les fréquences BF, il ramène en quelque sorte ces dernières sur l'électrode source du FET T3.

PROBLEMES POSES PAR LE GENERATEUR BF A BATTEMENTS

LES OSCILLATEURS

Dans le générateur BF à battements, la fréquence BF étant obtenue par différence entre deux fréquences f1 et f2 beaucoup plus élevées, toute dérive *relative* même faible va se traduire par une dérive *relative* beaucoup plus importante sur f1-f2.

Plus précisément, cette dérive relative est multipliée par f1 + f2 / f1 — f2, coefficient qui devient important lorsque f1 — f2 diminue.

Prenons un exemple : supposons que f1 et f2 soient stables à 10^{-5} près (on verra

plus loin que le choix de f1 et f2 permet la réalisation d'oscillateurs à haute stabilité, consécutif à l'obtention de surtensions élevées de 300 et plus pour les bobinages). Il y correspond des dérives absolues de 160 kHz. 10^{-5} = 1,6 cycle sur chacune de ces fréquences, soit une dérive *absolue* de 1,6 + 1,6 = 3,2 cycle sur f1 — f2.

Si f1 — f2 fait 10 kHz, la dérive relative sera :

$$\frac{3{,}2}{10\,000} = 3\ 10^{-4}$$

ce qui est excellent, en particulier vis-à-vis de l'oscillateur à RC dont la stabilité avoisine 10^{-2}.

Si f1 — f2 fait 1 000 Hz, la dérive relative tombe à 3 10^{-3}, ce qui est encore très satisfaisant.

Si f1 — f2 fait 100 Hz, on tombe à 3 10^{-2}, valeur assez médiocre.

Si f1 — f2 descend en-dessous de 20 Hz, le résultat devient tout-à-fait inacceptable, d'autant plus que vient se greffer un nouveau phénomène : celui de l'entraînement réciproque des deux oscillateurs f1 et f2.

Deux oscillateurs dont les fréquences deviennent très proches : c'est-à-dire différent de quelques hertz tendent à se synchroniser sur une fréquence unique. C'est la vieille histoire des deux réveil-matin posés sur la même planchette et dont le tic-tac se synchronise à l'unisson au bout de quelques minutes, la planchette en transmettant les vibrations servant de couplage entre ces deux oscillateurs mécaniques...

Dans le cas qui nous occupe, en-dessous de 10 Hz, le battement s'évanouit brusquement après être passé par une phase transitoire très courte marquée par de fortes distorsions : les deux oscillateurs f1 et f2 viennent de se synchroniser.

La lutte contre cette tendance à la synchronisation est immédiate :

— blinder efficacement l'un des oscillateurs vis-à-vis de l'autre : en réservant par exemple un compartiment isolé du restant de l'appareil à l'oscillateur variable f2 ;

— réduire au minimum les capacités additives, C1 et surtout C2, d'injection des oscillateurs à l'entrée du mélangeur T3 qui peuvent procurer un chemin au transfert d'énergie d'un oscillateur à l'autre.

C'est une raison de plus qui milite en faveur d'une réduction de C2 au minimum : dans le montage décrit, C2 se réduit à *une seule* torsade de fil de câblage isolé soit 0,1 pF environ.

Ces deux précautions ne nous dispensent pas de rechercher la plus grande stabilité « naturelle » possible pour chacun des oscillateurs. Il est heureusement facile d'obtenir d'excellents résultats sur ces fréquences sans précautions particulières (bobinages en fil divisé inutile : on peut se contenter de fil plein, le « nid d'abeille » n'est pas non plus indispensable : possibilité de faire du bobinage « en vrac »... Pour notre part, nous avons utilisé des bobines d'accord GO de récupération : trois bobines identiques, une pour chaque oscillateur, la troisième pour le filtre).

Le transistor bipolaire classique permet la confection d'oscillateurs de qualité nettement supérieure à celle qu'il était loisible d'atteindre à l'époque des tubes. On est en particulier débarrassé des problèmes de montée en température de ces derniers, les 80 mW dissipés dans ce montage étant par ailleurs dérisoires vis-à-vis de la quinzaine de watts exigés par les tubes.

Le montage choisi est l'oscillateur Clapp, bien connu des amateurs d'ondes courtes.

Sur le plan de la stabilité, c'est sans conteste possible le meilleur oscillateur connu, certains le comparant même au quartz, ce qui est sans doute exagéré...

Il souffre toutefois d'un grave défaut qui l'élimine de la plupart des montages : l'amplitude qu'il délivre varie fortement le long de la gamme qu'il balaie (maximum côté fréquences basses pour s'amenuiser progressivement côté fréquences élevées). C'est la raison pour laquelle on ne le rencontre que sur des circuits où la bande à couvrir est relativement étroite : exemple type, le VFO qui couvre 0,3 MHz de 3,5 à 3,8 MHz soit une étendue de 9 %.

Dans le cas qui nous occupe, ce défaut est sans conséquence :

— la gamme à couvrir est étroite : 20 kHz/160 kHz = 12 % ;

— ce défaut est compensé par celui du filtre passe-bas qui est en sens inverse (voir plus haut).

Bien entendu, pour que cette compensation ait lieu, il faut que l'oscillateur f2 balaye la gamme 160-140 kHz et non la gamme 160-180 kHz : utilisation « du battement inférieur ».

Le montage Clapp utilisé est représenté figure 3.

Son principe consiste à insérer la résistance négative « simulée » par le transistor entre émetteur et masse en série avec les éléments L1 et C11 du circuit oscillant.

Les impédances de l'élément actif (susceptibles de varier avec la température, la tension d'alimentation...) sont noyées par deux grosses capacités de 10 nF qui les court-circuitent. Ceci explique la remarquable stabilité du montage.

Peu de commentaires sont à faire sur la réalisation pratique de ce montage qui est « sans problèmes » : signalons l'intérêt à faire les deux capacités C13 et C12, généralement choisies égales, les plus fortes possibles compatibles avec le maintien de l'oscillation, pour d'une part, le maximum de stabilité, d'autre part, la délivrance d'une onde parfaitement sinusoïdale.

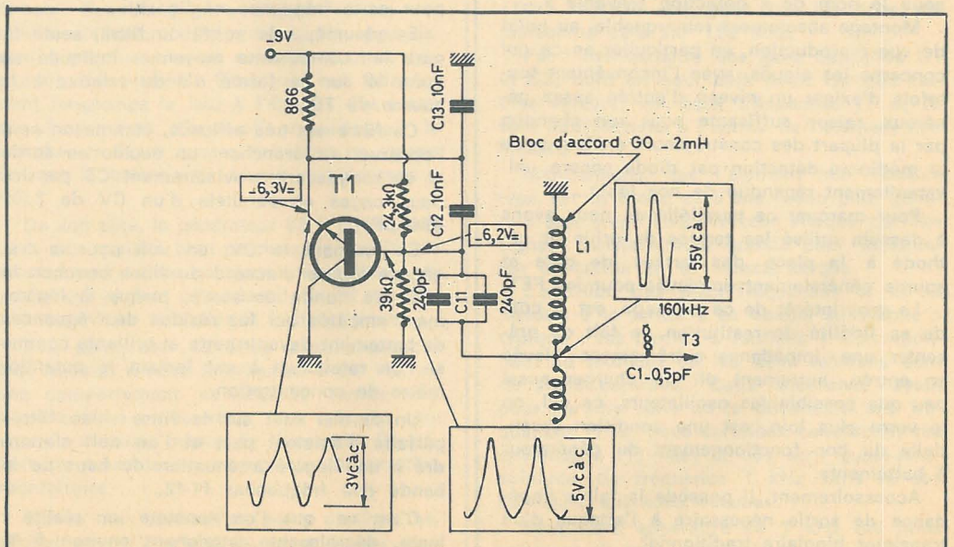
On peut noter au passage la forte surtension produite par le bobinage : 55 V crête-à-crête pour 5 V d'excursion seulement aux bornes de T1.

On pourrait être tenté de prélever les tensions à injecter dans le mélangeur sur les points à basse impédance qui constituent la base ou l'émetteur du transistor T1.

Satisfaisante sur le plan stabilité, cette solution est toutefois à rejeter car la forme d'onde en ces points est loin d'être sinusoïdale. Or pour obtenir un battement sinusoïdal, il est impérativement nécessaire que les composantes de battement le soient.

D'où prélèvement sur le point chaud du bobinage où l'on bénéficie au maximum de « l'effet de volant » propre au circuit accordé.

Bien entendu, si l'on tient à conserver au Clapp toute sa stabilité, il importe de le charger le moins possible : on retrouve une fois de plus la nécessité du maintien de C1 et C2 au minimum (on les a constitués par des torsades de fil de câblage isolé, la



T1 = 8342-1 TI ou BC108

tensions continues : mesurées/la masse

FIG.3 . OSCILLATEUR CLAPP

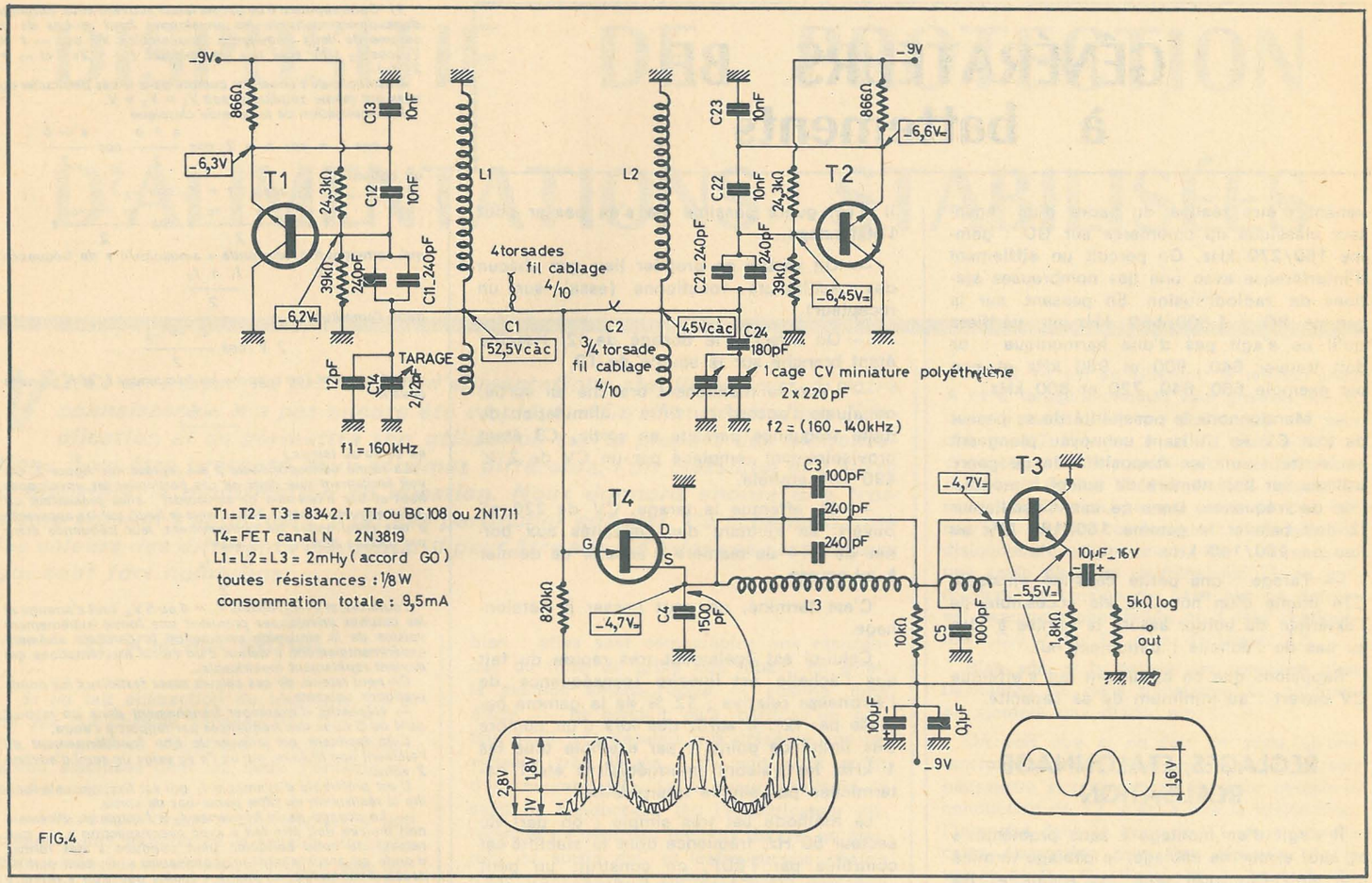


FIG.4

plus faible valeur céramique du commerce : 1 pF étant encore bien trop forte). Dans le même ordre d'idées, on aperçoit l'impérative nécessité d'une haute impédance d'entrée de l'étage mélangeur T3 : apparaît également la raison pour laquelle un tel montage est irréalisable avec le transistor bipolaire classique.

Correctement réalisé, il est possible d'escompter de ce type d'oscillateur une dérive de l'ordre de 10^{-4}.

Il est possible d'améliorer d'un facteur de 10 ces performances en tenant compte de la remarque suivante : si les deux oscillateurs, pour une raison quelconque (variation de la température ou de la tension d'alimentation...), dérivent du *même* nombre de cycles la différence de leurs fréquences n'en sera pas affectée. Autrement dit, il est souhaitable de construire les deux oscillateurs f1 et f2 aussi identiques que possible.

En résumé, la bonne marche d'un générateur BF à battements repose sur l'observation des quatre points essentiels suivants :

— délivrance d'une onde parfaitement sinusoïdale par les oscillateurs auxiliaires f1 et f2 (bon coefficient de surtension des bobinages) ;

— faible dérive des oscillateurs (choix d'un montage à haute stabilité, charge aussi réduite que possible, bonne rigidité mécanique) ;

— construction aussi semblable que possible des deux oscillateurs ;

— minimisation de leur tendance à l'entraînement réciproque (blindage et réduction au minimum de leur couplage).

Insistons une dernière fois sur ce point de bon sens que constitue la rigidité mécanique : il ne sert à rien d'avoir choisi des oscillateurs possédant une haute stabilité électrique si le boîtier se tortille « comme un faux col en celluloïd », si les noyaux des selfs branlent sur le support ou si les spires de celles-ci ont tendance à glisser... d'autant que les remèdes sont si simples : construire petit (un petit boîtier est aisément rigide même construit avec de la tôle relativement mince pourvu que celle-ci soit soudée), emploi de cire pour les selfs (les fréquences en jeu sont suffisamment basses pour qu'il n'y ait pas de problèmes)...

SCHEMA COMPLET

Celui-ci a été représenté figure 4.

Quelques commentaires :

— Le transistor T4 monté en « émetteur follower » : base directement reliée à la sortie du filtre procure une sortie à basse impédance convenant pour des charges de l'ordre du millier d'ohms, ce qui est bien suffisant dans la plupart des cas.

Il est possible de renouveler l'opération : Darlington ou même super-Darlington en vue d'attaquer des charges très basses genre HP. Gare aux piles toutefois : dans ce cas il est préférable de choisir l'alimentation secteur.

— Si l'on choisit l'alimentation secteur, il est loisible d'augmenter la tension d'alimentation : le montage fonctionne de 6 à 24 V.

— Le CV est constitué par une case d'un élément de 2 × 220 pF à diélectrique solide d'un type miniature courant sur les portables (2).

— La réalisation est grandement facilitée par l'utilisation de trois selfs identiques et sans prises (en fait il y en a mais on ne les utilise pas) à la fois pour les deux oscillateurs et pour le filtre.

Il s'agit de bobines d'accord GO prélevées sur un petit bloc équipé d'un contacteur à deux glissières (le contacteur constitue une récupération intéressante) où l'on s'est aussi procuré le CV.

Il est également possible — et sans doute avec des résultats incomparablement meilleurs au point de vue surtension — de réaliser soi-même les bobinages en enroulant du 20/100 en vrac dans des pots de ferrite (∅ 12, h = 10).

Le contrôle de l'opération est facile en approchant l'oscillateur équipé du bobinage

GÉNÉRATEURS BF à battements

venant d'être réalisé du cadre d'un récepteur classique du commerce sur GO : gamme 150/270 kHz. On perçoit un sifflement d'interférence avec une des nombreuses stations de radiodiffusion. En passant sur la gamme PO : 1 600/550 kHz on vérifiera qu'il ne s'agit pas d'une harmonique : on doit trouver 640, 800 et 960 kHz et non par exemple 560, 640, 720 et 800 kHz.

— Mentionnons la possibilité de se passer de tout CV en utilisant un noyau plongeant en ferrite : voir les dispositifs de ce genre utilisés sur bon nombre de tuners à modulation de fréquence. Dans ce cas, l'oscillateur f2 doit balayer la gamme 160/180 kHz au lieu de 160/140 kHz.

— Tarage : une petite capacité ajustable C14 munie d'un noyau à vis accessible de l'extérieur du boîtier assure la remise à zéro au bas de l'échelle : battement nul.

Rappelons que ce battement nul s'effectue CV ouvert : au minimum de sa capacité.

REGLAGES, ETALONNAGE REALISATION

Il s'agit d'un montage « sans problèmes » et, sauf erreur de câblage, le câblage terminé tout doit être prêt pour les essais et les réglages.

Pour ces derniers, quelques minutes suffisent. Il est toutefois nécessaire de disposer d'un oscillo : s'il est encore possible de mettre au point le générateur sans cet appareil, il n'est guère possible de s'en passer pour l'étalonnage...

— On vérifie en premier lieu que chacun des oscillateurs fonctionne (essai sur un récepteur).

— On effectue le dosage de f2, l'oscillo étant branché sur la source de T3.

— L'oscillo maintenant branché en sortie, on ajuste l'accord du filtre : élimination de toute fréquence parasite en sortie, C3 étant provisoirement remplacé par un CV de 2 × 490 en parallèle.

— On effectue le tarage, CV de 220 pF ouvert, en ajoutant des capacités aux bornes de C14 de manière à amener ce dernier à mi-course.

C'est terminé, on peut passer à l'étalonnage.

Celui-ci est également très rapide du fait que l'échelle est linéaire (conséquence de l'étroitesse relative : 12 % de la gamme balayée par f2). Il suffit dès lors d'un nombre très limité de points : par exemple tous les 1 kHz, les valeurs intermédiaires étant déterminées par simple interpolation.

La méthode est très simple : on part du secteur 50 Hz, fréquence dont la stabilité est contrôlée par l'EDF, on construit un petit montage annexe calé sur 1 000 Hz, la comparaison entre fréquences se faisant par les classiques figures de Lissajous : oscillographe préalablement posé en « ampli H ».

L. GILLES

1) Contrairement à ce qui est laissé souvent sous-entendu dans divers manuels, les enveloppes haut et bas de la somme de deux fréquences sinusoïdales $V_1 \cos \omega_1 t$ et $V_2 \cos \omega_2 t$ ne sont pas sinusoïdales. ($\omega_1 = 2\pi f1$ et $\omega_2 = 2\pi f_2$).

Il est facile de s'en rendre compte dans le cas particulier ou elles ont même amplitude, soit $V_1 = V_2 = V$.

Par application de la formule classique :

$$\cos a + \cos b = 2 . \cos \frac{a+b}{2} . \cos \frac{a-b}{2}$$

on obtient :

$$V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t = 2 V . \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t . \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t$$

qui correspond à une onde « sinusoïdale » de fréquence

$$\frac{f_1 + f_2}{2}$$

dont l'amplitude

$$2 V . \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$$

varie lentement (on suppose les fréquences f_1 et f_2 grandes devant

$$\frac{f_1 - f_2}{2})$$

au cours du temps.)

La forme correspondante a été représentée figure 2. On voit facilement que dans ce cas particulier les enveloppes haut et bas n'ont rien de sinusoïdal : elles présentent un point anguleux vers le bas ou vers le haut, qui les apparente à des demi-ondes de redressement, leur fréquence étant par ailleurs non $f_1 - f_2$ mais

$$\frac{f_1 - f_2}{2} ...!$$

Toutefois, si V_1 V_2, disons $V_1 = 4$ ou $5 V_2$, tout s'arrange et les courbes enveloppes prennent une forme extrêmement voisine de la sinusoïde comme on le constate aisément expérimentalement, à défaut d'un calcul mathématique qui devient rapidement inextricable...

On peut retenir, de ces calculs assez fastidieux les points pratiques suivants :

— Nécessité d'avantager franchement dans un rapport de 4 ou 5 l'une des fréquences par rapport à l'autre.

Cela facilitant par ailleurs le bon fonctionnement de l'élément non linéaire, qui on l'a vu exige un seuil d'environ 2 volts.

Il est préférable d'avantager f_1 qui est fixe, car cela facilite la réalisation du filtre passe-bas de sortie.

— Le dosage de la fréquence f_2 à l'entrée de l'élément non linéaire doit être fait « avec circonspection ». Le non respect de cette condition peut conduire à des formes d'onde en sortie « pire qu'abominables ». En tout état de cause, il vaut mieux en mettre « moins que trop » quitte à perdre un peu en amplitude de sortie.

Soulignons en passant que ce dosage n'a rien de critique.

2) En fait une capacité variable de 100 pF suffit : c'est la raison pour laquelle on a disposé la valeur de 180 pF C24 en série.

En portant C24 à 120 pF il est possible de se servir d'un CV de 470 pF, au prix d'un léger resserrement de l'échelle en début de gamme.

(Suite de la page 29)

et pnmh qui relient les résistances R6, R7, R8, R9, R6', R7', R8' et R9' aux commutateurs S3 et S3'. On établit les liaisons entre les paillettes des galettes des commutateurs S3 et S3'. On exécute les connexions LKJ, EDC, lkj et edc entre la plaquette à résistances et les commutateurs S2 et S2'.

On branche les deux galvanomètres à la plaquette à résistances (connexions A, B et a, b). On relie entre elles les résistances de 8 ohms 150 watts et on pose les fils Q, R, T, S et p, r, t, s qui doivent être protégés par une gaine de souplisso. Il reste pour terminer le câblage à réunir les haut-parleurs aux commutateurs S1a et S1b.

MISE EN SERVICE ET ETALONNAGE

On commence par contrôler avec un ohmmètre si les bornes de branchement sont isolées de la masse et on teste la valeur de la résistance entre les bornes de branchement qui doit être de 4, 8 ou 16 ohms.

Il faut ensuite étalonner le calibre 5, 50 et 150 watts. Normalement cela nécessite un wattmètre étalon. Ce wattmètre sera piloté par un amplificateur de sorte que l'on obtienne une déviation totale pour le calibre 5 watts.

On commute ensuite le SWR3000 en position « externe » vers le wattmètre étalonné et avec la même résistance de charge on mène l'instrument à sa déviation totale à l'aide de R1. On procédera de la même façon pour les deux autres calibres.

Si on ne peut pas disposer d'un wattmètre étalon on peut aussi effectuer l'étalonnage à l'aide d'un millivoltmètre précis pour les fréquences audibles. Ce millivoltmètre sera branché en parallèle sur le wattmètre en prenant garde à la mise à la masse. Une puissance réglable en continu est alors présentée au wattmètre, la résistance de charge étant celle de 4 ohms. Lorsque le millivoltmètre indique 4,45 V eff. la puissance est de 5 watts.

Le réglage du wattmètre peut aussi être entrepris à l'aide d'une tension alternative faible et d'une résistance de charge bien définie.

A. BARAT.

RIM electronic « MUNICH »

STEREO-WATTMETRE « SWM 3000 »

— Puissance d'entrée : 0-5 watts, 0-50 watts, 0-150 watts.
— Fréquence : 5 Hz à 70 kHz ± 1 db.
— Impédances d'entrées : 4, 8 et 16 ohms.
— Mesure d'impédance externe : 4, 8 et 16 ohms.
— Contrôle par 2 haut-parleurs de 1 watt.

Cet appareil permet d'obtenir le contrôle directe de la puissance d'un amplificateur « STEREO » ou « MONO » sur n'importe quelle fréquence.

Dimensions : 305 × 130 × 225 mm.
Poids : 3 kg.

— COMPLET, en « KIT » ..... 850 F
• EN ORDRE DE MARCHE ..... 895 F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF :
Comptoirs CHAMPIONNET
14, rue CHAMPIONNET 75018 PARIS
Tél. : 076-52-08
C.C.P. 12.358-30 PARIS

★ CATALOGUES
Pièces détachées c/ 5 F pour frais.
Productions « RIM » c/ 1 F.

DISPOSITIF DE PROTECTION D'ALIMENTATIONS STABILISÉES

VOICI un moyen de protection d'alimentations stabilisées qui, à notre connaissance, n'a pas encore été employé. Afin d'en généraliser l'application et de permettre son utilisation sur la plupart des alimentations il va être présenté deux schémas différents, l'un classique et l'autre comportant la modification en question. Nous donnons encore une troisième version s'appliquant à un cas particulier concret. Ce schéma donne les valeurs des différents éléments. Il peut être adapté à des cas particuliers qui sont fort nombreux.

LE SCHEMA INITIAL

Si on fait abstraction du transistor T2 et de ses composants annexes R5, D1, D2 et Rv, ce schéma s'applique à toute alimentation stabilisée dont les deux éléments essentiels sont :

— un amplificateur « différentiel » qui compare une fraction de la tension de sortie déterminée par le diviseur R1-R2 à une tension de référence généralement obtenue à partir d'une diode zéner.

Nous avons représenté cet élément par une « boîte » car il peut comprendre un seul transistor — tension de référence sur l'émetteur et diviseur R1-R2 sur la base — ou deux transistors, ou davantage puisqu'on utilise parfois un circuit intégré.

— Un « ballast » qui commande la tension de sortie en « obéissant » à l'amplificateur différentiel, et qui peut comprendre un seul transistor — comme sur le schéma — ou un « Darlington » de deux ou 3 transistors, ce qui revient à un transistor unique de gain en courant égal du produit des gains des transistors utilisés.

Le transistor T2 n'existe pas sur toutes les alimentations. C'est un dispositif classique de protection de l'alimentation, car il transforme le montage en une bascule : dès que l'intensité du courant de sortie dépasse une certaine valeur déterminée par le réglage de l'ajustable Rv, la chute de tension sur Rv est telle que le transistor T2 se met à conduire et vient donc en court-circuit sur la base et l'émetteur du transistor « ballast » : celui-ci est donc bloqué, et l'alimentation « disjoncte », la tension de sortie devenant pratiquement nulle (ce qui, soit dit en passant, est très supérieur à une simple protection par limitation qui serait obtenue en plaçant une résistance entre la sortie de l'amplificateur différentiel et la base du ballast).

Précisons tout de suite le rôle des résistances R4 et R5 qu'on ne saisit pas toujours bien : elles sont comparables aux résistances de fuite de grille des tubes. En effet, la jonction émetteur-base — comme toute diode — ne conduit qu'à partir d'un certain seuil ; au-dessous elle présente une résistance très élevée : on voit qu'il suffit d'un courant très faible pour atteindre le seuil de conduction. Or, l'amplificateur différentiel ne peut pas toujours donner un courant de sortie nul, et lorsqu'aucune charge n'est branchée à la sortie (courant demandé au ballast = nul), le faible courant délivré en permanence par l'ampli différentiel suffit à rendre le ballast tout de même conducteur, et la tension de sortie est alors plus élevée qu'en charge.

La solution serait de brancher à la sortie une résistance consommant en permanence un certain courant — ce rôle peut être rempli par R1 et R2 si elles sont de relativement faible valeur — mais il s'avère préférable de brancher entre base et émetteur une résistance de fuite telle que le courant de l'amplificateur différentiel y produise une chute de tension inférieure au seuil de conduction du transistor. Le résultat est qu'il faut une intensité-seuil pour débloquer le transistor, qui, de ce fait, est plus facile à bloquer.

La valeur adoptée est peu critique et varie de 1 kΩ à 100 kΩ couramment.

Les diodes D1 et D2 — au silicium — ont un rôle fondamental. Chaque diode ayant un seuil de 0,6 V dans le sens direct, il faut que la tension entre A et C (fig. 1) atteigne 1,2 V environ pour que T2 devienne conducteur. Nous négligeons sa tension de base (0,1 V) car nous avons choisi un élément au germanium, de telle sorte que lorsqu'il est saturé, sa tension émetteur-collecteur soit suffisamment faible pour bloquer efficacement le ballast T1. Ce dernier est par contre un élément au silicium ; s'il était au germanium une seule diode — à la place de D1 et D2 — suffirait, et voici pourquoi :

— Si T1 est au silicium, la tension entre A et B lorsqu'il conduit vaut environ 0,6 V, donc il suffit d'environ 0,6 V sur Rv pour obtenir 1,2 V entre A et C, c'est-à-dire la disjonction. S'il n'y avait qu'une seule diode, il suffirait de 0,6 V entre A et C pour obtenir la disjonction, ce qui serait le cas dès que T1 serait conducteur : l'alimentation disjoncterait constamment. Par contre, avec une seule diode et un transistor T1 au germanium, la tension de base sur ce dernier est beaucoup plus faible et il faut pratiquement 0,6 V sur RV pour débloquer T2.

Bien sûr, si le ballast est constitué d'un Darlington de deux transistors au silicium, on ajoutera une diode, etc.

On voit que si on fait en sorte qu'une tension déterminée (par exemple 0,6 V) soit nécessaire aux bornes de Rv pour obtenir la conduction de T2, c'est-à-dire la disjonction, l'intensité dans la base de T1 pour laquelle cette disjonction aura lieu dépendra de la valeur de Rv. Or, l'intensité de base de T1 est liée à celle du collecteur par le gain en courant B ; il est donc clair que Rv sert à régler le seuil de disjonction de l'alimentation.

Une fois que le montage a disjoncté, il faut pouvoir le réarmer. Pour cela, on bloque momentanément T2 en court-circuitant émetteur et base avec le poussoir.

— Mais T1 reste bloqué ; l'amplificateur différentiel dans le cas général où la référence n'est pas prise sur la tension de sortie envoie un courant dans la base de T1 puisqu'il y a de la tension sur une entrée, et pas sur l'autre (tension de sortie nulle), le ballast se met donc à conduire jusqu'au moment où la tension de sortie est telle que les tensions sur les entrées de l'amplificateur différentiel soient pratiquement égales, c'est-à-dire que l'alimentation se remet à fonctionner normalement.

Dans le cas particulier qui nous occupe, la tension de référence est prise à partir de la tension de sortie (fig. 3), ce qui constitue une protection supplémentaire en cas de court-circuit à la sortie, car à ce moment la tension de référence s'annule aussi ; et l'amplificateur différentiel n'envoie plus de courant à T1, ce qui bloque et évite sa destruction. Mais pour réarmer, il faut rendre conducteur soit le ballast soit l'amplificateur différentiel (contrairement au cas précédent, il n'y a plus de tension de référence).

La solution classique est de placer entre émetteur et collecteur du ballast une résistance qui amène du courant à la sortie, donc

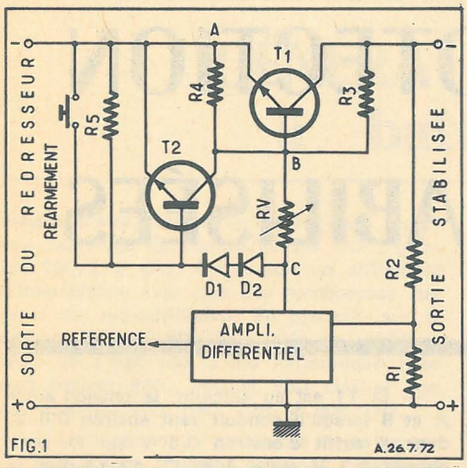


FIG.1 A.26.7.72

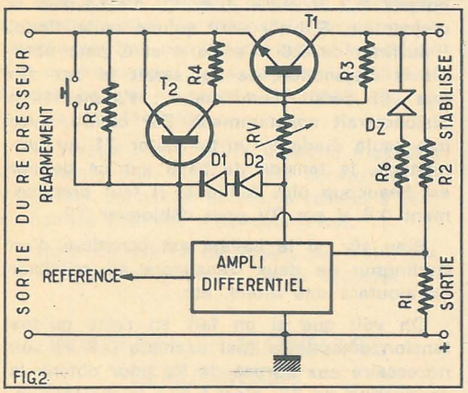


FIG.2

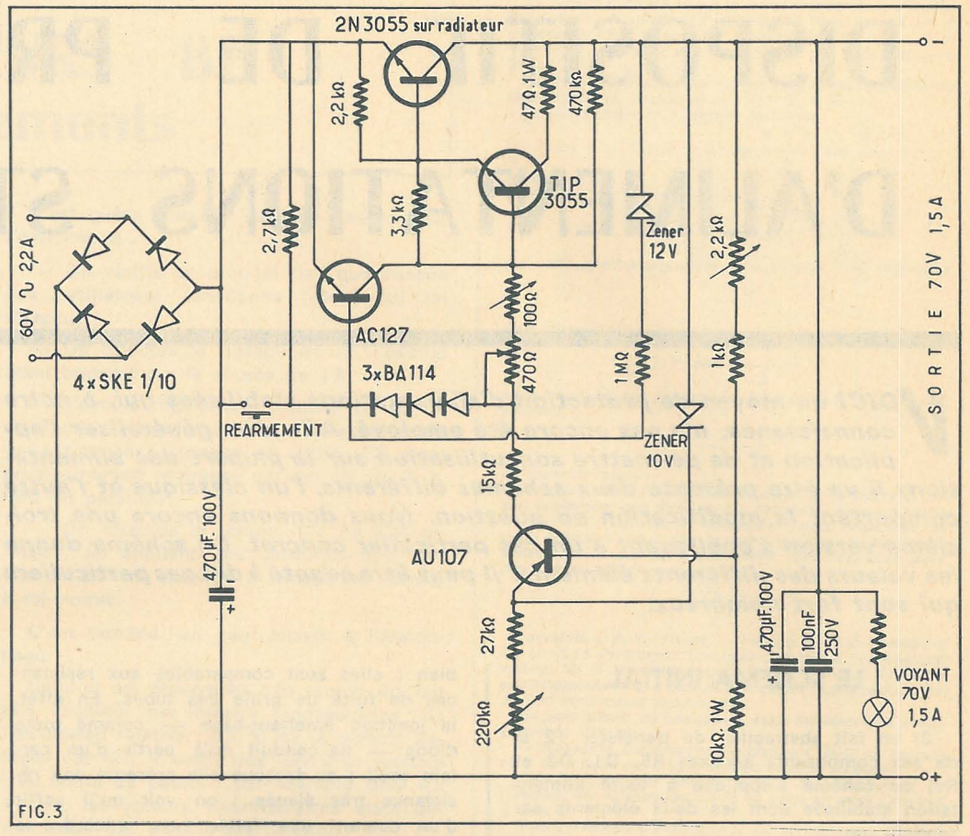


FIG.3

à une entrée de l'amplificateur différentiel, ce qui suffit à le rendre conducteur et le montage réarme. Mais ce dispositif offre à notre sens quelques inconvénients :

— la résistance entre émetteur et base de T1 étant de valeur relativement faible, et supportant en cas de disjonction toute la tension à l'entrée de l'alimentation, doit être de forte puissance surtout sur les grosses alimentations ;

— il faut que l'alimentation débite constamment un certain courant pour éviter qu'à vide la tension de sortie soit trop élevée, du fait du courant amené par cette résistance, indépendamment du ballast, on place alors en parallèle une résistance qui consomme en permanence un courant minimal, ce qui gaspille inutilement de l'énergie en chaleur ;

— le plus gros défaut est sensible sur une alimentation d'amplificateur : lors de la disjonction (si on a dépassé une puissance donnée par exemple) la tension à la sortie n'est pas tout à fait nulle, et au lieu d'un silence complet, il en résulte dans les baffles un son déformé très désagréable à entendre !

C'est pourquoi nous avons adopté la solution suivante que nous semble moins connue :

— Nous avons placé une résistance R3 entre base et collecteur du ballast (fig. 1). Sa valeur est suffisamment élevée pour que son rôle puisse être négligé quand le montage n'a pas disjoncté — la tension à ses bornes est faible — mais il faudra peut-être prévoir une résistance en parallèle sur la sortie — de valeur plus élevée que précédemment, donc consommant moins d'énergie — car comme tout à l'heure, cette résistance R3 rend T1 constamment légèrement conducteur. Lorsque l'alimentation a disjoncté, la tension à ses bornes est beaucoup plus élevée — pratiquement la tension à l'entrée — et le courant dans la base de T1 qui en résulte suffisant au réarmement.

Remarquons que lorsque la disjonction est due à T2, celui-ci court-circuite base et émetteur de T1, le courant amené par R3 n'a aucune action sur T1 et la tension de sortie est absolument nulle, ce qui n'était pas le cas lorsque le réarmement était obtenu par une résistance entre émetteur et collecteur du ballast.

Signalons enfin que c'est normalement T2 qui produit la disjonction en cas de surintensité ; la protection due au fait que la tension de référence est prise sur la tension de sortie ne devant jouer qu'en « dernier recours ».

Dans le cas où la tension de référence n'est pas prise à partir de la tension de sortie (cas général) il vaut mieux ne pas réarmer en bloquant T2 (fig. 1 et 2) mais un transistor de l'amplificateur différentiel, car si le court-circuit à la sortie persistait, on détruirait T1 puisqu'on supprime la disjonction.

Par contre, en bloquant l'amplificateur différentiel tout le montage reste bloqué même si le court-circuit à la sortie persiste.

Dans le cas où la tension de référence est prise sur la sortie, le réarmement peut se faire en bloquant T2, puisqu'il reste une protection.

SCHEMA MODIFIE

Nous avons jugé utile de nous attarder sur le fonctionnement du schéma initial, car notre intervention ne sera bien comprise que si l'on connaît les particularités de ce genre de montage. De plus, il est important de faire remarquer que l'apparente simplicité de la plupart des alimentations stabilisées cache de nombreux problèmes insoupçonnés ! (que nous ne pouvons d'ailleurs pas tous évoquer, en particulier le problème des accrochages).

Nous avons donc quelque chose à reprocher au montage que nous venons de décrire, mais nous tenons à faire la réserve suivante : dans le cas particulier qui nous occupait, autrement dit, ce n'est peut-être pas toujours le cas. Quoiqu'il en soit, nous pensons que certains lecteurs ont déjà rencontré ce problème et la solution apportée les intéressera peut-être.

Nous avions comparé le montage muni du transistor T2 à une bascule, mais son défaut est qu'elle ne présente pas précisément deux états possibles bien tranchés. En effet, lorsque le seuil disjonction est dépassé, T2 commence à conduire, et il passe un courant entre émetteur et collecteur, au détriment du courant de base de T1. Mais celui-ci reste tout de même conducteur, et au lieu de tomber immédiatement à zéro, la tension de sortie baisse progressivement.

Prenons un exemple numérique : la tension à l'entrée à vide vaut environ 90 V, en charge 80 V. A la sortie la tension est 70 V. Réglons la disjonction à 1,5 A. Jusqu'à 1,5 A la tension de sortie reste à 70 V à

quelques centaines de mV près. Puis, lorsqu'on dépasse 1,5 A, au lieu de tomber brusquement à zéro la tension à la sortie descend progressivement jusqu'à 40 V ; il passe alors environ 2 A. Alors seulement le montage bascule et la tension de sortie tombe à zéro ; le courant s'annule également. Examinons la dissipation de puissance sur le ballast.

Au seuil de disjonction (1,5 A) :

— tension à l'entrée 80 V env. ;

— tension à la sortie 70 V env. ;

d'où $P = (80 - 70) \times 1,5 \simeq 15$ W environ ce qui est très raisonnable.

Lorsque l'intensité atteint 2 A :

— tension à l'entrée 80 V env. (un peu moins) ;

— tension à la sortie 40 V ;

d'où $P = (80 - 40) \times 2 = 80$ W !

On imagine ce que risque le ballast, surtout si cette situation se prolonge (emballement thermique).

On peut évidemment prévoir un transistor ballast « dimensionné » en conséquence avec radiateur adéquat, mais quelle dépense inutile ! De plus, l'amplificateur alimenté est moins bien protégé si l'alimentation ne disjoncte pas immédiatement dès que le seuil est dépassé. En somme le montage se comporte d'abord comme un limitateur avant de se comporter comme un disjoncteur.

Le remède à cet état de choses est évidemment d'éviter que la **tension entre émetteur et collecteur du ballast dépasse une certaine valeur.** Il s'agit donc d'amener un courant de base supplémentaire à T2 dès que cette tension sera dépassée, ce qui aura pour effet de la saturer complètement et de bloquer le ballast.

C'est le rôle de la diode zéner D2 en série avec la résistance R6 (fig. 8), placée entre la base de T2 et la sortie.

Si on néglige les tensions de base de T2 (env. 0,1 V) on voit que tant que la zéner est bloquée — chute de tension nulle sur R6 — la tension à ses bornes est pratiquement celle entre émetteur et collecteur du ballast. Dès que la tension aux bornes de ce dernier augmente — ce qui signifie que le seuil de disjonction défini par Rv est dépassé : la tension à la sortie commence à diminuer — la tension aux bornes de la zéner augmente jusqu'à ce qu'elle devienne conductrice. A ce moment elle amène à travers R6 un courant qui sature davantage T2 : l'effet de bascule est immédiat, car si T2 conduit davantage, T1 conduit moins, la tension de sortie diminue d'autant plus vite, le courant à travers D2 et R6 augmente encore, ce qui rend T2 encore plus conducteur, etc.

Lorsqu'on appuie sur le poussoir pour réarmer, le courant ne passe pas dans la base de T2 (court-circuitée) donc le montage peut réarmer sans problème.

Le rôle de R6 est bien sûr de limiter le courant dans D2 et dans la base de T2, ce qui évite la destruction de ces éléments. Une valeur élevée convient.

En résumé, en toutes circonstances, la tension aux bornes du ballast ne peut dépasser la tension des bornes de la zéner : il y a bloquage immédiat. Le ballast est donc protégé contre les « états intermédiaires » dangereux. On retrouve d'ailleurs ce problème dans la commande de relais par tout ou rien : lorsqu'on est sûr qu'il n'y a pas d'intermédiaire possible — utilisant par exemple un trigger de Schmitt — on peut utiliser un transistor de commande de très faible puissance pour le relais.

La valeur de la zéner doit être choisie égale à la valeur de la tension la plus élevée qu'on doit trouver en fonctionnement normal aux bornes du ballast compte tenu des fluctuations de la tension à l'entrée. C'est-à-dire que cette tension sera d'autant plus élevée que la tension délivrée par le montage sera plus grande et que les variations du secteur EDF risquent d'être plus grandes.

On obtient un autre résultat heureux : lorsque la tension à l'entrée devient prohibitive (surtension du réseau par ex.), le montage se bloque pour un rien, là encore on évite une destruction du ballast consécutive à une puissance dissipée trop grande à ses bornes. Seulement, les transistors employés doivent avoir des tensions de collecteur maximales suffisantes pour tenir le choc !

Une dernière remarque : lorsque la tension à l'entrée est nettement plus faible que le maximum prévu mais insuffisante tout de même pour que la stabilisation se fasse encore, la zéner ne conduira que lorsque la tension à la sortie sera nettement plus faible que la tension nominale, cela est sans importance puisque la différence entre la tension à l'entrée et à la sortie, c'est-à-dire aux bornes du ballast, reste toujours limitée à la tension de la zéner.

APPLICATION PRATIQUE

Nous pensons qu'il est intéressant de donner un exemple d'application pratique, d'une part, pour donner une idée des valeurs des éléments employés, d'autre part, pour montrer que les raisonnements précédents ne sont pas seulement théoriques, mais ont été inspirés par la pratique !

Cette alimentation (fig. 3) est prévue pour une section puissance délivrant 50 W dans une charge de 5 Ω. Elle pouvait être d'ailleurs utilisée pour deux sections puissance, mais il nous semble alors préférable de placer deux 2N3055 en parallèle avec des résistances de 0,5 Ω dans les circuits d'émetteur.

Le ballast étant constitué de deux transistors silicium montés en Darlington, il a fallu utiliser trois diodes pour obtenir le seuil de disjonction.

L'amplificateur différentiel est constitué par le seul transistor AU107 :

— sur la base, une fraction de la tension de sortie (réglage de cette tension : ajustable de 2,2 kΩ) ;

— sur l'émetteur, la tension de référence obtenue par la zéner de 10 V, alimentée à partir de la tension de sortie : d'où la protection dont nous avons parlé précédemment. Le seuil de disjonction est réglé par l'ajustable de 220 kΩ.

A vrai dire, au départ cette alimentation a été conçue avec seulement ce dispositif de disjonction (sans l'AC127 ni les diodes BA114 et la zéner 12 V), mais il y avait le défaut suivant : lorsque l'alimentation était « chaude » — au bout d'un certain temps de fonctionnement à puissance élevée — la disjonction n'intervenait que pour une intensité beaucoup plus élevée qu'à froid, tandis que le dispositif utilisant l'AC127 ne présente ce défaut qu'à un degré moindre (il nous faut admettre que le gain des transistors est très variable avec la température).

L'ajustable de 100 Ω permet de définir l'intensité maximale délivrée par le montage.

Le potentiomètre de 470 Ω permet de régler ensuite à volonté le seuil de disjonction. Il est monté sur la face avant de l'amplificateur et permet de limiter la puissance délivrée par l'amplificateur dans le cas d'une utilisation avec des enceintes acoustiques de puissance plus faible que 50 W. Cela permet de ménager les haut-parleurs (gare aux ronflements d'induction quand une masse se trouve débranchée sur une entrée par exemple !).

Le voyant est monté en série avec une résistance pour obtenir une tension totale de 70 V. Il indique le fonctionnement de l'alimentation en même temps signalise la disjonction par le fait qu'il s'éteint.

Rôle de la résistance de 15 Ω : limiter le courant dans l'AU107 quand l'AC127 est saturé.

Nous terminerons par quelques remarques sur les semiconducteurs employés.

— La tension maximale aux bornes du ballast a été choisie de 12 V compte tenu des fluctuations possibles de la tension à l'entrée. Une tension de zéner plus faible conviendrait pour une alimentation donnant une tension moins élevée. N'importe quel modèle de zéner convient, étant donné que la dissipation est très faible.

— La zéner de 10 V peut être de n'importe quel modèle pour la même raison.

— Les diodes BA114 peuvent être remplacées par n'importe quelles diodes au silicium.

— Les diodes de redressement SKE1120 sont des 1 A 1 000 V — toutes diodes de 1 A 200 V au moins conviennent.

Les transistors 2N3055, TIP3055 et AU107 peuvent être remplacés par des équivalents supportant une tension de 100 V (cas le plus défavorable lorsque l'alimentation a disjoncté).

Le TIP3055 est pratiquement équivalent au 2N3055 (un peu moins puissant). Le 2N3055 doit être monté sur un radiateur de bonne dissipation (15-20 W minimum). L'AC127 peut être remplacé par n'importe quel transistor germanium NPN.

J.-P. CHEVREAU

INTERPHONE SANS FIL RA 24

TOUS nos lecteurs savent ce qu'est un interphone. Il s'agit en fait d'un téléphone intérieur mais présentant sur le système classique plusieurs avantages ; le principal étant la possibilité de converser avec le correspondant sans être astreint à tenir un combiné (écouteur ou microphone) à proximité de la bouche et de l'oreille. Un haut-parleur permet l'écoute à haute voix. A la transmission le haut-parleur fait fonction de microphone. Pour véhiculer l'information BF on utilise une ligne généralement à deux fils. Mais, et c'est le cas aujourd'hui, cette ligne peut sans inconvénient être remplacée par les conducteurs de l'installation électrique du local dans lequel est installé l'interphone. Cette installation mettant en jeu une puissance très faible ne peut créer aucun trouble dans le réseau de distribution du courant.

La seule condition de bon fonctionnement est la nécessité de raccorder l'appareil à un secteur de même phase, c'est-à-dire ne comportant aucun transformateur entre les deux postes.

PRESENTATION

Il est évident qu'une installation rend nécessaire l'emploi de deux postes pour une liaison bilatérale.

Chaque poste est habillé avec un coffret en matière plastique de forme élégante et fonctionnelle. Le dessus de ce coffret comporte une grille derrière laquelle est fixé le haut-parleur. Cette partie de la coquille laisse apparaître le bouton du potentiomètre de volume auquel sont associés l'interrupteur et les trois touches d'un commutateur.

En mettant l'interphone sur ON un voyant lumineux s'allume et indique que l'appareil est bien sous tension. En enfonçant la touche TALK on peut parler au correspondant. Pour écouter il suffit de relacher cette touche. La conversation se fera donc de la même manière qu'avec un Talkie Walkie : lorsqu'un interlocuteur parle l'autre ne doit actionner aucune touche de son poste. On peut avec la touche Lock bloquer la commutation sur écoute ce qui permet la surveillance permanente de locaux, de chambres d'enfants, de malades.

La touche Call permet d'appeler le correspondant en mettant en action un buzzeur électronique.

Cet appareil a été étudié particulièrement pour éviter le souffle et les parasites secteur et pour cela un squelch automatique a été prévu. Cet interphone en raison de sa faible consommation peut sans inconvénient fonctionner en permanence de manière à être prêt à recevoir un appel imprévu.

SCHEMA DE FONCTIONNEMENT

L'utilisation des fils de l'installation électrique pour réaliser la liaison entre les deux postes d'un interphone est une idée séduisante mais on ne peut appliquer directement les courants BF à l'installation car le ronflement du secteur qui est compris dans les fréquences audibles gênerait les conversations

On tourne la difficulté en utilisant un courant porteur dont la fréquence se situe en dehors du spectre audible et que l'on module par le signal BF à transmettre. En gros on peut décomposer un appareil en position « transmission » selon le schéma bloc de la figure 1a.

Sur ce schéma on voit un oscillateur qui produit le courant porteur à 150 kHz. Le haut parleur qui fonctionne en microphone module cet oscillateur par l'intermédiaire d'un amplificateur BF. Le courant modulé est transmis aux fils du secteur à travers des condensateurs et par cette ligne atteint le second appareil commuté en position écoute. En se reportant à la figure 1b on voit que le signal est appliqué à l'entrée d'un amplificateur accordé sur 150 kHz qui sélectionne le courant porteur. Après amplification ce courant est détecté ce qui fait apparaître la modulation BF qui actionne le haut-parleur.

Voyons maintenant en détail les différents étages représentés sur la figure 2. L'oscilla-

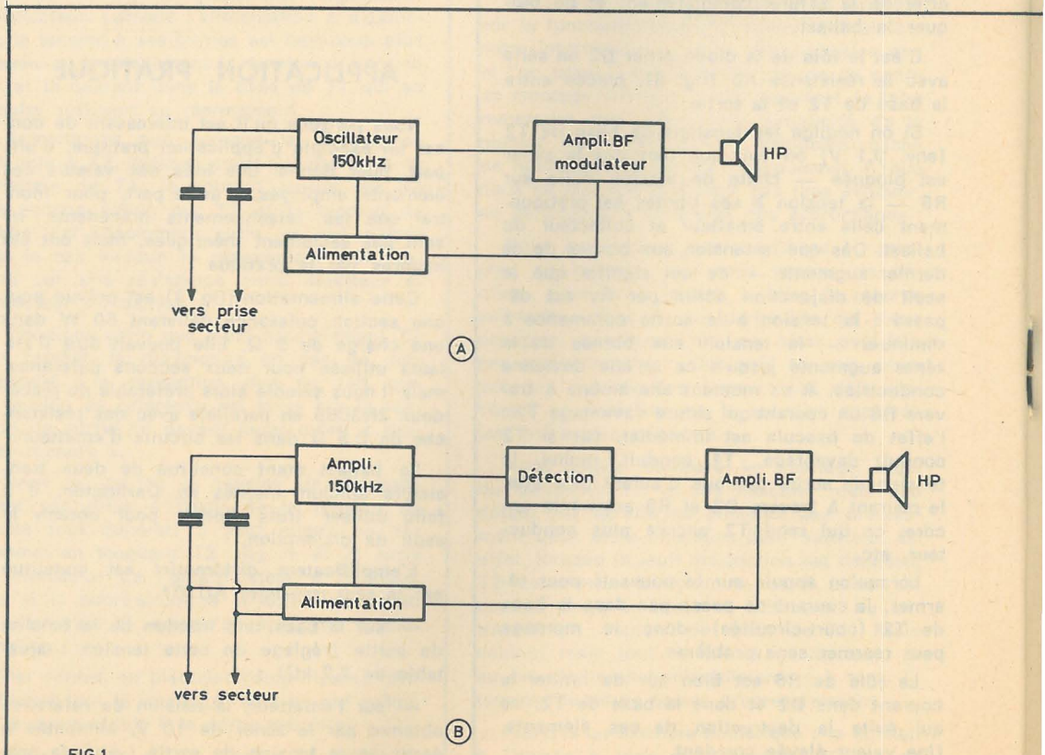


FIG.1

teur est équipé d'un transistor NPN 2SC945 associé à un bobinage L_3 dont un enrouiement est accordé par un condensateur de 800 pF sur la fréquence de 150 kHz. Un côté de cet enroulement est relié au collecteur et l'autre à la base du transistor par un condensateur de 300 pF. La base est polarisée par un pont composé d'une résistance de 50 000 Ω côté « + Alim » et d'une résistance de 5 600 Ω côté « — Alim ». Le circuit émetteur contient une résistance de compensation d'effet de température de 1 000 Ω découplée par un condensateur de 50 nF. En position « parole » une section du commutateur « Ecoute-parole » relie une prise intermédiaire du bobinage au « + Alim » et dans ce cas l'oscillateur étant alimenté remplit son office. La position « Ecoute » supprime cette alimentation et le fonctionnement de l'oscillateur est suspendu.

Le bobinage L_3 comporte un enroulement de couplage qui attaque un autre 2SC945 par la base. Ce transistor équipe un étage de puissance travaillant en classe B. Vous pouvez en effet constater qu'au repos la base est au même potentiel que l'émetteur. Le collecteur de cet étage est chargé par un bobinage L_1 accordé lui aussi sur 150 kHz par un condensateur de 800 pF. En position « parole » le collecteur du transistor de l'étage de puissance HF est relié à une prise intermédiaire du bobinage L_1 et en position « Ecoute » cette liaison est coupée. Le bobinage L_1 possède un enroulement de couplage qui transmet le signal 150 kHz modulé aux fils du secteur par des condensateurs de 0,1 µF.

L'amplificateur BF est à deux étages équipés de transistors 2SC945. La base du premier est polarisée par un pont diviseur composé côté « + Alim » d'une résistance de 50 000 Ω en série avec l'espace émetteur-collecteur d'un transistor PNP 2SA641. Nous verrons plus loin le rôle de ce transistor. La branche du diviseur côté « — Alim » est une 10 000 Ω. La résistance de stabilisation du circuit émetteur est une 1 000 Ω. Elle est découplée par un condensateur de 33 µF. Le circuit collecteur est chargé par le primaire d'un transfo BF T_1. Un condensateur de 10 nF en parallèle sur le primaire de T_1 constitue un découplage HF qui en fonction « écoute » élimine les résidus HF subsistant après détection. Le secondaire de T_1 attaque la base du 2SC945. Le point froid de ce secondaire est relié au « — Alim » par une résistance de 680 Ω découplée par un condensateur de 33 µF. Le transistor fonctionne donc en classe B. Du fait que cet étage n'est pas symétrique on pourrait craindre qu'une distorsion importante nuise à l'intelligibilité de la conversation. En fait il n'en est rien et nous pensons que cela est dû à une polarisation automatique provoquée par la chute de tension dans la 680 Ω en raison du redressement du signal BF par la jonction base-émetteur. De plus il ne faut pas oublier qu'il s'agit de téléphonie est qu'on est dans ce domaine, beaucoup moins exigeant qu'en reproduction musicale.

La résistance d'émetteur du second transistor BF fait 50 Ω et est découplée par un 47 MF. Le circuit collecteur est chargé par le primaire d'un autre transformateur BF (T_2). En position « Parole » le haut parleur est accordé par les sections I_3 et I_4 du commutateur « Ecoute-Parole », un 10 nF, une 300 Ω et une cellule de découplage HF composée d'une 500 Ω et d'un 1 nF à l'entrée de l'amplificateur BF (Base du 2SC945 (1). Le signal BF amplifié est prix sur le collecteur du 2SC945 et appliqué au point froid de l'enroulement accordé du bobinage L_1 et dans ces conditions module le signal porteur à 150 kHz qui souvenons-nous-en lui est appliqué à la prise intermédiaire de ce bobinage.

Voyons maintenant le fonctionnement en position « Ecoute ». Le signal 150 kHz modulé en provenance de l'autre poste atteint le bobinage L_1 et subit une première sélection due à l'accord de ce bobinage. Il est transmis à la prise intermédiaire du bobinage L_2 par un condensateur de 400 pF. Il subit donc une seconde sélection qui le sépare efficacement du 50 Hz. Par l'enroulement de couplage de L_2 il est appliqué à la diode SD46 qui assure sa détection. Après passage dans une cellule de découplage HT composé d'une 100 Ω et deux 10 nF le signal BF dosé par le potentiomètre de volume de 5 000 Ω est appliqué à travers un 10 nF à la base de 2SC945 (1). Il est amplifié par les deux étages BF et appliqué au HP par le secondaire de T_2 grâce à la section I_4 du commutateur.

Voyons un peu le fonctionnement du squelch. Le point chaud de l'enroulement accordé de L_2 est relié à la base du transistor 2SA641 à travers un réseau comprenant un 150 pF, deux diodes SD46 une résistance de 10 000 Ω en série avec un ajustable de 100 000 Ω et shuntée par un 1 µF. En l'absence de signal, les deux postes étant en posi-

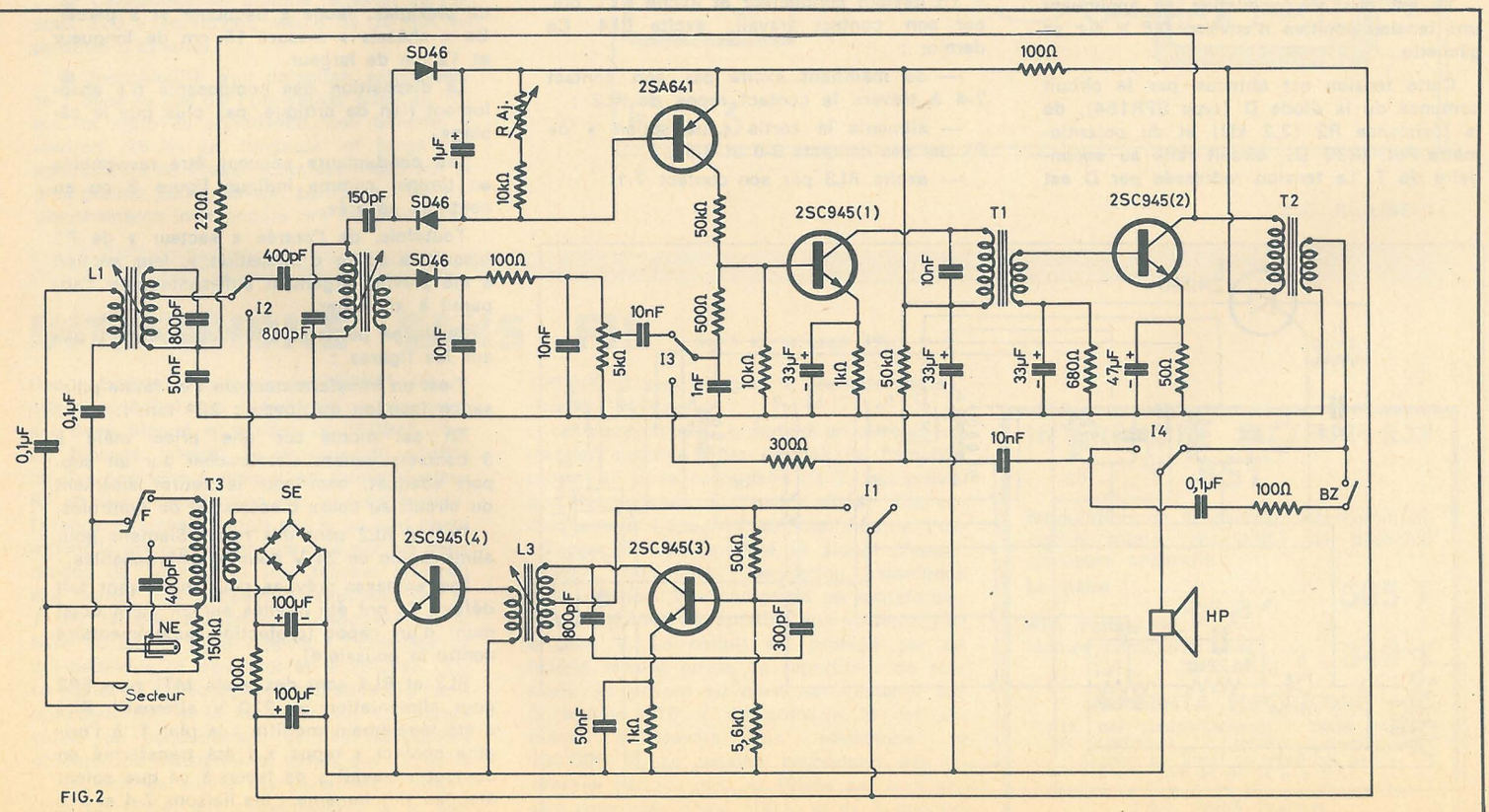


FIG.2

DISPOSITIF DE TÉLÉCOMMANDE

CE montage peut être utilisé pour contrôler par « tout ou rien » le fonctionnement d'un appareil à l'aide d'un élément de commande n'admettant qu'une très faible puissance. Employé comme appoint de régulation d'une installation de chauffage central; il permet la mise en marche ou l'arrêt de la pompe de circulation en fonction de la température d'une pièce, la « sonde » étant constituée par un thermomètre à contact.

FONCTIONNEMENT
(voir figure 1)

L'alimentation sur secteur 220 V aboutit aux deux broches extérieures de la prise P1. L'appareil à commander est relié aux deux broches médianes de la même prise. L'élément de commande est relié à la prise P2.

Les changements d'état sont commandés par un thyristor Th du type 2N1596.

Il est alimenté en 24 V alternatif par le transformateur T. Dans son circuit d'anode sont insérés les relais RL1 ou RL2, selon que le relais RL3 est au repos ou excité. Deux condensateurs de 8 µF (C4 et C5) sont placés respectivement aux bornes des bobines de RL1 et RL2 pour empêcher les vibrations des armatures.

Th est mis en conduction en appliquant une tension positive d'environ 0,6 V sur sa gâchette.

Cette tension est obtenue par le circuit composé de la diode D (type SFR154), de la résistance R2 (2,2 kΩ) et du potentiomètre Pot. (330 Ω), circuit relié au secondaire de T. La tension redressée par D est filtrée sommairement par le condensateur C3 (50 µF).

La tension d'amorçage est ajustée au moyen de Pot. et prélevée sur le curseur.

Entre gâchette et cathode de Th l'ensemble R1 (470 kΩ) et C1 (10 nF) évite la mise « en l'air » de la gâchette ou un déclenchement intempestif que pourraient provoquer des parasites.

Le condensateur C2 (22 nF) aux bornes de P2 complète l'action de C1.

En position d'attente, le thermomètre à contact court-circuite les bornes de P2. Tous les relais sont au repos. La gâchette de Th est ainsi reliée à sa cathode.

Quand le court-circuit de P2 cesse, la gâchette se trouve reliée au curseur de Pot.

Th devient conducteur et excite RL1, qui, par son contact travail, excite RL4. Ce dernier :

— se maintient excité par son contact 7-4 à travers le contact repos de RL2 ;

— alimente la sortie « utilisation » de P1 par ses contacts 9-5 et 8-6 ;

— excite RL3 par son contact 7-1.

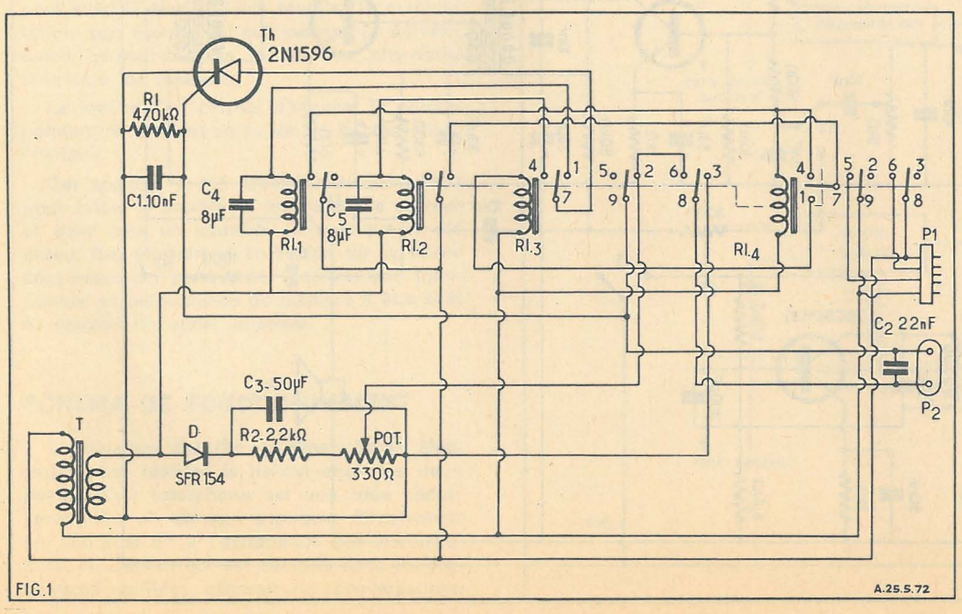


FIG.1

Le relais RL3 insère la prise P2 entre la gâchette de Th et le curseur de Pot. par son contact 8-6. Th cesse de conduire, et RL1 revient au repos. Par ailleurs, le contact 7-4 de RL3 insère le relais RL2 dans le circuit anodique de Th.

Quand le contact du thermomètre court-circuite à nouveau P2, Th redevient conducteur et excite RL2. RL4 et RL3 reviennent au repos. Le court-circuit gâchette-cathode du thyristor est rétabli, RL2 revient au repos. Le dispositif se retrouve en position d'attente.

REALISATION
(voir figures 2 et 3)

Le montage a été effectué sur une plaque de plexiglas, facile à découper et à percer. Ce « châssis » mesure 15 cm de longueur et 12 cm de largeur.

La disposition des composants n'a absolument rien de critique, pas plus que le câblage.

Les conducteurs peuvent être rassemblés en torons, comme indiqué figure 3 ou au contraire séparés.

Toutefois, de l'entrée « secteur » de P1 jusqu'à la sortie « utilisation », leur section a été prévue largement suffisante pour l'appareil à alimenter.

Quelques particularités n'apparaissent pas sur les figures :

T est un transformateur de très faible puissance (section du noyau : 224 mm²).

Th est monté sur une prise mâle à 3 contacts venant s'embrocher sur un support adéquat, ceci pour le retirer aisément du circuit au cours d'essais ou de contrôles.

RL1 et RL2 sont des relais Siemens pour alimentation en 24 V continu embrochables.

Les embases prévues pour eux ayant fait défaut, ils ont été montés sur un culot octal muni d'un capot (protection supplémentaire contre la poussière).

RL3 et RL4 sont des relais MTI type EP3 pour alimentation en 220 V alternatif. RL4 a été légèrement modifié : le plot 1, à l'origine contact « repos » a été transformé en contact « travail » de façon à ce que soient établies simultanément les liaisons 7-4 et 7-1 quand le relais est excité.

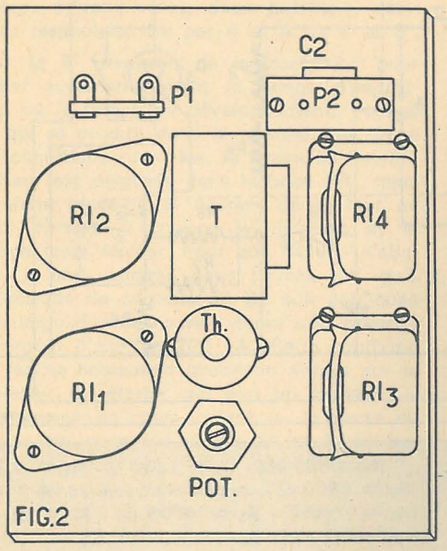


FIG.2

CONCLUSION

Les essais et l'utilisation ont permis de remarquer les particularités suivantes :

● Fonctionnement sûr (la partie électronique proprement dite n'agit que lors des changements d'état, le maintien en configuration « travail » étant assuré uniquement par deux relais).

● Très faible puissance nécessaire pour la commande : le courant maximum dans la ligne, en position d'attente, est de l'ordre de 2 mA.

● Consommation minime (environ 30 mA sous 220 V en travail, moins de 10 mA en position d'attente).

● Insensibilité aux parasites satisfaisante : dans le cas de l'utilisation citée au début, la ligne de commande, non blindée, a environ 25 m de longueur et longe les conducteurs de l'installation électrique sur la plus grande partie de son parcours : les déclenchements intempestifs ont été très rares.

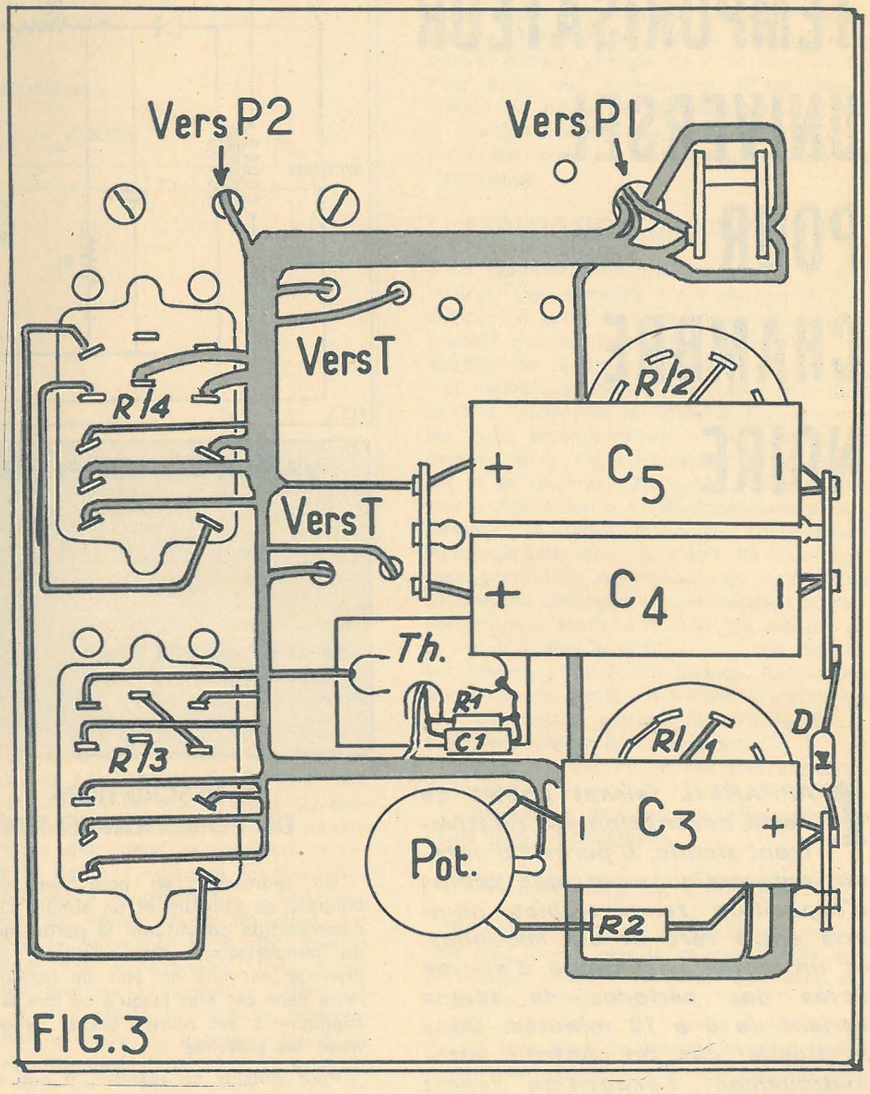


FIG.3

J.-C. PHILIBERT

INTERPHONE SANS FIL

(suite de la page 39)

tion « Ecoute ». La base du 2SC641 est au même potentiel que l'émetteur ce transistor est donc bloqué et bloque le 2SC945 (1). Ce blocage interdit le passage du souffle ou des parasites secteur dans l'amplificateur BF et leur reproduction par le haut-parleur. Lorsque le signal produit par le second poste atteint le premier il est redressé par les deux diodes du squelch et une tension apparaît aux bornes des résistances shuntées par le 1 µF, tension qui polarise négativement la base du 2SA641 par rapport à l'émetteur ce qui débloque ce transistor et le 2SC945 (1). Le signal BF détecté peut donc atteindre l'amplificateur BF et le haut parleur. La grande valeur du condensateur et des résistances procure une constante de temps qui empêche le squelch de suivre les variations d'amplitude du signal qui correspondent à la modulation. La résistance ajustable de 100 000 Ω sert à régler le seuil de déclenchement du squelch.

Le poussoir BZ introduit un circuit de réaction positive entre l'entrée de l'amplificateur BF et le secondaire de T_2 qui provoque l'accrochage de l'amplificateur. Cet accrochage à fréquence audible module l'oscillateur HF et constitue le signal d'appel.

Pour finir cette description examinons l'alimentation. Elle comprend un transformateur permettant l'adaptation aux secteurs 110 et 220 V. Le circuit est protégé par un fusible faisant office de répartiteur de tensions. Le voyant au néon est alimenté par la section 110 V du primaire. Il est alimenté à travers une résistance de 150 000 Ω. La tension secondaire est redressée par un pont et filtrée par une cellule composée d'une 100 Ω et de 2 condensateurs de 100 µF.

A. BARAT

INTERPHONE SECTEUR R3F
BST

Modulation de fréquence, intercommunication totale, possibilité de brancher plusieurs appareils.

La paire ..... **565 F**
(port 20 F)

R2A modèle HF.
Mêmes caractéristiques ..... **349 F**
(port 20 F)

MAGENTA ÉLECTRONIC
8-10, rue Lucien-Sampaix - 75010 PARIS
Tél. : 607-74-02 - Métro : J.-Bonsergent
Ouvert du lundi au vendredi de :
9 h à 13 h et de 14 h à 20 h.
Samedi de 9 h à 19 h sans interruption.
C.C.P. PARIS 19.668-41

TEMPORISATEUR UNIVERSEL POUR CHAMBRE NOIRE

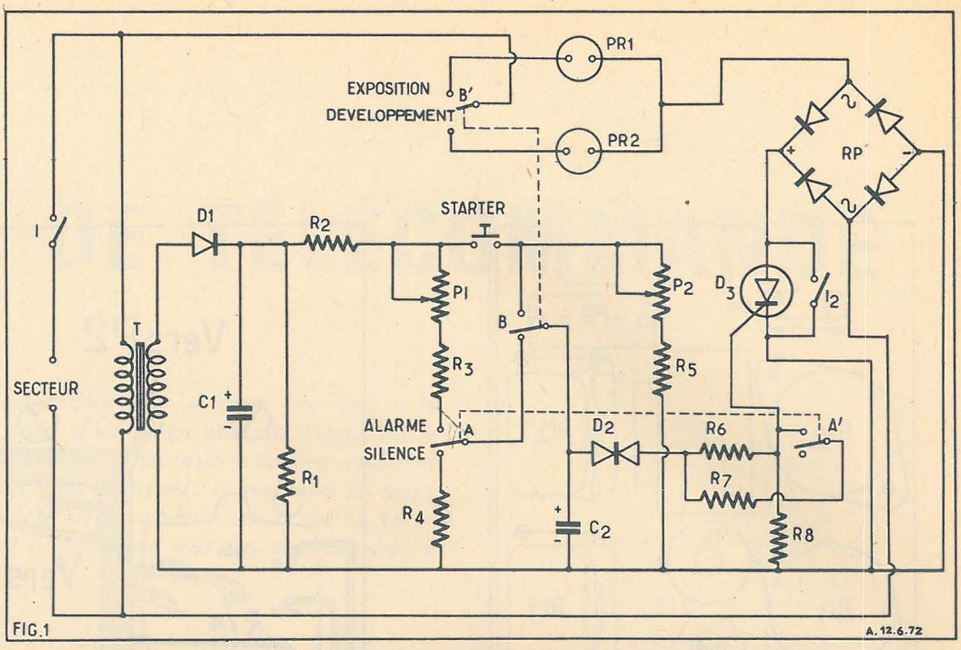


FIG.1 A.12.6.72

VALEUR DES COMPOSANTS

R_1 = 680 kΩ - R_2 = 1800 Ω - R_4 = 820 Ω R_7 = 6800 Ω - toutes ces résistances 1 W - R_3 = 1 MΩ - R_5 = 4700 Ω - R_6 = 68 kΩ toutes ces résistances 0,5 W. C_1 = 100 µF électrolyt. 350 V - C_2 = 300 µF électrolyt. 350 V. P_1 = 10 MΩ linéaire graphite - P_2 = 50 kΩ linéaire graphite. D_1 = diode GE type ST-2 ou équivalent. D_2 = diode bilatérale Motorola type HEP-311 ou équivalent. D_3 = thyristor GE 106 B1 ou équivalent - RP = redresseur à pont type 10 DB6A ou équivalent.

L'APPAREIL faisant l'objet de cette description est relativement simple. Il permet d'obtenir automatiquement des temps d'exposition renouvelables compris entre zéro et dix secondes, et un signal acoustique d'alarme après des périodes de temps variant de 0 à 10 minutes. Dans le premier cas, on contrôle automatiquement l'exposition tandis que dans le second, on obtient un contrôle précis du temps pendant lequel les pellicules exposées sont placées dans un bain de développement.

La régulation précise du temps, indépendemment du fait qu'il s'agit d'exposition ou de développement, et surtout avec possibilité de répéter à intervalles réguliers les mêmes périodes de temps avec le maximum de précision, pour reproduire, par exemple, plusieurs photographies d'un même négatif, est un facteur essentiellement important en chambre noire, en particulier si on désire atteindre un facteur de qualité constant.

Le temporisateur universel pour chambre noire, que nous décrivons ci-dessous, est caractérisé par une grande précision et par la possibilité de maintenir constantes les périodes d'exposition ou de développement pour lesquelles il a été réglé, sur une large gamme de valeurs. Il s'agit essentiellement d'un appareil permettant de contrôler aussi bien le temps d'exposition que le temps de développement par la simple manœuvre d'un commutateur.

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT

Un redresseur en pont, un redresseur contrôlé au silicium et un simple circuit de commutation constituent la partie essentielle du temporisateur. On sait que lorsqu'un thyristor est mis en état de conduction, il reste dans cet état jusqu'à ce que la tension appliquée à ses bornes cesse, ou qu'on inverse les polarités.

Pour obtenir ce résultat, il est en outre nécessaire qu'un courant de faible intensité circule dans le circuit de l'électrode de contrôle (gate).

Si l'on observe le circuit électrique de la figure 1, il est possible de remarquer qu'entre les deux pôles du redresseur en pont recevant la tension alternative du secteur qui alimente la charge, normalement constituée par une lampe disposée dans la prise PR_1 et un système sonore dans la prise PR_2, le passage du courant est seulement possible quand le redresseur contrôlé D_3 est en état de conduction.

Dès que ce redresseur est, au contraire, bloqué, le redresseur en pont se comporte exactement comme un commutateur ouvert et aucun courant ne circule à travers la charge. L'équilibre du circuit est établi à travers un original système de polarisation qui adapte le circuit de commutation de manière à permettre le fonctionnement de l'appareil, comme si celui-ci consistait en deux temporisateurs différents fonctionnant de manière opposée.

La clé du fonctionnement réside dans le fait que pour porter le thyristor D_3 à l'état de conduction, un courant ayant une intensité légèrement supérieure à 200 µA doit traverser le circuit de l'électrode de contrôle reliée aux résistances R_6 et R_8.

Toujours en se reportant au circuit de la figure 1, il est possible de remarquer que le primaire du transformateur T est alimenté directement par la tension du secteur 220 V à travers l'interrupteur I. La tension secondaire, qui doit avoir une valeur de 125 V, sous une intensité de 150 mA, est redressée par la diode D_1, et filtrée par la capacité C_1. Aux bornes de ce dernier, on trouve une tension continue légèrement supérieure à la valeur originale de la tension alternative de 125 V. La même tension continue est naturellement présente aux bornes de la résistance R_1 à travers R_2, celle-ci est appliquée directement à la borne supérieure du potentiomètre P_1, et indirectement, à la borne supérieure du potentiomètre P_2. Ce second potentiomètre reçoit en effet cette tension uniquement quand l'interrupteur poussoir « starter » est fermé.

Le redresseur en pont a seulement pour rôle de fournir une tension continue redressée à partir de la tension alternative qui est appliquée directement à travers le circuit de charge constitué alternativement par la lampe de l'agrandisseur disposée dans la prise PR_1, ou bien par une sonnerie — ou tout autre avertisseur acoustique — reliée à la prise PR_2. Cette tension continue est appliquée directement entre anode et cathode du thyristor D_3.

Quand ce dernier est bloqué, le courant alternatif ne peut traverser le redresseur en pont ; ceci est seulement possible quand D_3 conduit, c'est-à-dire quand l'électrode de contrôle reçoit une impulsion de tension qui détermine précisément l'état de conduction.

Dans le circuit, on observe deux commutateurs à deux voies, deux positions, désignés respectivement par A et A' et B et B'.

B et B' disposent le temporisateur pour régler automatiquement le temps d'exposition ou le temps de développement. Voyons ce qui se produit dans le premier cas. Dans les conditions normales, la lampe de l'agrandisseur est disposée dans la prise PR_1, mais D_3 étant bloquée, le courant du secteur ne peut circuler à travers le filament et la lampe reste éteinte. Pour que celle-ci s'allume, il faut, comme nous l'avons dit, qu'à l'électrode de contrôle de D_3, soit appliquée une impulsion de courant ayant une intensité minimum d'environ 200 μA. Cette condition se réalise seulement quand on appuie sur le poussoir du starter qui met en contact — même pour un court instant — la sortie du redresseur constitué de D_1, C_1 et R_1 (à travers R_2) avec l'extrémité supérieure de P_2. Ce dernier est, comme on peut le voir, monté en résistance variable qui, à travers R_5, met directement à la masse l'extrémité inférieure de P_2.

Quand le double inverseur B et B' est disposé sur la position « exposition » et dès que le « starter » est fermé, la borne positive de C_2 reçoit pendant un bref instant, toute la tension fournie par la cellule de redressement. C_2 se charge assez rapidement à une différence de potentiel correspondant à cette tension.

Si immédiatement après on libère le starter, cette charge accumulée par C_2 tend à s'annuler à travers P_2 et R_5, pendant une période de temps d'autant plus grande que la valeur des deux résistances en série est elle-même élevée. Aussi, ce temps pourra-t-il être réglé au moyen de la position du curseur de C_2.

Il apparaît alors clairement qu'à travers la diode bilatérale B_2, une impulsion de courant de polarité positive atteint l'électrode de contrôle de D_3, à travers R_6. Les valeurs ont été choisies de manière que cette impulsion porte D_3 à l'état de conduction. Dès que cette situation est obtenue, le courant du secteur atteint les deux branches du pont, et la lampe reliée à la prise PR_1 s'allume. D_3 reste conductrice tant que circule le courant à travers l'électrode de contrôle. Toutefois, après un certain temps dépendant de la position du curseur de P_2, la tension aux bornes de C_2 diminue pour atteindre une valeur inférieure à la tension d'amorçage de D_2 (environ 30 V). Dans ces conditions D_3 cesse de conduire et la lampe s'éteint.

A ce moment, si l'on ferme le starter, C_2 se charge à nouveau et le cycle recommence, avec la même durée, si la position du curseur de P_2 n'a pas été modifiée.

L'interrupteur I_2 permet la mise au point de l'agrandisseur. En effet, lorsqu'il est fermé, la diode D_3 est court-circuitée et la lampe de la prise PR_1 reste allumée en permanence.

Quand le double inverseur B et B' est, au contraire, placé sur la seconde position correspondant à l'utilisation du temporisateur pour le contrôle des temps de développement la lampe de l'agrandisseur n'est plus

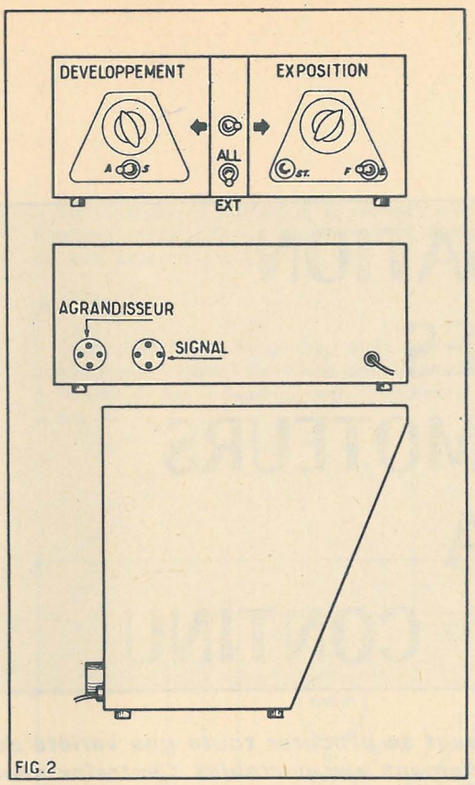


FIG.2

en circuit ; le courant alternatif passe alors par la prise PR_2 à laquelle est reliée une sonnerie ou tout autre avertisseur acoustique fonctionnant à partir du secteur.

De plus, dans cette position, à travers la section B, le pôle positif de C_2 ainsi que l'anode gauche de la double diode D_2 sont mis en contact avec la section A du second commutateur qui, dans la position représentée à la figure 1, dispose la résistance R_4 en parallèle à la capacité C_2. Dans ces conditions, ce dernier reste déchargé par suite de la faible valeur de R_4. Dès que le commutateur est, au contraire, disposé sur la seconde position « alarme », l'électrode positive de C_2 reçoit la tension continue fournie par la diode D_1, à travers R_2, P_1 et R_3. Il est cependant nécessaire de préciser que par suite de la valeur assez élevée de P_1 et de R_3, le condensateur C_2 se charge assez lentement ; il s'ensuit que le temps nécessaire afin que la tension à ses bornes soit suffisante pour déterminer le passage à l'état de conduction de D_3 dépend exclusivement de la position sur laquelle se trouve le curseur du potentiomètre P_1.

Dès que la tension aux bornes de C_2 atteint une valeur suffisante, une impulsion passe à travers la diode bilatérale D_2, à travers la résistance R_6, et atteint l'électrode de contrôle de D_3, provoquant le passage à l'état de conduction. A ce moment, le courant alternatif peut circuler à travers le pont redresseur et le signal acoustique se déclenche, signalant que le temps de développement est écoulé. Cinq secondes après environ, la tension aux bornes de C_2 diminue pour descendre au-dessous de la tension d'amorçage de D_2 ; D_3 est à nouveau bloqué, et le signal acoustique cesse de fonctionner.

Naturellement, à partir de ce moment, la capacité C_2 commence à nouveau à se charger, et le cycle recommence ; toutefois, il est possible de placer le commutateur sur la position « silence » pour éviter que l'avertisseur ne fonctionne à nouveau.

Enfin, il faut considérer que certains éléments étant communs aux deux circuits de réglage, il existe une certaine influence réciproque entre le réglage de P_1 et celui de P_2. Pour éviter cet inconvénient, il est recommandé de placer le commutateur A-A' sur la position silence, quand on utilise le temporisateur pour le réglage automatique de l'exposition.

REALISATION DU DISPOSITIF

La réalisation est très simple, et la disposition des éléments n'est absolument pas critique. Il suffit de faire en sorte que l'instrument soit pratique. Pour cette raison, on suggère de réaliser l'appareil dans un coffret métallique dont le panneau frontal présentera l'aspect de la figure 2. On remarque les deux potentiomètres P_1 et P_2 dont les cadrans sont respectivement tarés en minutes et en secondes. Au centre, le commutateur « Exposition » « Développement ». Au-dessous, se trouve un second commutateur Allumage-Extinction. Il s'agit de l'interrupteur général I. Au-dessous du cadran de gauche, on distingue le commutateur correspondant aux sections A et A' du schéma de la figure 1. Sur la position A, il est disposé sur Alarme, et en S, sur Silence. Au-dessous du cadran de droite, on trouve le « starter » et l'interrupteur correspondant à I_2. En F, il est fermé, et en E, il est ouvert.

Les deux prises PR_1 et PR_2 sont disposées à l'arrière.

L'étalonnage des cadrans s'effectuera à l'aide d'un chronographe.

UTILISATION DE L'APPAREIL

Développement. Le commutateur central doit être tourné vers la gauche, tandis que l'inverseur situé en dessous doit être sur la position initiale « S ».

Pour commencer, on portera le bouton de P_1, sur le nombre de minutes pendant lequel la pellicule doit rester dans la solution. Dès que celle-ci est mise dans le bain, l'inverseur sera disposé sur la position A. Lorsque le temps sera écoulé, l'avertisseur acoustique entre en fonctionnement pendant cinq ou six secondes. A la fin de cette période, l'opérateur devra remettre l'inverseur sur S, et retirer la pellicule du bain.

Exposition. Mettre l'inverseur de droite sur F, et faire la mise au point de l'agrandisseur. Régler le bouton de P_2 sur le temps désiré qui dépend de différents facteurs. Mettre l'inverseur sur E ; on obtient ainsi l'extinction de la lampe. Disposer la pellicule à impressionner. Il suffit alors d'appuyer sur le poussoir du starter pour obtenir l'éclairement de la lampe pendant le temps choisi.

L'exposition terminée, la lampe s'éteindra automatiquement et il sera ensuite possible d'extraire la pellicule exposée. Placer le commutateur central sur la position de gauche, et utiliser le système pour le développement.

Il s'agit d'un appareil relativement simple qui cependant présente des qualités intéressantes aussi bien pour l'amateur que pour le professionnel.

F. H.

d'après SELEZIONE RADIO-TV/N° 11-1970

UTILISATION DES PETITS MOTEURS A COURANT CONTINU

***POUR** une dizaine de francs, on peut se procurer toute une variété de petits moteurs destinés primitivement aux portables : entraînement de magnétophones, mange-disques... alimentés par des piles fournissant 6 à 9 V.*

Ces moteurs présentent des caractéristiques intéressantes :

— Une grande légéreté due à l'emploi de matières plastiques pour la carcasse et d'un anneau de ferroxdure pour l'inducteur. Ceci se traduisant par un rapport poids/puissance favorable.

— Un rendement élevé si on tient compte des faibles puissances en jeu : on a mesuré un rendement de 50 % pour une puissance utile en bout d'arbre de 250 mW soit 1/3000e de cheval...(1). Ceci nous laisse loin des moteurs asynchrones dont le rendement et le poids sont déplorables pour les puissances fractionnaires.

Le corollaire d'un rendement élevé est un moindre échauffement du moteur.

— Enfin, point important, ces moteurs étant réversibles, ils peuvent être associés à des amplificateurs, boucles de contrôle...

En usage intermittent, on verra dans ce qui suit, qu'il est possible d'en tirer des puissances considérables (multipliées par 10 au moins) les rendant aptes à diverses applications, en particulier à la confection de toutes sortes d'outils miniatures : meules perceuses dont l'usage semble se répandre avec la miniaturisation des matériels.

CARACTERISTIQUES DU MOTEUR A AIMANT PERMANENT

Les relations qui régissent le moteur à aimant permanent sont très simples :

a) Couple proportionnel à l'intensité qui les traverse soit $C = K_1 . I$.

K_1 étant une constante ne dépendant que du moteur (nombre de spires de l'induit, champ de l'aimant permanent...) (2).

b) Contre fem proportionnelle à la vitesse V (en tours/minute) soit $e = K_2 . V$.

K_2 également constante appartenant au moteur (diamètre de l'induit tournant...).

Cette contre fem n'est d'ailleurs pas autre chose — en valeur et *en signe* — que la fem produite par le moteur en dynamo lorsqu'il est entraîné à la même vitesse.

c) En désignant par R la résistance de l'induit (troisième caractéristique du moteur) on a, V_b étant la tension de pile $e = V_b - R I$ (voir fig. 1).

On voit déjà que, à vide (donc I = 0 en négligeant les pertes) la vitesse du moteur va se stabiliser à $V_o = V_b/K_2$.

Si on freine le moteur, la consommation I va augmenter pour atteindre la valeur maximum $I_M = V_b/R$ lorsque la vitesse V (et e) tombe à zéro.

Pour cette valeur de I_M, on obtient la valeur maximum du couple, soit :

$$C_M = K_1 I_M = K_1 \frac{V_b}{R}$$

Les courbes de la figure 2 résument ces résultats.

(1) Les pertes se répartissant sensiblement par moitié entre les frottements (axe, balais) et les pertes électriques (résistance...).

(2) K_1 et K_2 peuvent se déterminer expérimentalement.

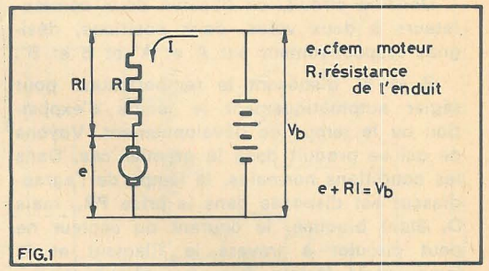
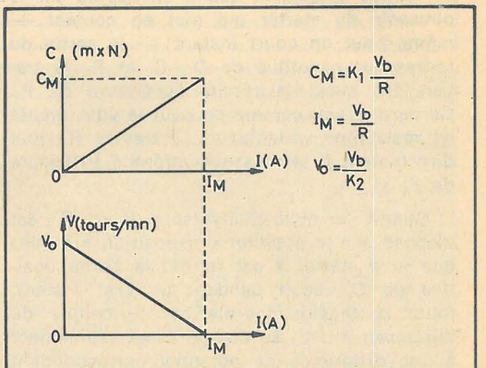


FIG.1



Couple C et vitesse V en fonction de I

FIG.2

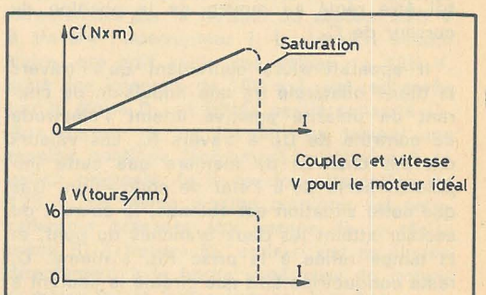
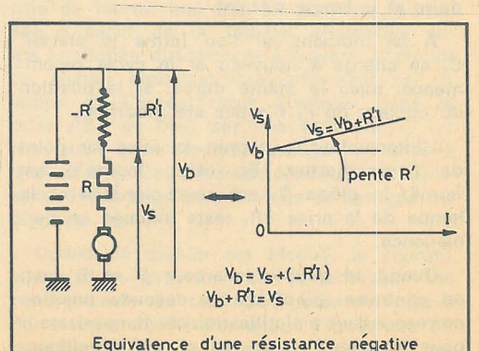


FIG.3



Equivalence d'une résistance négative

FIG.3bis

De ce calcul retenons simplement que le couple doublera si on peut diviser la résistance du rotor par deux.

Le couple étant par ailleurs une caractéristique essentielle d'utilisation : insuffisant, le moteur cale...

S'il n'est pas possible de réduire la résistance du rotor (le constructeur a déjà fait le maximum dans ce sens), il est possible d'arriver au même résultat en insérant une résistance *négative* R' en série avec le moteur.

Pour R = R' on aurait les courbes idéales représentées fig. 3 : vitesse V restant constante quel que soit le couple C demandé au moteur.

Dès à présent on peut déjà voir les trois points suivants :

a) Les résistances négatives n'ayant pas d'existence matérielle, il faut les simuler par le biais d'un amplificateur bouclé par une contre-réaction.

De là, il résulte automatiquement un phénomène de limitation : à la saturation de l'amplificateur, le couple va rapidement s'effondrer (comme indiqué en pointillé fig. 3).

Si cette limitation n'existait pas, on brûlerait à coup sûr le moteur : en cas de blocage par exemple, puisque le courant I deviendrait infini.

b) Si la résistance négative R' devient supérieure à la résistance R du moteur, vont naître des oscillations de relaxation : le pompage.

En régime dynamique, le moteur est assimilable à un condensateur : si on augmente brusquement V_b, I va augmenter brusquement, mais suite à l'inertie du rotor la vitesse V et la fcem vont mettre un certain temps à rattraper leur régime d'équilibre. Dans un condensateur, de même, la tension retarde toujours sur l'intensité.

Les oscillations produites sont similaires à celles obtenues en branchant une résistance négative aux bornes d'un condensateur.

La condition impérative de stabilité est que R' reste toujours légèrement inférieure à R.

c) Dire que l'on a branché une résistance négative R' avec le moteur revient à dire qu'au lieu de l'alimenter avec une tension d'alimentation constante V_b, on l'alimente avec une tension croissante avec le courant : V_s telle que

$$V_s = V_b + R' I \text{ (voir fig. 3 bis)}$$

Dans le paragraphe suivant sera décrit un amplificateur bouclé dont la tension de sortie satisfait cette relation.

PRINCIPE DE L'AMPLIFCATEUR AVEC BOUCLAGE

Le schéma est indiqué fig. 4a.

Il s'agit d'un amplificateur à deux transistors : T_1 étant le driver et T_2 l'amplificateur de puissance.

Le bouclage a lieu par la résistance r de faible valeur : lorsqu'elle est traversée par le courant I, une tension est engendrée aux bornes de T_1.

Le transistor de puissance T_2 est monté en émetteur suiveur. Donc, à quelques dixièmes de volt près on a : $V_s = V_1$.

A vide

Le courant I est négligeable, et T_1 ne joue aucun rôle : bloqué. Dans ces conditions, le potentiel V_1 est déterminé par le potentiomètre R_1/R_2 :

$$V_1 = V_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_s$$

En prenant les valeurs numériques suivantes : puisées dans le schéma définitif fig. 5 soit :

— résistance du moteur R = 22 ω ;

— gain de T_1 = 30 ;

— R_{eq} pratiquement égale à R_2 = 600 Ω ;

— la résistance d'entrée R_e = 5 kΩ.

on trouve :

$$22 = \frac{r}{5000} 30.600 \text{ soit } r = 22 \frac{5}{18} \# 6\ \Omega$$

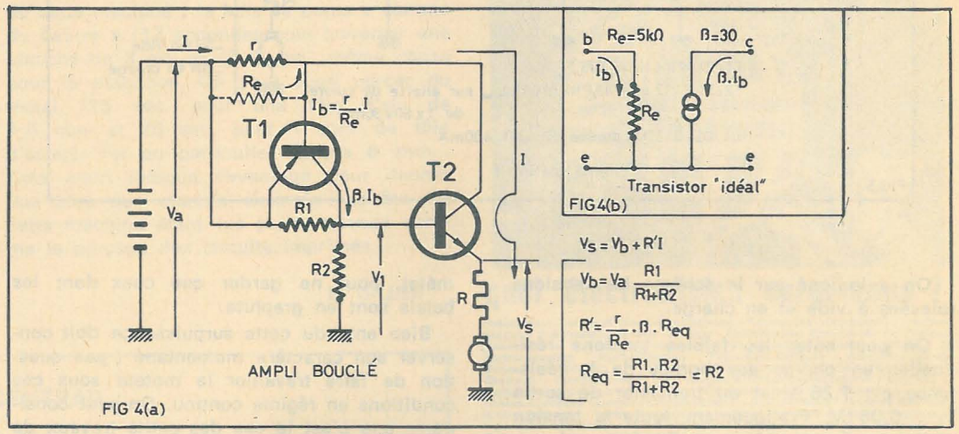


FIG 4(a)

En charge

Un courant I se développe. Il se partage entre r et R_e résistance d'entrée de T_1 : on a pris pour T_1 le schéma équivalent donné fig. 4b.

r étant très faible devant R_e on a comme courant de base de T_1 :

$$I_b = \frac{r}{R_e} I$$

A ce courant base correspond multiplié par le gain en courant β un courant collecteur égal à :

$$\beta I_b = I \frac{r}{R_e} \beta$$

Ce courant contribue à une élévation supplémentaire du potentiel de V_1 égal à :

$$R_{eq} I \frac{r}{R_e} \beta$$

R_{eq} étant la résistance équivalente de R_1 et R_2 en parallèle (comme R_1 est grande devant R_2 on a pratiquement : $R_{eq} \neq R_2$).

En définitive on obtient quel que soit I :

$$V_s = V_1 = V_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} + I \frac{r}{R_e} \beta R_{eq}$$

donc bien de la forme $V_b + I.R'$ cherchée.

La compensation exacte R = R' sera obtenue pour :

$$R = \frac{r}{R_e} \beta R_{eq}$$

On trouve un peu plus en pratique car il faut ajouter à la résistance du moteur celle de l'alimentation qui fournit V_a et qui atteint facilement 5 à 10 Ω.

Bien davantage que ce calcul, ce qu'il importe de retenir, c'est le mécanisme de fonctionnement de l'amplificateur. En particulier que :

— on ajuste la vitesse à vide du moteur en agissant sur le rapport R_1/R_2.

Il faut surtout éviter l'emballement à vide suite au choix d'une valeur exagérée de la tension à vide : on a pris une valeur assez modérée de 5,1 V.

— on ajuste ensuite r à sa valeur la plus élevée compatible avec l'absence de pompage. Cette valeur varie entre 2 et 10 Ω suivant le gain de T_1.

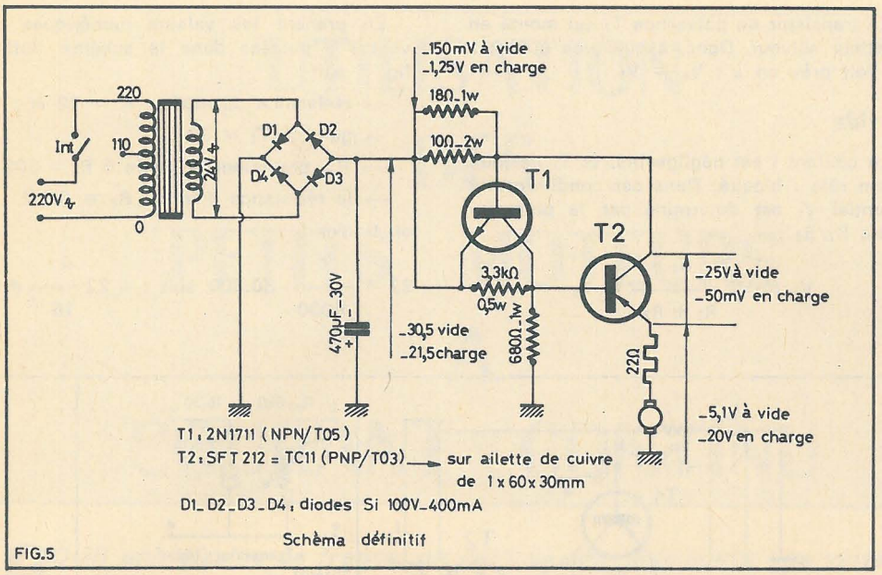
MONTAGE PRATIQUE

Il est indiqué fig. 5.

Pour réduire le coût du transistor de puissance, on choisit un gros PNP au germanium, on utilise la version duale du schéma de principe précédent : T_1 et T_2 devenant respectivement NPN et PNP.

L'alimentation, délivrée par un transformateur 24 V 1 A est donc négative.

Les transistors T_1 et T_2 n'ont nul besoin d'être performants et peuvent être choisis sans inconvénient dans les fonds de tiroir.



Schèma définitif

FIG.5

On a indiqué sur le schéma les tensions relevées à vide et en charge.

On peut noter les faibles tensions résiduelles en charge aux bornes de la résistance r : 1,25 V et du transistor de sortie T_2 : 0,05 V. Pratiquement toute la tension d'alimentation est donc appliquée en charge sur le moteur.

Dans ces conditions, le courant dans le moteur avoisine un ampère, la puissance fournie étant multipliée par $(20/5)^2 = 16$ par rapport à la charge normale.

En dépit de ce traitement en apparence inhumain, les limites maximum du moteur sont loin d'être atteintes : il doit être possible à notre avis de pousser davantage le montage en utilisant un transformateur de secondaire 30 V_{eff} ou plus (intérêt d'un secondaire à prises). Cela correspond à quarante watts de puissance injectée, ce qui pour un moteur prévu pour 500 mW en marche normale n'est déjà pas si mal...

La principale limitation à l'augmentation de la puissance provient des balais : il faut rejeter les moteurs dont les balais sont en métal, pour ne garder que ceux dont les balais sont en graphite.

Bien entendu cette surpuissance doit conserver son caractère momentané : pas question de faire travailler le moteur sous ces conditions en régime continu. On peut considérer que c'est le cas des petits travaux de percage, meulage... ou la nature même du travail impose de nombreux temps morts.

Quelques mots sur le moteur.

Il provient d'un tourne-disque portatif. Sa caracasse est en polystyrène transparent et sa résistance d'induit de 22 Ω.

Il est étanche : ce qui est fort utile, la limaille ne demandant qu'à envahir les inducteurs (attention au démontage).

Point important, ses balais sont en graphite sous forme de petites pastilles rapportées.

Le premier travail à faire est de le démonter (deux vis, faire attention à ne pas fausser les balais : dégager la première demi carcasse par l'avant) cela en vue :

— de bloquer les deux interrupteurs centrifuges au moyen de deux petites lamelles de bois coincées à force (si on oublie de le faire, il est impossible de tirer quoi que ce soit du moteur, l'ouverture de ces interrupteurs se traduisant par l'insertion de résistances de 150 Ω environ dès la montée en régime du moteur).

Il ne faut pas essayer de démonter ces interrupteurs : travail trop délicat et risquant de déséquilibrer le rotor ;

— d'éliminer une espèce de rondelle en polyéthylène, généralement voilée et sans utilité en dehors de la gêne qu'elle apporte à la rotation ;

— ajouter quelques rondelles-cales (plastique ou métal) à l'avant pour supprimer tout jeu longitudinal (facultatif, mais rend l'utilisation plus agréable) ;

— vérifier qu'aucune bavure ne court-circuite les lames du collecteur (le moteur doit démarrer franchement quel que soit le point où il s'est arrêté).

Terminons ce paragraphe en précisant que le transistor de puissance T_2 doit être monté, avec interposition d'une lamelle de mica, sur une lame de cuivre de 1 mm d'épaisseur et de surface 3 × 9 cm².

REALISATION

(voir fig. 6)

On a mis à profit le poids du transformateur pour lester l'engin dans son utilisation en meule. Dans ce cas, le moteur est vissé sur une espèce d'équerre soudée sur une plaque, servant d'embase et évitant que la limaille produite par la meule ne se répande partout.

Deux vis moletées à desserrer et le moteur est prêt pour son utilisation en perceuse : ce qui fait l'agrément de ce genre d'engin est que tout est « sur le même axe » : mèche, rotor, ce qui permet de pointer avec précision.

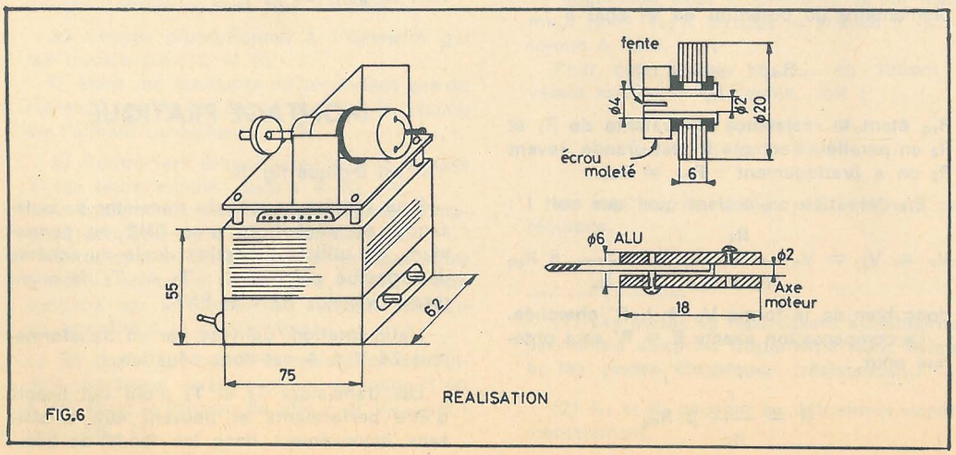
Un cordon micro de 2 mm de diamètre, très souple, relie la machine au transformateur pendant cette opération (grâce à la compensation de la résistance négative, on n'est pas à quelques dizièmes d'ohms près supplémentaires).

Tout l'ensemble des composants (ampli, interrupteur, prise secteur, prise moteur...) est logé sur 3 cm de hauteur sous le transformateur.

Meule

Une meule de 20 mm de diamètre (trouvée à la foire à la ferraille de Nogent : deux pour 1 F) et cela suffit pour le réaffûtage de tous les forets de 1 à 6 mm.

De ce seul point de vue : réutilisation de toutes les mèches mises de côté parce qu'émoussées ou cassées, sans parler du gain de temps procuré par un foret qui coupe, on peut dire que le coût de cette réalisation est remboursée dès la première journée d'utilisation. La meule est montée sur une vis creuse de récupération (borne femelle quelconque). Un trait de scie à son extrémité assure en même temps le serrage de la meule et son coinçage sur l'axe du moteur.



REALISATION

FIG.6

Mentionnons qu'il n'y a pas intérêt à choisir un diamètre de meule trop grand : supérieur à 25 mm : balourd et vibration ne permettant pas d'exploiter au mieux les caractéristiques du moteur.

Perceuse

L'erreur à éviter est d'essayer à tout prix d'adapter un mandrin. Ces derniers présentent tous l'inconvénient d'être trop lourds. Si l'on veut « tourner vite », il faut « concentrer au maximum la matière au voisinage de l'axe ».

La solution indiquée fig. 6 a l'avantage d'être facilement réalisable : morceau d'axe de potentiomètre de 6 mm en aluminium (on réalise facilement un tel perçage en serrant la mèche dans l'étau et la pièce dans le mandrin de la chignole).

Deux vis de 3,5 mm sont taraudés transversalement (les disposer à 180°, sinon vont apparaître des vibrations épouvantables).

Trois « mandrins » de ce genre suffisent pour couvrir le domaine d'élection de cette perceuse : forets de 0,8 à 2,5 mm (ces forets se trouvent de 1/10e en 1/10e chez les revendeurs d'outillage).

Il n'est ni intéressant, ni souhaitable de percer des trous de 4 mm avec une perceuse pesant 300 grammes alors que ce genre de trous s'exécute sans problème avec la chignole habituelle...

Signalons que le léger décentrage consécutif à ce type de « mandrin » n'est pas gênant en pratique (ces mèches de petit diamètre sont souples et se centrent d'elles mêmes sous l'effet de la rotation).

Quelques indications sur les possibilités de cette machine : le bois se perce « comme du beurre » (12 secondes pour traverser une planche de 3 cm en ∅ 2 mm) même chose pour le plastique. On peut aussi percer du métal (15 sec. pour une tôle d'alu de 1,5 mm et 20 sec. pour 1 mm de tôle d'acier), fer en particulier jusque 6 mm... Cela étant indiqué davantage pour donner une idée que comme exemple : le but de cette machine étant les petits travaux comme le perçage des circuits imprimés...

L. GILLES

LE « 819 » CENTRAD

CENTRAD présente le Contrôleur universel 819, bien connu tant sur le marché français que sur le marché international.

Cet appareil est révolutionnaire par ses performances : il possède 4 brevets internationaux et se distingue des modèles existants par ses 80 gammes de mesure et son système démultiplicateur par 2 de toutes les lectures.

Il fonctionne en Classe 1 en continu et toutes ses résistances sont des résistances à couche de 0,5 % de précision. Sa résistance interne est de 20 000 Ω par volt en continu. Il possède un cadran panoramique avec miroir de parallaxe. Ce contrôleur est extrêmement robuste parce que anti-chocs et anti-surcharges au moyen de limiteurs et fusible. Il est également anti-magnétique.

Cet appareil, de par son esthétique nouvelle et sa facilité de lecture jamais vue, connait un très grand succès. Il est livré dans un étui plastique rationnel qui comprend un casier de rangement pour les cordons et accessoires, et une poignée de transport transformable en béquille.

CENTRAD, spécialiste en appareils de mesure électroniques, fabrique également toute une autre gamme extrêmement étendue d'appareils de mesure, et se tient à votre disposition pour vous fournir toute documentation technique (*voir annonce page 7*).

Réalisez vous-même le plus simple et le plus élaboré des préamplis stéréo :
Le préamplificateur à CI LM381 (décrit dans Radio-Plans n° 303).

	T.T.C.
• *Prix du kit comportant :*	
Les composants : le CI LM 381 Le circuit imprimé et le schéma de montage	98.50 F
• *Prix du module câblé et réglé*	125.00 F
• *Prix des éléments extérieurs : 4 pot., 1 contacteur*	30.50 F
• *Circuit imprimé seul*	15.00 F
• *Circuit intégré LM 381 seul*	65.00 F
• *Port et emballage*	7.50 F

Vente au comptoir :

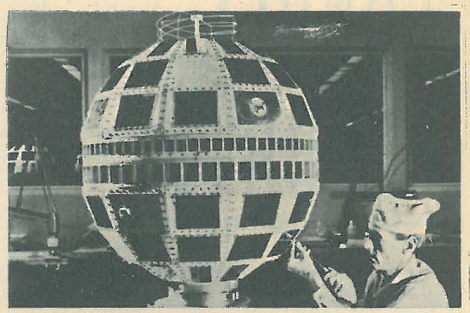
TOUTE LA RADIO, 25, rue G.-Péri, 31071 TOULOUSE CEDEX — *Tél. : 62-31-68*

TOUTE L'ELECTRONIQUE, 12, rue Castilhon, 34000 MONTPELLIER — *Tél. : 58-68-94*

Expédition toutes régions :

R.D. ELECTRONIQUE, 4, rue A.-Fourtanier, 31000 TOULOUSE — *Tél. : 21-04-92*

Vends **TRANSCEIVERS 27 MHz C.B.**
SOMMERKAMP TS624S, 10 W, 24 canaux. **1 000 F**
MIDLAND 13-878, 23 canaux, 5 W AM, 15 W SSB ..... **1 950 F**
MATERIEL NEUF EN CARTON D'ORIGINE
Ecrire : Mme GAUDILLERE
161, rue des Cités - 93300 AUBERVILLIERS



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel ■ Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertziens - Faisceaux Hertziens - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Electricité - Photo Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation ■ Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) ■ Physique électronique et Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie ■ Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique ■ Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace ■ Dessin Industriel en Electronique ■ Electronique et Administration : O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom ■ Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. *La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...*

cours progressifs par correspondance
RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION
ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR
Formation, Perfectionnement, Spécialisation. **Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS,** etc. Orientation Professionnelle - Placement.

TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs)
Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.
METHODE PEDAGOGIQUE INEDITE « Radio - TV - Service »
Technique soudure — Technique montage - câblage - construction — Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages
FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.

PROGRAMMES

■ **TECHNICIEN**
Radio Electronicien et T.V.
Monteur, Chef-Monteur dépanneur-alligneur, metteur au point.
Préparation théorique au C.A.P.

■ **TECHNICIEN SUPÉRIEUR**
Radio Electronicien et T.V.
Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.

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

COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8e • Tel. : 225.74-65
Metro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Elysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi). RP 145
Degré choisi .....
NOM .....
ADRESSE .....
.....

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Enseignement privé à distance.

CHRONIQUE des ONDES COURTES

MONTAGES MESUREURS DE CHAMP à circuits intégrés

par P. DURANTON
F 3 R J

LE mesureur de champ est certainement l'instrument de mesure qui est à la fois le plus simple à réaliser par l'amateur même débutant et le plus utile quant à ses possibilités d'emploi. Il permet en effet de vérifier d'une manière très efficace le niveau de sortie d'un émetteur ou d'une antenne d'émission et de parfaire les réglages en observant les variations du niveau détecté par le mesureur de champ. Le montage particulièrement simple du début (fig. 1) utilise un circuit oscillant constitué d'une self L et d'un condensateur variable CV qui permet de régler la fréquence de l'appareil à celle de l'émetteur en essais. Une simple diode D (OA85 ou similaire) détecte l'énergie HF ou VHF reçue et mise à la résonance par le circuit oscillant L-CV. Une paire d'écouteurs à haute impédance (2 000 ohms) sert à l'écoute de l'émission. Une petite capacité de découplage V parfait la détection. Pour visualiser les variations du niveau de champ, un microampèremètre du type Vu-mètre (130 à 150 µA) du commerce convient parfaitement.

La réalisation pratique utilisera un petit coffret métallique de dimensions modestes : 110 × 65 × 40 mm et l'antenne surmontera le tout. Ce pourra être une antenne télescopique.

Pour fonctionner dans la gamme des 144 MHz, la bobine L aura 3 spires de fil de cuivre de 1 mm bobiné à spires de 10 mm de diamètre, avec un espacement de 2 mm entre spires. Le CV aura 25 pF ce qui permet de couvrir la gamme 90 à 170 MHz à peu de choses près mais en fonction des capacités parasites du câblage, cette bande pourra se trouver quelque peu décalée vers les fréquences élevées ou vers les fréquences plus basses.

L'emploi des circuits intégrés permet d'augmenter considérablement la sensibilité et la gamme d'utilisation des mesureurs de champ. Le SL 630 de Plessey est un amplificateur de tension à grand gain et alimenté entre 6 et 9 volts le — étant à la masse.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

— Gain en tension en entrée de type différentiel : 40 dB (avec 1 mV à l'entrée).

— Gain en tension en entrée asymétrique : 46 dB (avec 1 mV à l'entrée).

— Tension maximale de sortie : 1,2 V pour alimentation : 6 V/2 V pour alimentation : 9 V et 2,8 V pour alimentation : 12 V.

— Puissance maximale de sortie : environ 100 mW.

— Courant de repos : 5 mA (alimentation : 6 V) et 13 mA (alimentation : 12 V).

— Impédance d'entrée différentielle : 2 kilohms.

— Impédance d'entrée asymétrique : 1 kilohm.

— Impédance de sortie : entre 1,5 et 3 ohms.

— Effet du contrôle automatique de gain : 100 dB.

— Tension d'entrée maximale : 50 mV (distorsion : 10 %) gain réduit.

— Courant de court-circuit : 100 mA.

Présenté sous forme d'un boîtier TO 5 à 10 sorties (voir brochage vu de dessous) le circuit intégré SL 630 permet d'amplifier considérablement la composante BF et d'exciter un petit haut-parleur d'impédance comprise entre 10 et 50 ohms avec un niveau d'écoute tout à fait suffisant pour que les écouteurs ne soient plus nécessaires.

La tête HF du mesureur de champ est identique au modèle du début, mais au lieu de monter une paire d'écouteurs, c'est le primaire d'un petit transformateur BF qui reçoit la composante BF après détection et le secondaire excite quant à lui les deux bornes d'entrée 5 et 6 du circuit intégré fonctionnant ainsi en entrée différentielle.

Dans ce cas le gain obtenu sera d'environ 40 dB. Le transformateur BF utilisé ne requère pas de caractéristiques bien particulières. Il suffit d'employer un transformateur dont le primaire aura une impédance de quelques milliers d'ohms (2 000 ohms est une bonne valeur) et le secondaire pourra avoir une valeur comprise entre 2 000 et 10 000 ohms. Ce sera de préférence un transfo miniature de quelques centimètres cubes car la puissance d'excitation est tout à fait infime !

Les bornes 3 et 4 du SL 630 seront découplées par une capacité de 50 pF. La borne 10 mise à la masse et la borne 2 recevant le + alimentation, ce sera par la borne 1 que sortira la tension de sortie, découplée par une capacité de 1 nF, et allant au haut-parleur via une capacité chimique de 100 µF. Il est à noter que dans ce montage, l'emploi du circuit intégré n'améliorera pas la sensibilité de lecture du niveau de champ, puisque le microampèremètre est monté avant l'amplification BF, mais il améliore grandement l'écoute de la modulation ou de la manipulation et cela tout particulièrement pour les champs faibles, voire pour l'écoute des émissions de radiodiffusion ou pour le son de la TV. La présentation extérieure de ce mesureur de champ amélioré sera à peu de choses près identique à celle de l'appareil de début, car le même coffret pourra très bien convenir et il suffira de prévoir un emplacement pour loger la pile de 6 ou de 9 volts et de placer un interrupteur de marche-arrêt sur la face avant du coffret, ainsi que l'ouïe pour le passage du haut-parleur.

Si l'on veut améliorer à la fois la sensibilité de lecture du niveau de champ et l'écoute de la modulation, il faut faire appel à un montage un peu plus évolué et quelque peu plus complexe. Le montage de la figure 3 satisfait à ces deux conditions. Il s'agit tout d'abord d'une tête HF classique suivie d'une simple détection qui excite deux circuits indépendants. Le premier constitué de trois transistors de type 2N222 ou similaires

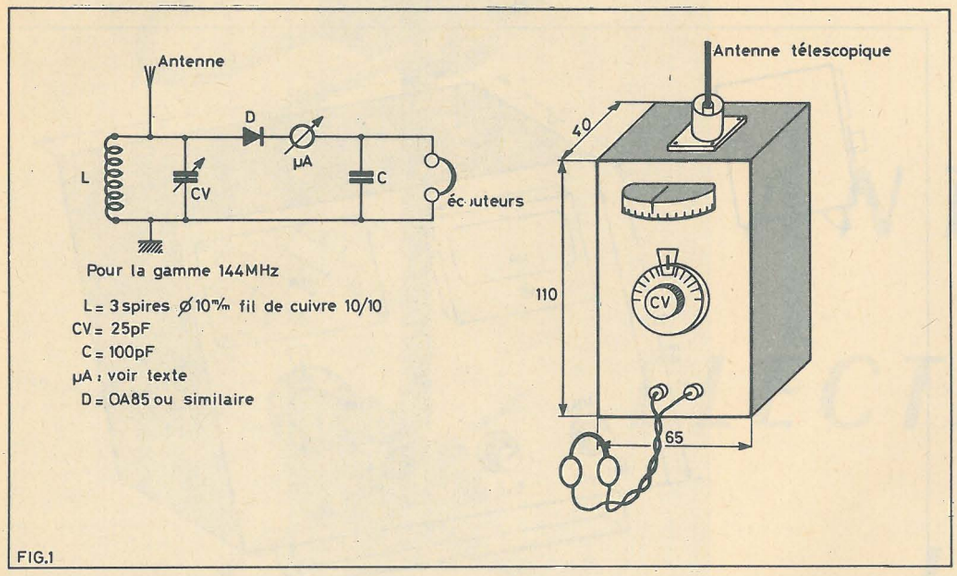


FIG.1

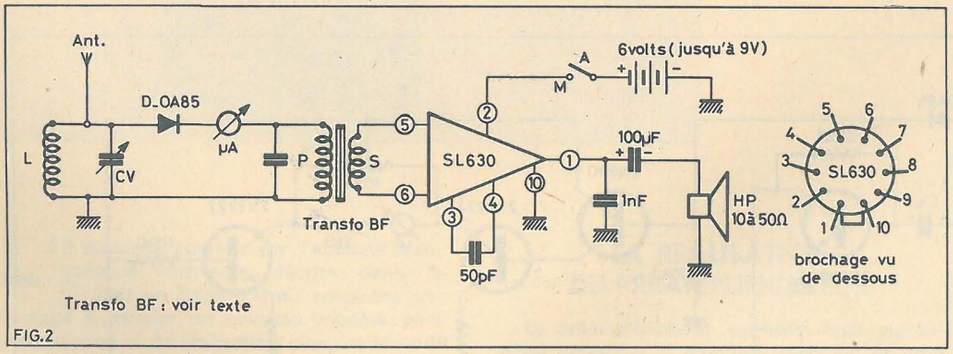


FIG.2

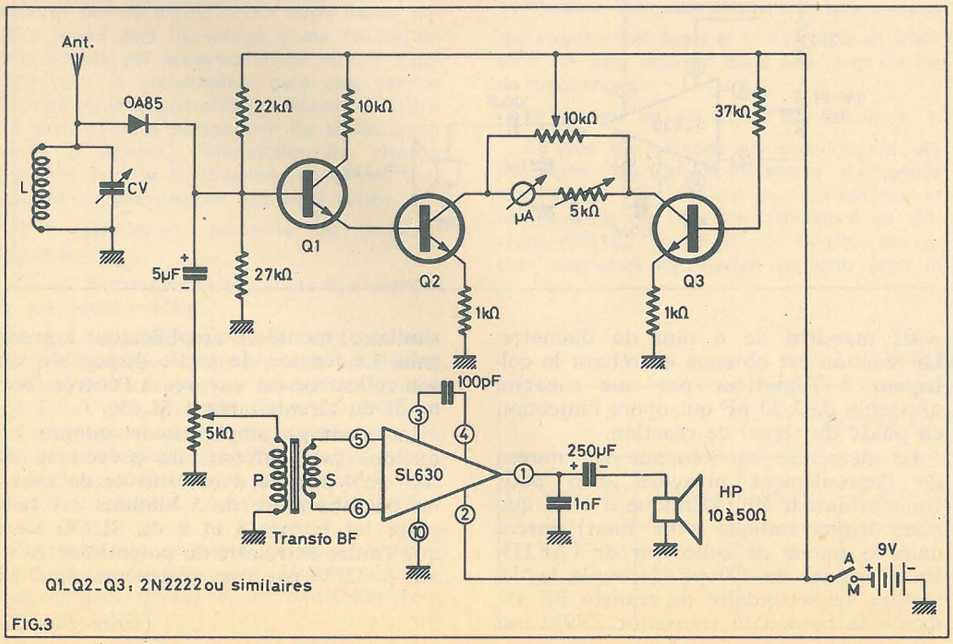


FIG.3

constitue le dispositif mesureur de champ proprement dit, alors que le second équipé d'un circuit intégré SL 630 ne sert qu'à l'écoute de la modulation comme dans le montage précédent.

S'il n'y a rien de plus à dire de l'amplificateur de modulation que nous avons vu en détail plus haut, il nous faut expliquer le fonctionnement du dispositif de mesure du champ.

Un premier transistor T1 est monté en résistance variable dans la base de T2 ; c'est dire que sous l'influence du signal détecté en sortie de la diode, le transistor T1 conduit plus ou moins et présente alors une résistance que variera en liaison avec le niveau du champ reçu. Les deux transistors T2 et T3 sont montés en pont, c'est dire qu'ils sont équilibrés en l'absence de signal d'entrée et dans ce cas, la différence de potentiel entre les deux collecteurs des transistors est nulle, le microampèremètre reste au zéro. Si une tension est appliquée à la base de T1, celui-ci se débloque plus ou moins suivant l'amplitude de cette tension et le pont se déséquilibre d'autant plus que la tension incidente est elle-même plus élevée. Une tension prend naissance (c'est donc une tension de déséquilibre) entre les deux collecteurs et le microampèremètre dévie d'autant plus que cette tension de déséquilibre est elle-même plus forte. Pour obtenir l'équilibre du pont en l'absence de signal incident, il suffit d'agir sur le potentiomètre de 10 kilohms qui alimente les deux collecteurs de T2 et T3 ; il est nécessaire de monter un tel potentiomètre car les deux transistors, bien qu'identiques en théorie ne le sont pas en pratique et il y aura toujours une petite différence, même minime, qui ne permettra pas d'obtenir un équilibre parfait avec les deux résistances de charge identiques, il faut donc compenser cet écart inévitable au moyen d'un dispositif potentiométrique agissant sur l'alimentation du pont. Pour faire varier la sensibilité du dispositif, on emploiera un potentiomètre de 5 kilohms monté en résistance variable en série avec le cadre du microampèremètre.

La figure 4 montre l'aspect extérieur de notre mesureur de champ troisième version avec ses trois potentiomètres :

— tarage du zéro

— sensibilité

— gain BF (avec interrupteur de marche-arrêt en fin de course).

Le CV et le microampèremètre de mesure ainsi que le cache du haut-parleur complètent la face avant de ce coffret, acheté tout prêt dans le commerce.

Les dimensions 100 × 150 × 40 mm ne sont nullement impératives mais étant modestes, elles permettent de loger facilement cet appareil dans une serviette ou dans la boîte à gants d'une voiture.

Une dernière version encore plus évoluée (fig. 5) n'est autre qu'un dispositif mesureur de champ à pont tel que nous venons de le voir, associé non plus à un simple C.O. à diode mais à une tête HF dotée d'une bonne sensibilité, puisqu'il

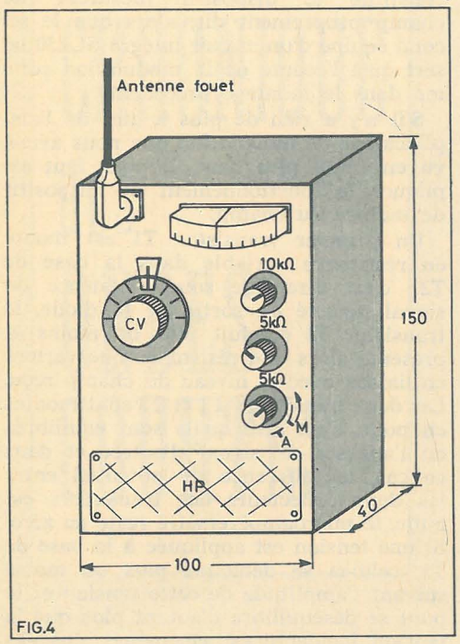


FIG.4

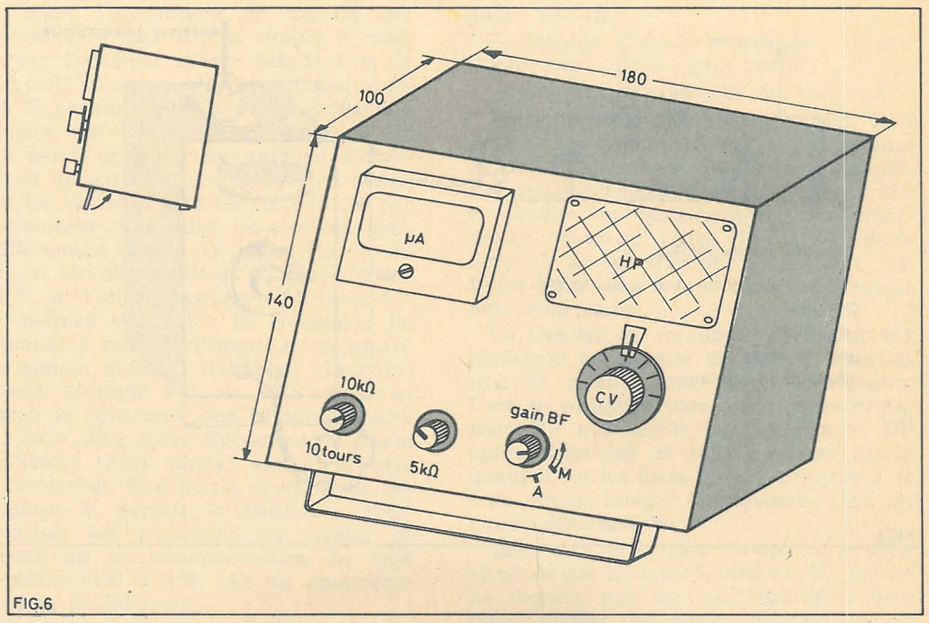


FIG.6

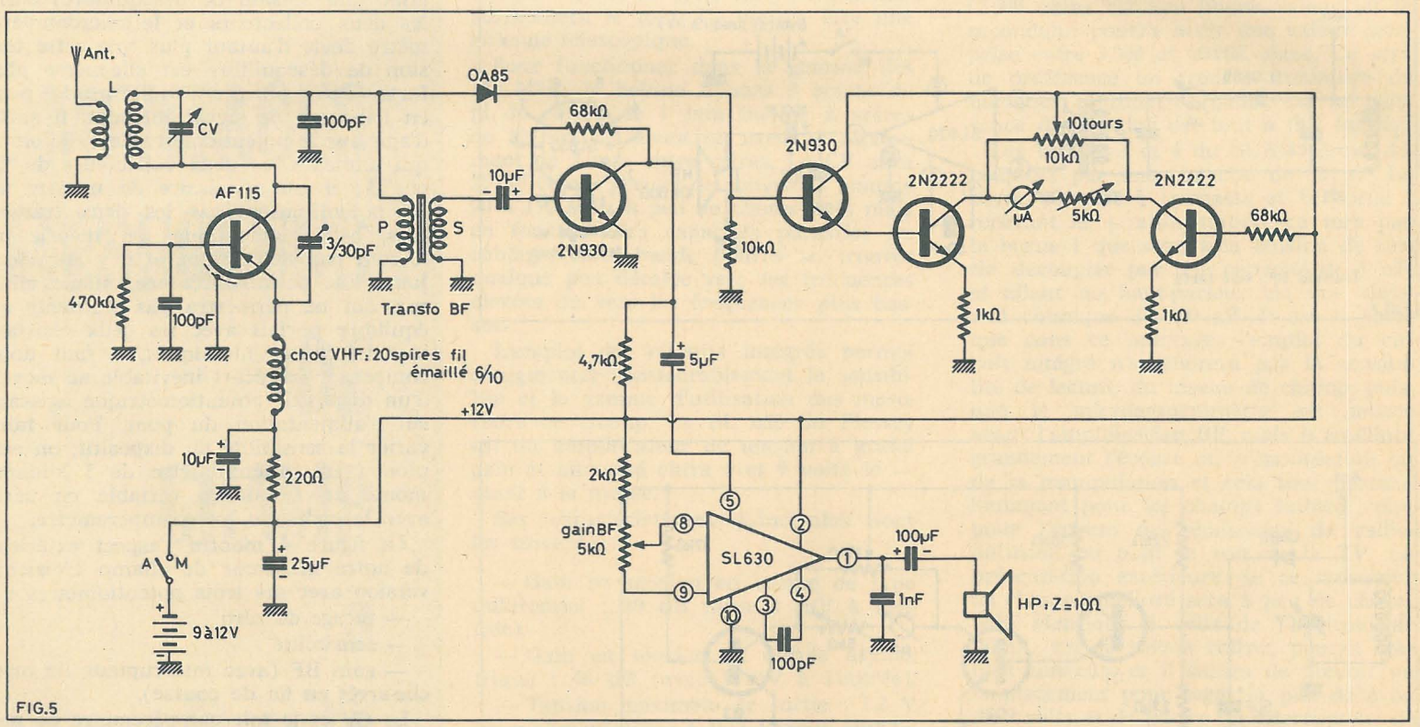


FIG.5

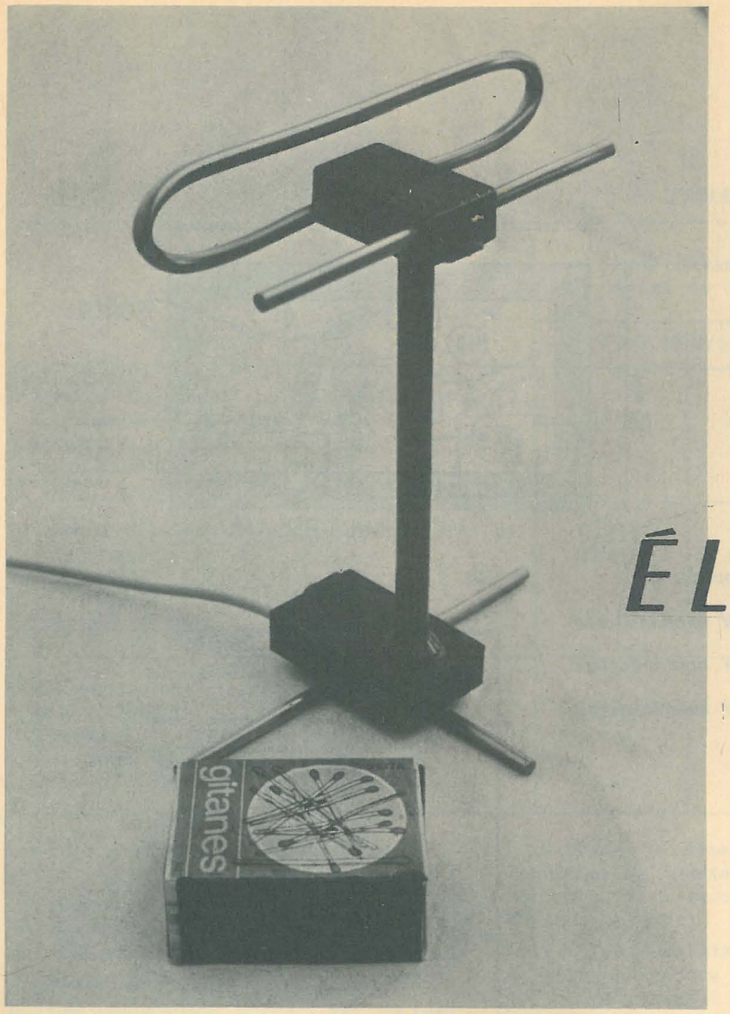
s'agit d'une détectrice à super-réaction.

La tête HF est équipée d'un transistor au germanium AF 115 qui fonctionne très bien en détectrice à réaction en VHF. Le circuit oscillant accordé sur la fréquence de travail est inséré dans le collecteur alors que la base est polarisée par une cellule RC (470 kilohms et 100 pF). L'émetteur est alimenté en positif par une résistance de 220 ohms, découplée puis par une self de choc constituée par une vingtaine de spires de fil émaillé 6/10 mm bobiné jointivement sur un petit mandrin de 6 mm de diamètre. La réaction est obtenue en reliant le collecteur à l'émetteur par une capacité ajustable de 3/30 pF qui opère l'injection en phase du signal de réaction.

La détection est obtenue au moyen de l'enroulement primaire d'un petit transformateur BF (identique à celui que nous avons indiqué plus haut) inséré dans le retour de collecteur de l'AF 115. Une capacité de 100 pF découple la détection. Le secondaire du transfo BF alimente la base d'un transistor 2N930 (ou similaire) monté en amplificateur à grand gain. La tension de sortie disponible sur son collecteur est envoyée à l'entrée (borne 5) du circuit intégré SL 630.

Le montage amplificateur intégré est quelque peu différent du précédent, en ceci qu'il dispose d'un contrôle de gain : un potentiomètre de 5 kilohms est relié entre les bornes 8 et 9 du SL 630 alors que l'autre extrémité du potentiomètre va au + 12 V par une résistance de 2 ki-

(*suite page* 53)



ANTENNE ÉLECTRONIQUE UHF

LES résultats obtenus par l'antenne électronique intérieure décrite dans le n° 290 de Radio-Plans, nous ont encouragé à étudier un nouveau modèle plus perfectionné et de réalisation plus facile pour l'amateur peu outillé.

Nos efforts ont porté sur trois directions principales :

1. — Remplacement de l'amplificateur accordé par un amplificateur large bande qui offre d'une part l'avantage d'une réalisation plus simple par suppression du circuit d'accord dont la construction peut être parfois délicate sans l'appareillage nécessaire. D'autre part, dans la perspective de la réception de la 3e chaîne, l'élimination du réglage d'accord facilite l'utilisation puisqu'une manœuvre supplémentaire est ainsi évitée.

2. — Réduction maximale de l'encombrement.

3. — Performances au moins équivalentes au précédent modèle.

Dans l'antenne réalisée, nous pouvons affirmer que ces conditions sont satisfaites.

Il existe toutefois une ombre au tableau qui est le prix élevé du transistor utilisé.

Ce transistor était indispensable compte tenu des caractéristiques recherchées du point de vue du gain et du rapport signal/bruit à la fréquence considérée (770 MHz - canal 58).

Un modèle moins onéreux peut certainement être envisagé pour la réception de fréquences plus basses et en particulier vers 500 MHz.

LA REALISATION DU PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur est d'un type aujourd'hui classique, à émetteur commun et double circuit de contre-réaction. Dans l'émetteur par R1 et entre base et collecteur par R2. Ces contre-réactions permettent de fixer l'impédance d'entrée et de sortie à la valeur convenable (on peut démontrer que celle-ci est sensiblemnt égale à $\sqrt{R1 \cdot R2}$) et d'obtenir un gain régulier dans une large bande de fréquences.

Le schéma en est donné par la figure 1.

Ce type de montage est couramment utilisé dans des préamplificateurs d'antennes extérieures individuelles ou collectives et utilise dans ce cas des transistors au silicium (ON162 — BF357 — BFY90, etc...). Ces transistors ne peuvent convenir pour la réalisation décrite du fait d'un facteur de bruit trop important (7 dB en moyenne à 800 MHz).

Le transistor nécessaire doit posséder à la fois un fb $\leqslant$ à 4 dB à 800 MHz — une faible capacité entre base et collecteur et un gain en courant important.

Le 2N5043 au germanium répond à ces impératifs. Ses caractéristiques et son branchement sont donnés dans le tableau I.

En plus des contre-réactions, un certain nombre de corrections sont appliquées à l'amplificateur pour étendre la bande passante et augmenter le gain dans le haut de la bande V.

Les éléments de circuit comprenant les connexions b et c du transistor, le 100 pF et la 390 Ω du circuit de C.R. forment avec la capacité collecteur-base un circuit résonnant d'ailleurs fortement amorti, qui fait pas-

TABLEAU I

2N5043 — Texas Instruments						
Pc max 25°	Uce_{max}	Ic_{max}	β à 3 mA	fT	Cbc	fb
30 mW	15 V	30 mA	15 à 150	> 1,5 GHz	< 1 pF	2,5 dB env. 470 MHz 3,5 dB env. 800 MHz

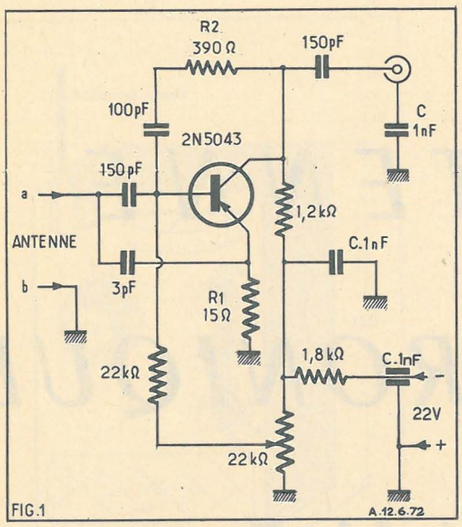


FIG.1

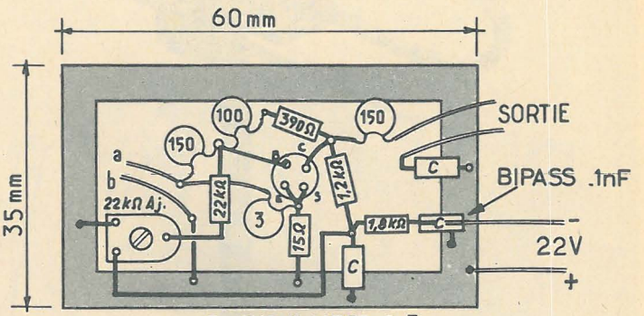


FIG.2 C=TUBULAIRES 1nF

Figure 1. — Résistances :

390 Ω, 22 kΩ	*1/8 W subminiatures*
15 Ω	*1/8 W non inductive*
1,2 kΩ, 1,8 kΩ	*1/4 W subminiatures*

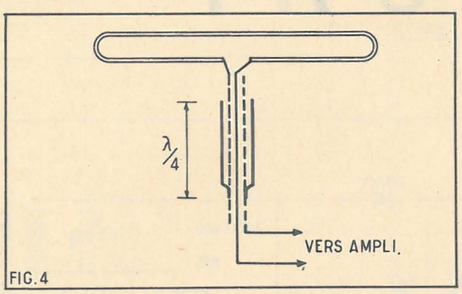


FIG.4

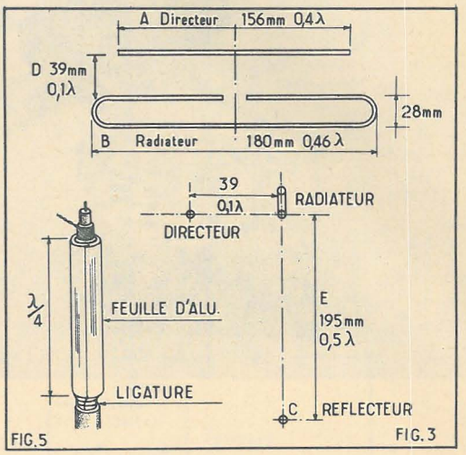


FIG.5 FIG.3

ser par un minimum la contre-réaction vers 800 MHz compensant ainsi la diminution du gain qui autrement résulterait de l'action de la capacité entre collecteur et base. Sur le montage réalisé, la longueur totale des connexions entre les points b et c du transistor est de 32 mm. D'autre part, un condensateur de faible capacité est connecté entre antenne et émetteur, son rôle est de parfaire l'adaptation et d'augmenter le gain par diminution du R.O.S. La valeur habituelle est de 1,5 à 2 pF. Ici, l'utilisation d'un 3 pF a apporté un gain notable en amplification. Il ne serait peut être pas inutile de le remplacer par un ajustable subminiature de 0,5/5 pF.

Tel quel l'amplificateur présente un gain variant de 9 dB à un peu plus de 11 dB sur l'ensemble des bandes I à V. Le gain sur le canal 58 étant un peu supérieur à 10,5 dB.

Ce préamplificateur peut donc être utile dans d'autres applications que l'antenne intérieure décrite et en particulier avec une installation extérieure dans le cas de signaux très faibles.

Il conviendrait toutefois, dans ce cas, de se rappeler qu'il emploie un transistor au germanium et que la compensation en tem pérature assez rudimentaire et d'ailleurs suffisante dans un appartement, demanderait à être revue.

La figure 2 montre la réalisation pratique de l'amplificateur.

Dans le but de déterminer les capacités parasites et de faciliter la réalisation, il n'a pas été fait usage de circuit imprimé. Une mince feuille de bakélite HF de 0,5 mm d'épaisseur a été utilisée, un entourage constitué d'une feuille de cuivre collée à l'Araldite sert de masse générale. Les connexions sont simplement passées dans des trous percés aux bons endroits et soudées.

Il faudra naturellement porter la plus extrême attention lors de la soudure des connexions du transistor ; du fait de la faible longueur de celles-ci et de la faible dissipation du transistor, tout échauffement prohibitif serait dangereux.

Le dessin de la figure 2 respecte la disposition réelle des composants.

Le réglage du préampli se fera simplement par le pot. ajustable de 22 kΩ, sur un signal faible de manière à avoir le rapport signal/souffle maximum. Le potentiomètre sera préalablement tourné au maximum (côté 1,8 kΩ) le transistor étant alors saturé, puis réglé très progressivement jusqu'au maximum de gain qui se situe vers Uec ~ — 3 à — 5 V. Il faut faire attention que pour Uec 10 à 12 V le transistor atteint son maximum de dissipation et donc procéder comme indiqué.

Les résultats sont les suivants sur le canal 58 (770 MHz — émetteur de Pic de Nore).

Fb = 3,5 dB soit 2,24 Kto. Gain ⩾ 10,5 dB en puissance.

Pour un fb de 9 dB pour le télé, fb total est de :

$$2{,}24 + \frac{7{,}95 - 1}{11{,}2} = 2{,}86 \text{ Kto soit } 4{,}6 \text{ dB.}$$

On remarquera une légère infériorité du point de vue du fb total sur le précédent montage avec amplificateur accordé.

Pour que la nouvelle réalisation soit au moins équivalente, nous avons réalisé une nouvelle antenne 2 éléments qui bien que d'un encombrement plus réduit, possède un gain supérieur de 1,5 dB sur la précédente.

REALISATION DE L'ANTENNE

Il s'agit d'un trombone avec directeur qui permet une antenne plus courte qu'avec un réflecteur tout en présentant un gain supérieur.

De plus comme sur l'antenne de gain 7 dB précédemment décrite, il a été fait usage d'un réflecteur à la base, réflecteur qui, servant de pied à l'antenne, apporte un gain substantiel sans augmenter l'encombrement.

Le gain du collecteur d'ondes est supérieur à 5,5 dB sur le canal 58. La bande passante est large du fait de l'utilisation d'un trombone dont la bande est plus importante que celle du dipôle correspondant et du faible nombre d'éléments parasites.

TABLEAU II

	Niveau de bruit total	Signal nécessaire aux bornes de l'antenne		Signal nécessaire aux bornes d'un dipôle simple		Champ métrique nécessaire compte tenu du gain de l'antenne	
		S/B = 40 dB	S/B = 46 dB	S/B = 40 dB	S/B = 46 dB	S/B = 40 dB	S/B = 46 dB
Antenne G = 4 dB + préampli accordé G = 14 dB fb = 4 dB	2,6 + 4,4 dB = 7 dB	225 µV	450 µV	140 µV	280 µV	2,26 mV/m	4,52 mV/m
Antenne G = 5,5 dB + préampli large bande G = 10,5 dB fb = 3,5 dB	2,6 + 4,6 dB = 7,2 dB	230 µV	460 µV	122 µV	245 µV	1,95 mV/m	3,90 mV/m
Extrapôlation des résultats pour 470 MHz G préampli = 10 dB fb préampli = 2,5 dB fb tuner = 6,5 dB	2,6 = 3,4 dB = 6 dB	200 µV	400 µV	100 µV	200 µV	1,06 mV/m	2,12 mV/m

Les canaux 50 à 65 sont couverts sans difficulté.

Les dimensions lorsqu'il s'agit d'écarts entre tubes sont données en prenant le centre du tube pour origine.

L'entrée symétrique d'antenne s'effectue le plus simplement possible par un canon λ/4 constitué par une feuille d'aluminium enroulée sur le coaxial de la descente et ligaturée avec la gaine du câble dénudée sur 5 mm. La figure 3 montre la construction de l'antenne, les figures 4 et 5 celle du symétriseur.

Le tableau II résume les caractéristiques comparées de l'antenne 4 dB avec préampli accordé et de la nouvelle antenne avec préampli large bande.

La légère supériorité de la seconde ne se remarque en pratique que sur un signal faible et dans ce cas il vaudrait mieux réaliser une antenne de gain supérieur.

La réception dans le haut de la bande V est d'ailleurs un cas particulièrement défavorable et l'extrapôlation des résultats pour une fréquence de 470 MHz (canal 21) montre que le même rapport S/B est obtenu avec un champ métrique presque 2 fois moindre. Cela étant dû à l'abaissement du niveau de bruit tant du transistor préamplificateur que du tuner et à la hauteur effective plus grande d'une antenne 470 MHz.

B. MARTIN

Bibliographie et références.

— *Antenna Engineering Handbook. H. Jasik.*

— *Funk Technik n° 24 - 1969.*

— *Télévision n° 198 - Amplificateurs large bande - R. Aschen.*

CHRONIQUE DES ONDES COURTES

Montages mesureurs de champ à circuits intégrés

(Suite de la page 50)

lohms. En ce qui concerne le dispositf mesureur de champ à pont, c'est encore un montage équilibré en l'absence de tension d'entrée et qui se déséquilibre d'autant plus que le transistor « robinet » qui est un 2N930 se débloque en fonction de la tension incidente appliquée à sa base et ceci au moyen d'une diode OA 85 dont le sens est à expérimenter car il faut que seules les impulsions positives agissent sur la base, les impulsions négatives étant sans effet sur un transitor de type NPN à l'état bloqué.

La sensibilité de ce montage est grande, car l'étage d'entrée donne une bonne efficacité au pont de mesure, aussi est-il nécessaire de soigner tout particulièrement le système d'équilibrage à potentiomètre. Nous avons dû utiliser un potentiomètre de précision de type « dix tours » afin de pouvoir démultiplier au maximum le tarage du pont en l'absence de signal. De même, il est nécessaire de laisser l'appareil sous tension environ une minute avant de faire des mesures car les transistors doivent avoir atteint leur température normale de fonctionnement et leur état de repos, car c'est un montage à la fois précis et très sensible.

La présentation (fig. 6) nous a été dictée par le fait que nous avons trouvé dans le commerce des coffrets disposant de suffisamment de place pour y loger sans problème tous les composants et d'aspect très « professionnel ». De plus une poignée escamotable servant de pied pour tenir en position inclinée le coffret est placé sous la partie inférieure, ce qui rend fort commode son emploi.

Nous verrons ultérieurement d'autres montages pouvant utiliser les circuits intégrés et destinés plus généralement à l'émission et à la réception d'amateur.

P. DURANTON.

Construisez vous-même
votre RECEPTEUR avec les
MODULES S.T.E.

AR-10 - Récepteur 10-M MOSFET.
Entrée 28-30 MHz pour convertisseur 144 MHz.
Entrée 26-28 MHz pour la version 26-28 de AC2,
ou entrée 26,8-27,4 MHz pour la réception de la Citizen Band.

AC-2 - Convertisseur 144 MHz FET.
Modèle standard sortie 28-30 MHz.
ou AC2/B, sortie 26-28 MHz.

AD-4 - Discriminateur et limiteur FM.

En complément. pour la partie Emission :
AT210 - Emetteur 144 MHz à transistors
AA3 - Modulateur - ampli BF à transistors
ou, pour l'émetteur à lampes :
AT201 et AA12

Ces modules seront présentés AU SALON DES COMPOSANTS dans le Stand du REF

Documentation sur demande c/2 timbres
MICS-RADIO S.A. - F 9 AF.
20 bis, avenue des Clairions
89000 AUXERRE - Tél. : 86/52.38.51
(Fermé le lundi)

SYSTÈME DE COMMUNICATIONS A RAYONS INFRA-ROUGES

LES communications à rayons infrarouges présentent de nombreux avantages par rapport aux systèmes de communications traditionnels téléphoniques ou radiotéléphoniques. L'étroit rayon de la radiation infrarouge qui va de l'émetteur au récepteur peut être facilement modulé au moyen de la parole. Le signal invisible ne peut être intercepté sans interrompre le rayon, ce qui garantit une grande sécurité. L'émetteur et le récepteur fonctionnent au moyen de petites batteries internes, et les appareils sont facilement transportables.

Le procédé de communications à rayons infra-rouges convient particulièrement dans le cas où doit être établi un système temporaire, par exemple dans le cas de travaux ou à l'occasion d'événements sportifs. En utilisant des miroirs, on peut détourner le rayon d'un certain angle, et obtenir des liaisons non en ligne droite. Un inconvénient toutefois réside dans les perturbations dues aux conditions météorologiques qui peuvent affecter ce système, comme la pluie et la neige qui tendent à disperser le rayon et à réduire la distance.

Dans ce projet, la source de radiations est constituée par la diode électroluminescente CQY11B et le détecteur est le phototransistor BPX25, qui fonctionne également dans le spectre des infrarouges. Le prototype décrit fonctionne avec succès à une distance de 150 mètres environ.

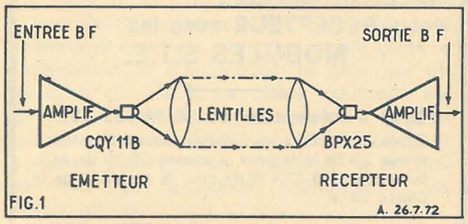


FIG.1

LE SYSTEME

La fig. 1 illustre le fonctionnement de base du système. La sortie du rayon infrarouge de la diode électroluminescente CQY11B est modulée par le signal basse fréquence au moyen de l'amplificateur BF. La puissance du rayon infrarouge est proportionnelle au courant circulant dans l'appareil. Le courant moyen est d'environ 20 mA, modulé par un courant de pointe de même intensité. Les rayons émis par la diode sont concentrés au moyen d'une lentille. Dans le récepteur, le rayon est reçu par une seconde lentille identique à la précédente. Le phototransistor transforme les variations d'intensité du rayon en un signal qui, amplifié, est ensuite dirigé vers un haut-parleur.

LA DIODE ELECTROLUMINESCENTE

Une diode électroluminescente à l'arséniure de gallium comme la CQY11B, émet une radiation infrarouge quand elle est polarisée.

Celle-ci est souvent comparée, par erreur, aux lampes à filament également utilisées dans les communications.

La différence fondamentale entre la lampe à filament et la diode électroluminescente réside dans le fait que la première, quand elle est excitée, se montre incandescente, tandis que la seconde est luminescente. L'incandescence est la radiation à large bande émise par la matière par suite d'une agitation thermique de ses atomes. La luminescence est la radiation à bande étroite émise par un matériau à la suite d'un changement de l'état de l'énergie des électrons, quand le matériau est excité par une cause extérieure qui n'agit pas nécessairement sur la température.

Une lampe domestique ordinaire à filament a une durée de 500 heures et convertit en radiations environ 80 % de la puissance absorbée, mais seulement 25 % des radiations ont une longueur d'onde adaptée pour être perçue par le phototransistor utilisé dans le récepteur A la différence des lampes à incandescence qui sont susceptibles de rupture de filament, les composants solides fonctionnent à des températures plus basses et selon des principes complètement différents.

L'arséniure de gallium est un composé du groupe III-V qui présente le phénomène d'électroluminescence. La CQY11B contient une fonction PN avec une surface émissive de 10^{-2} mm², montée dans un boîtier TO-18 ayant une fenêtre de verre. Possédant une surface émissive aussi petite, la diode produit un rayon à faible divergence, si on l'utilise avec un système simple de lentilles.

La radiation est émise par suite de la chute du niveau d'énergie des électrons, après leur recombinaison avec les cavités voisines de la fonction, entre les deux régions.

Ce phénomène est connu comme « luminescence par injection de la fonction « P.N ». La radiation ne peut être très efficace puisque chaque électron injecté donne lieu à un photon. Quelques photons sont réabsorbés par le matériau, mais beaucoup s'échappent et sont irradiés.

La longueur d'onde de pointe de la radiation émise est fonction du matériau utilisé, et pour l'arséniure de gallium, est d'environ 0,9 mm à température ambiante.

Une autre caractéristique des radiations des composants à l'état solide est donnée pour leur vitesse de réponse intrinsèque. Les diodes à arséniure de gallium peuvent être modulées jusqu'à 300 MHz environ, tandis que les lampes à incandescence ont une limite, qui, dans la plupart des applications pratiques, se situe à quelques centaines de Hz. Les 500 heures de durée d'une lampe à incandescence peuvent être augmentées en faisant fonctionner celle-ci à des tensions égales à 70-80 % de sa tension nominale. Toutefois, cela réduit la température du filament, et détermine des radiations de longueurs d'onde plutôt longues, réduisant ainsi la quantité de radiations pouvant être perçues par le détecteur au silicium disposé dans le récepteur. De cette manière, on réduit l'efficacité du système et aussi son champ d'action. La régularité de fonctionnement de l'appareil qui exploite les radiations des matériaux semi-conducteurs est fonction de la densité du courant de polarisation utilisé. Une valeur maximum d'environ 300 A/cm² s'est révélée satisfaisante, et de nombreux appareils ont fonctionné, dans ces conditions, pendant plusieurs milliers d'heures, sans difficultés.

CIRCUIT EMETTEUR

Le circuit émetteur est représenté à la fig. 2. Celui-ci a été établi pour donner une modulation à 100 % du courant de la diode électroluminescente (20 mA en pointe) pour une entrée microphonique de 3 mV en pointe. TR1 est un étage à gain élevé, couplé directement à TR2, qui est alternativement couplé en courant continu à TR3. Ce type de circuit a été choisi pour son économie et sa simplicité. Le courant de TR3 est maintenu à 20 mA par la réaction de R5, et R3, qui accouplent la tension traversant R6 à la tension base-émetteur de TR1. La tension alternative qui apparaît aux bornes de R7 est mise en série avec le signal d'entrée appliqué à la base de TR1,

ce qui procure une impédance d'entrée élevée adaptée à l'impédance du microphone à cristal. R6 limite le courant de la diode à un niveau de sécurité. C5 empêche les oscillations haute fréquence qui peuvent prendre naissance en utilisant des transistors à grand gain.

Le circuit peut devenir auto-oscillant en fermant S1. De cette façon, on fournit un chemin de réaction positive, via C4, au courant alternatif traversant R6. L'oscillation permet une modulation automatique du rayon infrarouge qui est utile au cours de l'installation de l'appareillage.

CIRCUIT RECEPTEUR

Le récepteur est un circuit à gain élevé qui peut fournir une sortie maximum de 500 mW à un haut-parleur de 15 Ω. Effectivement, on peut utiliser n'importe quel haut-parleur ayant une impédance comprise entre 15 Ω et 140 Ω, mais le niveau de sortie diminue proportionnellement jusqu'à atteindre 50 mW, avec un haut-parleur de 140 Ω. Les variations d'intensité de la radiation modulée perçue par le phototransistor BPX25, TR4 (fig. 3), provoquent des variations de son courant collecteur. Ces variations constituent le signal BF qui, après l'amplification par les étages de TR5 à TR9, est dirigé vers le haut-parleur.

Le collecteur du phototransistor est couplé directement à l'étage préamplificateur à gain élevé TR5. La stabilisation de cet étage, en courant continu, est assurée par la résistance de contre-réaction R11 qui relie l'émetteur de TR5 à la base de TR4. Le premier est découplé au moyen de C9 ; le degré de découplage est réglé, au moyen de R9 qui agit aussi comme régulateur de la sensibilité. Pour des communications à longue distance, la sensibilité est réglée au maximum, tandis qu'elle peut être réduite pour des distances plus courtes.

Le collecteur de TR5 est couplé en courant alternatif au moyen de C7, à la section de sortie des étages de TR6 à TR9. Une importante caractéristique de cette section est constituée par le petit nombre des composants utilisés et l'élimination des transformateurs. TR6 est un préamplificateur directement couplé au transistor TR7. Le collecteur de ce dernier commande l'étage de sortie complémentaire TR8 et TR9 qui fonctionne en push-pull classe B.

En condition de repos, la tension au point M est stationnaire et stabilisée par TR6. Ce dernier agit non seulement comme préamplificateur en alternatif, mais aussi comme amplificateur différentiel en continu, et assure la meilleure stabilité en température. Le condensateur C10 découple la résiduelle alternative du signal de réaction qui parvient de l'émetteur de TR6. Une petite quantité de réaction de courant alternatif est réintroduite par R16.

Les différentes tensions mesurées sur le prototype de l'émetteur et du récepteur sont indiquées sur les figures 2 et 3. Celles-ci, constituent des indications utiles dans la recherche des pannes, mais naturellement ces valeurs peuvent subir de petites variations dues aux tolérances des composants.

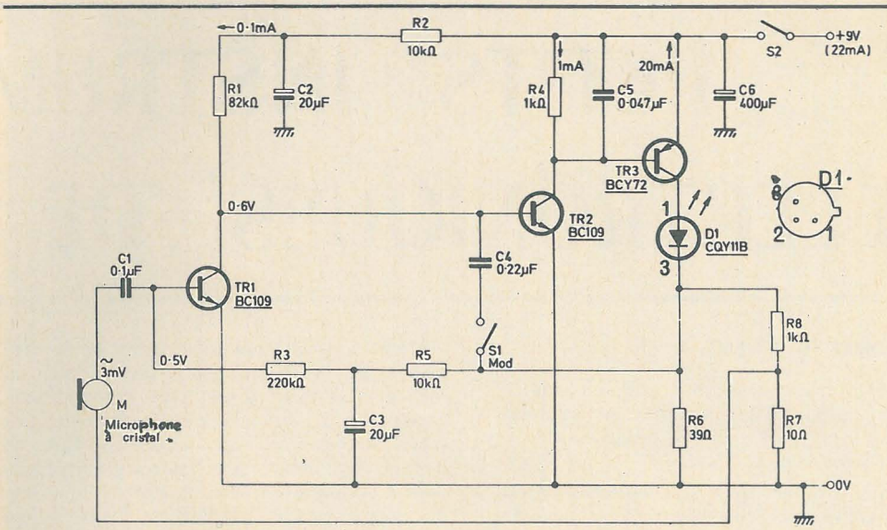


Fig. 2

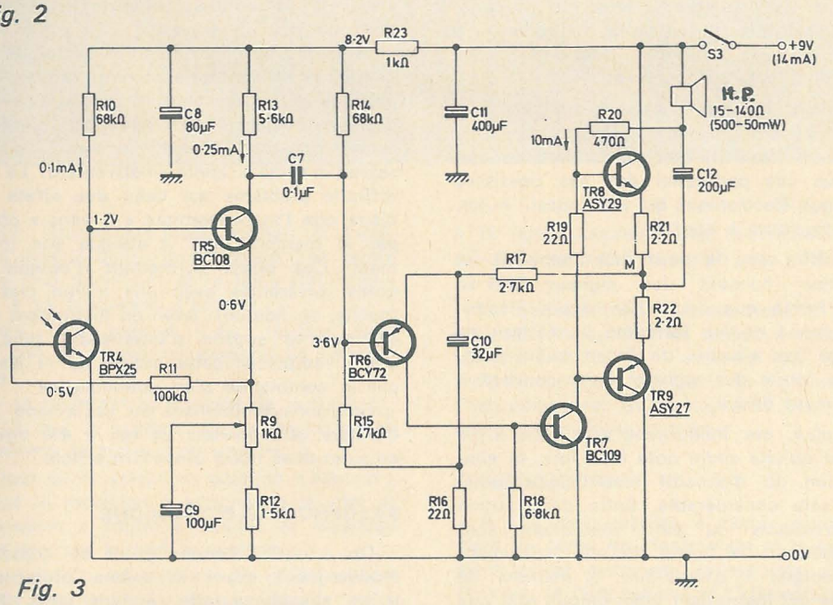


Fig. 3

SYSTEME OPTIQUE

Avec les longueurs d'onde voisines des rayons infrarouges, il est possible d'utiliser des lentilles de verre ordinaires et peu coûteuses.

Les avantages offerts par les lentilles au quartz ou autres matériaux coûteux, sont en effet négligeables. La longueur focale et le diamètre ne sont pas critiques, mais les résultats seront d'autant supérieurs que le diamètre sera grand. Le prototype décrit dans cet article utilise des lentilles de 110 mm de diamètre et monté dans un tube de même diamètre, qui contient également le circuit imprimé, les batteries et le haut-parleur.

La réalisation de l'émetteur et du récepteur est illustrée à la fig. 4.

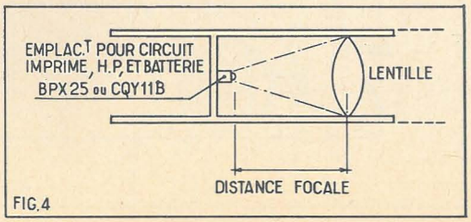


FIG.4

VALEURS DES CAPACITES

C1-C7 = 0,1 µF.
C2-C3 = 20 µF - 16 V électrol.
C4 = 0,22 µF - C5 = 0,047 µF.
C6-C11 = 400 µF - 10 V électrol.
C8 = 80 µF - 25 V électrol.
C9 = 100 µF - 6,4 V électrol.
C10 = 32 µF - 10 V électrol.
C12 = 200 µF - 10 V électrol.

F. HURE

Bibliographie : Spérimentare n°11-71

PETITS INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE

INSTRUMENTS A VENT.

Le plus grand instrument de musique à vent est l'orgue et son imitation électronique est parmi les plus grandes réussites de la musico-électronique.

Le grand orgue, qu'il soit véritable (donc réellement à vent) ou électronique, permet grâce à ses nombreux jeux de timbres, d'imiter la plupart des petits instruments à vent tels que trompette, flûte, clarinette, saxophone, cor, trombone, etc.

Au point de vue technique, un petit instrument électronique de musique, dérivé d'un instrument réel, à vent, sera tout simplement un cas particulier des cas possibles de l'orgue électronique qui peut aussi, imiter, les instruments à cordes.

Il suffira que le petit instrument ait un générateur donnant des signaux de la même forme que ceux d'un orgue électronique donné et des **formants** permettant de modifier ces signaux de façon qu'ils prennent la forme des signaux correspondant à l'instrument désiré.

De plus, cet instrument « à vent » ne donnant qu'une seule note à la fois, la simplification du dispositif électronique générateur sera considérable. Enfin deux autres caractéristiques du petit instrument sont souhaitables : la forme du vrai instrument et le doigter « c'est-à-dire la manière de jouer de cet instrument électronique afin que l'exécutant puisse profiter de sa connaissance du jeu du vrai instrument.

Comme nous l'avons dit dans notre précédent article, toute liberté est laissée au réalisateur d'obéir ou non à ces recommandations, mais il faut que, de l'instrument véritable, il reste quelque chose d'important dans l'instrument électronique correspondant : la forme de l'instrument ou la forme des signaux ou la manière de jouer, l'idéal étant de reproduire toutes les caractéristiques du vrai instrument.

La forme de l'instrument et le **doigter** sont solidaires et sont relativement faciles à reproduire mais pas toujours économiquement du moins dans leurs grandes lignes. La forme des signaux est également facile à reproduire mais approximativement. Le plus difficile problème est celui des effets spéciaux que l'instrumentiste « à vent » obtient par la manière dont il attaque son instrument. Ces effets permettent d'obtenir des notes différentes avec une même clef (ou touche, ou bouton). Avec un instrument électronique le souffle n'intervenant plus, on devra remplacer cette action de la bouche par la commande d'un commutateur.

Revenons maintenant au saxophone électronique et rappelons ce qui a été traité à ce sujet dans notre précédent article.

SAXOPHONE ELECTRONIQUE.

On a choisi comme point de départ un modèle-jouet ayant la même présentation qu'un saxophone alto, à huit clefs. Nous avons décidé d'en prévoir treize, c'est-à-dire un intervalle d'octave. Le générateur choisi est le multivibrateur astable genre Abraham et Bloch, à deux transistors dont le schéma est celui de la figure 3 de notre précédent article.

On a indiqué la mise au point à l'oscilloscope pour accorder les notes sur leur hauteur choisie.

Pour débuter, le générateur était à huit notes différentes constituant une octave diatonique plus la note octave supérieure. On a choisi les notes suivantes correspondant aux fréquences de 465,96 Hz à 931,82 Hz, en huit notes ou 13 notes si l'on prévoit les demi-tons. Voici à la figure 1 le schéma d'un générateur à treize notes et avec le dispositif de commutation pour passer l'octave suivante. On voit qu'il y a maintenant treize clefs (ou boutons, ou touches) et treize résistances ajustables permettant l'accord sur les notes choisies.

Le passage à l'octave inférieure (notes plus basses et f moitié) est obtenu grâce aux interrupteurs I_A et I_B conjugués mettant en parallèle sur C_1 et C_2, les condensateurs de même valeur C'_1 et C'_2, donc, en tout quatre condensateurs égaux. Sur le schéma on a indiqué la progression de la hauteur des sons : les notes les plus aiguës sont obtenues en actionnant I_1 et les plus graves en actionnant I_{13}.

Rappelons les valeurs des éléments. Celles qui sont les mêmes que dans la version à huit notes sont : $R_1 = 12\ k\Omega$, $R_2 = 22\ k\Omega$, $R_3 = 22\ k\Omega$, $R_4 = 20\ k\Omega$ ajustable, $R_5 = 3{,}2\ k\Omega$, $R_6 = 1\ k\Omega$, $C_1 = C_2 = 10$ nF,

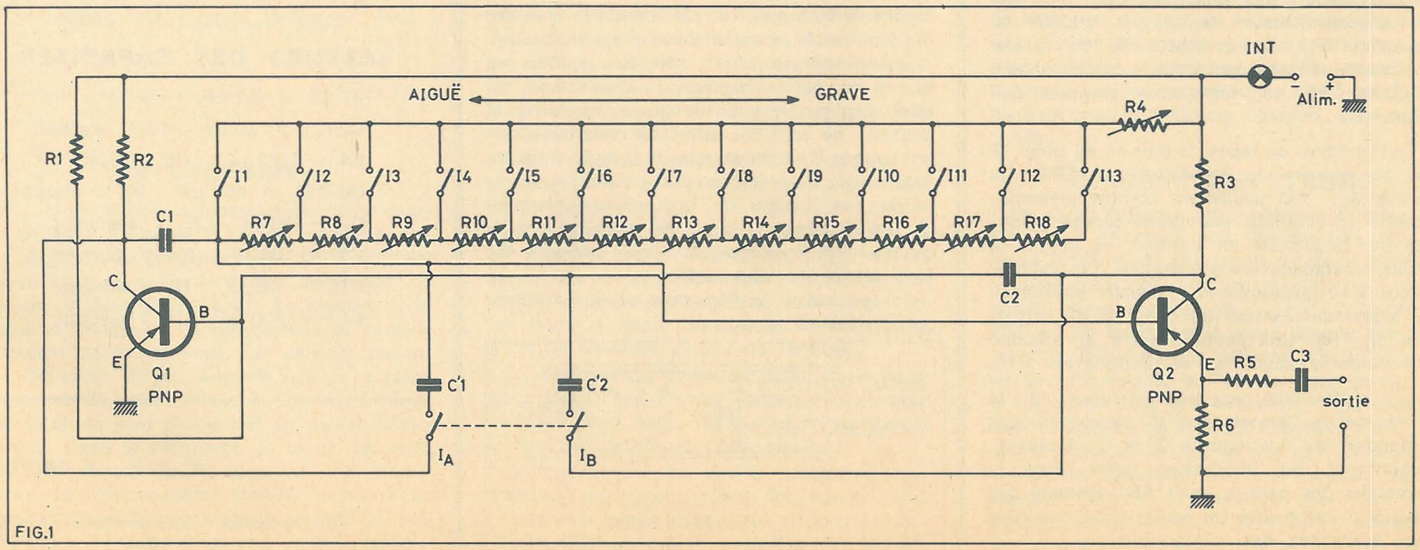


FIG.1

C_3 = 0,1 µF.

Les valeurs modifiées des éléments sont R_7 à R_{18} résistances ajustables de 5 kΩ, C'_1 = C'_2 = 10 nF. L'accord exact sur l'octave inférieure devra être obtenu en choisissant convenablement C'_1 et C'_2, de valeurs proches ou égales de celles indiquées. Pratiquement si les notes obtenues sont plus graves que celles requises, les condensateurs sont de trop forte valeur. Les remplacer par de plus faibles, par exemple 9 ou 8 nF et ajouter ensuite des petites capacités jusqu'à obtention des accords exacts.

Comme transistors, rien de changé : Comme PNP selon le schéma : OC 71, AC 121, AC 125, 2N 1305. Comme NPN : 2N 1304. Si les transistors sont des NPN modifier le schéma de la figure 1 comme suit : flècher des émetteurs vers l'extérieur, permuter les signes + et — de l'alimentation, donc, la masse sera alors au — alimentation avec des NPN. Nous conseillons à nos lecteurs de dessiner ce schéma à titre d'exercice.

AMPLIFICATEUR.

Tout amplificateur BF genre amplificateur d'électrophone de puissance modérée peut convenir. Une puissance de 1 W par exemple peut être obtenue avec un circuit intégré. Cette puissance correspondra à peu près à celle fournie par un instrument réel de ce genre mais rien ne s'oppose à ce que l'on choisisse une puissance différente, de 0,5 à 4 W.

Avec 0,5 W seulement, l'alimentation sera, sous 9 V, de l'ordre de 100 mA donc encore possible avec des piles.

Entre la sortie du générateur et l'entrée de l'amplificateur on montera un réglage de volume et éventuellement, un réglage de tonalité.

LES CLEFS DE L'INSTRUMENT.

La figure 2 donne la photographie de l'instrument-jouet. La forme de ce jouet reproduit très bien celle de l'instrument réel. On distingue 8 clefs permettant, au **repos,** de boucher tous les trous et en position **action,** de découvrir les trous derrière lesquels, se trouvent, à l'intérieur de l'instrument, les **anches** accordées sur les notes attribuées à chaque clef.

A la figure 3 on a représenté la clef vue de profil, le tube étant alors vu en coupe transversale.

Voici le détail de la clef. C'est une sorte de levier courbe ABEF pivotant sur un axe C. Une pièce P maintient le levier et l'axe sur le tube JL dont I est l'air intérieur. Un ressort K fait avec un fil d'acier, agit de manière à ce qu'en position repos (celle de la figure 3), la partie F de la clef, bouche le petit tube G, prolongeant le trou situé juste au-dessus de l'**anche** H.

Lorsqu'on appuie avec un doigt sur l'extrémité A, la clef tourne autour de l'axe C de sorte que A se rapproche du point L du tube de l'instrument tandis que l'extrémité F s'éloigne de F et, de ce fait, le trou est débouché et le son peut se produire dans l'instrument-jouet.



Dans l'instrument-jouet normal, si l'exécutant souffle dans l'embouchure, l'air passe par le trou découvert et la lame de l'anche vibre à sa fréquence d'accord.

Dans le cas présent, il faut réaliser, avec cette clef pivotante, un **système de commutation.**

En se reportant au schéma de la figure 1, on voit que le système de commutation se composera de treize interrupteurs.

Il faut qu'ils soient en position « contact » lorsque le musicien « actionne » la clef et en position « coupé » lorsque le musicien n'agit pas sur la clef considérée.

De ce fait, la solution du problème est donnée par la figure 4 sur laquelle on a reproduit la même coupe transversale mais avec la clef en position « action ». La partie F ne nous intéresse pas pour le moment. Par contre, la partie A servira à réaliser le contact requis.

A cet effet, il faudra prévoir deux pièces isolantes M et O et deux pièces métalliques Q et N qui seront reliées au générateur comme suit : en supposant qu'il s'agisse de la clef I_3 par exemple, la pièce Q sera reliée à la ligne commune des contacteurs et la pièce N au point commun des résistances R_8 et R_9.

La réalisation de clefs est aisée et il n'est nullement obligatoire de respecter scrupuleusement leur forme, l'essentiel est qu'elles remplissent leur mission. Si le corps de l'instrument est en plastique, le système de commutation reste le même.

CONSTRUCTION.

Il y a deux parties à réunir rationnellement, le corps de l'instrument et le montage électronique avec ses accessoires, l'amplificateur, le haut-parleur et l'alimentation.

Le saxophone-jouet est difficile à modifier. Pour introduire un montage électronique à l'intérieur, il faudrait scier son corps métallique, dans le sens de sa longueur, ce qui est peu commode mais non impossible.

Une autre solution est de reproduire, approximativement ce corps mais en modifiant un peu les dimensions de façon à ce qu'il y ait une plus grande place à l'intérieur

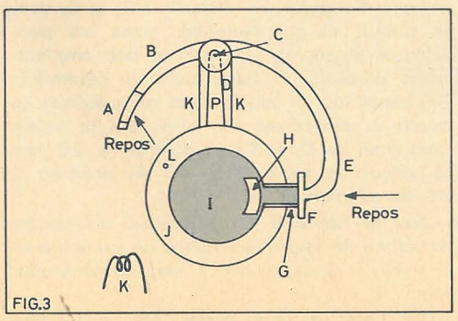


FIG.3

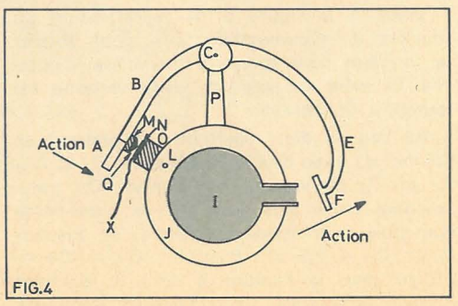


FIG.4

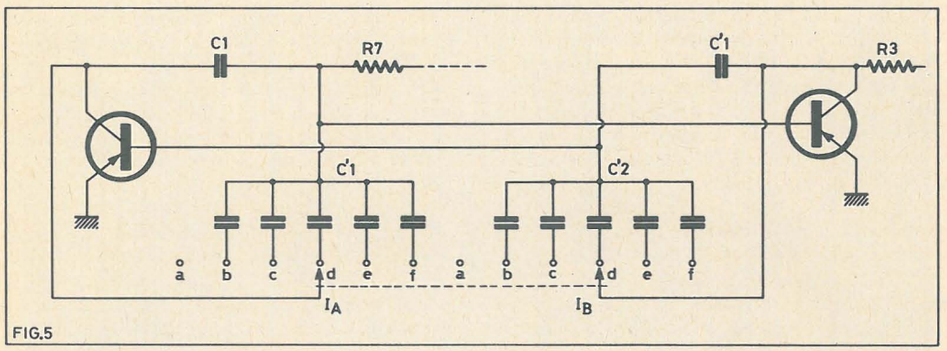


FIG.5

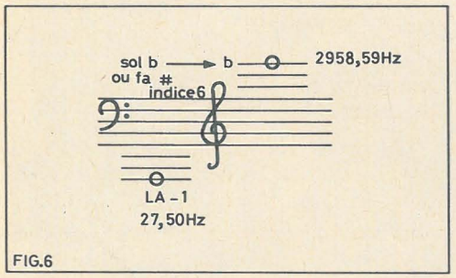


FIG.6

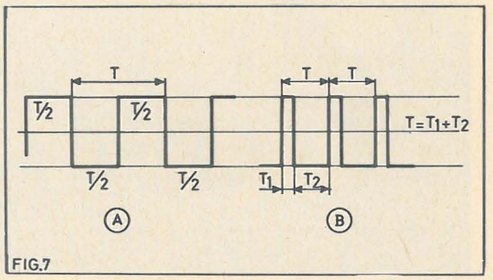


FIG.7

du tube pour y loger l'oscillateur et éventuellement l'amplificateur et le haut-parleur.

Dans le modèle jouet, le tube a un diamètre extérieur de 25 mm du côté de l'embouchure et un pavillon de 80 mm de diamètre du côté de la sortie (voir photo figure 2). C'est la partie repliée vers l'avant, contenant le pavillon qui pourrait être agrandie pour y loger les parties électroniques et le haut-parleur.

A noter que le saxophone-alto mentionné est parmi les plus petits. Il existe aussi, un modèle de saxophone, de très grandes dimensions, nommé saxophone-basse, dont la longueur totale est de 115 cm et, aussi, le saxophone-ténor, de 80 cm de longueur. Dans ces modèles reproduits approximativement selon leurs dimensions réelles, il sera facile de loger les parties électroniques. Une excellente solution serait de réaliser un montage permettant d'obtenir plusieurs octaves afin de pouvoir imiter toute la série existante de saxophones.

Outre les trois mentionnés, il en existe également un plus petit nommé **saxophone-soprano, haut** de 40 cm comme le saxophone-alto mais avec tube droit (non replié) et dont la forme est proche de celle de la clarinette.

Voici, à la figure 5, la modification du ssytème de commutation I_A-I_B, pour obtenir un nombre plus grand d'intervalles d'octaves. La mise au point de cette variante est toutefois délicate.

Au lieu de deux positions, on pourrait en prévoir six avec des condensateurs C_1 et C'_1, C_2 et C'_2 de valeurs croissantes. On commencera alors avec une octave plus haute que dans le montage précédent, en prenant $C_1 = C_2 = 2{,}5$ nF. Ensuite : $C'_1 = C'_2 = 2{,}5$ nF pour la position b de I_A-I_B, donnant l'octave inférieure. Pour l'octave inférieure suivante il faudra 7,5 nF pour obtenir 7,5 + 2,5 = 10 nF, donc l'octave prévue primitivement. En position c on aura $C'_1 = C'_2 = 20 - 2{,}5 = 17{,}5$ nF, puis, en position d, $C'_1 = C'_2 = 40 - 2{,}5 = 37{,}5$ nF ; en position e, $C'_1 = C'_2 = 80 - 2{,}5 = 77{,}5$ nF et, en position f, $C'_1 = C'_2 = 157{,}5$ nF. Le réalisateur aura toute liberté de choisir les gammes qui l'intéressent et leur nombre.

La seule difficulté est d'ajuster correctement les capacités C'_1 et C'_2 pour obtenir des notes octaves justes. Il va de soi que si l'on désire obtenir des notes très basses, il faudrait prévoir un haut-parleur de gros diamètre, dans une enceinte convenable.

AUTRE CHOIX DES CONDENSATEURS D'ACCORD.

Les condensateurs C'_1 et C'_2 pourront être également déterminés d'une manière différente permettant de trouver les valeurs requises plus facilement.

En se reportant au schéma de la figure 5 (ou, même, à celui de la figure 1) on voit que C_1 et C_2 restent en permanence en circuit tandis que C'_1 et C'_2 sont des condensateurs d'appoint. En disposant C_1 et C_2 dans le circuit de commutation, dans les positions a, et en les enlevant de leur emplacement primitif, on aura alors, à déterminer les capacités en progression géométrique de rayon 2, autrement dit, si C est la valeur commune de C_1 et C_2 en position a, 2C sera la valeur en position b, 4C en position c, 8C en position d, etc.

Sur la figure 6 on a indiqué les limites extrêmes de toutes les sortes de saxophones. Il y en a cinq comme il sera indiqué plus loin.

La note la plus grave est le LA-1 à 27,50 Hz, pour le saxophone-basse. La plus aiguë est le SOL bémol = fa dièse, à 2,958,59 Hz dont le LA haut le plus proche est le LA-6 à la fréquence de 3 520 Hz. Cela donne, en tout, sept intervalles d'octave : LA-1 à LA0, LA0 à LA1, LA1 à LA2, LA2 à LA3, LA3 à LA4, LA4 à LA5 et LA5 à LA6. Une bonne idée est de procéder comme dans les vrais instruments, en en réalisant quatre ou cinq différents, chacun à deux intervalles d'octave comme par exemple indiqué ci-après :

saxophone 1 : LA-1 à LA1,
saxophone 2 : LA0 à LA2,
saxophone 3 : LA1 à LA3,
saxophone 4 : LA2 à LA4,
saxophone 5 : LA4 à LA6,

ou, tout autre combinaison, les 5 instruments pouvant alors figurer dans un orchestre « électronique » d'amateurs.

Les connaisseurs musiciens savent, toutefois, qu'il existe plusieurs variantes de saxophones dont certaines, utilisent des clefs musicales en sol mais avec transposition. Quoi qu'il en soit la détermination des gammes requises ne dépend que des valeurs des capacités.

AUTRES INSTRUMENTS.

Tout ce qui vient d'être proposé pour le saxophone est également valable pour les instruments tels que flûte, clarinette, sarrussophone, basson, contrebasson, haut-bois, cor anglais, flageolet.

Le même dispositif électronique reste valable et un instrument ne diffère d'un autre que par sa présentation et le timbre des sons produits.

On pourra également réaliser les instruments « à vent » de la famille des cuivres et à pistons ou clefs tels que les suivants : cornet à pistons, trombone à pistons, ophicléide, tuba ou bass-tuba, saxhorn, etc., en transformant les pistons ou clefs en interrupteurs.

Un seul instrument à cuivre fait exception, il s'agit du trombone à coulisse qui se joue en fermant ou en ouvrant plus ou moins la coulisse d'une manière continue. Pour cet instrument, le dispositif électronique devra être progressif et non à variations par bandes d'une note à la suivante. Ce problème peut être résolu avec une résistance variable dont le curseur sera commandé par le système à coulisse de l'instrument.

LES TIMBRES.

Dans un instrument monodique, les timbres des instruments à imiter, ne peuvent être créés par synthèse comme cela est possible dans un instrument polyphonique, mais assez aisément par des filtres spéciaux nommés **formants** dont il a été question dans d'autres articles parus dans cette série.

Les formants utilisés pour les organes électroniques sont adaptables à un instrument monodique à condition que le signal du son primitif à modifier ait la même forme que celui de l'organe pour lequel le formant a été étudié.

Dans la plupart des orgues électroniques,

les signaux de sons sont rectangulaires ou en dents de scie.

Le générateur de la figure 1 donne des signaux BF de forme rectangulaire. Il faut donc, trouver, des formants prévus pour cette forme.

La figure 7 montre la forme rectangulaire à alternances égales en (A). On peut aussi obtenir une forme rectangulaire à alternances inégales comme celle représentée en (B) de la figure 7.

Cette dernière forme est facile à obtenir en modifiant le montage de la figure 1 comme suit : au lieu de prendre $C_1 = C_2$, $C'_1 = C'_2$, on donnera aux $C_1C'_1$ et $C_2C'_2$ des valeurs inégales dans un rapport n de l'ordre de 10 à 20 fois.

Le signal B est facile à transformer en signal en dents de scie au moyen d'un étage « de charge et décharge », bien connu, à transistor et condensateur, comme ceux de la figure 8.

Pour conserver les fréquences déterminées avec le montage à $C_1 = C_2$ il faudra que la somme C_1+C_2 soit, approximativement égale à la valeur précédente de cette somme. Exemple, dans un certain choix on a pris $C_1 = C_2 = 10$ nF donc $2C_1 = 20$ nF. Dans la version, à signaux (B) figure 7, on prendra, par exemple $C_1 = 18$ nF et $C_2 = 2$ nF. Même règle pour les condensateurs C'_1 et C'_2. Soit encore le schéma de la figure 8 (B) qui indique un transistor NPN. Dans ce montage, le transistor doit être, au repos, à l'état bloqué. Cela est facile à obtenir en donnant à R_1 une valeur faible par rapport à celle de R_2 et dans ce cas, la base sera proche de zéro volt et Q_3 bloqué.

Appliquons alors, un signal à impulsions positives comme celui de la figure 7 (B).

Pendant la période partielle T_1, l'impulsion, transmise par C_1 rend la base de Q_3 positive, Q_3 devient conducteur et C_2, préalablement chargé à travers R_3, se décharge dans le transistor. De ce fait, la tension aux bornes de C_2 diminue rapidement ce qui constitue, pour la tension de de sortie de Q_3, l'alternance négative. Dès que la période partielle T_1 est terminée, la tension de la base devient à nouveau très faible, le transistor se bloque et C_2 se charge à travers Q_3. Il est clair, alors, que la tension aux bornes de C_2 augmente ce qui constitue la branche montante de la dent de scie, se produiront pendant le temps T_2, période partielle la plus longue.

Les phénomènes sont analogues avec le montage (A) de la figure 8 dans lequel Q_3 est un PNP. Le signal à appliquer est à impulsions négatives. Lors de ces impulsions, la base de Q_3 devient plus négative et Q_3 devient conducteur, C_2 se décharge dans le transistor et la tension aux bornes du condensateur diminue en devenant moins négative par rapport à la masse, donc, c'est une tension croissante constituant la période partielle la plus courte.

Lorsque cette période est terminée, la base de Q_3 devient moins négative et le transistor se bloque. Dès lors, C_2 se charge pendant T_2 secondes à travers R_3 et la tension aux bornes de ce condensateur augmente de façon à ce que le collecteur de Q_3 devienne plus négatif par rapport à la masse qui est au + alimentation. De ce fait on obtient à la sortie, l'alternance la plus longue et descendante de la tension en dent de scie. On pourra utiliser pour Q_3 le même transistor que celui adopté pour Q_1 et Q_2.

Indiquons aussi qu'il est facile d'obtenir des impulsions positives ou négatives en montant dans le circuit d'émetteur de Q_1 une sortie comme celle de l'émetteur de Q_2.

Les valeurs des éléments des schémas (A) et (B) de la figure 8 sont : $C_1 = 0{,}1$ µF, C_2 à déterminer expérimentalement entre 0,1 µF et plus, $C_3 = C_2$, $R_1 = 3$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 22$ kΩ, alimentation de 9 V comme celle du multivibrateur. La valeur de R_1 peut être améliorée en montant d'abord une résistance variable de 40 kΩ.

FORMANT POUR SAXOPHONE.

Un exemple de formant convenant au cas présent, est donné à la figure 9 (A). Il convient lorsque le signal d'entrée est en dents de scie comme ceux de la figure 8, positive ou négative indifféremment. Comme il y a des condensateurs isolateurs C_3 aux sorties des montages de la figure 8, le condensateur C_4 sera supprimé. Avec ce formant le signal de sortie, transmis par C_7 a la forme requise pour le son-saxophone. Cette forme est proche de celle de la figure 9 (B). C'est une sorte de dent de scie très déformée dont la branche la plus longue en durée, a un début rectiligne « horizontal » avant de commencer à tomber.

On examinera le signal figure 9 (B) à l'oscilloscope sur la gamme des octaves du médium, donc celles proches de 400 à 1 000 Hz et on agira sur R_4 pour la forme et R_7 pour l'amplitude. Aux autres octaves, on pourra être conduit à modifier les capacités, en les prenant plus élevées aux fréquences plus basses.

FORMANTS POUR COR ANGLAIS ET CLARINETTE.

Voici à la figure 10 (A) un schéma de formant pour transformer un signal en dents

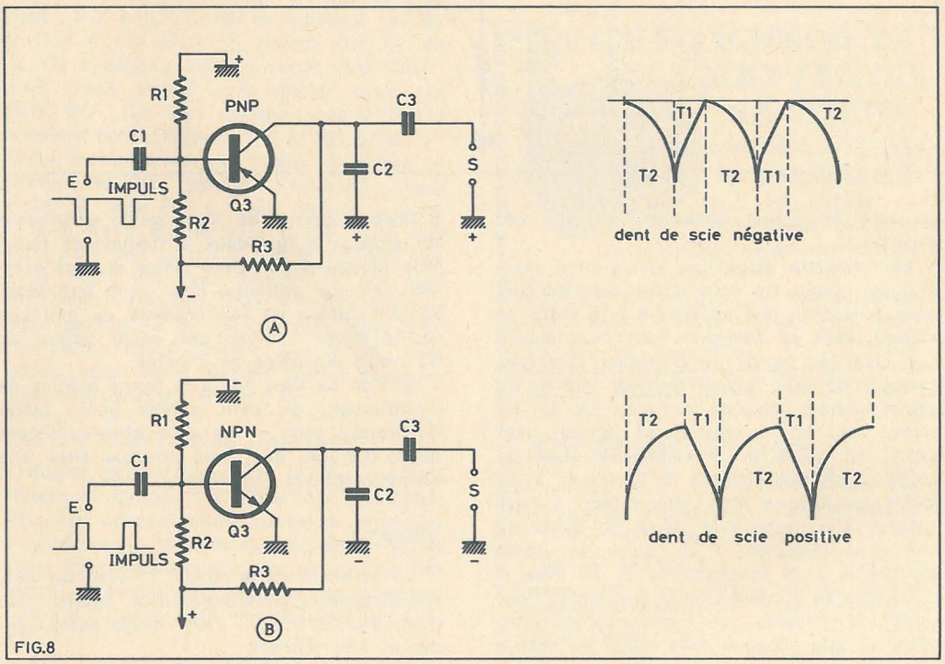


FIG.8

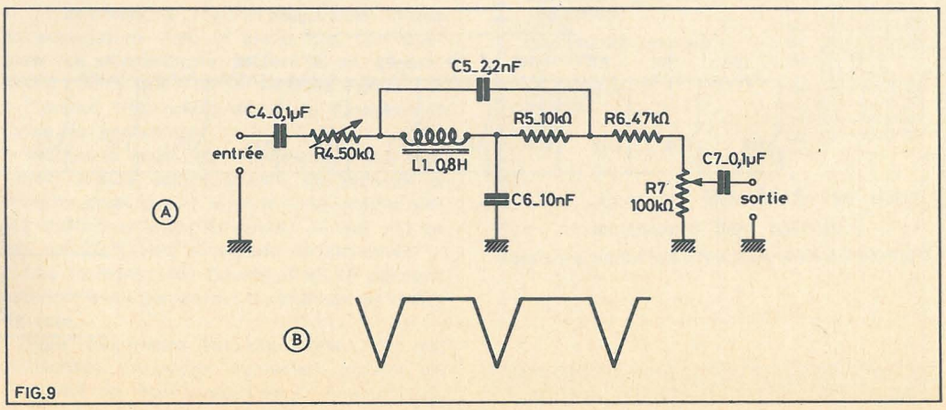


FIG.9

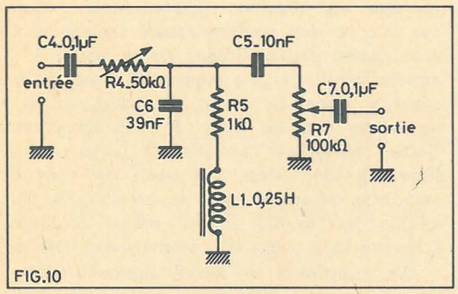


FIG.10

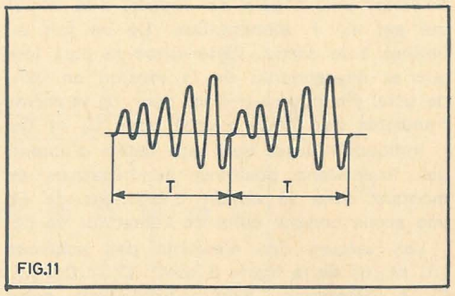


FIG.11

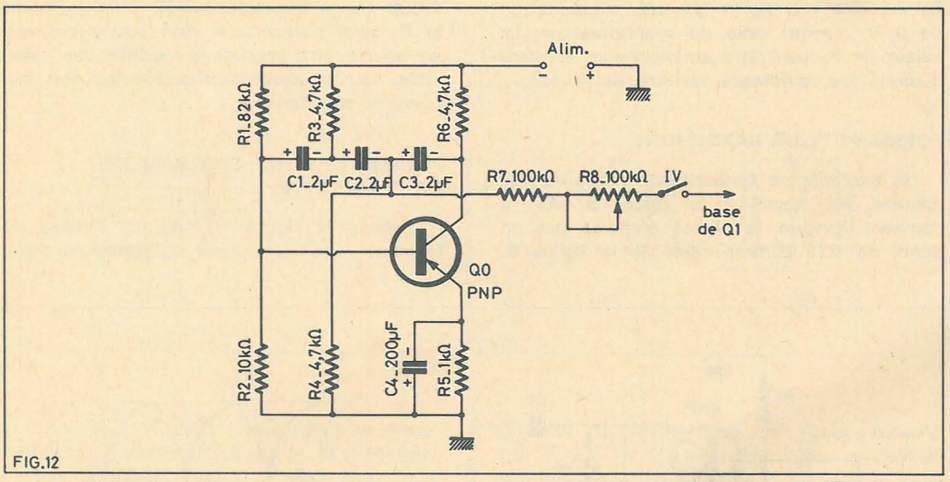


FIG.12

de scie, en signal convenant à un « cor anglais ».

La clarinette exige une forme plus compliquée, proche de celle d'une dent de scie mais à laquelle est superposé une sorte de vibrato dont la fréquence est plus élevée que celle du signal de plusieurs fois, par exemple de cinq fois. Il faudrait obtenir un signal comme celui de la figure 11. Un tel signal peut être synthétisé en partant d'un signal en dents de scie comme ceux de sortie du montage figure 8, appliqués à un mélangeur linéaire (non déformateur) à deux entrées. L'un recevra le signal en dents de scie à la fréquence f et l'autre, le signal sinusoïdal, à la fréquence $f_1 = nf$, avec n de l'ordre de 5 comme on le voit sur la figure 11. Il ne sera pas nécessaire de faire varier f_1 pour chaque note mais, au moins à chaque octave de sorte qu'un générateur de signaux sinusoïdaux à fréquences fixes, sera commuté en même temps que les octaves de sons produits. Pour ceux qui débutent, il suffira de se contenter du montage de la figure 1, avec une seule octave de 13 notes ou même de 8 notes.

Si l'on ne tient pas à la forme précise de l'instrument, un petit clavier genre piano conviendra bien et les sons obtenus seront aussi corrects que ceux obtenus avec une forme rappelant l'instrument imité.

VIBRATO.

Le montage de la figure 1, avec ou sans les dispositifs complémentaires décrits plus haut, peut être muni d'un vibrato assez simple et très efficace.

Le schéma de ce vibrato est donné à la figure 12 sur laquelle on a indiqué également les valeurs des éléments. La nomenclature C_1C_2... R_1R_2... est distincte de celle des autres schémas.

Ce vibrato est réalisé avec un oscillateur à déphasage donnant des signaux sinusoïdaux à une fréquence très basse, de l'ordre de 6 Hz avec les valeurs indiquées de C_1, C_2, C_3 et R_1, R_2 et R_4. Pour d'autres fréquences on devra modifier les capacités (par exemple 4 µF pour diviser f par deux) ou R_1, R_3 et R_4 en les augmentant pour diminuer la fréquence dans le même rapport. Cet oscillateur fournit les signaux aux bornes de R_4. Le signal à TBF (très basse fréquence) est transmis par R_7 et R_8 à l'interrupteur IV dont une extrémité est reliée à la base de Q_1 du montage de la figure 1.

Grâce à l'interrupteur IV on a la possibilité de se servir du vibrato ou de le débrancher tout en le laissant sous tension. Ce vibrato peut être transposé en NPN en utilisant un transistor à peu près équivalent.

Le PNP d'origine Q_0 était un OC75, transistor plus puissant que ceux préconisés pour Q_1 et Q_2. Un équivalent plus moderne, PNP du OC75 est le AC126 ou encore AC122, AC125, AC131, ASY58, etc.

En NPN on pourra utiliser le AC127 ou BC107, BC108, etc. Ce genre de vibrato est intéressant par son mode de montage car son fonctionnement est indépendant de l'accord de l'oscillateur de notes musicales, le multivibrateur Q_1-Q_2.

De plus ce vibrato est en réalité un **trémolo-vibrato** car il modifie aussi bien, au rythme de la TBF à 6 Hz, l'amplitude (trémolo) que la fréquence (vibrato) du signal de note.

Grâce au potentiomètre R_8 il sera possible à l'amplificateur de modifier l'effet vibrato-trémolo. On peut aussi combiner le réglage R_8 de 100 kΩ avec l'interrupteur IV et cela de la manière suivante : on utilisera un potentiomètre à interrupteur, à courbe linéaire et on effectuera le branchement de ce potentiomètre de façon que lorsque le curseur est du côté de R_7, donc $R_8 = 100$ kΩ à ce moment, l'interrupteur agisse. Il est clair que le minimum d'effet est obtenu lorsque R_8 est au maximum de résistance en circuit.

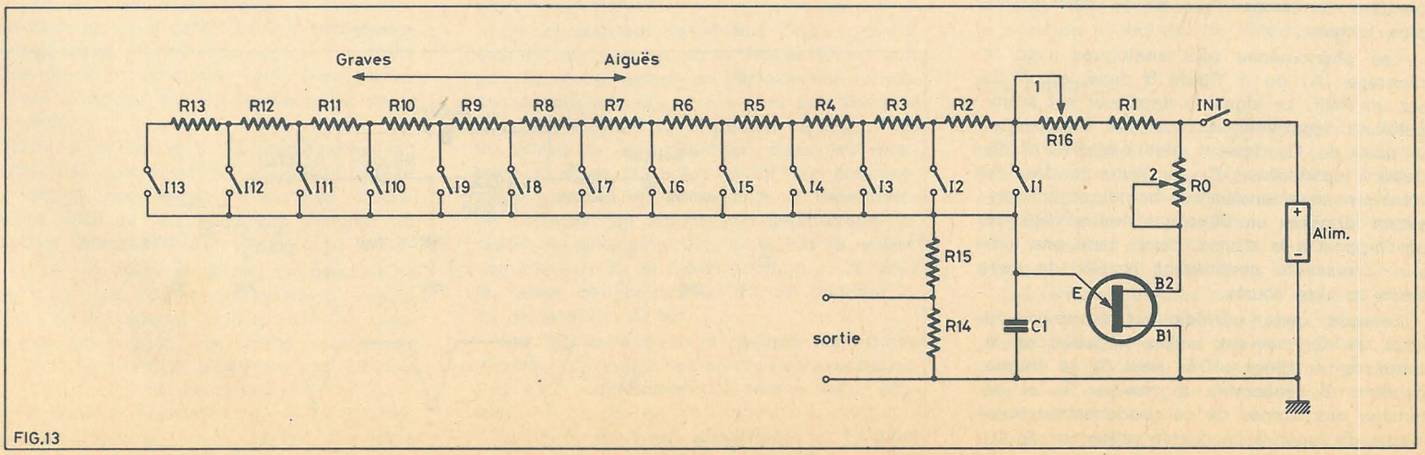


FIG.13

GENERATEUR DONNANT DIRECTEMENT « DES DENTS DE SCIE ».

Voici un autre montage de générateur pour petits instruments électroniques de musique, donnant des signaux en dents de scie directement ce qui peut simplifier la réalisation d'un instrument de ce genre.

Utilisant un transistor General Electric, unijonction (en abrégé UJT), ce générateur, tel qu'il est proposé par le schéma de la figure 13 permet d'obtenir treize notes, donc, une gamme complète de demi-ton en demi-ton avec l'octave à la limite supérieure. Voici les valeurs des éléments convenant pour une gamme de RE à RE, avec le LA à 440 Hz : R_1 = 22 kΩ, R_2 à R_{13} = résistances à déterminer expérimentalement soit par le choix, soit en utilisant des éléments ajustables (voir plus loin) ; R_{14} = 300 kΩ, R_{15} = 1 MΩ, R_{16} = potentiomètre de 5 kΩ linéaire au graphite, C_1 = 0,1 µF 10 V service électrochimique, alimentation de 9 à 25 V. Si l'alimentation dépasse 9 V ce qui est recommandé, augmenter la tension de service de C_1. On remarquera que la note la plus grave est obtenue, avec le poussoir I_{13} et la plus aiguë avec le poussoir I_1. Lorsqu'on « actionne » I_{13} toutes ces résistances en série R_0R_1, R_{16} et R_2 à R_{13}, sont en circuit. Lorsqu'on actionne le poussoir I_1, seules R_0, R_1 et R_{16} sont en circuit entre l'électrode B_2 de l'UJT et l'électrode E de ce même transistor. De ce fait toute action sur les poussoirs situés à gauche (sur le schéma) de celui actionné, est sans effet. Les doigts de l'exécutant peuvent donc reposer sur ces poussoirs.

Il va de soi, que selon l'instrument électronique de musique à réaliser, les interrupteurs I_1 à I_{13} seront du type **touche, bouton, clef,** etc. Ils seront disposés comme dans l'instrument à imiter.

DETERMINATION DES RESISTANCES D'ACCORD.

Voici un tableau I ci-après, les notes à obtenir, avec leur désignation française (DO, RE, etc.) et étrangère (C, D, E, etc.), avec les fréquences en hertz et les valeurs approximatives, pouvant être satisfaisantes en pratique si l'on n'est pas trop difficile.

Note FR	Note ETR	f (hertz)	Valeurs en Ω	Résistance R
DO	C	523,3	réglable	R_1 + R_{16}
SI	B	493,9	1 500	R_2
LA #	A #	465,0	1 500	R_3
LA	A	440,0	1 650	R_4
SOL #	G #	414,9	1 800	R_5
SOL	G	392,0	1 800	R_6
FA #	F #	327,3	2 000	R_7
FA	F	349,2	2 200	R_8
MI	E	329,6	2 200	R_9
RE #	D #	310,5	2 247	R_{10}
RE #	D	293,7	2 470	R_{11}
DO #	C #	277,0	2 470	R_{12}
DO	C	261,6	3 000	R_{13}

Il est incontestable que les réalisateurs désirant obtenir des notes justes, devront monter douze résistances ajustables de 2 à 5 kΩ chacun (par exemple 2 kΩ de R_2 à R_4 et de 5 kΩ pour les suivantes). On pourra aussi utiliser des résistances fixes avec des ajustables de 1 kΩ en série si on en possède. Pour accorder procéder comme suit selon le cas :

CAS 1, RESISTANCES SELECTIONNEES FIXES.

Il faut les choisir avec tolérance 5 % parmi celles de valeur standard. Les valeurs spéciales seront obtenues avec deux résistances en série : 1 650 = 1 500 + 150, 2 247 = 2 200 + 47, 2 470 = 2 000 + 470. La capacité C_1 doit être de 0,1 µF assez précise. Si tel n'est pas le cas, on ne pourra pas obtenir la gamme désirée exactement mais un peu plus haute ou un peu plus basse mais cela peut être compensé par le réglage de R_0.

Effectuer, ensuite, l'accord de la manière suivante :

1° Accorder d'abord sur la note la plus aiguë, DO à 523,3 Hz en agissant sur R_0 et R_{16}. A cet effet on notera que R_0 de 25 kΩ ajustable, agit de façon que l'intervalle d'une octave soit obtenu entre les deux DO. R_{16} agit comme accord de la première note grave, le DO à 261,6 Hz.

On commencera par régler R_{16} vers la moitié de sa valeur c'est-à-dire vers 2 500 Ω. Agir sur I_{13} pour obtenir la note la plus grave. Régler avec R_0 de façon que cette note soit le DO à 261,6 Hz. Agir sur I_2 et régler R_{16} pour obtenir le DO aigu (523,3 Hz). Recommencer plusieurs fois ces deux opérations de réglage des deux DO. Les autres notes devront être à peu près justes, selon leurs valeurs réelles obtenues avec une tolérance de ± 5 %.

CAS 2 : RESISTANCES AJUSTABLES.

Régler préalablement R_2 à R_{13} sur les valeurs du tableau I, à l'aide d'un ohmmètre, avec les commutateurs au repos. Procéder ensuite comme dans le cas précédent. Si les notes intermédiaires ne sont pas tout à fait justes, retoucher leur hauteur en commençant par R_2 pour le SI, puis R_3 pour le LA #, etc.

Pour l'étalonnage utiliser un élément de comparaison correct : piano, générateur BF, diapason LA à 440 Hz. Il est évident que si l'instrument à réaliser doit être utilisé en association avec le piano que l'on possède, ce dernier sera préféré à un générateur à moins que l'on ne procède également à l'accord très précis du piano lui-même à l'aide du générateur.

Indiquons aussi, que l'utilisateur, bon musicien, n'aura ancun besoin de recourir à l'oscilloscope pour l'accord, son oreille devra suffire si elle est juste, ce qui est le cas de 90 % des personnes musiciennes.

Les formants des figures 9 et 10 peuvent convenir à ce générateur de signaux en dents de scie.

Pour augmenter les possibilités de cet instrument, on pourra également prévoir un dispositif de modification de C_1 pour obtenir des gammes à notes plus graves ou plus aiguës. Il est facile de substituer à C_1 de 0,1 µF, des condensateurs de valeurs n C_1, avec n = 2, 4, 8... ou 0,5, 0,25, 0,125, etc.

Le transistor unijonction General Electric est un type ×10 ou 2N2646, 2N2647.

Ce montage possède la propriété remarquable de donner un intervalle d'une octave **déplaçable** à l'aide de R_0. Ainsi, après avoir procédé aux réglages indiqués plus haut et, en ne limitant plus aux divers potentiomètres, ni à C_1, il suffira d'agir sur R_0 pour déplacer le DO le plus bas vers les basses (jusqu'à vers 130, 81 Hz) ou vers les aiguës, vers 1 046,5 Hz. Cela donnera alors les octaves suivantes : 130,81 à 261,8 Hz ; 261,8 à 523,3 Hz (gamme proposée) ; 523 à 1 046,5 ; 1 046,5 à 2 093 Hz, soit en tout, quatre intervalles d'octaves.

EXCEPTIONNEL !



BATTERIES SOLDÉES
pour défaut d'aspect
VENDUES
AU TIERS DE LEUR VALEUR
Avec échange d'une vieille batterie

Exemples :
2 CV - Type 6V1... **44,15** • 4 L - Type 6V2 **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 - 75020 PARIS
Téléphone : 797-40-92

...Et en province :

ANGOULÊME : tél. (45) - 95-64-41
AIX-EN-PROVENCE : tél. (91) - 26-51-34
BORDEAUX : tél. (56) - 91-30-63
BOURG-LES-VALENCE (Valence) : tél. (75) - 43-15-64
CHALON-SUR-SAONE : tél. (85) - 48-30-39
DIJON : tél. (80) - 30-91-61
FOURCHAMBAULT (Nevers) : tél. (83) - 68-02-32
GRAVIGNY (Evreux) 38 ter, av. A. Briand
GRENOBLE : tél. (76) - 96-53-33
LYON : tél. (78) - 23-16-33
MANDELIEU (Cannes) : tél. (93) - 38-82-11
MANTES : tél. 477-53-08, 477-57-09
MONTARGIS : tél. (38) - 85-29-48
NANCY : tél. (28) - 52-00-11
NICE : tél. (93) - 88-16-28
PAU : tél. (59) - 33-15-50

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

MONTAGES ÉLECTRONIQUES EXPÉRIMENTAUX

DANS cet article on trouvera la description de trois montages que nos lecteurs pourront essayer. Ces montages ont été réalisés par des fabricants de circuits intégrés ou par des spécialistes étrangers.

Nous avons poussé dans notre texte, toutes explications concernant ces montages, notamment, le détail des composants que nos lecteurs expérimentateurs, pourront trouver chez leur commerçant habituel, en stock ou sur commande.

On trouvera d'abord, la description d'un montage TV, amplificateur MF, vision ou préamplificateur HF. Deux autres montages sont décrits. L'un est une alimentation de 2 fois 25 V/1A, l'autre de 20 V/90 milliampères, toutes deux régulées par circuit intégré.

AMPLIFICATEUR MF OU HF POUR TV.

Le TBA400 de Siemens est un circuit intégré spécialement conçu pour l'amplification MF vision des téléviseurs. Il peut toutefois fonctionner correctement dans une bande très large de fréquences d'accord, depuis f = 0 jusqu'à f = 200 MHz.

Un montage d'application pour f=39 MHz (ou tout autre fréquence du même ordre de grandeur) est représenté par le schéma de la figure 1 (A).

Cet amplificateur, grâce au CI est beaucoup plus simple qu'un amplificateur à transistors séparés. Le signal d'entrée est appliqué à C_1, à la tension U_E. Il apparaît aux bornes du circuit L'_2-C_2 accordé sur la fréquence du signal, par exemple 39 MHz. Ce circuit constitue le primaire d'un filtre de bande dont le secondaire est L_2 couplé au primaire L'_2 par la capacité très faible C_3 = 1 pF. D'autre part, pour une transmission à plein rendement du signal à l'entrée du CI, on a réalisé une adaptation d'impédance pour les enroulements L_2-L_1 fortement couplés. La bobine L_1 est à faible impédance ce qui convient à l'entrée du CI points 2 et 3.

Le circuit L_2-L_1 présente un rapport abaisseur n_2/n_1 = 9,5/1 du nombre des spires. Cela correspond à un rapport des impédances :

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = 90 \text{ fois}$$

Un condensateur C_5 de 10 nF est monté entre les points 1 et 4.

Le signal amplifié par le CI est obtenu entre les points 7 et 8 du CI. Le point 8 est à relier au point 9 et à la ligne positive de l'alimentation de 12 V aux bornes de laquelle peut se trouver éventuellement, un condensateur de découplage de 50 nF ou plus si nécessaire.

A la sortie, l'élément de liaison est le circuit accordé L_4-L_3 à couplage par la capacité C_9 de 1,2 pF. Le primaire L_4 est accordé par C_7 de 68 pF donc, encore, à impédance relativement basse. Le secondaire L_3 est accordé par C_{10} de 22 pF donc à impédance élevée.

La détectrice MF vision est une diode D_1 type AA118 et son orientation est une sortie sur la cathode.

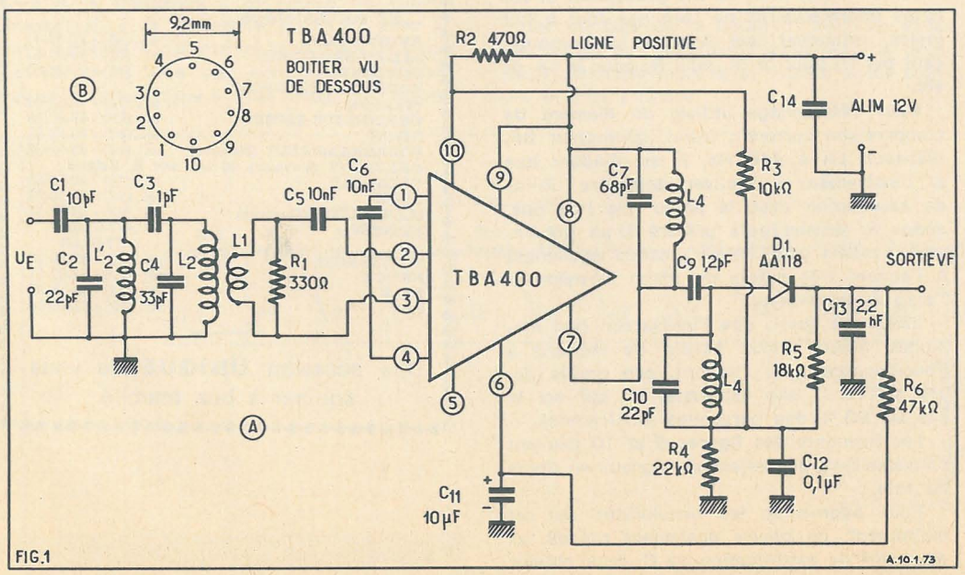


FIG.1

On obtient le signal VF au point « sortie VF ». La charge du détecteur est R_5 de 18 kΩ et convient pour un signal à largeur de bande de l'ordre de 6 MHz. Remarquons que le circuit de diode est polarisé positivement par le diviseur de tension R_3-R_4 de 10-22 kΩ respectivement. La tension continue résultant du redressement de la diode, est appliquée par l'intermédiaire de R_6, avec découplage par C_{11} de 10 µF, au point 6 qui permet de transmettre cette tension positive de CAG à une base de transistor amplificateur.

Plus le signal d'antenne est puissant, plus la tension de CAG sera positive. En cas d'emploi d'un signal type CC112 « européen » (allemand, néerlandais, etc.) ou français, belge, luxembourgeois, le circuit de CAG sera toujours correct.

Par contre le signal VF sera inversé si le signal HF est du type français, et il ne faudra pas inverser la diode mais prévoir une inversion dans la partie VF car une inversion de la diode donnerait lieu à une CAG fonctionnant à l'envers.

Le circuit intégré TBA400 est fourni en boîtier cylindrique avec 10 fils comme on l'indique à la figure 1 (B). Les fils sont orientés vers l'observateur sur la figure. Dans ce cas, le point 10 est devant le repère et le point 1 à sa gauche lorsque le point 10 est en bas et le point 5 en haut.

Ce boîtier a un diamètre de 9,5 mm et ne pèse que 1,1 g. Les fils ont une longueur de 11,5 mm environ et la hauteur du boîtier est de 4,9 mm environ.

Ce CI donne un gain de 75 dB et une action de CAG de 60 dB. Il fonctionne avec une alimentation de 14 V au maximum. Au point 6 le courant maximum est de 1 mA. La puissance totale dissipée est de 400 mW et la tension minimum de la source d'alimentation est de 7 V.

Voici au tableau I quelques caractéristiques électriques de fonctionnement normal.

Les conditions sont : U_{AL} = 12 V, T_{AMB} = 25 °C sauf indication différente.

Dans ce tableau I_n = courant passant par le point numéro n du CI et U_n = tension du point numéro n du CI.

Bobinages : Fil de cuivre recouvert de soie de 0,25 mm de diamètre, L_1 = 1 spire, L_2 et L'_2 = 9,5 spires, L_3 = 12,5 spires, L_4 = 15 spires.

Réaliser les bobinages sur tubes isolants de 6 mm de diamètre environ avec noyaux de ferrite. Le nombre des spires est approximatif car il dépend des dimensions et du type de noyau. Respecter, après retouche, les rapports du nombre des spires.

Tableau I. — Caractéristiques électriques

Caractéristiques en fonctionnement normal	MIN.	TYP.	MAX.	Unité
Courant consommé		4,5	32	mA
Courant I_7 et I_8 (sortie)	2,7	0,4	6,3	mA
Courant I_7-I_8 (U_{CAV} = 0)		0,33 kΩ	0,9	mA
Tension de CAG U_6 (V_U max.)			1	V
Tension de CAG U_6 (V_U min.)	4			V
Courant I_6 CAG (V_U min, U_{CAG} = 4 V) .			33	µA
Impédance d'entrée à 36 MHz (V_{max}) ..		17	1,5 0	kΩ pF
Impédance d'entrée à 36 MHz (V_{min}) .. Gain de tension U_{VP}/U_E		73		1B

Pour la mise au point, brancher à l'entrée un générateur HF modulé en BF à 1 000 Hz. Accorder le générateur HF sur la fréquence désirée par exemple 39 MHz.

Brancher à la sortie un indicateur quelconque permettant une lecture au maximum.

Accorder successivement les circuits depuis la fin vers le commencement. Si nécessaire brancher d'abord le générateur sur L_1 pour accorder L_4 et L_3, puis à l'entrée, pour accorder L'_2 et L_2. Il est possible d'effectuer l'accord même si la CAG est appliquée au CI. Pour effectuer un accord plus précis on procédera de la manière suivante :

1° remplacer la CAG par une polarisation fixe, par exemple + 2 V appliquée au point 6 du CI préalablement débranché de la résistance R_6 mais restant connecté au condensateur de découplage C_{11} de 10 µF ;

2° brancher le générateur aux bornes de R_1. De ce fait, on pourra accorder le circuit de sortie L_3C_{10} puis L_4C_7 ;

3° brancher ce générateur à l'entrée et accorder L_2 et ensuite L'_2. On peut aussi amortir les circuits LC autres que celui à accorder..

L'indicateur de sortie sera un voltmètre électronique ou un millivoltmètre ou un voltmètre ordinaire de 20 000 Ω par volt, tous pour alternatif, bien entendu.

Un autre moyen de déterminer le maximum à la sortie est de mesurer la tension continue apparaissant à la suite du redressement effectué par la diode.

Cette tension apparaît aux bornes de C_{13} de 2,2 nF avec le + vers la cathode de la diode détectrice.

EFFET DE LA CAG.

Lorsque le signal d'entrée augmente, la tension positive de CAG fournie par le détecteur avec sortie sur la cathode, augmente et, de ce fait, cette tension de CAG doit agir sur un circuit amplificateur de façon que le gain diminue.

En consultant le schéma intérieur du CI TBA400, on voit qu'au point 6 il y a une distance dont l'autre extrémité est reliée à la base d'un transistor NPN dont le gain doit diminuer lorsque la tension de sa base augmente ce qui correspond à une CAG directe.

EMPLOI DANS D'AUTRES APPLICATIONS.

Le TBA400 peut être également utilisé comme amplificateur ou préamplificateur HF, par exemple en bande I de TV ou en préamplificateur pour la bande II des FM.

Dans ces applications le détecteur pourra être utilisé comme générateur du signal de CAG ou être supprimé.

Voici à la figure 2 le schéma de montage du TBA400 comme amplificateur HF avec l'antenne à l'entrée. Sur ce schéma on n'a indiqué que le circuit d'entrée qui seul est légèrement modifié afin de permettre le branchement du câble d'antenne.

Ce montage conviendra très bien pour un canal de la bande I, par exemple un canal dont l'accord s'effectuera vers f = 50 MHz.

Dans ce cas les bobines seront analogues à celles décrites plus haut pour une MF de 39 MHz. Il suffira de réduire légèrement le nombre des spires, par exemple L_2 = 8,5 spires, L_4 = 11,5 spires, L_1 = 1 spire. L'antenne sera connectée à une prise effectuée sur L_2, vers 0,5 spire à partir de la masse.

Reste à voir le circuit de sortie. On pourrait le simplifier en adoptant celui de la figure 3.

La bobine L_8 étant supprimée ainsi que toute la partie de détection : on supprimera par conséquent : L_3, R_4, R_3, R_5, C_{13}, R_6 et D_1.

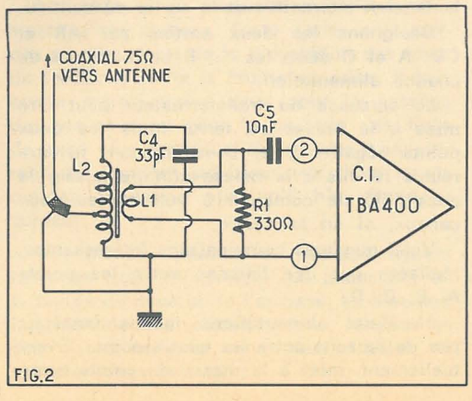


FIG.2

Au point 10 (voir figure 1 A) ne subsistera que la résistance R_2 de 470 Ω.

L_4 restera et on bobinera sur celle-ci, une spire, L_5, pour établir une sortie à basse impédance à relier à l'entrée du téléviseur.

La CAG appliquée au point 6 sera remplacée par une polarisation fixe réalisée avec un potentiomètre de 50 kΩ linéaire monté entre la masse (— alimentation) et le + alimentation, par exemple le point 9 du circuit intégré, par l'intermédiaire d'une résistance fixe de 70 kΩ environ. De cette façon, on pourra régler la polarisation entre zéro et 5 V environ ce qui fera varier le gain du préamplificateur.

Celui-ci sera accordé, de préférence, sur une fréquence fixe, celle de l'émetteur de la bande I recevable dans la région.

Si l'accord est fixe et effectué avec soin, on pourra monter le préamplificateur, avec avantage, près de l'antenne individuelle, c'est-à-dire au départ du câble de descente et non à l'arrivée de ce câble près du téléviseur.

En disposant le préamplificateur avant la transmission du signal par le câble coaxial, le signal transmis sera plus puissant, ayant bénéficié du gain fourni par le circuit intégré, donc, il ramassera un pourcentage beaucoup plus faible de parasites.

En effet soit e_1 en tension HF fournie par l'antenne, G le gain (sous forme de rapport, par exemple G = 100) du préamplificateur et e_p la tension d'un parasite captée par le câble et mesurée à l'arrivée près du téléviseur. Supposons que le câble donne lieu à une atténuation de tension de 5 fois.

A l'arrivée, s'il n'y a pas d'amplificateur près de l'antenne, on aura :

Tension du parasite : e_p par exemple 10 µV.

Tension du signal : $e_1/5$ par exemple 30 µV.
si e_1 = 150 µV.

Supposons maintenant qu'il y a amplification de G fois par exemple G = 100 fois.

Dans ce cas, au départ, on a 100 e_1, à l'arrivée 100 $e_1/5$ = 20 e_1. La tension du parasite est toujours e_p. Avec les valeurs numériques données à titre d'exemple on aurait 20 e_1 = 3 000 µV et e_p = 10 µV, donc la tension du parasite sera négligeable devant 3 000 µV alors qu'elle ne l'est pas devant 30 µV.

A noter toutefois qu'il ne s'agit que d'un parasite capté par le câble et non de ceux

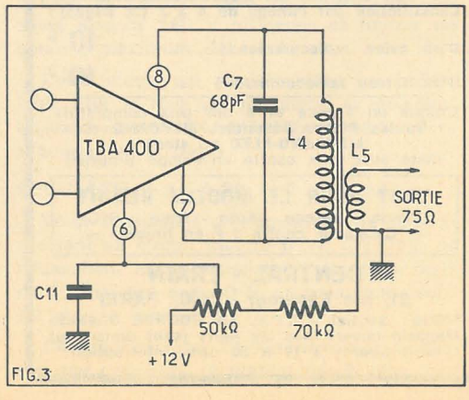


FIG.3

captés par l'antenne, ceux-ci étant amplifiés en même temps que le signal utile. L'amplificateur placé près de l'antenne peut toutefois, être sélectif, en laissant passer et en l'amplifiant, le signal utile et en éliminant ou en atténuant fortement, des signaux de fréquences situées hors la barde du canal à recevoir. Les préamplificateurs d'antenne de ce genre peuvent être placés près de l'antenne individuelle. Si l'antenne est collective, et l'installation ne prévoit pas d'amplificateur, l'utilisateur ne pourra monter le préamplificateur que près de son téléviseur.

En FM, le même montage peut convenir également en accordant les bobinages sur la bande de 10 à 20 MHz située vers 100 MHz. Les bobines auront alors un nombre de spires inférieur à celui prévu pour 39 MHz et 50 MHz, la fréquence étant plus élevée. Le schéma des figures 2 et 3 resteront valables.

Passons maintenant à d'autres montages électroniques. Le premier utilise un circuit intégré CA3055 dans une application d'alimentation régulée pour BF.

ALIMENTATION A DEUX CANAUX

Le montage représenté par le schéma de la figure 4, est proposé par Robert Scott dans Radio Electronics de novembre 1972. Il utilise un redresseur en pont à quatre diodes D_1 à D_4 du type 1N1614, un circuit intégré RCA pour régulateur de tension, type CA3055, un transistor 2N3055, un transformateur abaisseur, T, à deux secondaires,

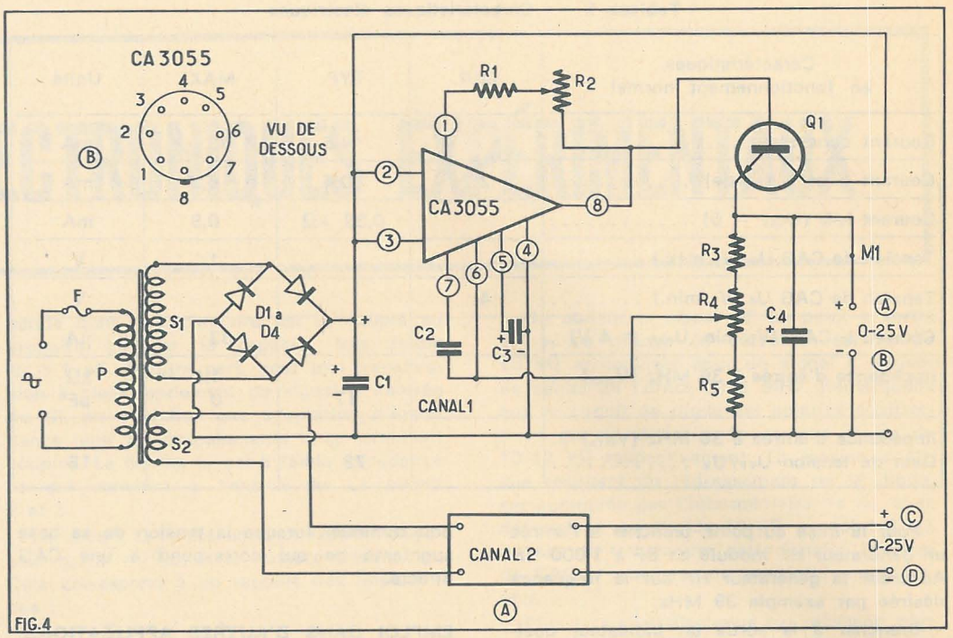


FIG.4

deux potentiomètres et quelques résistances et condensateurs fixes. Grâce aux deux secondaires de T, ce montage peut fournir deux alimentations utilisables individuellement ou ensemble.

On peut obtenir une tension de sortie de 0 à 25 V, à réglage progressif. Chaque sorte peut être réglée, si on le désire à une tension différente ou à la même tension.

Voici les valeurs des éléments : R_1 = 45 Ω, R_2 = potentiomètre linéaire de 1 kΩ, R_3 = 8,2 kΩ, R_4 = potentiomètre linéaire de 10 kΩ, R_5 = 1,2 kΩ ; C_1 = 4 700 µF 35 V service électrolytique, C_2 = 47 pF, C_3 = 2 µF électrolytique, C_4 = 15 µF 35 V électrolytique. Circuit intégré CA3055, transistor 2N3055 (un NPN) quatre diodes 1N1614. Transformateur : primaire selon le secteur alternatif choisi ou, avec prises, pour diverses tensions usuelles. Pour 100 à 130 V. fusible de 2A, pour 200 à 250 V fusible de 1 A. Deux secondaires de 24 V 1 A chacun.

Ce transformateur aura une puissance minimum de 70 W environ au secondaire, un modèle plus puissant jusqu'à 150 W convenant encore mieux.

Le schéma ne donne que le montage d'un canal, celui de l'autre canal étant identique, on n'a indiqué que l'entrée de la tension alternative et la sortie du continu.

Désignons les deux sorties par AB et CD, A et C étant les +, B et D les — de chaque alimentation.

La carcasse du transformateur peut être mise à la masse ou terre. Mais les deux points négatifs B et D ne devront ni être réunis ni mis à la masse afin de laisser la possibilité de combiner à volonté les deux canaux, si on le désire.

Voici quelques combinaisons intéressantes, réalisées par des liaisons entre les points A, B, C, D.

1° Deux alimentations indépendantes : pas de liaisons entre les quatre points. Eventuellement, mise à la masse de points négatifs B et D, ou des deux points positifs A et C, ou de B et C. Chacune donnera 0 à 25 V sous 1 A maximum.

2° Une alimentation de 0 à 25 V réglable, de 25 V 2 A. Ce montage parallèle est délicat car il nécessite des réglages identiques des potentiomètres homologues. Pour l'utiliser il faudrait régler chacun à la même tension avant de les monter en parallèle : A à C et B à D.

3° Une alimentation de 0 à 50 V réglable, sous 1 A. Dans cette application, relier B à C, avec le + à A et le — à D de la tension de 50 V. Pour réduire la tension, on pourra agir sur un réglage puis sur l'autre ou sur les deux R_4 à la fois. Un bon moyen de vérification constante du fonctionnement des deux canaux alimentant des appareils quelconques auxquels elles peuvent convenir, est de monter en permanence des voltmètres et des milliampèremètres.

Dans le canal 1, le milliampèremètre M_1 sera connecté entre le point A et l'émetteur du NPN Q_1. De la même manière M_2 sera connecté dans le circuit de sortie du canal 2.

Les deux voltmètres V_1 et V_2 se connecteront, évidemment, entre les points A et B et C et D respectivement.

Des ampèremètres de 0 à 1,5 A conviendront. Les voltmètres seront de 0 à 30 V. Des sensibilités voisines conviendront aussi bien, par exemple 0—2 A, et 0—50 V.

Un dispositif de commutation est réalisable pour permettre d'obtenir rapidement le montage désiré avec l'emploi correct des instruments de mesure M_1, M_2, V_1 et V_2 mais il est aussi simple d'utiliser des fils volants terminés par des fiches bananes pour effectuer, presqu'aussi rapidement, les branchements désirés.

Pour faciliter le branchement des voltmètres on pourra dédoubler les bornes A, B, C, D de sortie des deux canaux. De même, le branchement de M_1 et M_2 sera facilité en remplaçant les points de coupure par deux points comme le montre la figure 5 qui

POUR LES MODELISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION
Nouveau modèle



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou 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 : 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 124,00) **121,00**

Supplément facultatif pour ces 2 modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) **35,00**

Notice contre enveloppe timbrée.

LES CAHIERS de RADIOMODELISME
Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé ..... **10 F**

D'un bateau radiocommandé ..... **10 F**

Unique en France et à des prix compétitifs.
Toutes Pièces Détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock
(liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT
(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**
Magasin ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 heures à 19 h 30 sans interruption.

donne le détail de sorties du canal 1 avec les diverses bornes préconisées.

Avec ce dispositif le milliampèremètre M_1 sera branché aux points x y et l'interrupteur permettra de fermer le circuit si l'on enlève l'instrument. Le voltmètre sera branché aux points A' et B' et les points de sortie AB resteront libres pour leur branchement à l'utilisation.

MONTAGE

Le circuit intégré CA3055 est monté dans un boîtier cylindrique à 8 fils dont la disposition est donnée à la figure 4 en (B). Sur cette représentation, le CI est vu de **dessous**, autrement dit, les fils étant orientés vers l'observateur et le fil 8 étant en bas, le fil 1 est à gauche. Le fil 8 est repéré par l'ergot.

On montera le CI comme suit : fil 1 à R_1, fils 2 et 3 au collecteur de Q_1, 2N3055, et, également, au point redresseur, à la réunion

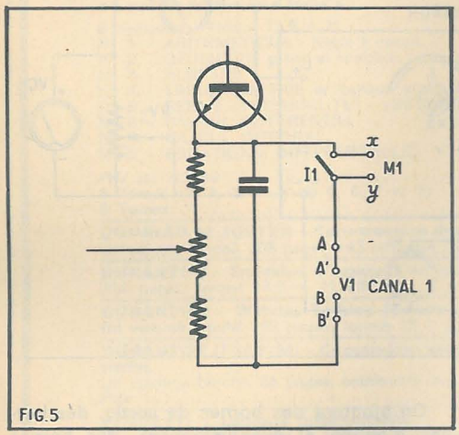


FIG.5

des cathodes de deux diodes. Ce point est le + de la tension redressée non régulée.

Le fil 4 est à relier à la ligne négative **du canal considéré** tandis que le fil 5 sera connecté à cette même ligne négative et au fil 4 par C_3. Le fil 6 se branchera au curseur du potentiomètre R_4, le fil 7 ira au même curseur mais par l'intermédiaire de C_2 et, enfin, le fil 8 sera connecté à R_2 et à la base du transistor Q_1.

Ce transistor est un NPN, 2N3055 RCA, de grande puissance. Il peut transmettre 15 A et sa puissance maximum dissipable est de 117 W.

Le boîtier du 2N3055 est du type T03. Ce transistor doit être monté avec dissipateur de chaleur mais celui-ci peut être tout simplement le châssis ou une petite plaquette. Voici à la figure 6 (A), le boîtier vu de profil et en 6 (B) le boîtier vu avec les fils vers l'observateur. En remarquant que ces deux fils sont en ligne et décalés par rapport à l'axe de symétrie de l'embase, s'ils apparaissent à gauche de cet axe, l'émetteur est en haut et la base en bas ; quant au collecteur, celui-ci est connecté au boîtier métallique du transistor.

Ce semi-conducteur est fourni avec une feuille isolante en mica ce qui facilite son montage sur plaquette métallique dissipatrice de chaleur tout en laissant le collecteur et le boîtier auquel il est relié, isolés du châssis, ce dernier pouvant être mis à la masse et à la terre s'il y a lieu, en même temps que la carcasse du transformateur, les boîtiers des potentiomètres et autres blindages isolés.

Ne pas brancher les lignes négatives de chaque canal à la masse car elles doivent rester disponibles pour le branchement en série des deux canaux.

Voici à la figure 7 le détail des pièces nécessaires au montage du boîtier T03, ces indications étant valables pour tous les semi-conducteurs montés dans le T03 et analogues.

A : vis passant par le trou du boîtier et en contact électrique avec l'embase, donc avec le collecteur. Cette vis à l'extrémité opposée à la tête, servira de contact de collecteur. Il faut deux ensembles de vis et de pièces de passage.

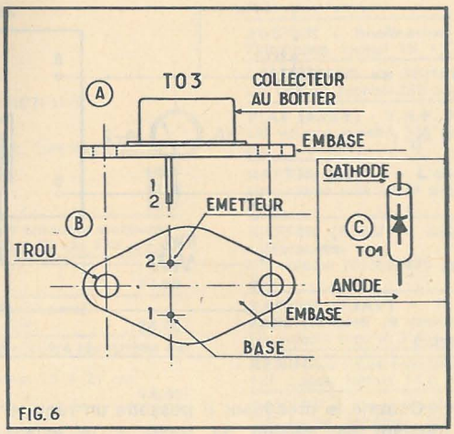


FIG. 6

B : boîtier cylindrique métallique ;

C : embase métallique reliée au boîtier et au collecteur ;

D : Vue de profil des fils de base et d'émetteur. Ces fils passeront par des trous et ne devront pas toucher le châssis. Les trous prévus dans le châssis auront un diamètre de 2 ou 3 mm de plus que celui des fils. En réalité ces derniers sont des petites tiges rigides qu'il ne faudra, en aucune façon plier ou déformer ;

E : feuille de mica fournie avec le transistor et percée des trous au gabarit requis pour le montage ;

F : châssis ou plaquette métallique dissipatrice de chaleur. Cette partie sera percée en s'inspirant de la disposition des trous de l'embase et de la feuille de mica. Il faut percer quatre trous, deux pour le passage des vis et deux pour le passage des tiges de base et d'émetteur. Ces quatre trous seront de diamètre supérieur aux tiges et vis qui les traversent afin qu'il n'y ait aucun contact ;

G : pièces isolantes de passage entrant dans les trous du châssis (ou plaquette) de la feuille de mica et de l'embase. Le diamètre intérieur de ces pièces permet le passage des vis et celles-ci sont, ainsi, isolées du châssis (deux pièces) ;

H : rondelle grower ou autre, empêchant le desserrage du dispositif de fixation et isolant (deux rondelles) ;

I : écrou de serrage (deux) ;

J : cosse à souder (deux) ;

K : deuxième écrou pour le serrage de la cosse (deux).

En général les vis, les écrous et les rondelles de serrage ne sont pas fournies avec le transistor mais, celui-ci doit obligatoirement être accompagné de la feuille de mica et des pièces isolantes de passage.

D'après le schéma de la figure 4 il ressort que le collecteur C du transistor sera connecté aux points 2 et 3 du CI, l'émetteur à R_3 et la base au point 8 du CI.

Il est également possible, dans le cas d'un montage de ce genre, avec boîtier T03 ou analogue, de ne pas isoler le boîtier du dissipateur mais dans ce cas, ce dernier sera

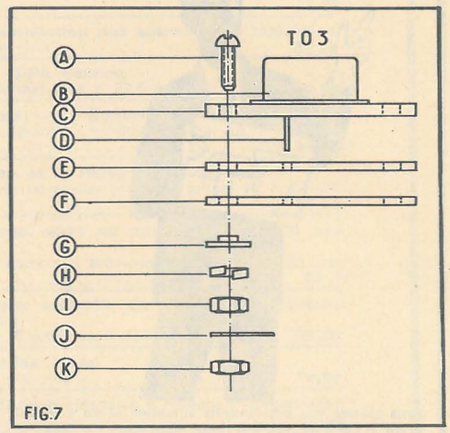


FIG.7

une plaquette carrée ou rectangulaire qui sera isolée du châssis. On pourra alors supprimer la feuille de mica et les pièces isolantes de passage.

Cette disposition est intéressante et permettra de prévoir deux dissipateurs distincts par canal. En aucun cas on ne devra relier ensemble les boîtiers ou les dissipateurs des deux transistors.

Signalons que le CI 3085 de la RCA peut remplacer le CI 3055 comme on le verra plus loin.

Les diodes utilisées dans l'alimentation décrite, D_1 à D_4 sont du type 1N1614 RCA.

Chaque 1N1614 peut redresser des tensions jusqu'à 140 V efficaces et fournir un courant maximum de 15 A.

Cette diode est montée dans un boîtier D04. Elle se fixe par vis, écrou et isolateur. L'anode est repérée facilement, c'est la cosse à souder de la diode.

REGULATEUR 3,5 à 20 V, 0 à 90 mA

Voici également un régulateur de tension utilisant un circuit intégré RCA, CA3085, ne nécessitant aucun transistor à la sortie mais ne fournissant que 20 V au maximum, sous 90 mA au maximum.

Ces données sont évidemment plus modestes que celles du régulateur décrit plus haut

mais peuvent suffire dans un très grand nombre de montages à semi-conducteurs.

La puissance maximum dissipable est 20.90/1000 = 1,8 W. Des montages HF, MF, préamplificateurs BF, correcteurs, générateurs, mélangeurs, etc, peuvent être alimentés par le dispositif que nous allons décrire.

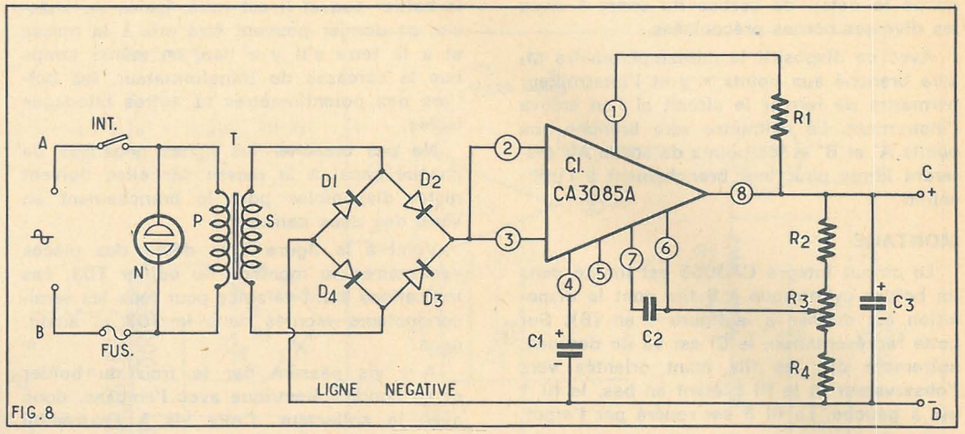


FIG.8

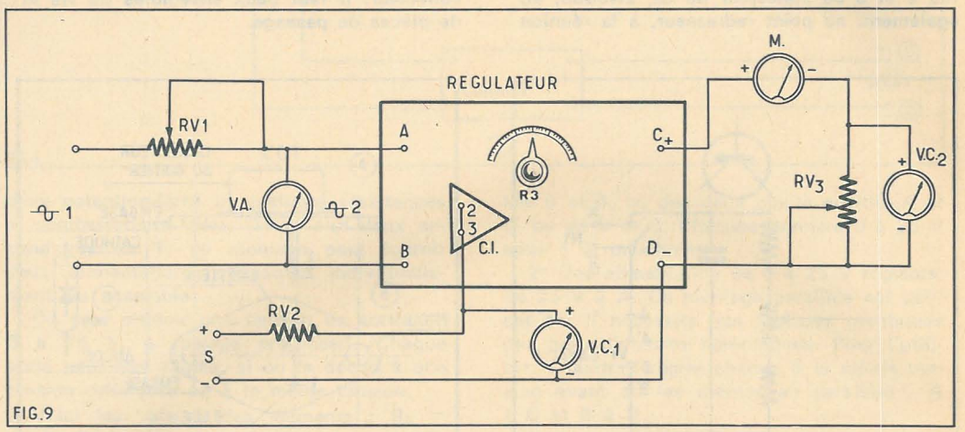


FIG.9

Comme le précédent il possède un réglage ajustant sa tension de sortie à la valeur requise par l'appareil à alimenter.

A la figure 8 on donne le schéma de ce régulateur, proposé par le fabricant du CI.

On voit que ce montage est analogue au précédent dans les parties conservées : le transformateur, le redresseur en pont, le circuit intégré et le réglage manuel de la tension de sortie désirée.

Dans le circuit primaire du transformateur, relié au secteur, supposé à 120 V alternatif, on trouve un tube au néon, indicateur du branchement au secteur (une ampoule témoin conviendra aussi bien), un interrupteur secteur et un fusible « FUS ».

Le transformateur sera à primaire à tension déterminée, à prise ou à plusieurs enroulements pour l'adaptation à toutes les tensions usuelles.

Le secondaire sera de 100 mA et donnera une tension de 30 V avec le CA3085, 40 V avec le CA3085 A et 50 V avec le 3085 B. On recommande les types A et B pour le montage proposé.

Comme diodes on utilisera quatre 1N3193 RCA, montées en pont. Le CI est monté dans un boîtier comme celui du CA3055 (voir figure 4 B). Son brochage est le même.

Voici les valeurs des éléments R et C de ce régulateur :

R_1 = 5,6 Ω, R_2 = 8,2 kΩ, R_3 = potentiomètre linéaire de 10 kΩ, R_4 = 1 kΩ ; C_1 = 500 µF 50 V électrolytique ; C_2 = 100 pF, C_3 = 5 µF 35 V électrolytique.

On ajoutera des bornes de sortie, des bornes d'entrée et éventuellement, des bornes pour le branchement permanent ou intermittent d'un voltmètre et d'un milliampèremètre, comme indiqué à propos du précédent montage.

Les diodes 16N 3193 ont un boîtier T01 que nous représentons à la figure 6 C. Ce boîtier est cylindrique, en matière isolante (en verre) et muni de deux fils sortant de chaque base du cylindre. Les fils sont reliés à l'anode et à l'émetteur .Sur ce boîtier est peint le symbole même d'une diode semiconductrice, le triangle représente l'anode et le trait, la cathode.

La régulation obtenue avec ce montage est de 0,2 % pour le réseau et pour la charge, la résiduelle est de 0,5 mV pour la charge maximum (c'est-à-dire le maximum de tension 20 V et le maximum de courant, 90 mA, ce qui correspond à une charge résistive :

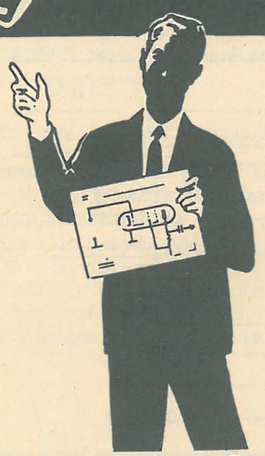
$$R = \frac{20\,000}{90} = 222\ \Omega$$

ESSAIS DES REGULATEURS

Soit à essayer un régulateur, par exemple celui de la figure 8 qui par sa simplicité et ses nombreuses applications, ne manquera pas d'intéresser nos lecteurs. On peut représenter ce montage comme un quadripôle ABCD avec deux bornes d'entrée et

(suite page 72)

1ère Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

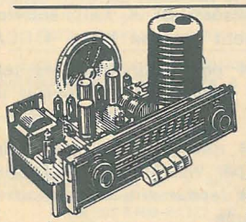
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- 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 minimes 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

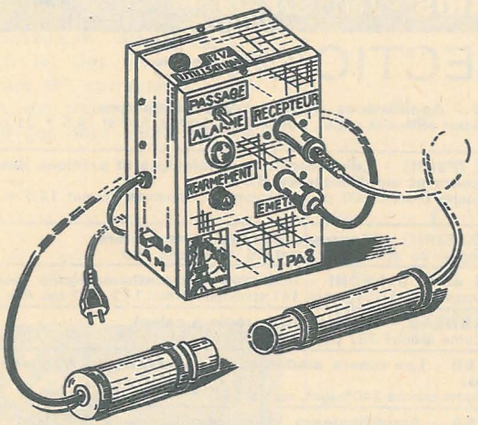
STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation **seule** gratuite sur demande.
Documentation + 1re leçon gratuite :
— contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.
— contre 2 coupons-réponse pour l'Etranger.

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Établissement privé - Enseignement à distance

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
Métro : Sentier **Téléphone : 231-18-67**



DISPOSITIF à ULTRASONS

LES sons audibles ont des fréquences allant de 30 Hz à 20 000 Hz ; au-delà de 20 000 Hz on entre dans la bande des ultrasons que l'oreille humaine ne peut percevoir mais que certains animaux entendent fort bien. Bien entendu les chiffres que nous venons d'indiquer sont des ordres de grandeurs et il peuvent varier d'un individu à l'autre.

Les ultrasons sont donc des vibrations mécaniques qui peuvent se propager dans les corps solides, liquides ou gazeux. Ils peuvent être convertis en courants alternatifs par des dispositifs appelés transducteurs qui mettent en œuvre les phénomènes piézoélectriques ou de magnétostriction.

Le dispositif que nous allons décrire trouve de mutiples applications parmi lesquelles nous citerons seulement : les indicateurs de passage d'être humains, d'animaux ou d'objets, les antivols. Ces appareils fonctionnent un peu à la manière les appareils à cellules photoélectriques mais possèdent sur ceux-ci un grand avantage : ils utilisent un « rayon » invisible.

LES TRANSDUCTEURS

Les cristaux piézo-électriques comme le quartz ou le sel de Seignette taillés d'une certaine manière, ont la propriété de développer une tension électrique lorsqu'ils sont soumis à une pression mécanique. Cette tension est proportionnelle à la pression exercée. Si on leur applique une tension ils se contractent ou se dilatent en fonction du sens et de la valeur de la tension. Il s'agit donc d'un dispositif réversible pouvant être utilisé en émetteur ou en récepteur.

Intégré dans un montage oscillateur, un transducteur vibre et transmet cette vibration ultrasonore qui se propage dans l'air. En raison de sa construction un transducteur a un effet directif ce qui permet d'assimiler son faisceau ultrasonore à un rayon lumineux. Un second transducteur placé à une certaine distance du premier agit comme un microphone : il capte le « rayon » ultrasonore et fournit une tension électrique qui peut être amplifiée.

Les transducteurs utilisés sur l'installation que nous allons décrire vibrent sur la fréquence de 40 kHz. L'action d'un faisceau ultrasonore est totalement indépendante de la lumière ambiante. Il peut détecter des objets transparents, ce qui n'est pas le cas d'un rayon lumineux.

PRINCIPE

L'installation proposée est essentiellement composée d'un émetteur qui délivre le rayon ultrasonore. Ce dernier est capté par un récepteur et peut être amplifié comme un courant BF et servir pour actionner un relais lorsqu'une personne ou un objet intercepte le faisceau ultrasonore. Ce relais peut alors commander un compteur numérique, une alarme sonore ou lumineuse, une électrovanne, etc...

La distance utile entre les deux appareils (l'émetteur et le récepteur) est normalement de l'ordre de 8 mètres. Nous verrons plus loin qu'elle peut si on le désire, être augmentée.

Voyons immédiatement les deux applications possibles que nous avons signalées au début :

Indicateur de passage (fig. 1). L'émetteur et le récepteur étant disposés de part et d'autre d'une issue toute personne franchissant ce seuil coupe le faisceau, ce qui déclenche le relais. Dans le cas d'un local commercial ce dernier actionne une sonnerie qui avertit de l'arrivée d'un client. Une automobile passant dans le faisceau, fait fonctionner une sonnerie qui avertit le pompiste qu'un client se présente. Ce système peut aussi déclencher l'ouverture automatique d'une porte de garage, lorsqu'une voiture se présente.

Si le relais est suivi d'un système compteur à chiffres, l'ensemble devient un compteur de personnes ou d'objets. En raison de sa portée cette installation peut dans la cour d'une usine compter les camions qui entrent ou qui sortent.

En alarme antivol - (Fig. 2). L'absence d'un rayon lumineux est une particularité précieuse qui trouve une application séduisante comme antivol. Un intrus ignorera complètement la présence du dispositif de protection et cela même la nuit. Dans cet emploi signalons une autre propriété non moins précieuse : Le faiseau ultra-sonore se réfléchit très bien sur une plaque métallique, brillante ou non et sur tout corps solide non

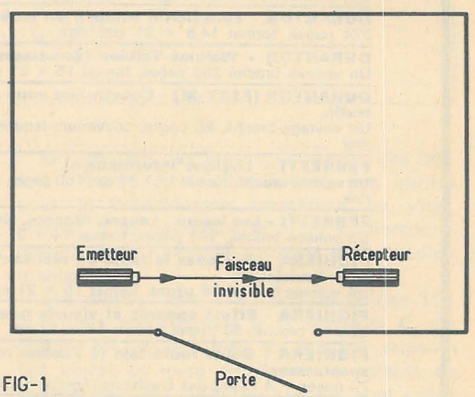


FIG-1

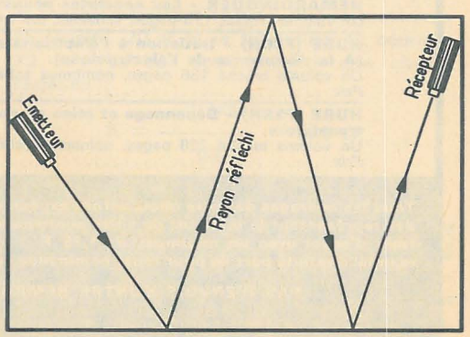


FIG-2

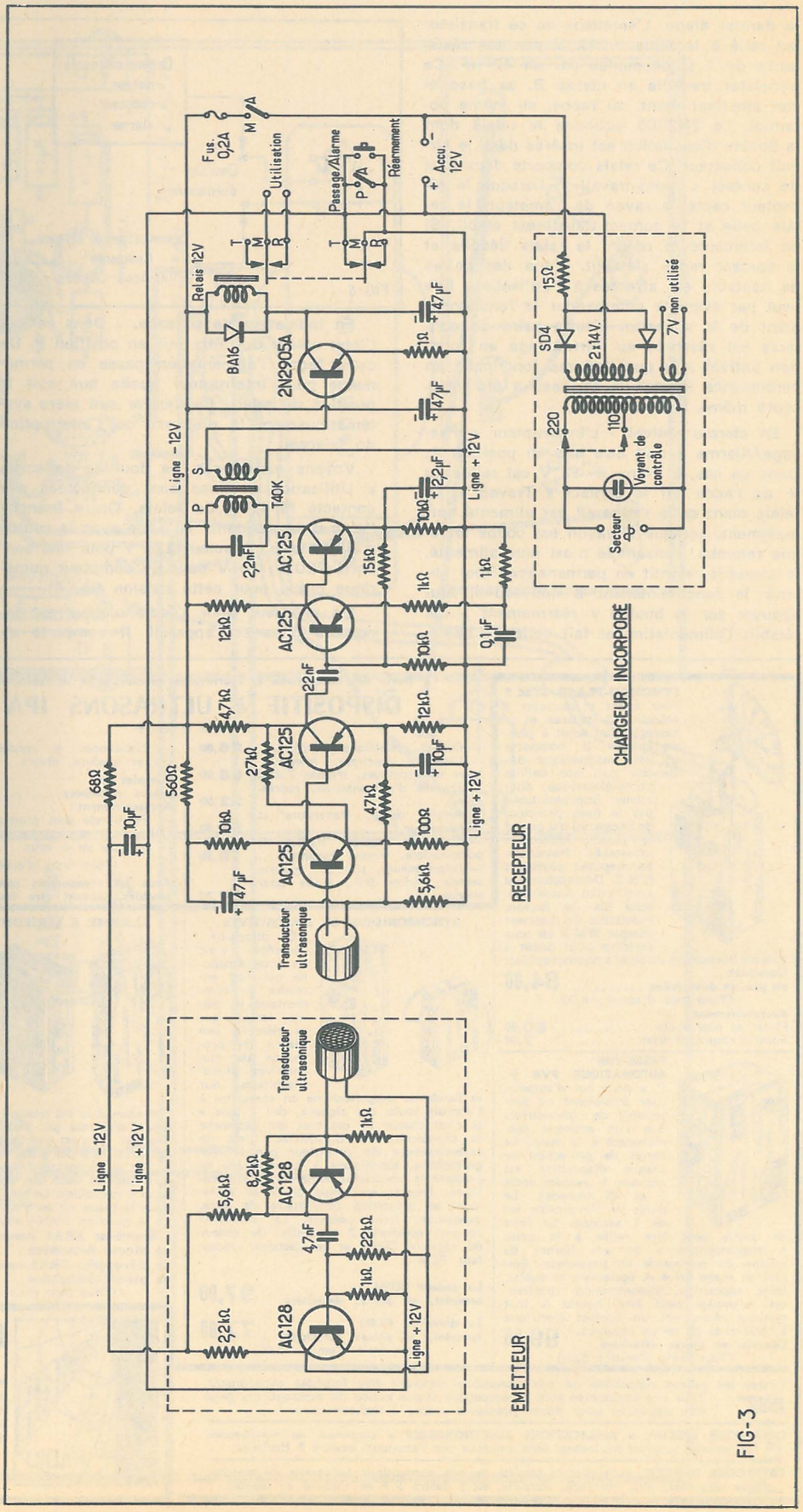
absorbant. On peut donc tendre littéralement un véritable filet invisible à quelques centimètres du sol dans lequel se prendre inévitablement un malfaiteur ignorant sa présence.

Pour ce cas particulier, il a été prévu une possibilité plus spécialement appropriée à cet usage. En effet dans le cas d'un piégeage par rayon il ne faut pas qu'un intrus coupant brièvement le faisceau face tinter aussi brièvement la sonnette. Pour éviter cela par une simple action sur un inverseur nous obtiendrons dès l'interception du rayon que la sonnette se mette en action et ne s'arrête plus. Seul le propriétaire pourra intervenir manuellement pour arrêter la sonnette et remettre l'ensemble en état de veille.

LE SCHEMA

La figure 3 montre ensemble l'émetteur et le récepteur. L'émetteur est constitué par un multivibrateur équipé de deux transistors AC128 et accordé sur 40 kHz. Les collecteurs des AC128 sont chargés par des résistances de 2200 Ω et 5600 Ω. Les ponts de base sont constitués par des résistances de 1 000 Ω et 22 000 Ω pour l'un et de 1 000 Ω et 8 200 Ω pour l'autre ; une des capacités de réaction collecteur base est un 4 700 pF ; l'autre capacité est le transducteur lui-même. Signalons que les transducteurs utilisés ont une fréquence propre de 40 kHz plus ou moins 500 Hz et une bande passante de 4 kHz. Cette partie est alimentée par l'accumulateur de 12 V à travers une cellule de découplage constituée par une 68 Ω et un 10 µF.

L'entrée du récepteur est un transducteur identique à celui de l'émetteur qui capte le rayon ultrasonore et le transforme en signal électrique de même fréquence qui est amplifié par 5 étages en cascade équipés par des AC125. Le premier AC125 a une résistance d'émetteur de 1 000 Ω. Son collecteur est chargé par une 10 000 Ω et attaque en liaison directe la base du second AC125. La polarisation de base du premier est prise à partir de l'émetteur du second et appliquée à l'électrode de commande par une 47 000 Ω et une 5 600 Ω. Une 27 000 Ω placée entre le collecteur du second AC125 et l'émetteur du premier constitue un circuit de contreréaction. L'émetteur du second AC125 contient une 12 000 Ω découplée par un 10 µF. La charge collecteur est une 4 700 Ω. L'attaque de la base du troisième AC125 s'effectue par un 22 nF. La charge collecteur est une 12 000 Ω. La polarisation de la base est prise sur l'émetteur du 4e AC125 et appliquée par les résistances de 15 000 Ω et 10 000 Ω. Le circuit émetteur du 4e AC125 contient une 1 000 Ω découplée par un 0,1 µF et une résistance ajustable de 1 000 Ω qui permet le réglage de la sensibilité. La liaison collecteur-base entre le 3e et le 4e AC125 est directe. Le 4e AC125 possède dans l'émetteur une 10 000 Ω découplée par un 2,2 µF. Son collecteur est chargé par le primaire du transfo T40K. Ce composant constitue un filtre, son primaire étant accordé par un 2 200 pF sur 40 kHz de façon que seul le signal ayant cette fréquence soit transmis. Son secondaire assure l'adaptation d'impédance avec la base d'un 2N2905A qui équipe



le dernier étage. L'émetteur de ce transistor est relié à la ligne + 12 V par une résistance de 1 Ω découplée par un 47 µF. Ce transistor travaille en classe B, sa base et son émetteur étant, au repos, au même potentiel. Le 2N2905 actionne le relais dont la bobine d'excitation est insérée dans le circuit collecteur. Ce relais comporte deux jeux de contact « repos-travail ». Lorsque le récepteur capte le rayon de l'émeteur, le relais colle et le contact-travail est établi. Si on intercepte le rayon, le relais décolle et le contact repos s'établit. L'une des paires de contacts est affectée à l'utilisation. Elle peut par exemple commander le fonctionnement de la sonnette. L'autre paire de contacts est réservée au verrouillage en fonction antivol afin que l'alarme fonctionne en permanence lorsque le faisceau a été intercepté même brièvement.

En alarme antivol - L'interrupteur « Passage/Alarme » doit être mis en position A. Dans ce cas, la ligne + 12 V est reliée au + de l'accu par le contact « Travail ». Le relais étant collé l'appareil est alimenté normalement. Lorsque le rayon est coupé le relais retombe, l'ensemble n'est plus alimenté, la sonnerie retentit en permanence. Pour obtenir le fonctionnement à nouveau il faut appuyer sur le bouton « réarmement » qui rétablit l'alimentation et fait coller le relais.

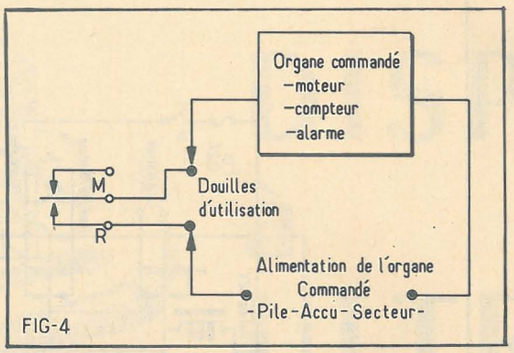


FIG-4

En indicateur de passage. - Dans ce cas l'interrupteur doit être mis en position P. De cette façon l'alimentation passe en permanence par l'interrupteur quelle que soit la position du relais. Ce dernier suit alors systématiquement la présence ou l'interruption du faisceau.

Voyons maintenant les douilles de sortie « Utilisation ». Elles sont connectées aux contacts M et R du relais. On y branche l'élément à actionner en série avec la source d'alimentation (Secteur 220 V pour une sonnerie 220 V, 24 V pour un compteur numérique prévu pour cette tension fig. 4).

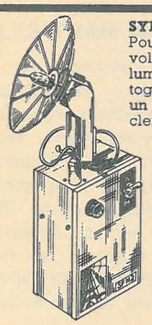
Un chargeur pour l'accumulateur est incorporé dans cet appareil. Il comporte un transformateur adaptable à un secteur 110 ou 220 V. Il n'y a pas de répartiteur de tension ; Suivant le secteur dont on dispose on se branche, au moment du câblage, à la prise primaire qui convient. Un voyant au néon est prévu entre les prises 0 et 220 V. Un secondaire délivre 2 × 14 V. Cette tension est redressée par deux diodes SD4. Ce chargeur délivre un courant réglé sensiblement au 1/10 de la capacité de l'accumulateur. Soit 100 mA environ. Un secondaire 7 V non utilisé pourrait éventuellement alimenter une ampoule 6,3 V.

REALISATION PRATIQUE

Les principaux éléments sont contenus dans un boîtier métallique de 180 × 120 × 80 mm. La disposition étant celle représentée à la figure 5. La plupart des composants sont situés sur un circuit imprimé de 115 × 75 mm que l'on doit équiper. Outre les résistances, les condensateurs, on y soude le relais, le fusible, les diodes dont le sens est repèré par un anneau de couleur peint à une extrémité, le transformateur T40K et les transistors. Il ne faut pas oublier de mettre en place le refroidisseur du 2N2905 une fois équipé, le circuit imprimé est fixé dans le boîtier par deux petites cornières en métal.

Sur le dessus du boîtier on met en place la prise « Utilisation » et sur le côté l'inter-

SYNCHRO-FLASH SFM 2

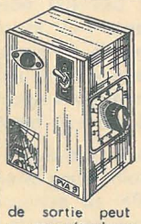


Pour doser et modeler à volonté les ombres et la lumière d'un sujet à photographier. Il comporte un flash magnésique déclenché par une cellule photo-électrique, elle-même impressionnée par le flash principal de l'appareil qui prend la photo. Réflecteur orientable. Possibilité de disposer plusieurs SFM 2. Déclenchement jusqu'à 8 m. Autonome, sans fils de liaison. Possibilité de disposer chaque SFM 2 en tous endroits pour doser à volonté l'éclairage du sujet à photographier.

Complet en pièces détachées **84,00**
(Tous frais d'envoi : 5,00)

Accessoirement :
Flash et son socle **80,00**
Boîte d'ampoules flash **7,00**

PASSE-VUE AUTOMATIQUE PVA 9



Il a pour but d'automatiser totalement un projecteur de diapositives que l'on actionne normalement à la main. Le temps de projection de chaque diapositive est réglable à volonté entre 1 et 45 secondes. La durée de l'impulsion est de 1 seconde. La fiche de sortie peut être reliée à la prise « magnétophone » ou aux bornes du bouton de commande de projecteur. Emploi en usage privé et également en public, foire, exposition, démonstration, conférences. L'emploi peut être étendu à tout système nécessitant un contact électrique à intervalles de temps réguliers.

Complet en pièces détachées . **99,00**
(Tous frais d'envoi : 5,00)

Devis des composants et fournitures nécessaires à la réalisation du

DISPOSITIF à ULTRASONS IPA 8

décrit ci-contre

— Coffret métallique, cornières.. **26,00**
— Circuits imprimés, transducteurs ultrasoniques, transfo T 40 K **88,00**
— Transfo d'alimentation, redresseurs **22,00**
— Relais, diode, transistors et refroidisseur **55,50**
— Fiches et socles, fusible et porte-fusible, voyant lumineux .. **15,50**
— Interrupteurs, poussoir, cordon secteur, fiches B.F., tubes pour sondes **27,70**
— Résistances et condensateurs, fils et soudure, divers **25,80**

Complet en pièces détachées **260,50**

Accessoirement :
— Fil blindé sous plastique pour liaison aux sondes. Le mètre **1,50**
— 2 accus de 6 volts **140,00**
(Tous frais d'envoi : 5,00)

Tous les composants constituant nos Ensembles peuvent être fournis séparément.

SYNCHRONISEUR DE DIAPOSITIVES

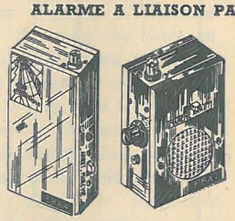


Ce dispositif s'emploie avec un magnétophone qui fait entendre un commentaire en même temps que se déroule une séance de projection de diapositives photographiques. Sur la bande du magnétophone on enregistre à l'endroit voulu des signaux, des « tops » et c'est chacun de ces tops qui déclenche le changement de diapositive. C'est un asservissement du projecteur par le magnétophone, aboutissant à un ensemble de projections sonorisées entièrement automatique. Emploi en usage privé et également en projection publicitaire de foire, exposition, lieux publics. Le dispositif complet comporte 2 appareils : le codeur de signaux CDM4 et le décodeur récepteur RCM1.

Le codeur CDM4 complet, en pièces détachées. **97,00**

Le décodeur RCM1 complet, en pièces détachées. **77,00**
(Tous frais d'envoi : 6,00)

ALARME A LIAISON PAR RADIO



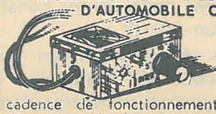
Émetteur et Récepteur de RADIO ALARME anti-vol ERA4 RRA3

Cet ensemble est destiné à transmettre un signal d'alarme par Radio lorsqu'une liaison par fil n'est pas possible. L'émetteur est déclenché par toute ouverture de porte et par la réception d'une lumière. Il peut être disposé dans une voiture ou dans tout local à surveiller. Le récepteur est disposé dans la pièce où se trouve le propriétaire ou le gardien. Portée supérieure à 500 m.

L'Émetteur ERA4 complet en pièces détachées **161,00**

Le Récepteur RRA3 complet en pièces détachées **123,00**
(Tous frais d'envoi : 8,00)

ASSERVISSEMENT D'ESSUIE-GLACE D'AUTOMOBILE CAEG.1



Ce dispositif a pour but de commander et de déterminer à volonté la cadence de fonctionnement, la fréquence d'essuyage de l'essuie-glace de pare-brise. L'intervalle entre 2 essuyages successifs est réglable à volonté entre 4 et 26 secondes et la durée d'impulsion pour un essuyage est de 2 secondes. Voyant lumineux de contrôle d'allumage. Sur 12 volts.

Complet en pièces détachées **60,00**
(Tous frais d'envoi : 4,00)

MINI-ÉMETTEUR EFM.70



Émetteur miniaturisé réalisé sur une plaquette de circuit imprimé de 80 x 50 mm. Très grande facilité de montage. La parole émise peut être reçue sur la gamme F.M. d'un récepteur ordinaire. Le module obtenu peut être camouflé dans un étui à cigarettes de 80 × 55 × 25 mm, ou intégré dans un coffret plastique de mêmes dimensions. Portée de 30 à 40 m. Très sensible, retransmet tous les bruits et sons se produisant dans une pièce de dimensions courantes. Nombreuses applications.

Complet, en pièces détachées **38,50**
Accessoirement : coffret plastique **3,00**
Livré en ordre de marche **55,00**
(Tous frais d'envoi : 3F

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 SPECIAL « APPLICATIONS ELECTRONIQUES » contenant de nombreuses réalisations pouvant facilement être montées par l'amateur, **contre 3 timbres.**

CATALOGUE GENERAL contenant la totalité de nos productions (appareils de mesure, pièces détachées, kits, outillage, librairie, etc.) contre 5 F en timbres ou mandat.

PERLOR RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, 75001 PARIS

M° : Louvre, Les Halles et Sentier - Tél. : (CEN) 236-65-50
C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT
(frais supplémentaires : 5 F)
Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

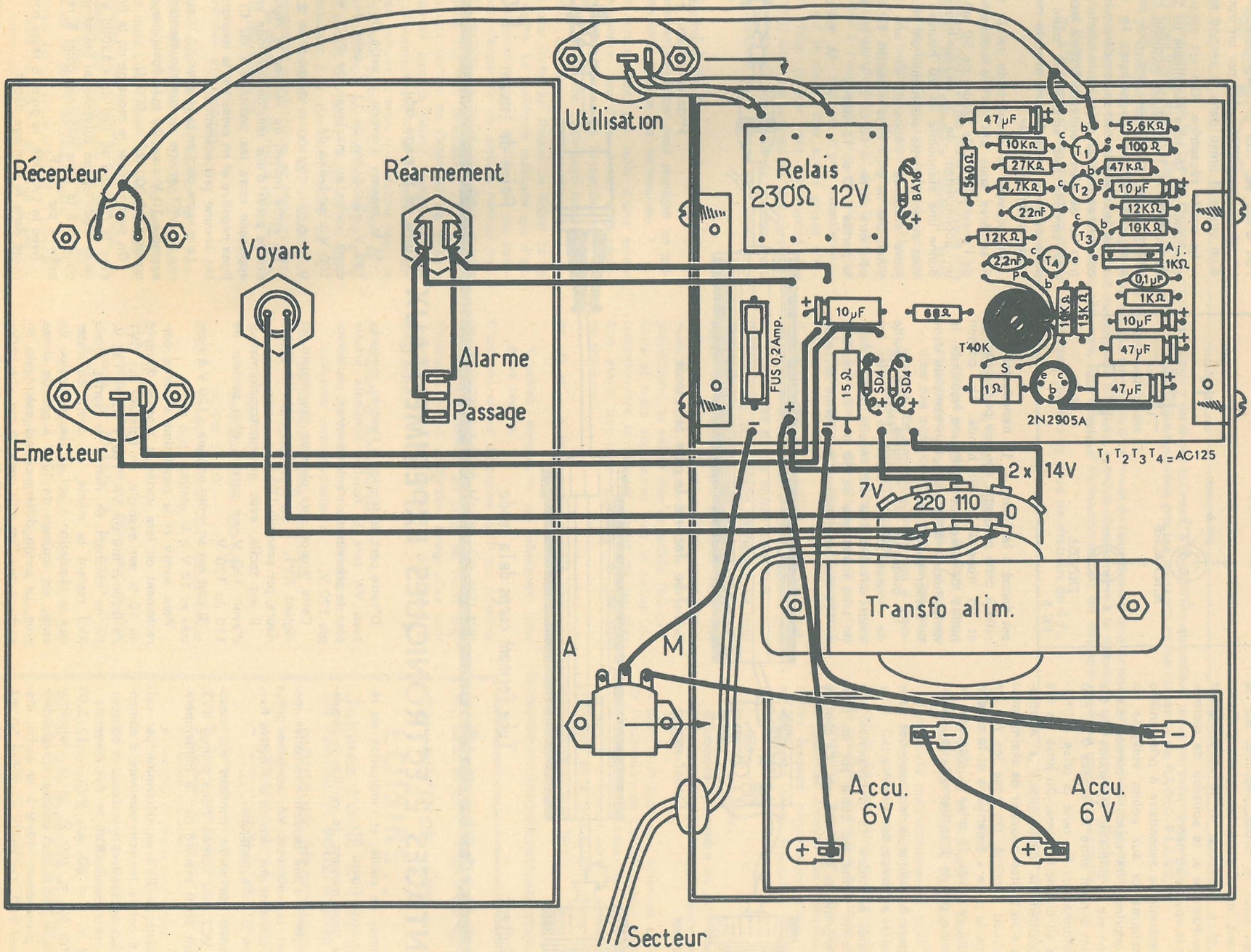

Utilisation
Récepteur
Réarmement
Voyant
Alarme
Passage
Emetteur
Relais
230Ω 12V
BA16
FUS 0,2 Amp.
10µF
15Ω
SD4
SD4
47µF
10KΩ
27KΩ
4,7KΩ
22nF
12KΩ
2,2nF
560Ω
5,6KΩ
100Ω
47KΩ
10µF
12KΩ
10KΩ
Aj. 1KΩ
0,1µF
1KΩ
10µF
47µF
47µF
1Ω
T40K
2N2905A
T1 T2 T3 T4 = AC125
2 x 14V
7V
220 110
0
Transfo alim.
A
M
Accu. 6V
Accu. 6V
Secteur

FIG-5

rupteur. On boulonne le transformateur d'alimentation sous le circuit imprimé. Sur la face avant, on dispose les prises « Emetteur » et « Récepteur », le commutateur « Alarme-Passage », le poussoir de réarmement et le voyant au néon.

On raccorde le secondaire à prise milieu du transformateur aux points indiqués du circuit imprimé. On soude le cordon d'alimentation sur le primaire. On soude les fils du voyant à néon entre les cosses 0 et 220 du transformateur. On relie la prise « Utilisation » au circuit imprimé. On pose les fils qui raccordent le commutateur « Alarme-Passage » au bouton poussoir de réarmement et au circuit imprimé. On pose les fils de liaison de la prise « Emetteur » et le cordon blindé qui raccorde la prise « récepteur ». On termine par le branchement de l'accumulateur.

La figure 6 indique le brochage des transistors et le repérage des diodes.

La sonde émettrice. Le multivibrateur qui équipe cette sonde est câblé sur un petit circuit imprimé de 40 × 27 mm. Ce câblage

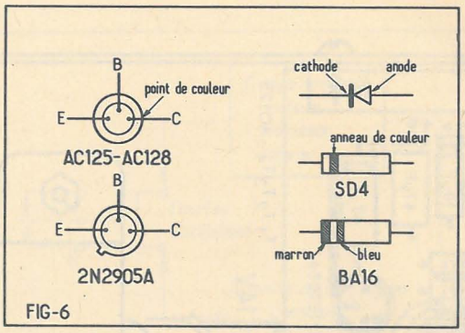


FIG-6

est donné à la figure 7. Le transducteur est relié à cette plaquette par une prise coaxiale et un tronçon de fil blindé. Un cordon blindé de longueur suffisante raccorde le multivibrateur à l'alimentation contenue dans le boîtier métallique.

La plaquette est entourée d'une feuille de mousse plastique destinée à éviter les courts-circuits. Elle est ensuite placée dans un tube métallique de 30 mm de diamètre et 165 mm de longueur qui forme le corps de la sonde. Deux embouts sont prévus. Sur l'un d'eux est fixé le transducteur. Le fil blindé d'alimentation passe par un trou muni d'un passe-fil prévu dans le second embout.

La sonde réceptrice. Elle est simplement constituée par un tube métallique de 25 mm de diamètre et 110 mm de longueur et deux embouts. Le transducteur est fixé par une prise coaxiale sur un embout. Le cordon blindé de raccordement est soudé sur la prise coaxiale et sort du corps de la sonde par un trou du deuxième embout. L'autre extrémité des cordons des sondes est muni d'une prise pour le raccordement avec le montage contenu dans le boîtier.

Le pouvoir de coupure du relais est de 5 ampères sous 250 V. La consommation de l'ensemble est de l'ordre de 50 mA. Pour un accumulateur de 1 ampère-heure cela donne une autonomie de 20 heures. Si on veut accroître cette autonomie on peut toujours alimenter l'appareil sur une source extérieure de plus forte capacité. La tension peut être portée à 18 ou 25 V ce qui accroît la portée à 10 ou 15 mètres.

A. BARAT.

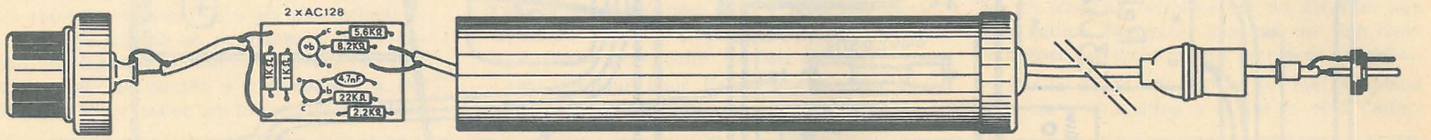


FIG-7

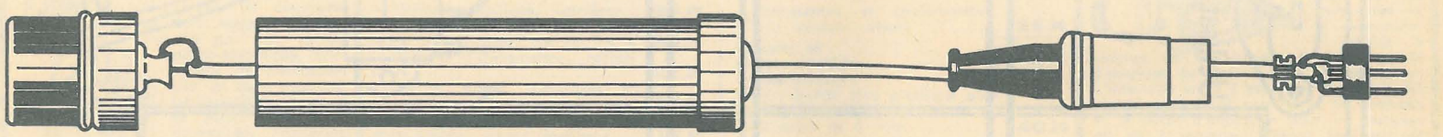


FIG-8

MONTAGES ÉLECTRONIQUES EXPÉRIMENTAUX

(Suite de la page 66)

deux bornes de sortie, et l'indication du réglage R_3 (voir figure 9).

Il y a deux moyens de vérifier le régulateur.

(a) à partir d'une tension alternative mesurée par le voltmètre VA, variable grâce à RV1, réduisant une tension alternative fixe, supérieure à celle nominale.

La tension de sortie, continue est mesurée par VC2, aux bornes d'une charge RV3, le courant étant mesuré par le milliampèremètre M.

La valeur de RV3 se détermine par calcul. Si E est la tension nominale d'alimentation d'un appareil et I le courant consommé par cet appareil, RV3 = E/I. Exemple : E = 12 V, I = 50 mA, RV3 = 12/0,05 = 12 000/50 = 250 Ω. Si la résistance est réglée à 240 Ω ; on règlera le régulateur avec R_3 pour obtenir 12 V à la sortie, mesurés avec VC2. On devra alors lire 50 mA sur le milliampèremètre M pour continu.

D'autre part, la tension à l'entrée, mesurée avec VA sera la tension nominale prévue pour le primaire du transformateur, par exemple 120 V.

Cette tension sera obtenue exactement en réglant RV1, à partir d'une tension supérieure, par exemple 150 V.

Il est facile, avec un autotransformateur d'avoir 150 V, en partant d'un secteur de 110 ou 120 V.

Si tout est en ordre on aura : 120 V à l'entrée et 12 V à la sortie.

Pour savoir si la régulation s'exerce correctement on fera varier la tension d'entrée de 10 % par exemple, en agissant sur RV1 de façon à lire sur VA, 120 + 12 = 132 V. En ne touchant en rien à la sortie, donc RV3 restant la même, on devra constater que la régulation a agi et que la tension de sortie est toujours de 12 V à peu de chose près. La petite différence est calculable en sachant que l'on doit compter sur une variation maximum de 0,02 % à la sortie, donc :

Si la tension d'entrée a varié de 120 à 132 V, c'est-à-dire de 12 V, celle de sortie devra varier au maximum de 0,02 V pour 100 V c'est-à-dire de

$V_r = 0{,}02 \cdot 12/100 = 0{,}024\ V = 2{,}4\ mV$

Un autre moyen de vérifier la régulation est de partir d'une tension continue variable appliquée entre les points 2-3 du CI et la ligne négative et en mesurant la tension régulée comme précédemment.

La mesure peut se faire avec 16 V aux bornes de VC1 et une charge représentant, par exemple 10 V sous 20 mA, égale par conséquent à 10 000/20 = 500 Ω.

On peut réaliser le montage de la figure 8 avec le CA3055 au lieu du CA3085 avec la seule modification suivante du branchement : point 4 à la ligne négative, point 5 relié au point 4 par 2 µF.

Avec le CA3085, le point 5 reste non connecté dans le montage décrit.

F. JUSTER



BON DE RÉPONSE RADIO-PLANS

Nous répondons, par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant, à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois, et dans les dix jours par lettre aux questions posées par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;

3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 4 F.

M. Léonic à Brest.

Vaudrait réaliser une boîte de mixage tres simple. Nous demande comment faire.

Il est facile de réaliser une boîte de mixage simple. Il suffit de brancher sur chaque prise d'entrée - micro, Pu, Radio etc... - des potentiomètres de 500 000 Ω dont le curseur sera relié à l'entrée de l'amplificateur. Pour éviter que le réglage d'un potentiomètre agisse sur le niveau des autres prises d'entrée il faut insérer des résistances de 100 000 Ω dans les connexions des curseurs. Il est évident qu'une boîte de mixage avec préamplificateur pour chaque voie serait préférable.

M. Picard à Rodez.

Comment procéder pour protéger un galvanomètre contre les surtensions ?

Il peut arriver que, par suite d'une erreur de branchement ou d'une erreur d'appréciation de la tension ou de l'intensité dans un circuit, le cadre de l'équipage mobile d'un contrôleur universel soit soumis à une intensité trop forte qui risque de brûler le fil de ce cadre. La meilleure méthode qui d'ailleurs, est unanimement utilisée par les constructeurs d'appareils de mesure sérieux consiste à shunter ce cadre par deux diodes identiques montées tête-bêche. Tant que la tension aux bornes de l'appareil de mesure ne dépasse pas la valeur dangereuse les diodes présentent une forte résistance et tout se passe comme si elles n'existaient pas ; le cadre est seul parcouru par le courant et la mesure s'effectue normalement. Mais si la tension atteint une valeur supérieure à celle correspondant à la déviation totale de l'aiguille et par conséquent dangereuse, les diodes deviennent conductrices et dérivent l'excédent de courant, qui ne risque plus de détériorer le galvanomètre.

M. Mercier à Limoges.

Est-ce que l'on peut utiliser un microphone dynamique de 50 000 Ω d'impédance sur l'entrée micro d'un amplificateur dont l'impédance est de 500 000 Ω.

Vous pouvez sans inconvénient procéder au branchement du microphone dynamique que vous envisagez. Il faudra cependant tenir compte de ce qu'un tel microphone ne délivre souvent qu'un faible signal et il conviendra peut-être de prévoir un étage préamplificateur entre lui et l'entrée de l'amplificateur.

M. Huber à Mulhouse.

A réalisé un gradateur de lumière à deux commandes et deux sorties. Le réglage d'un des potentiomètres agit sur les deux charges. En outre il n'arrive pas à éteindre complétement les lampes.

Le fait que l'un des réglages agit sur l'autre tient à ce que le déphasage produit par l'un est ajouté dans une certaine proportion à l'autre.

Il faudrait que vous utilisiez des secondaires séparés pour chacune des fonctions, tout en gardant les points milieu communs.

D'autre part, ce montage déphaseur ne peut arriver à l'extinction des lampes que si la valeur du potentiomètre est plus forte que celle que vous avez prise. Vous avez également le recours d'augmenter dans de faibles proportions, la valeur des capacités (50 µF). Mais si vous augmentez trop la valeur du potentiomètre le courant risque de ne plus être assez fort pour alimenter la gâchette du thyristor.

M. Bollen à Bruxelles.

Voudrait construire un chargeur pour piles sèches.

C'est une erreur de penser qu'il est possible de recharger les piles sèches. On peut tout au plus leur donner un coup de fouet bien éphémère. Il est préférable lorsqu'elles sont déchargées de les remplacer purement et simplement.

M. Gilles à Bellegarde.

Nous demande les caractéristiques de quelques semiconducteurs.

Voici les caractéristiques demandées :

BC107 - Transistor NPN 50 V
200 mA
gain = 300
puissance max. 300 mW
boîtier TO18.

BYX10 - Diode silicium de redressement 200 mA - 800 V.

G.-I. à Rennes.

Peut-on monter sur un téléviseur un tube image A 59-15-W à la place d'un AW59-91.

Le remplacement que vous nous soumettez est valable sans modification du téléviseur. La seule différence réside dans la tension Wehnelt mais elle peut être annulée en agissant sur le réglage de luminosité.

M. Carlon à Dreux.

Où peut-on se procurer un bloc de bobinages pour récepteur de trafic ?

Il n'existe malheureusement plus de bloc pour récepteur de trafic sur le marché français. Cette construction a été abandonnée en raison de son manque de rentabilité. La seule solution restant aux amateurs est donc de construire eux-même leurs bobinages. Vous pourriez trouver les données nécessaires à cette construction dans l'ouvrage « l'Emission et la Réception d'amateur » de R.-A. Raffin.

F.-H. à Grenoble.

S'inquiète d'entendre un petit claquement lors de l'arrêt de l'amplificateur qu'il possède.

Le petit bruit que vous entendez au moment de l'extinction de l'amplificateur provient de la décharge du condensateur de forte valeur qui sert à la liaison entre la sortie de l'amplificateur et le haut-parleur. Il n'y a pas lieu de s'inquiéter de ce bruit.

L'ÉLECTRONIQUE au service des LOISIRS...

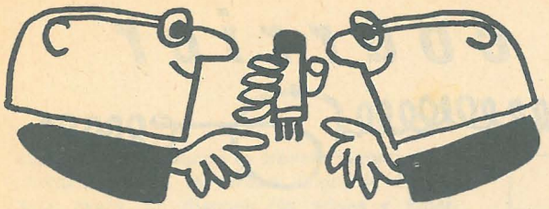
Joignez l'utile à l'agréable en réalisant vous-même vos montages électroniques !

- Émission-réception d'Amateurs grâce à nos modules R.D. et BRAUN.
- Télécommande de modèles réduits, avions, bateaux et tous mobiles.
- Allumage électronique pour votre voiture.
- Compte-tours électronique.
- Régulateur de pose pour essuie-glace.
- Alarme et antivol.
- Variateur de vitesse pour moteur.
- Variateur de lumière pour projecteur.
- Antenne d'émission.

...Et toutes les pièces détachées spéciales et subminiatures.

Catalogue contre 6 F.

R.D. ÉLECTRONIQUE
4, rue Alexandre-Fourtanier
31000 TOULOUSE CEDEX
Téléphone : (15) 61/21-04-92



nouveautés et informations

IIIe SALON INTERNATIONAL « AUDIOVISUEL ET COMMUNICATION »

LE IIIe Salon International « Audiovisuel et Communication » se tiendra du 2 au 7 avril 1973 au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, à Paris.

Il a été constitué un Comité de Patronage avec le Groupement des Professionnels de l'Audiovisuel, les Fédérations et Syndicats de l'Electronique, de la Photo et du Cinéma, de l'Edition, des Concepteurs et Réalisateurs de programmes.

M. Robert Pontillon, Président de la Commission des Aides Electroniques à l'Enseignement, a été élu Président du Comité de Patronage du Salon.

Le Salon est organisé par la S.D.S.A. (Société pour la Diffusion des Sciences et des Arts), 14, rue de Presles, 75740 Paris Cédex 15. Tél. : 273-24-70 +.

Fidèle à sa vocation de manifestation de synthèse, « Audiovisuel et Communication » 1973 proposera les réponses audiovisuelles les plus récentes et les mieux adaptées aux problèmes de la communication moderne. Il s'adressera, en priorité, à une clientèle d'utilisateurs professionnels particulièrement dans le domaine de la formation.

Le Salon présentera :

I. — Les MATERIELS ET SYSTEMES.

a) Matériels et systèmes électroniques de prise de vue, de transmission, de diffusion, de duplication, d'enregistrement et de production de l'image et du son ;
b) Matériels et systèmes photo-cinéma-optique pour réalisation et exploitation de programmes ;
c) Systèmes de connexion et de synchronisation image et son ;
d) Informatique et systèmes à logique évoluée : systèmes d'aides à l'enseignement et de contrôle des connaissances ;
e) Supports image et son ;
f) Matériels pédagogiques d'expérimentation (physique, optique, etc.).

II. — L'EDITION et les PROGRAMMES.

a) Edition audiovisuelle ;
b) Programmes audiovisuels.

III. — Les SERVICES.

a) Conseils en communication ;
b) Etablissements d'enseignement et de formation pour et par l'audiovisuel ;
c) Location de matériel professionnel et de programmes ;
d) Sociétés de Services.

Rappelons qu'en janvier 1971, le IIe Salon International « Audiovisuel et Communication » regroupait 172 exposants dont 46 exposants étrangers. Il avait enregistré 50 000 visiteurs en provenance de 29 pays.

DISJONCTEUR AUTOMATIQUE DE SECURITE POUR HAUT-PARLEUR

LES amplis modernes à transistors délivrent généralement des puissances relativement grandes de l'ordre de 15, 20, 30 ou même 50 watts.

Dans la plupart des cas, on associe à ces amplis des enceintes de bonne qualité, mais pas toujours d'une puissance aussi grande que celle que l'ampli peut délivrer.

On sait que pour obtenir une écoute puissante dans une pièce d'habitation même de grandes dimensions, une puissance de 3 à 4 watts efficaces est suffisante. Une telle puissance correspond à 68 dB environ.

Dans la réalité, c'est plus souvent une puissance de 2 à 3 watts que l'on utilise généralement.

On peut donc utiliser des enceintes avec haut-parleurs de très haute qualité, mais prévus pour encaisser au maximum 10 à 15 watts, ce qui est déjà beaucoup.

Il est évident que la puissance et la fidélité sont deux choses indépendantes. Mieux vaut avoir un haut-parleur très fidèle qu'un haut-parleur très puissant.

Il y a alors un risque certain :

Celui de griller ou d'abîmer les haut-parleurs en poussant trop la puissance de l'ampli, soit par une manœuvre accidentelle pour tout autre raison.

On peut maintenant intercaler entre l'ampli et les deux enceintes un disjoncteur automatique dont voici le fonctionnement :

Sur un boîtier aux dimensions suivantes : 72 mm × 62 mm × 30 mm, se trouve un cadran gradué et un bouton de réglage qui permet de régler à l'avance la puissance maximale que l'on veut envoyer sur les haut-parleurs.

Cette graduation permet un réglage en une fraction de watt et 60 watts et cela pour des impédances de 4, 8, 12 ou 16 ohms.

Dans le cas d'une surcharge de puissance due à l'ampli, les haut-parleurs sont automatiquement déconnectés et connectés de nouveau lorsqu'on aura réduit la puissance de l'ampli selon la limite établie à l'avance, sur le boîtier.

Ce boîtier comporte donc un relais ainsi qu'un circuit imprimé transistorisé, mais ne nécessite aucun autre branchement, ni alimentation. Il suffit de l'intercaler entre l'ampli et les enceintes, grâce à deux cordons munis de fiches H.P. ainsi que deux prises femelles H.P. sur le boîtier. Sa consommation est nulle et il n'apporte aucune modification dans la reproduction, ni dans la courbe de réponse.



Importateur exclusif : Universal Electronics, 107, rue Saint-Antoine, Paris-4e.

Le Directeur de la publication : J.-P. VENTILLARD. - Dépôt légal n° 115. 1er trimestre 1973. - N° Éditeur .125 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois.
TRANSPORTS-PRESSE - © 1973. S. P. E., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. Imprimerie de Sceaux, 92330 Sceaux. - 730.117.